

TESIS DEFENDIDA POR
Ramiro Alberto Castro Ochoa
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. Horacio Soto Ortiz
Director del Comité

Dr. Arturo Arvizu Mondragón
Miembro del Comité

Dra. Elena Tchaikina Kolesnikova
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
*Encargado del Despacho de la Dirección
de Estudios de Posgrado*

<<día>> de diciembre de 2008

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



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

**RESTADOR CON BIT DE SIGNO TOTALMENTE ÓPTICO
DE DOS ENTRADAS LÓGICAS**

TESIS

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

Presenta:

RAMIRO ALBERTO CASTRO OCHOA

Ensenada, Baja California, México, Diciembre del 2008.

RESUMEN de la tesis de **Ramiro Alberto Castro Ochoa**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en Electrónica y Telecomunicaciones, con orientación en Telecomunicaciones. Ensenada, Baja California. Diciembre de 2008.

RESTADOR CON BIT DE SIGNO TOTALMENTE ÓPTICO DE DOS ENTRADAS LÓGICAS

Resumen aprobado por:

Dr. Horacio Soto Ortiz
Director de Tesis

Uno de los principales problemas que enfrentan las redes de telecomunicaciones actuales es la creciente demanda de ancho de banda por parte de los usuarios, ocasionada principalmente por la versatilidad y popularidad que tienen los servicios de comunicación ofrecidos por Internet (E-mail, Voz sobre IP, videoconferencia en línea, telemedicina, etc.).

Debido a lo anterior, se han originado arduos trabajos de investigación enfocados a la creación de nuevas tecnologías y dispositivos capaces de mejorar a los sistemas de comunicaciones actuales, y de cumplir con los requerimientos de las redes del futuro. En particular, se ha enfocado la atención en tecnologías tales como el enrutamiento de paquetes y el procesamiento de las señales en el dominio totalmente óptico. Sin embargo, esta visión demanda muchas funciones que aún no han sido realizadas en el dominio óptico, dentro de las cuales se encuentran: el reconocimiento de direcciones, control de enrutamiento, codificación-decodificación de datos, etc. Esto requiere de dispositivos de procesamiento de señal, que incluyen puertas lógicas digitales completamente ópticas y funciones para el procesamiento de la señal tales como registros, restadores, sumadores, contadores, etc.

En este trabajo de tesis se realizó el diseño, la caracterización y evaluación de un restador totalmente óptico aprovechando los fenómenos no lineales de la modulación cruzada de la polarización (XPolM) y la modulación cruzada de la ganancia (XGM) dentro de un solo amplificador óptico de semiconductor (AOS). El restador se caracterizó con señales ópticas binarias de diferentes longitudes de onda, potencias y polarizaciones de entrada. Finalmente, el restador propuesto fue evaluado en estado dinámico a 2.5 Gb/s con señales de entrada pseudo-aleatorias de longitud $2^{10}-1$ y formato de modulación no retorno a cero (NRZ-Non Return to Zero). Este dispositivo puede ser integrado en un futuro en un bloque más complejo para realizar el procesamiento de las señales en el dominio totalmente óptico.

Palabras Clave: AOS, XPolM, XGM, Procesamiento de las Señales en el Dominio Totalmente Óptico.

ABSTRACT of the thesis presented by **Ramiro Alberto Castro Ochoa** as a partial requirement to obtain the **MASTER OF SCIENCE** degree in Electronics and Telecommunications with orientation in Telecommunications. Ensenada, Baja California, México December 2008.

ALL-OPTICAL SUBTRACTOR WITH BORROW BIT OF TWO LOGICAL SIGNALS.

In the current telecommunications technology, one of the main challenges easily identified is the ever growing need for bandwidth from the end user. Moreover, the trends in communication services indicate that the versatility and popularity of the Internet are the main cause for the increasing demand due to the requirements of the applications being used (e-mail, Voice over IP, Videoconferencing and Telemedicine among others).

As a consequence of that demand, several research efforts focused on the creation of new technologies and devices capable of improving the current state of the art in telecommunication systems have been made in order to fulfill the requirements of the future networks. There has been special interest in the technologies associated to all-optical signal processing and packet routing. However, this vision requires many functions not currently realized in the optical domain, including optical address recognition, routing-loop control, optical encoding/decoding of data, etc. This requires signal processing devices, including all-optical digital logic gates and signal processing functions such as registers, adders, subtractors, counters, etc.

For the present research work, an all-optical subtractor for two logical signals was designed, developed, characterized, and tested using the Cross Gain Modulation (XGM) and Cross Polarization Modulation (XPoLM) non linear phenomena for implementation over a single Semiconductor Optical Amplifier (SOA). The subtractor's binary optical inputs were characterized using different sets of wavelengths, power level and input polarization. For the final evaluation of feasibility the subtractor was tested in dynamic operation using pseudo-random signals at a 2.5 Gb/s rate and a $2^{10}-1$ length, using Non Return to Zero (NRZ) modulation. We claim that such device can be used as a building block for future applications of complex signal processing on the all-optical domain.

Key words: SOA, XPoLM, XGM, All-Optical Signal Processing.

Dedicatorias

A mis padres Ramiro y Eduviges quienes creyeron en mí en todo momento y me sacaron adelante, dándome ejemplos dignos de superación y entrega, porque en gran parte gracias a ustedes, hoy puedo ver alcanzada mi meta, ya que siempre estuvieron impulsándome en los momentos más difíciles de mi carrera, y porque el orgullo que sienten por mí, fue lo que me hizo ir hasta el final. Va por ustedes, por lo que valen, porque admiro su fortaleza y lo que han hecho de mí.

A mis hermanos, José, Victoria y Jesús, quienes siempre me han apoyado para crecer en el ámbito personal y profesional. Gracias por haber fomentado en mí el deseo de superación y el anhelo de triunfo en la vida.

A mis amigos, quienes sin importar la distancia siempre han estado presentes.

Agradecimientos.

A mi director de tesis, Dr. Horacio Soto Ortíz, por su generosidad al brindarme la oportunidad de recurrir a su capacidad y experiencia científica en un marco de confianza y amistad, fundamentales para la realización de este trabajo.

A los miembros del comité, Dra. Elena Tchaikina Kolesnikova, Dr. Arturo Arvizu Mondragón y Dr. Heriberto Márquez Becerra por sus valiosas sugerencias y acertados comentarios durante el desarrollo de esta tesis.

Al personal del CICESE, en especial a los técnicos Ramón Muraoka y Miguel farfan, por el apoyo brindado en la etapa experimental de este trabajo.

A mis compañeros, chuy, baguira, irwin, victorino, payan, horacio, josué, edgar, israel, toño, ramón y obed por hacer más amena y agradable la estancia en el CICESE.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada por la oportunidad de realizar mis estudios de maestría.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo brindado mediante la beca otorgada para realizar mis estudios de Maestría.

CONTENIDO

	Página
Resumen español	i
Resumen inglés	ii
Dedicatorias	iii
Agradecimientos	iv
Contenido	v
Lista de Figuras	ix
Lista de Tablas	xvii
Capítulo I. Introducción	1
I.1 Antecedentes.....	1
I.2 Procesamiento de señales en el dominio totalmente óptico utilizando amplificadores ópticos de semiconductor (AOS): estado del arte.....	5
I.3 Objetivos principales.....	7
I.4 Originalidad del trabajo.....	8
I.5 Organización del trabajo de tesis.....	8
Capítulo II. Conceptos generales	10
II.1 Introducción.....	10
II.2 El amplificador óptico de semiconductor (AOS).....	10
II.2.1 Supresión de la cavidad resonante.....	11
II.2.2 Descripción básica de un AOS.....	12

CONTENIDO (continuación)

	Página
II.2.3 Principios de amplificación óptica en un AOS.....	13
II.2.4 Estructura básica de un AOS masivo.....	14
II.2.5 Materiales.....	17
II.2.6 El AOS utilizado en este trabajo.....	18
II.3 Fenómenos no lineales presentes en un AOS.....	20
II.3.1 Rotación no lineal autoinducida de la polarización (SNPR-Self-induced Non-linear Polarization Rotation).....	21
II.3.2 La modulación cruzada de la polarización (XPolM).....	22
II.3.2.1 La perturbación de la birrefringencia estructural o birrefringencia inducida.....	23
II.3.2.2 La modificación de las ganancias modales.....	25
II.3.2.3 La modificación de los ejes propios de la guía.....	27
II.3.3 La modulación cruzada de la ganancia (XGM).....	30
II.4 Representaciones de la polarización de una señal óptica.....	33
II.4.1 Elipse de polarización.....	33
II.4.1.1 Formas degeneradas de la elipse de polarización.....	34
II.4.2 Parámetros de Stokes.....	38
II.4.3 Esfera de Poincaré.....	41
Capítulo III. Manifestación de de los fenómenos de la XPolM, la XGM y la SNPR en el AOS 1550CRI/X1500.....	44
III.1 Introducción.....	44
III.2. Condiciones de operación y caracterización del AOS utilizado.....	44

CONTENIDO (continuación)

	Página
III.2. 1 Montaje del amplificador usado.....	45
III.2.2 Parámetros de operación del AOS.....	46
III.2.2.1 Emisión espontánea amplificada del AOS.....	46
III.2.2.1.1 Procedimiento de medición del espectro de la ASE.....	47
III.2.2.1.2 Datos obtenidos del espectro de ASE del AOS 1550CRI/X1500.....	49
III.2.2.2 Ganancia en pequeña señal.....	50
III.2.2.2.1 Procedimiento de medición de la ganancia en pequeña señal.....	51
III.3 Banco experimental para observar las manifestaciones de la XPolM y la XGM.....	52
III.3.1 Procedimiento de medición de la XPolM y la XGM.....	54
III.3.2 Determinación del efecto de la XPolM y la XGM sobre el estado de polarización y la potencia del haz de prueba a la salida del AOS.....	57
III.4 Esquema experimental para caracterizar la manifestación de la SNPR.....	60
III.5 Resumen.....	63
Capítulo IV. Diseño y análisis experimental en estado estático de un restador con bit de signo totalmente óptico basado en los fenómenos de la XPolM y la XGM dentro de un AOS.....	64
IV.1 Introducción.....	64
IV.2 Diseño del restador propuesto.....	64
IV.3 Banco experimental para determinar las potencias ópticas y longitudes de onda de las señales de entrada al restador que producen el mayor desplazamiento angular de sus estados de polarización de salida.....	73
IV.4 Banco experimental para evaluar el funcionamiento del restador en estado estático.....	78

CONTENIDO (continuación)

	Página
IV.4.1 Procedimiento del experimento.....	79
IV.4.2 Resultados obtenidos para las señales de entrada colocadas en 1552.54 y 1552.62 nm.....	82
IV.4.3 Resultados obtenidos para las señales de entrada colocadas en 1554.67 y 1554.55 nm.....	83
IV.4.4 Resultados obtenidos para las señales de entrada colocadas en 1557.42 y 1557.56 nm.....	84
IV.5 Resumen.....	85
Capítulo V. Análisis experimental en estado dinámico de un restador con bit de signo totalmente óptico de dos entradas lógicas basado en un AOS....	87
V.1 Introducción.....	87
V.2 Banco experimental para evaluar el funcionamiento dinámico del restador..	87
V.2.1 Sincronización de los bits a la entrada del AOS y a la salida del bit de diferencia.....	92
V.3 Resultados.....	97
V.4 Resumen.....	101
Capítulo VI. Conclusiones.....	102
VI.1 Aportaciones.....	104
VI.2 Trabajo Futuro.....	105
Referencias.....	106
Apéndice A.....	112
Apéndice B.....	124

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura</i>	Página
1. Atenuación característica en una fibra óptica estándar. En la figura se muestran las tres ventanas de mayor interés para las redes de comunicaciones ópticas: Redes troncales de larga distancia (1.55 μ m), redes de área metropolitana (1.3 μ m) y redes de área local (0.85 μ m).....	1
2. Diagrama ilustrativo de las tres generaciones de las redes de comunicaciones.....	3
3. Tipos básicos de AOSs y espectros de ganancia asociados [Connelly, 2002].....	11
4. Representación de las Técnicas empleadas para reducir la potencia residual reflejada en las facetas del amplificador.....	12
5. Diagrama esquemático básico de un AOS.....	13
6. Representación de los procesos asociados con las transiciones radiativas, en un sistema de dos niveles.....	14
7. Vista en perspectiva de un AOS de doble heteroestructura.....	15
8. Ilustración esquemática del confinamiento simultáneo de electrones y del modo óptico en un AOS de doble heteroestructura [Dutta, 2006]....	16
9. Imágenes del amplificador utilizado: (a) Empaquetado del dispositivo y (b) Montaje empleado para el suministro de corriente.....	19
10. Vista transversal de la estructura de un AOS similar al utilizado en este trabajo. Valores típicos del índice de refracción son: $n_1= 1.7$, $n_2=3.169$, $n_3=3.55$ y $n_4=3.164$ (para una longitud de onda de 1550 nm). En esta estructura, el polímero es utilizado para el aislamiento eléctrico de la superficie del chip con la metalización Ti/Au.....	23
11. Atenuación característica en una fibra óptica estándar. En la figura se muestran las tres ventanas de mayor interés para las redes de comunicaciones ópticas: Redes troncales de larga distancia (1.55 μ m), redes de área metropolitana (1.3 μ m) y redes de área local (0.85 μ m) [Bashar, 2002].....	24

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>	Página
12. Representación del efecto de la birrefringencia inducida en el AOS. En el esquema se representa el cambio en el estado de polarización de un haz (lineal a 45° en otra lineal a -45°), originado por la diferencia de fase entre las componentes ortogonales de polarización de la señal óptica.....	25
13. Representación del efecto de la modificación de las ganancias modales. En el esquema se presenta un haz de entrada con una polarización lineal orientada a 70° , la cual es rotada a una orientación de 30° ya que sus componentes son sometidas a diferentes ganancias.....	27
14. Representación de la propagación de un haz de baja potencia con una polarización coincidente con uno de los ejes propios de la guía de onda formada por la RA (eje vertical).....	27
15. Representación del efecto de la modificación de los ejes propios de la guía de onda de un AOS, sobre el estado de polarización de un haz que es introducido con una polarización lineal coincidente con uno de sus ejes propios no perturbado.....	29
16. Ganancia típica de un AOS con respecto a la potencia de salida.....	30
17. Principio de operación de un convertidor de longitud de onda basado en la XGM [Nesset, 1998].....	32
18. Luz linealmente polarizada. a) Esquema que muestra una transposición de todos los vectores posibles que genera el campo eléctrico en un tiempo infinito. b) Esquema que muestra la evolución espacial de los vectores posibles que genera el campo eléctrico en un tiempo dado.....	36
19. Luz elípticamente polarizada. a) Esquema que muestra una transposición de todos los vectores posibles que genera el campo eléctrico en un tiempo infinito. b) Esquema que muestra la evolución espacial de los vectores posibles que genera el campo eléctrico en un tiempo dado [Saleh, 1991].....	36
20. Estado de polarización circular mano derecha. a) Esquema que muestra una transposición de todos los vectores posibles que genera el campo eléctrico en un tiempo infinito. b) Esquema que muestra la evolución	

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>	Página
espacial de los vectores posibles que genera el campo eléctrico en un tiempo dado [New Focus, 1993].....	37
21. Representación de la elipse de polarización.....	38
22. Representación de un estado de polarización (p) en la esfera de Poincaré.....	42
23. Soporte usado para el control de temperatura y corriente del AOS bajo estudio.....	45
24. Esquema experimental usado para la medición del espectro de ASE para ambas facetas del AOS.....	48
25. Espectros de ASE capturados por la faceta derecha (superior) e izquierda (inferior) para diferentes corrientes de alimentación y una temperatura estable de 24°C.....	48
26. Espectro del rizo obtenido en las proximidades del pico de la curva de ganancia, para la faceta izquierda (a) y derecha (b).....	49
27. Esquema experimental utilizado para la medición de la SSG del AOS 1550CRI/X1500.....	50
28. Curvas de SSG obtenidas para dos polarizaciones lineales de la señal de entrada, coincidentes con las de los modos TE (azul ■) y TM (rojo ►) de la guía de onda del AOS, en cuatro distintas longitudes de onda..	52
29. Esquema experimental utilizado para observar las manifestaciones de la XPolM y la XGM que produce una señal de control sobre una señal de prueba.....	53
30. Manifestación de la XPolM producida por una señal de control (1557.5 nm) sobre una señal de prueba colocada a cuatro diferentes longitudes de onda, en función de la potencia óptica del haz de control (de -20.5 a -1.5 dBm, en pasos de 1 dBm) y distintos ángulos de orientación de las polarizaciones lineales de entrada: 0° y 180° (amarillo *), 15° y 165° (verde), 30° y 150° (negro ◇), 45° y 135° (azul □), 60° y 120° (rojo ○), 75° y 105° (magenta Δ) y 90° (cyan ●). Los puntos indicados como	

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>	Página
A, B y C corresponden a polarizaciones lineales orientadas a 0°, 45° y 90° respectivamente.....	56
31. Desplazamiento angular del estado de polarización del haz de prueba a la salida del AOS, para cada una de las longitudes de onda experimentadas.....	58
32. a) Potencia óptica de la señal de prueba, a la salida del AOS, en función de la potencia de entrada del haz de control, para las cuatro longitudes de onda establecidas y para una polarización lineal incidente orientada a 60°. b) Compresión que sufre la potencia del haz de prueba por la XGM. En este experimento la potencia y la longitud de onda de la señal de prueba fueron de -9 dBm y 1557,5 nm, respectivamente.....	59
33. Esquema experimental usado para la caracterización de la rotación no lineal autoinducida de la polarización	60
34. Desplazamiento angular entre los estados de polarización de salida de referencia y finales, generados por la SNPR, para una señal de entrada colocada en tres diferentes longitudes de onda (1554.5, 1557.5 y 1560.5 nm) y variada en potencia desde -23.2 dBm hasta 1.8 dBm en pasos de 0.5 dBm.....	62
35. Esquema del restador con bit de signo totalmente óptico de dos entradas lógicas basado en un solo AOS.....	65
36. Representación de la salida del bit de diferencia en función de las entradas lógicas A y B.....	66
37. Representación de la salida del bit de signo en función de las entradas lógicas A y B.....	66
38. Circuito lógico combinacional que realiza la resta de dos bits.....	73
39. Esquema experimental usado para la determinación de las potencias y longitudes de onda de las señales de entrada al restador.....	74
40. a) Desplazamiento angular del estado de polarización de la señal A, a la salida del AOS, en función de la potencia establecida para ambas	

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>	Página
señales de entrada. b) Compresión que sufre la potencia de la señal A por la XGM inducida. Los indicadores (puntos rojos) representan el valor de la compresión de la potencia de salida de la señal A cuando ambas señales de entrada presentan una potencia igual. En este experimento las señales A y B fueron inyectadas con una polarización lineal orientada a 60° y una longitud de onda de 1552.5 y 1552.6 nm...	75
41. a) Desplazamiento angular del estado de polarización de la señal A, a la salida del AOS, en función de la potencia establecida para ambas señales de entrada. b) Compresión que sufre la potencia de la señal A por la XGM inducida. Los indicadores (puntos rojos) representan el valor de la compresión de la potencia de salida de la señal A cuando ambas señales de entrada presentan una potencia igual. En este experimento las señales A y B fueron inyectadas con una polarización lineal orientada a 60° y una longitud de onda de 1554.5 y 1554.6 nm...	77
42. a) Desplazamiento angular del estado de polarización de la señal A, a la salida del AOS, en función de la potencia establecida para ambas señales de entrada. b) Compresión que sufre la potencia de la señal A por la XGM inducida. Los indicadores (puntos rojos) representan el valor de la compresión de la potencia de salida de la señal A cuando ambas señales de entrada presentan una potencia igual. En este experimento las señales A y B fueron inyectadas con una polarización lineal orientada a 60° y una longitud de onda de 1557.4 y 1557.5 nm...	77
43. Imagen del banco experimental utilizado para la evaluación del restador en estado estático.....	78
44. Distancia angular, medida sobre la esfera de Poincaré, que existe entre los estados de polarización que emanan del bit de diferencia cuando se tienen los casos ON/OFF con ON/ON (a) y OFF/ON con ON/ON (b), para la dupla de longitudes de onda de 1552.54 y 1552.62 nm.....	82
45. Espectros ópticos obtenidos a la salida del bit de signo (a) y bit de diferencia (b), para las cuatro combinaciones analizadas, cuando las señales ópticas de entrada fueron inyectadas con una longitud de onda de 1552.54 y 1552.62 nm y una potencia de -0.5 dBm.....	82
46. Distancia angular, medida sobre la esfera de Poincaré, que existe entre	

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>	Página
los estados de polarización que emanan del bit de diferencia cuando se tienen los casos ON/OFF con ON/ON (a) y OFF/ON con ON/ON (b), para la dupla de longitudes de onda de 1554.67 y 1554.55 nm.....	83
47. Espectros ópticos obtenidos a la salida del bit de signo (a) y bit de diferencia (b), para las cuatro combinaciones analizadas, cuando las señales ópticas de entrada fueron inyectadas con una longitud de onda de 1554.67 y 1554.55 nm y una potencia de -3.5 dBm.....	83
48. Distancia angular, medida sobre la esfera de Poincaré, que existe entre los estados de polarización que emanan del bit de diferencia cuando se tienen los casos ON/OFF con ON/ON (a) y OFF/ON con ON/ON (b), para la dupla de longitudes de onda de 1557.42 y 1557.56 nm.....	84
49. Espectros ópticos obtenidos a la salida del bit de signo (a) y bit de diferencia (b), para las cuatro combinaciones analizadas, cuando las señales ópticas de entrada fueron inyectadas con una longitud de onda de 1557.42 y 1557.56 nm y una potencia de -4.5 dBm.....	84
50. Esquema experimental utilizado para evaluar el funcionamiento en estado dinámico del restador.....	88
51. (a) y (b) Representan las señales moduladas con codificación NRZ a 2.5Gb/s obtenidas a las salidas de los moduladores 1 y 2, respectivamente.....	89
52. Espigas generadas en los bits de salida, para una secuencia pseudo-aleatoria de longitud 2 ¹⁰ -1 a 2.5 Gb/s. En (a) y (b) se muestran las espigas que se presentaron en los flancos de subida de los bits antes y después de meter el haz CW, respectivamente.....	90
53. Señales moduladas a 2.5 Gb/s con una secuencia pseudo-aleatoria obtenida de la salida de datos no negados (a) y de datos negados (b).....	92
54. Esquema utilizado para capturar la señal procedente del modulador 1...	93
55. Esquema utilizado para capturar la señal procedente del modulador 2...	94
56. Señales moduladas a 2.5 Gb/s cap. a 31.5 cm de las facetas del AOS....	94

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>	Página
57. Señales binarias pseudo-aleatorias capturadas a 31.5 cm de las facetas del AOS. En (a) y (b) se muestran las señales de entrada A y B, respectivamente.....	95
58. Señal B capturada a la salida del puerto 3 del circulador 2 con un retardo de 129.72 ns (a). Señal A resultante de la XGM invertida y capturada a la salida del puerto 3 del circulador 2 con un retardo de 144.92 ns (b).....	96
59. Arreglo empleado para igualar los retardos ocasionados por las diferentes trayectorias ópticas de salida.....	96
60. Flancos de subida de las señales ópticas binarias A y B capturadas a la salida del puerto 4 del acoplador 50/50.....	97
61. Imagen del banco experimental implementado para la evaluación del restador en estado dinámico.....	98
62. Trazos del osciloscopio de las señales de entrada y señales de salida del bit de diferencia del restador. (a) señal A, (b) señal B, (c) $A \bullet \bar{B}$, (d) $\bar{A} \bullet B$ y (e) señal de reloj.....	98
63. Trazos del osciloscopio de las señales de entrada y señales de salida del restador a 2.5 Gb/s. (a) señal A, (b) señal B, (c) bit de diferencia (XOR), (d) bit de signo ($\bar{A} \bullet B$) y (e) señal de reloj.....	99
64. Imagen desplegada por la pantalla del osciloscopio de las señales de entrada y de los bits de signo y diferencia del restador.....	100
65. Emisión de los láseres sintonizables, láser A (···) y laser B (---).....	112
66. Esquema utilizado para la medición del espectro de EEA del EDFA.....	113
67. Espectro de EEA del EDFA Nuphoton NP2000RS.....	114
68. Potencias obtenidas a la salida del EDFA, para distintas potencias de entrada y longitudes de onda comprendidas entre 1540 y 1560 nm.....	114
69. Pérdidas por inserción del puerto 1 al 2 y del 2 al 3, para la gama de	

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>	Página
longitudes de onda de 1530 a 1580 nm, ocasionadas por los circuladores 1 y 2, (a) y (b), respectivamente.....	115
70. Aislamiento óptico del puerto 2 al puerto 1 provisto por los circuladores ThorLabs 6015-3-FC.....	115
71. Esquema experimental usado para la caracterización del divisor de haz.	116
72. Efectos del divisor de haz sobre las polarizaciones lineales de entrada. En transmisión directa, las polarizaciones de salida son representadas cercas del ecuador (polarizaciones lineales) de la esfera de Poincaré. En transmisión por reflexión, la circunferencia fuera del ecuador representa las polarizaciones no lineales de salida.....	118
73. Tasas de extinción provistas por los polarizadores 1 y 2.....	120
74. Imagen del retardador óptico ODL-200 utilizado.....	121
75. Retardo experimentado por el flanco de subida de un bit de la señal PBS, al variar el micrómetro de 0 a 25 mm en pasos de 5 mm.....	122
76. Imagen del modulador MACH10.....	123
77. (a) y (b) Representan las señales moduladas con codificación NRZ a 2.5Gb/s obtenidas a las salidas de los moduladores 1 y 2, respectivamente, para dos diferentes estados de polarización del haz de onda continua de entrada.....	123
78. Arreglo en espacio libre para inserción y captura de señales ópticas en el AOS: (a) Montaje empleado y (b) Diagrama esquemático.....	124
79. Esquema experimental usado para la medición de los perfiles de intensidad de la EEA del AOS.....	126
80. Perfiles gaussianos de intensidad en “x” y “y” para ambas facetas del AOS.....	127
81. Ensanchamiento de un haz gaussiano propagándose en z.....	128

LISTA DE TABLAS

<i>Tabla</i>	Página
I. Propiedades deseables de un AOS práctico.....	15
II. Características de operación del SOA1550CRI/X1500 @ 20°C y 500 mA [optospeed, 2000].....	19
III. Datos obtenidos del espectro de ASE para el AOS 1550CRI/X1500.....	50
IV. Combinaciones de longitudes de onda utilizadas.....	55
V. Tabla de verdad del restador.....	65
VI. Parámetros utilizados para la evaluación en régimen estático del restador.....	80
VII. Tasas de extinción obtenidas para el bit de signo y el bit de diferencia del restador implementado con señales de longitudes de onda iguales a 1552.54 y 1552.62 nm.....	82
VIII. Tasas de extinción obtenidas para el bit de signo y el bit de diferencia del restador implementado con señales de longitudes de onda iguales a 1554.67 y 1554.55 nm.....	83
IX. Tasas de extinción obtenidas para el bit de signo y el bit de diferencia del restador implementado con señales de longitudes de onda iguales a 1557.42 y 1557.56 nm.....	84
X. Tasas de extinción obtenidas para el bit de signo y el de diferencia del restador implementado con señales de entrada pseudo-aleatorias de 2.5 Gb/s con formato NRZ.....	100
XI. Pérdidas por inserción y captura.....	133

Capítulo I

Introducción

I.1 Antecedentes.

Las redes de telecomunicaciones son la base que sustenta a las comunicaciones modernas, ya que proveen una forma eficiente para transferir información alrededor del mundo [Thomsen, 2006]. Esto sumado a la gran versatilidad y popularidad que tienen los servicios de comunicación ofrecidos por Internet, así como a la ambición humana por avanzar, por ejemplo, de un sistema de correo de texto postal a uno electrónico por web (e-mail), de la comunicación por voz (tanto por línea fija como móvil) a voz sobre IP o videoconferencia en línea, telemedicina, etc. Todo lo anterior ocasiona que se requiera cada vez más una mayor capacidad de la red y por tanto un mayor ancho de banda para transportar los volúmenes de datos que los usuarios de las redes de telecomunicaciones actuales exigen [Zhonggui, 2007]. Por tales motivos, en los últimos años se ha elegido a la fibra óptica como el medio de transmisión entre las troncales de las redes globales de telecomunicaciones. En efecto, la fibra óptica provee un gran ancho de banda (aproximadamente 50 T b/s), baja atenuación (ver figura 1), mayor seguridad, inmunidad a la interferencia electromagnética, permite transmitir con bajas tasas de error (típicamente 10^{-12}), entre otras [Borella, 1997; Bashar, 2002].

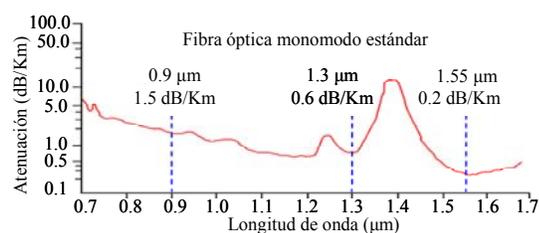


Figura 1: Atenuación característica en una fibra óptica estándar. En la figura se muestran las tres ventanas de mayor interés para las redes de comunicaciones ópticas: Redes troncales de larga distancia (1.55μm), redes de área metropolitana (1.3μm) y redes de área local (0.85μm) [Bashar, 2002].

Adicionalmente, en años recientes hemos sido testigos de la introducción de varias nuevas tecnologías y dispositivos aplicados a la transmisión por fibra óptica, tales como la multicanalización por división de longitud de onda (WDM por sus siglas en ingles)¹, la multicanalización óptica por división de tiempo (OTDM por sus siglas en ingles), los amplificadores de fibra contaminada con erbio (EDFA por sus siglas en ingles), los amplificadores Raman etc. Todas estas tecnologías y dispositivos han ayudado a expandir aun más la capacidad de las redes globales de telecomunicaciones para poder responder a los grandes requerimientos de ancho de banda que se necesitan satisfacer en las tróncas de la red [Mukherjee, 2000]. Como ejemplos se puede enfatizar que en una troncal, la capacidad para una sola longitud de onda se ha incrementado de 2.5 Gb/s o menos a 10 Gb/s. Además, se ha logrado implementar sistemas comerciales WDM de 40 Gb/s y se han demostrado sistemas de transmisiones de hasta 14 Tb/s (111 Gb/s en 140 canales) [Zhonggui, 2007].

No obstante a pesar de esto en las redes actuales, dispositivos electrónicos tales como conmutadores y enrutadores son interconectados por enlaces de fibra en lo que se conoce como redes de segunda generación [Altan, 2001]. En estas redes existe una limitante importante referida como “el cuello de botella electrónico”. Este problema es causado precisamente por el hecho de que la transferencia de información involucra un consumo de tiempo debido a un proceso de conversión del dominio óptico al electrónico para el procesamiento electrónico de la señal, y posteriormente la conversión electrónica a óptica de los datos en nodos intermedios de la red. Adicionalmente, toda la información transportada en la fibra óptica debe ser procesada en tasas de datos que son compatibles con la circuitería electrónica, lo que limita el caudal eficaz de la red². Por lo cual, la cantidad de información que puede ser transportada sobre un enlace de fibra óptica está limitada por la velocidad del procesamiento de la información de los dispositivos electrónicos empleados en los nodos del enlace y no propiamente por la fibra [National Communications System,

¹ WDM es la tecnología que acopla y transmite varias señales ópticas con longitud de onda diferente en una misma fibra óptica.

² En las redes de comunicaciones, el caudal eficaz (throughput) es la cantidad de datos digitales por unidad de tiempo que son entregados sobre un enlace físico o lógico o que pasan por un determinado nodo de red.

2000]. Además de manera inherente existen condiciones físicas que limitan a los dispositivos electrónicos para que éstos operen de forma eficiente a muy altas tasas de bit, lo cual hace que tales dispositivos sean extremadamente caros. Ejemplo de ello es el enrutador CRS-1 que representa el estado del arte de la compañía CISCO, el cual ocupa 100 m² de espacio, consume 1 MW de potencia y pesa 60 toneladas [Zhonggui, 2007].

Como consecuencia directa, actualmente se ha enfocado la atención en tecnologías tales como el enrutamiento de paquetes y el procesamiento de señales en el dominio totalmente óptico, en lo que se conoce como redes de tercera generación o redes completamente ópticas (AON's por sus siglas en ingles) (ver figura 2). Detrás de este interés está la premisa de que las redes ópticas pueden proveer más flexibilidad en el manejo de la red. Ya que la información puede ser transmitida en el dominio óptico sin la necesidad de conversión al dominio electrónico y viceversa, lo cual permite evitar los cuellos de botella producidos por los dispositivos electrónicos.

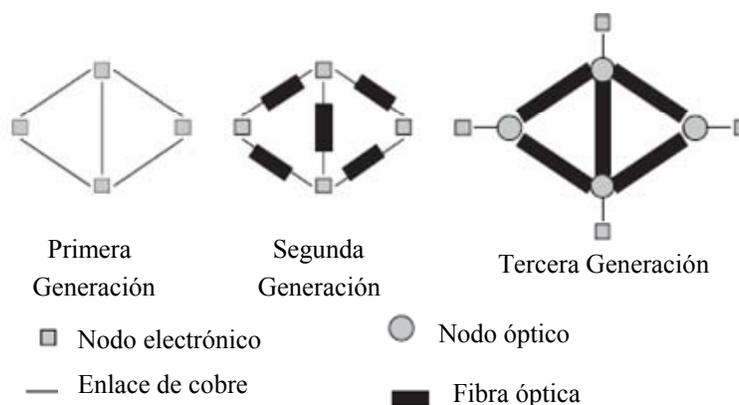


Figura 2: Diagrama ilustrativo de las tres generaciones de las redes de comunicaciones [Altan, 2001].

Evidentemente estas nuevas redes deberán ser flexibles, inteligentes, eficaces, de bajo mantenimiento y deberán poseer un gran ancho de banda. Para poder satisfacer todos estos requerimientos, es necesario del advenimiento de nuevas tecnologías y componentes que realicen el procesamiento de las señales en el dominio completamente óptico [Alferness, 2000]. Sin embargo, esta visión demanda necesariamente muchas funciones que aún no han sido realizadas en el dominio óptico, las cuales incluyen: el reconocimiento de direcciones,

control de enrutamiento, codificación/decodificación de datos, el cálculo de comprobación del paquete, etc. [McGeehan, 2007]. Esto requiere de dispositivos de procesamiento de señal, que incluyen puertas lógicas digitales completamente ópticas (AND, OR, XOR, XNOR, etc.), las cuales ya han sido ampliamente desarrolladas y demostradas mediante diferentes esquemas [Soto Ortiz, 2001; Guo, 2006; Kim, 2004] y funciones para el procesamiento de la señal tales como registros, restadores, sumadores, multicanalizadores, contadores, etc.

Dentro de este tipo de dispositivos, un restador óptico podría ser uno de los elementos básicos más importantes para el procesamiento del cómputo digital óptico del futuro [Wang, 2007]. El cual involucraría operaciones en tiempo real de funciones booleanas y configuraciones ópticas para realizar un procesamiento aritmético dinámico. Algunas de las aplicaciones de un modulo restador óptico incluyen el control de enrutamiento, lo cual ayuda a decrementar el tiempo de duración del campo destinado al encabezado del paquete, implementación de contadores binarios de dirección dual, encriptación y desencriptación de datos, comprobación de paquete, y la ejecución de la operación de resta en unidades aritméticas lógicas (ALUs)³ en el dominio completamente óptico.

Se han producido recientes demostraciones del modulo restador totalmente óptico; una de ellas es la propuesta por Archan Kumar [Kumar, 2005], quien plantea un nuevo enfoque de suma y substracción binaria basado en una técnica de conmutación por la explotación de las propiedades de un material óptico no lineal como el BaTiO₃. En este caso se implementó una técnica de codificación espacial, mediante la cual las entradas son codificadas por la variación espacial de intensidad de la luz. Otra técnica es la reportada por Jian Wang [Wang, 2007] quien muestra un método para realizar un restador de dirección dual basado en la generación de suma de frecuencias (SFG por sus siglas en ingles) en una guía de onda de niobato de litio periódicamente polarizado (PPLN por sus siglas en ingles) y una de las más interesantes es la realizada por Jonh McGeehan [McGeehan, 2007] quien demuestra el

³ En computación, La Unidad Aritmético Lógica, o simplemente ALU es un bloque fundamental de la Unidad Central de Procesos (CPU) mediante la cual se pueden realizar un conjunto de operaciones aritméticas básicas (resta, suma, división y multiplicación) y de operaciones lógicas (OR, NOT, AND, etc.).

funcionamiento del restador completamente óptico utilizando dos amplificadores ópticos de semiconductor, en el cual tanto el bit de signo como el de diferencia son generados por medio de la modulación cruzada de la ganancia en dos amplificadores ópticos colocados en paralelo.

I.2 Procesamiento de señales en el dominio totalmente óptico utilizando amplificadores ópticos de semiconductor (AOS): estado del arte.

Uno de los componentes que han llamado fuertemente la atención para desarrollar funciones en el dominio completamente óptico en los sistemas de comunicaciones ópticas son los amplificadores ópticos de semiconductor (AOS_S). La razón del enorme interés en dichos dispositivos se debe principalmente a la habilidad de éstos para procesar señales ópticas a grandes tasas de bits bajo requerimientos moderados de potencia, a sus reducidas dimensiones y a sus características no lineales [Connelly, 2002]. Además los AOS_S son sumamente atractivos ya que pueden ser integrados con otros componentes ópticos activos y/o pasivos para generar bloques complejos de procesamiento y son potencialmente baratos gracias a los avances en las tecnologías de crecimiento y deposición de semiconductores y a su pequeña escala [Occhi, 2002].

Debido a esto, muchas de las implementaciones de las funciones completamente ópticas han sido basadas en AOSs, los cuales han demostrado ser elementos claves en aplicaciones tales como la conversión de la longitud de onda, la conmutación óptica, la generación de pulsos y en el diseño de puertas lógicas completamente ópticas. Recientemente también se han realizado varias funciones novedosas gracias a los AOSs, dentro de las cuales se encuentran: flip-flops⁴ ópticos implementados a través de láseres de anillo acoplados que comparten un solo AOS como medio de ganancia [Zhang, 2005], un convertidor de 2 a 4 niveles totalmente óptico empleado para hacer eficiente el uso del ancho de banda en un sistema de comunicaciones completamente óptico [Soto Ortiz, 2006], un sumador

⁴ En sistemas digitales, un flip-flop es un tipo de multivibrador biestable, un circuito electrónico que tiene dos estados estables y que por lo tanto puede servir como un bit de memoria.

completamente óptico basado en dos AOS [Kim, 2006], un conmutador de paquetes completamente óptico, trabajando a tasas de bit superiores a los 80 Gb/s [Dorren, 2006], entre otras. Todas ellas fundamentadas en los fenómenos no lineales que se suscitan dentro de los AOSs, siendo los principales: la modulación cruzada de la polarización (XPoIM por sus siglas en inglés) [Soto Ortiz, 1999] la modulación cruzada de la ganancia (XGM por sus siglas en inglés) [Joergensen, 1993], la modulación cruzada de la fase (XPM por sus siglas en inglés) [Asghari, 1997] y la mezcla de cuatro ondas (FWM por sus siglas en inglés) [Lee, 1997].

Finalmente, podemos decir que los dispositivos basados en AOSs son muy prometedores para el campo del procesamiento de señales totalmente ópticas y están siendo explorados extensamente, en los mejores laboratorios del mundo de la especialidad, para implementar funciones novedosas. Es decir, hay un gran interés, basado en las grandes ventajas que ofrecen los AOSs, en demostrar técnicas novedosas que utilicen a estos dispositivos, para optimizar y/o crear nuevas funciones, para los sistemas de comunicaciones ópticas de tercera generación.

Es en base a esto que el presente trabajo de tesis de maestría, tiene como principal objetivo emplear los fenómenos de la modulación cruzada de la polarización (XPoIM) y de la modulación cruzada de la ganancia (XGM) dentro de un solo AOS, para diseñar e instrumentar un restador con bit de signo totalmente óptico de dos entradas lógicas. Además el restador será caracterizado y evaluado con señales de entrada pseudo-aleatorias de 2.5 Gb/s de diferentes longitudes de onda. En particular, se espera que este dispositivo represente una solución, a ser considerada en un futuro, a los problemas del cómputo de direcciones y de la ejecución de cálculos generales en los campos de las comunicaciones fotónicas y de la computación óptica, respectivamente.

I.3 Objetivos principales

1. Realizar un estudio teórico de los fenómenos de la XGM y de la XPolM. Este estudio permitirá analizar a detalle las características principales de cada uno de los fenómenos, con el fin de comprender los mecanismos que permiten exacerbar los efectos producidos por éstos.
2. Instrumentar un banco experimental repetible que permita la visualización de la XGM y de la XPolM dentro de un AOS masivo. Este banco permitirá caracterizar el AOS por utilizar y tener una estimación de la respuesta de los componentes por emplear cuando éstos son atacados con haces polarizados. Asimismo permitirá obtener los estados de polarización, a la entrada del amplificador, que produzcan la manifestación más aprovechable de los fenómenos de la XPolM y XGM.
3. Diseñar un restador con bit de signo totalmente óptico. En particular se desarrollará un esquema que permita efectuar un restador con bit de signo totalmente óptico de dos entradas lógicas y se encontrarán los parámetros de diseño adecuados para el óptimo funcionamiento del restador propuesto.
4. Implementar el restador propuesto y evaluar su funcionamiento en estado estático. Es decir, en este objetivo se pretende demostrar el funcionamiento del restador propuesto cuando se tienen como entradas dos señales de onda continua de diferentes longitudes de onda, las cuales serán “apagadas y encendidas” manualmente.
5. Evaluar el funcionamiento dinámico del restador propuesto con señales pseudo-aleatorias de 2.5 Gb/s.

I.4 Originalidad del trabajo

Hasta donde el autor tiene conocimiento, hasta este momento no se ha reportado un restador con bit de signo que emplee un sólo elemento activo de procesamiento, y por tanto, un sólo amplificador óptico de semiconductor. Por otra parte, será el primer restador con bit de signo cuya demostración será basada en los fenómenos de la XPolM y la XGM y por ende será el primer trabajo que proporcione una evaluación de este tipo de restadores, dando a conocer las condiciones experimentales que producen las mejores tasas de extinción tanto para el bit de diferencia como para el bit de signo.

I.5 Organización del trabajo de tesis

La organización del presente trabajo es la siguiente, en el capítulo II se presenta una revisión de los conceptos teóricos generales que definen la operación de un amplificador óptico de semiconductor. Así mismo, se describen los fenómenos no lineales de la modulación cruzada de la polarización y la modulación cruzada de la ganancia. Finalmente, se presentan conceptos asociados con la representación de la polarización de una señal óptica.

En el capítulo III se plantean las acciones necesarias para operar de manera correcta el AOS empleado, además se presentan los procedimientos, los resultados y el análisis de los experimentos realizados para observar los fenómenos de la XPolM, la XGM y la rotación no lineal auto inducida de la polarización.

En el capítulo IV se presenta el diseño del restador propuesto y se describe su principio de operación en base a los fenómenos no lineales suscitados dentro del AOS bajo estudio. En este capítulo, se encontraron las potencias y longitudes de onda de las señales ópticas de entrada al restador que producen la manifestación más aprovechable de los fenómenos de la XPolM y la XGM dentro del AOS empleado. Por último se presenta la evaluación del restador en régimen estático.

En el capítulo V se presentan los resultados de la evaluación del restador en estado dinámico.

En el capítulo VI se presentan las conclusiones generales de este trabajo, así como las aportaciones y el posible trabajo futuro resultado de esta tesis.

En el apéndice A se presentan las caracterizaciones de los dispositivos empleados en los diferentes bancos experimentales. En el apéndice B se muestra el cálculo de las pérdidas por inserción y captura del arreglo en espacio libre en el cual se colocó el AOS.

Capítulo II

Conceptos Generales

II.1 Introducción

El propósito de este capítulo es describir de forma generalizada el principio de operación y las características fundamentales del amplificador óptico de semiconductor, enfocándose en los efectos no lineales suscitados dentro del amplificador, los cuales son empleados para desarrollar dispositivos funcionales para el procesamiento óptico. En particular se analizan los efectos que serán considerados para el desarrollo del restador completamente óptico. Finalmente, se presentan conceptos asociados con la representación de la polarización de una señal óptica, que serán la base para cuantificar la rotación de la polarización de las señales bajo estudio. Estos conceptos son requeridos ya que nos permiten establecer el escenario y las condiciones en la cuales se sustenta el dispositivo por implementar.

II.2 El amplificador óptico de semiconductor (AOS)

El amplificador óptico de semiconductor es un componente altamente versátil que puede ser utilizado en aplicaciones que van desde la amplificación de señales hasta funciones de enrutamiento ó de procesamiento óptico dentro de la industria de las telecomunicaciones. Los requerimientos de espacio mínimos, capacidad de integración y su fuerte potencial para la reducción de costos a través de los procesos de manufactura a gran escala, han originado que este elemento desempeñe un rol cada vez más importante para las redes ópticas avanzadas del futuro [Inphenix, 2004]. Los AOS_s pueden ser clasificados dentro de dos grupos principales: los amplificadores Fabry-Perot (FPA)⁵ y los amplificadores de onda

⁵ Cuando la profundidad del rizo en el espectro de ganancia de un AOS es mayor a 3dB este es usualmente llamado amplificador Fabry-Perot [Occhi, 2002].

progresiva (TWA) [Zhonggui, 2007; Occhi, 2002]. La diferencia entre ellos es el valor de la reflectividad de sus facetas. En los primeros, las reflectividades de las facetas son significativas (la señal va y viene varias veces dentro del amplificador). En contraparte, en el TWA dichas reflectividades son despreciables (típicamente menores a 10^{-5}) por lo cual el dispositivo opera en un modo de amplificación de simple paso (ver figura 3). Los TWA's son preferidos sobre los FPA's debido a sus mejores características en ancho de banda, potencia de saturación de salida y figura de ruido [Shim, 2002].

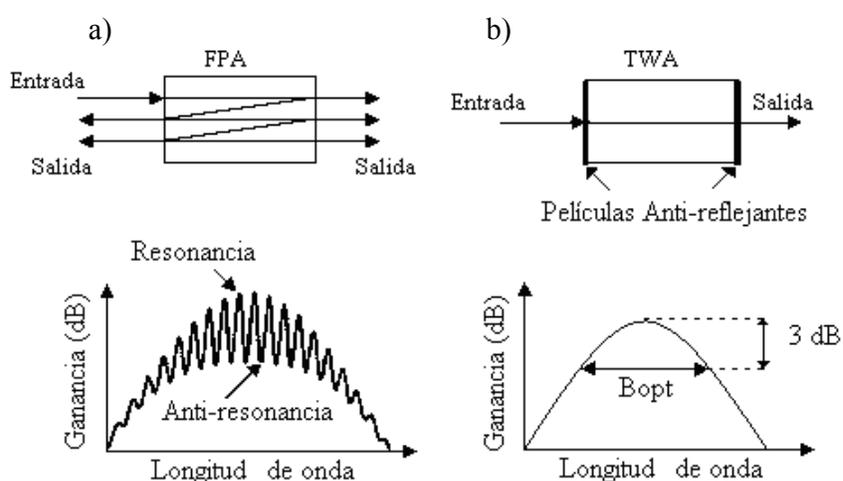


Figura 3. Tipos básicos de AOSs y espectros de ganancia asociados [Connelly, 2002]. (a) amplificador Fabry-Perot, (b) amplificador de onda progresiva.

Cabe mencionar que el presente trabajo será enfocado exclusivamente a amplificadores del tipo TWA.

II.2.1 Supresión de la cavidad resonante.

La reducción de la reflectividad de las facetas es una etapa clave para desarrollar TWA's de alto rendimiento, ya que de existir señales residuales reflejadas en las facetas del amplificador, se pueden generar una serie de problemas, tales como la formación de rizados en el espectro de ganancia (ver figura 3) y exceso de ruido, entre otros [Saitoh, 1988]. Existen diferentes técnicas que se emplean para reducir al máximo la reflectividad. Una de

ellas consiste en depositar una película dieléctrica anti-reflejante (AR) mediante la cual es posible obtener valores de reflectividad de 10^{-3} ; sin embargo, el ancho de banda brindado por una sola capa es inherentemente angosto, por lo cual el uso de múltiples películas es inevitable [Lee, 1998]. Lo anterior hace muy difícil realizar estas películas con niveles muy bajos de reflectividad. Para obtener fácilmente una reflectividad modal lo suficientemente baja para una amplia gama de longitudes de onda, se han desarrollado otros métodos diferentes al de las películas AR (ver figura 4). Uno de ellos consiste en inclinar la dirección de la guía de onda con respecto al plano de las facetas, de tal manera que la luz sea reflejada fuera de la región activa [Rideout, 1990]. Otro se basa en agregar una región sin guiado de unos pocos μm de longitud entre la región de la guía de onda y la faceta del amplificador (estructura de ventana). Esto con la finalidad de expandir el perfil del modo, de esta manera sólo una pequeña parte del campo óptico es reflejada hacia la región activa [Cha, 1989] en la faceta de salida y finalmente la combinación de las películas AR con las técnicas antes mencionadas [Kelly, 1997; Kitamura, 1999; Kim, 1999].

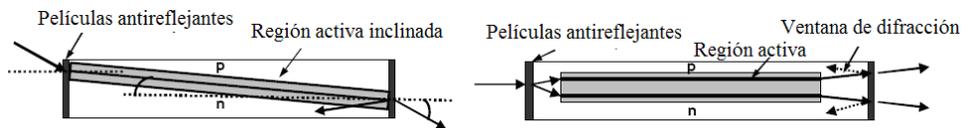


Figura 4. Representación de las técnicas empleadas para reducir la potencia residual reflejada en las facetas del amplificador.

II.2.2 Descripción básica de un AOS

Un AOS es un dispositivo opto-electrónico que bajo las condiciones de operación adecuadas puede amplificar un haz óptico insertado en su entrada [Connelly, 2002]. Un diagrama esquemático básico de un AOS es mostrado en la figura 5. En esta figura, el dispositivo es alimentado por una corriente eléctrica externa, la cual provee la fuente de energía que permite obtener un medio con ganancia. La ganancia óptica es lograda por el establecimiento de una inversión de población en la región activa [Dutta, 2006]. De esta forma, la señal de entrada es amplificada vía la emisión estimulada al recorrer la región activa. Es importante señalar que al salir del amplificador, la señal magnificada es

acompañada de un ruido ocasionado por la emisión espontánea amplificada (ASE por sus siglas en inglés) que se produce dentro del espectro de ganancia del dispositivo.

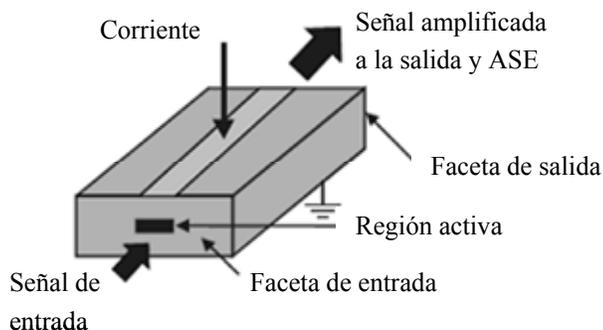


Figura 5. Diagrama esquemático básico de un AOS [Connelly, 2002].

II.2.3 Principios de amplificación óptica en un AOS

En un AOS los electrones (comúnmente referidos como portadores) son inyectados por una fuente de corriente externa dentro de la región activa. Estos portadores desencadenan varios mecanismos basados en colisiones portador-portador y portador-fonón que dan por resultado que diversos electrones (inyectados así como aquellos cuya energía es inicialmente representada en la banda de valencia), ocupen los estados bajos de energía de la banda de conducción (CB). Evidentemente estos procesos dejan simultáneamente huecos en la banda de valencia (VB) [Connelly, 2002].

Cuando se logra tener más electrones cuya energía es representada en la CB que aquellos cuya energía es representada en la VB, se dice que se tiene una inversión de población y se tiene un medio con ganancia. Bajo estas circunstancias se pueden presentar los fenómenos de emisión espontánea y emisión estimulada. Cuando no hay inversión de población el medio se vuelve absorbente, es decir se presenta el fenómeno de absorción (ver figura 6). Las tasas de estos procesos son relacionadas unas a otras por medio de la relación de Einstein [Agrawal, 1986].

En particular, en la absorción, un fotón incidente con la energía suficiente interactúa con un electrón cuya energía es representada en la VB y lo excita de manera tal que ahora su energía será representada en la CB. Lo cual es expresado como una pérdida ya que el fotón incidente es extinguido. Por otra parte, la emisión estimulada ocurre cuando un fotón incidente con una energía apropiada (energía de transición) interactúa con un electrón cuya energía es representada en la CB y provoca que este se relaje hacia la VB liberando su exceso de energía en forma de otro fotón. El fotón liberado describe una onda con la misma frecuencia óptica, fase, polarización y dirección de propagación que la de la onda descrita por el fotón incidente [Verdeyen, 1995]. Es interesante notar que ambos fotones pueden dar lugar a más transiciones verticales originadas por emisión estimulada.

Finalmente en el proceso de emisión espontánea, hay una probabilidad por unidad de tiempo diferente de cero en la que la energía de un electrón representada en la CB puede decaer espontáneamente, o bien ser representada en la VB, liberando su exceso de energía en forma de un fotón. Los fotones emitidos espontáneamente describen ondas con frecuencias, direcciones, polarizaciones y fases aleatorias y son el origen de la ASE.

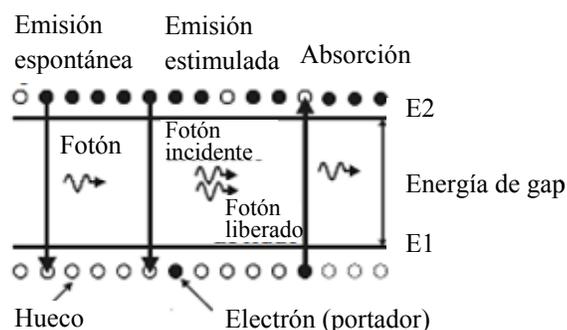


Figura 6. Representación de los procesos asociados con las transiciones radiativas, en un sistema de dos niveles [Connelly, 2002].

II.2.4 Estructura básica de un AOS masivo

El diseño estructural de un AOS tiene una estrecha relación con su desempeño. Dichas estructuras son seleccionadas para tratar de igualar las características ideales mostradas en la tabla 1, ó para acentuar una característica particular para una aplicación dada (por

ejemplo alta potencia de saturación de salida para aplicaciones de alta amplificación “booster”, etc.).

Tabla I. Propiedades deseables de un AOS práctico.

Propiedad
Alta ganancia y amplio ancho de banda
Reflectividad insignificante de ambas facetas
Baja sensibilidad de la ganancia a la polarización
Alta potencia de saturación de salida
Figura de ruido muy pequeña
Amplificación multicanal sin crosstalk

Una estructura típica de un AOS masivo está basada en la del diodo láser semiconductor de doble heterounión⁶ (DH) pero con capas anti-reflejantes, como se muestra en la figura 7. En este tipo de estructura la región activa (RA) (usualmente material intrínseco) es embebida entre dos regiones, un revestimiento tipo p y un substrato tipo n. Las regiones de revestimiento y substrato tienen una mayor energía de la banda de prohibida (gap) comparadas con la de la RA [Dutta, 2006].

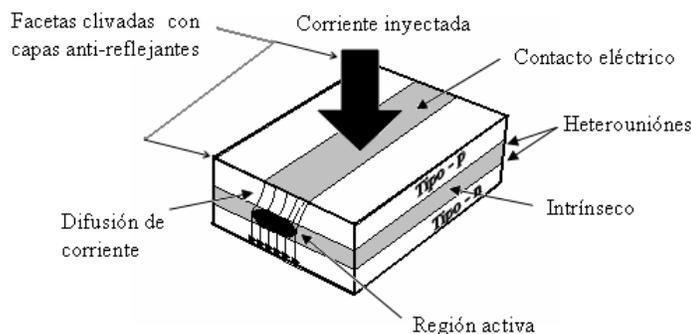


Figura 7. Vista en perspectiva de un AOS de doble heteroestructura.

Como se mencionó los portadores son inyectados dentro de la RA del AOS por medio de la corriente de alimentación aplicada. Estos tienen que circular a través de las capas de semiconductor antes de alcanzar al material intrínseco. Si no existiera el confinamiento de

⁶ Una heterounión es una interfaz entre dos materiales semiconductores diferentes que generalmente poseen diferentes energías de banda prohibida.

los portadores, ellos se difundirían hacia los lados del dispositivo, lo cual conduciría a una operación ineficiente del AOS. Para superar este efecto, es necesario el confinamiento de los portadores hacia la RA [Dutta, 2006]. En la estructura de doble heterounión esto es conseguido por la mencionada diferencia existente entre las energías prohibidas de la RA y de las regiones que la rodean. Esta situación permite que la región activa de la DH se comporte como un pozo de potencial que evita que los electrones y los huecos excitados se difundan hacia otras regiones del semiconductor, confinándolos en la región entre las barreras [Saleh, 1991] tal y como se muestra en la figura 8.

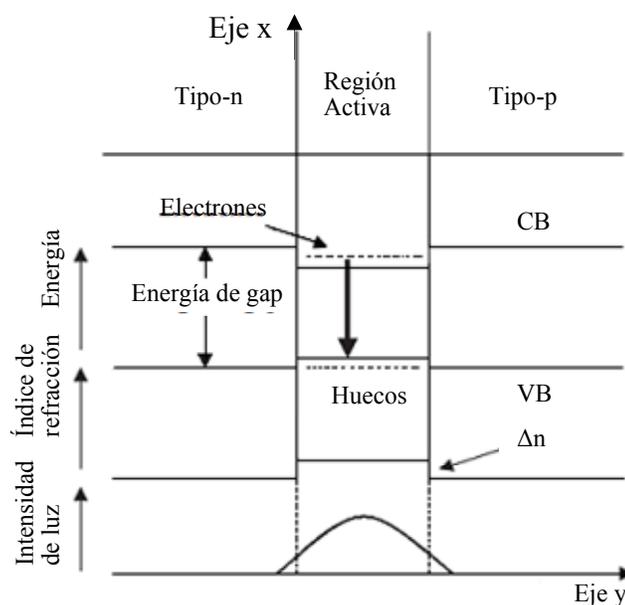


Figura 8. Ilustración esquemática del confinamiento simultáneo de electrones y del modo óptico en un AOS de doble heteroestructura [Dutta, 2006].

El confinamiento de portadores tiene un beneficio adicional, el cual es, que el AOS puede ser operado a una menor corriente de alimentación ya que las pérdidas de potencia se reducen y con ello se decrementan las exigencias en el control de temperatura. Por otra parte, por coincidencia fortuita los semiconductores con menor energía de banda prohibida también tienen un índice de refracción mayor [Dutta, 2006]. En la estructura DH, la región activa tiene un índice de refracción ligeramente mayor que las regiones que la rodean y de esta manera se forma una guía de onda dieléctrica [Agrawal, 1986]. Esto ayuda a confinar

en la RA del dispositivo al haz que se propaga dentro del amplificador. La cantidad de la onda que es guiada por la RA es cuantificada por el factor de confinamiento óptico Γ , definido como la porción de potencia que viaja por esta región entre la potencia total del modo guiado. Los modos de la guía de onda son soluciones a las ecuaciones de onda para el campo eléctrico y magnético que satisfacen las condiciones de frontera de la guía. Si la guía de onda es suficientemente angosta, únicamente soportará un solo modo transverso⁷ con dos posibles polarizaciones. Estos modos son: el modo transversal eléctrico (TE) y magnético (TM) donde los vectores de los campos eléctrico y magnético son paralelos al plano de la heterounión (es decir apuntan a lo largo del eje x) respectivamente. [Connelly, 2002].

En el AOS hay un claro salto de índice de refracción en la dirección “y” entre las regiones de revestimiento y substrato y el material intrínseco; sin embargo, en la dirección “x” no hay tal. El guiado de la señal en la dirección “x” se logra por una variación espacial de la ganancia óptica y el índice de refracción, la cual es el resultado de aplicar una corriente de alimentación en sentido directo sobre una franja delgada de la doble heterounión. Este proceso es llamado guiado por ganancia⁸ y por índice efectivo [Connelly, 2002]. Esto implica que la estructura no es simétrica en relación a los ejes “x” y “y”, y por tanto el factor de confinamiento es dependiente del estado de polarización del haz incidente. Los factores de confinamiento ópticos dependientes de la polarización son usualmente referidos como factores de confinamiento ópticos TE (Γ_{TE} , eje “x”) y TM (Γ_{TM} , eje “y”).

II.2.5 Materiales

El tipo de material usado en la RA de un AOS determina su espectro de ganancia y sus características operacionales [Connelly, 2002]. La selección del material está determinada principalmente por la probabilidad de recombinaciones radiativas del semiconductor, la

⁷ El modo es transverso por que los campos eléctrico y magnético son ambos normales a la dirección de propagación.

⁸ Es solo en la región central intrínseca que la densidad de portadores es lo suficientemente alta para transmitir ganancia al haz que se propaga dentro del dispositivo.

cual debe ser lo suficientemente alta para poder brindar bastante ganancia a bajas corrientes de alimentación. Esto es satisfecho por los semiconductores directos⁹ [Dutta, 2006] los cuales son fabricados principalmente con compuestos hechos con elementos del grupo III A y V A de la tabla periódica, que incluyen InP, InGaAs, InGaAsP, AlGaAs y InAlGaAs. Obviamente que de la diversa cantidad existente de materiales, son elegidos aquellos que cumplen con la gama de longitudes de onda deseada de acuerdo a la aplicación.

En los 70's se realizaron una gran cantidad de esfuerzos para la fabricación de fotodetectores y láseres usando el sistema material cuaternario $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}/\text{InP}$ [Dutta, 2006]. Este sistema es particularmente adecuado para cubrir la gama de longitudes de onda de 1.3 μm y 1.55 μm , que es la región de baja dispersión y de bajas pérdidas de la fibra óptica estándar. Los AOS como se ha reiterado son importantes para las redes completamente ópticas, las cuales operan en la ventana de los 1550 nm. Por lo cual, muchos de los nuevos amplificadores ópticos de semiconductor continúan utilizando el sistema $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}/\text{InP}$, aunque también hoy en día hay AOSs basados en $\text{AlInGaAs}/\text{InP}$ que operan en los 1550 nm [Koonath, 2002].

II.2.6 El AOS utilizado en este trabajo

El AOS usado en este trabajo es el mostrado en la figura 9. Es un dispositivo comercial desarrollado por la compañía *opto speed* (SOA1550CRI/X1500). Este chip es un amplificador óptico del tipo masivo o "bulk" compuesto por un semiconductor cuaternario InGaAsP crecido epitaxialmente sobre un substrato binario InP. Por lo cual, el dispositivo opera en la ventana de los 1550 nm. Además, fue diseñado para tener una alta ganancia, baja dependencia a la polarización, bajo rizo y una alta potencia de saturación de salida. La combinación de alta ganancia y bajo rizo es obtenida por medio de dos de las técnicas descritas en la sección II.2.1, esto es, inclinando la guía de onda óptica 12° con respecto a

⁹ En un semiconductor directo, el mínimo de la curva de la banda de conducción coincide con el máximo de la curva de la banda de valencia.

las facetas del amplificador y por la aplicación de una doble capa de películas dieléctricas antirreflejantes (ARC) [optospeed, 2000].

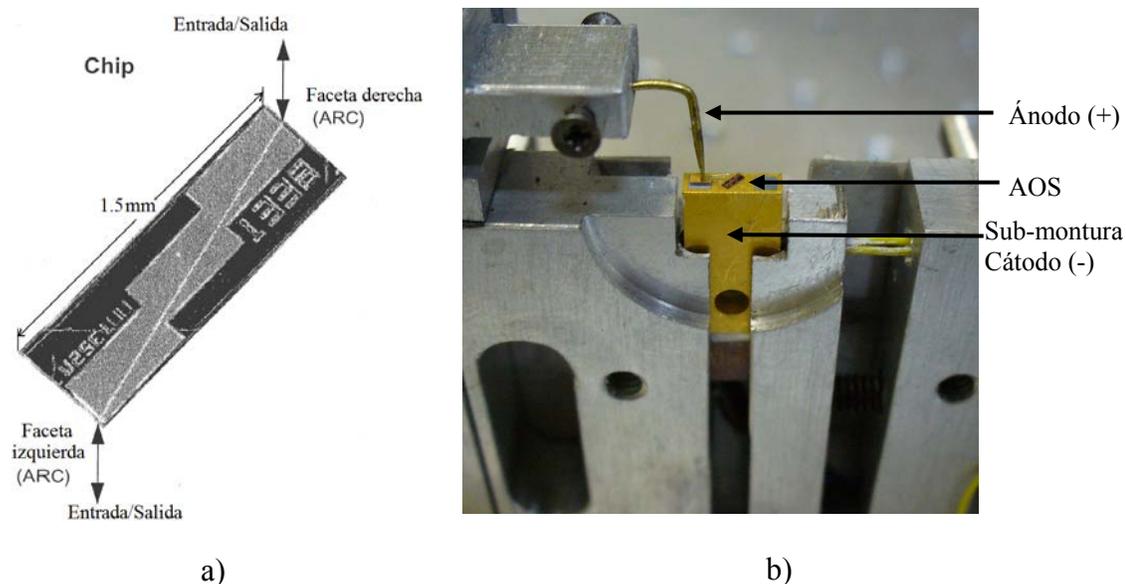


Figura 9. Imágenes del amplificador utilizado: (a) Empaquetado del dispositivo y (b) Montaje empleado para el suministro de corriente.

Adicionalmente el chip es dispuesto sobre una submontura de cobre-tungsteno (ver figura 9-b), la cual es usada para el suministro de la corriente de alimentación (cátodo). Las características principales de operación del dispositivo son mostradas en la tabla II.

Tabla II. Características de operación del SOA1550CRI/X1500 @ 20°C y 500 mA [optospeed, 2000].

Propiedad	SOA1550CRI/X1500			Unidad
	Min	Typ	Max	
Ganancia máxima (Gmax)	30			dB
Rizo de ganancia @Gmax	0.5		1.5	dB
Dependencia a la polarización	6			dB
Potencia de saturación de salida	6			dBm
Ancho de banda (3dB)	25			nm
Longitud de onda en el pico de ganancia @ Gmax	1535		1570	nm

II.3 Fenómenos no lineales presentes en un AOS

Los AOS's pueden ser utilizados en operación lineal y no lineal [Occhi, 2002]. Explotando sus características no lineales altamente dinámicas, se pueden realizar un gran número de aplicaciones (ver sección I.2). Los efectos no lineales son causados principalmente por los cambios en la densidad y la energía de los portadores inducidos por las señales que se propagan dentro de la región activa del amplificador [Connelly, 2002]. Los principales fenómenos no lineales utilizados para desarrollar dispositivos funcionales en el dominio completamente óptico son:

- *Auto modulación de la fase* (SPM - Self Phase Modulation).
- *Modulación cruzada de la fase* (XPM - Cross-Phase Modulation).
- *Mezcla de cuatro ondas* (FWM - Four Wave Mixing).
- *Auto modulación de la ganancia* (SGM - Self Gain Modulation).
- *Modulación cruzada de la ganancia* (XGM - Cross-Gain Modulation).
- *Rotación no lineal auto inducida de la polarización* (SNPR - Self-induced Non-linear Polarization Rotation).
- *Modulación cruzada de la polarización* (XPolM - Cross-Polarization Modulation).

La dinámica de estos efectos no lineales es gobernada por las transiciones inter-banda y las transiciones intra-banda. Los efectos inter-banda son inducidos por cambios en la densidad total de portadores, referidos a transiciones entre las bandas de valencia y de conducción [Occhi, 2002]. Por otro lado, las transiciones intra-banda modifican la distribución de energía de los portadores dentro de las mismas bandas de energía [Uskov, 1994]. Los mecanismos involucrados en las transiciones inter-banda: son la emisión estimulada, la absorción, la emisión espontánea, las recombinaciones no radiativas, la absorción de dos fotones (TPA – Two Photon Absorption) y la pulsación de la densidad de portadores (CDP – Carrier Density Pulsation), entre otros. Los mecanismos anteriores varían la densidad de

portadores y por lo tanto, también la distribución de energía de éstos en la banda correspondiente.

En las transiciones intra-banda, un fotón absorbido puede proveer de energía a un electrón de una banda en especial, ocasionando que su energía aumente hacia un nivel más elevado dentro de la misma banda. Así mismo, un electrón puede perder un poco de su energía y bajar a otro nivel dentro de la misma banda. Los mecanismos responsables de las transiciones intra-banda son clásicamente la absorción de portadores libres (FCA – Free Carrier Absorption), el hoyo espectral (SHB – Spectral Hole Burning) y el calentamiento de portadores (CH – Carrier Heating). Estos mecanismos sólo modifican la distribución de energía de los portadores [Uskov, 1994], pero no su densidad total.

Los procesos inter-banda e intra-banda mencionados, gobiernan los cambios de densidad y energía de los electrones o de los huecos dentro de los estados permitidos que forman a las bandas de conducción y de valencia. Por otro lado, la manifestación de estos fenómenos no lineales, en general, dan como resultado una modulación de la ganancia (CDP, CH y SHB) y del índice de refracción (CDP, CH) [Albores Mejía, 2007].

II.3.1 Rotación no lineal auto inducida de la polarización (SNPR - Self-induced Non-linear Polarization Rotation).

Los efectos auto-inducidos en medios ópticos no lineales pueden ser empleados para realizar una gran cantidad de funciones de procesamiento óptico [Calabretta, 2004]; sin embargo en ciertas aplicaciones tales efectos pueden ser limitantes. Estos fenómenos ocurren cuando una señal óptica introduce un cambio en las características del medio no lineal por donde ésta se propaga en función de sus parámetros intrínsecos (potencia, polarización, longitud de onda, etc.).

Un efecto no lineal auto-inducido en un AOS es la rotación no lineal auto inducida de la polarización. Este fenómeno consiste en la modificación del estado de polarización de un

haz en función de su propia potencia, estado de polarización y su longitud de onda [Soto Ortiz., 1999]. El efecto se manifiesta cuando un haz con suficiente potencia es inyectado al AOS, lo cual provoca, una birrefringencia inducida, lo que crea una diferencia de fase entre las componentes de polarización del haz, generando una modificación en su estado de polarización. De hecho, este fenómeno es el efecto principal que permite la manifestación de la modulación cruzada de la polarización, la cual tiene además otras contribuciones que se presentan en detalle en la siguiente sección.

II.3.2 La modulación cruzada de la polarización (XPoIM)

El fenómeno de la modulación cruzada de la polarización (XPoIM) se manifiesta cuando se inyecta una señal (denominada comúnmente señal de control) con una potencia lo suficientemente alta como para perturbar de manera significativa tanto la ganancia como el índice de refracción local de la RA del AOS bajo estudio. Bajo estas circunstancias, cualquier otra señal, (generalmente de potencia moderada), que sea inyectada de forma simultánea dentro del AOS (referida como señal de prueba) sufrirá una perturbación no lineal de su estado de polarización. La magnitud de ésta perturbación dependerá de las potencias, los estados de polarización y las longitudes de onda a la entrada de ambas señales [Acosta, 2006].

En particular, la eficiencia del efecto de la XPoIM se atribuye a tres fenómenos que pueden presentarse de forma simultánea dentro del AOS, conocidos como: la perturbación de la birrefringencia estructural o birrefringencia inducida, la modificación de las ganancias modales y la modificación de los ejes propios de la guía [Soto Ortiz., 2004]. El impacto de estos fenómenos está directamente relacionado con la estructura del AOS utilizado y a continuación se explicará en que consiste cada uno de ellos.

II.3.2.1 La perturbación de la birrefringencia estructural o birrefringencia inducida

Debido a la estructura asimétrica de un AOS se tiene que de manera natural existe una diferencia entre los índices efectivos para los modos TE y TM (ver figura 10). Esta asimetría se debe a que por una parte en el eje “y” (TM), la RA se encuentra en medio de diferentes capas de materiales con índices de refracción inferiores. Mientras, en el eje “x” (TE), el semiconductor de la RA sólo se encuentra en contacto con el aire y la guía de onda se forma a través de índices de refracción efectivos, que dependen tanto de los índices de refracción de los materiales como de sus dimensiones. Por esta razón, en general los índices de refracción que rodean a la RA en los ejes “x” y “y” son ligeramente diferentes produciéndose lo que se conoce como una birrefringencia estructural (relación $\eta_{TE_{00}}/\eta_{TM_{00}} \neq 1$) [Soto Ortiz, 2004].

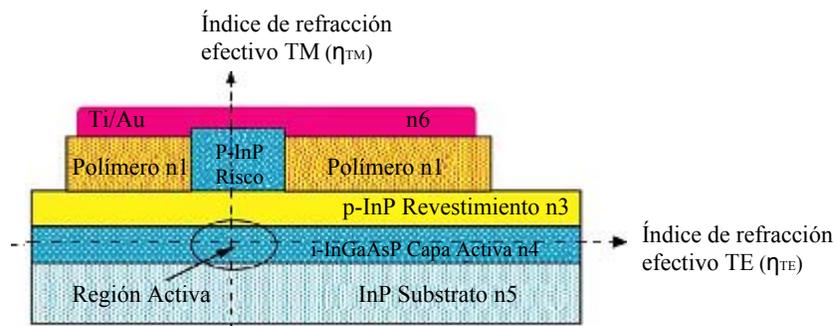


Figura 10. Vista transversal de la estructura de un AOS similar al utilizado en este trabajo. Valores típicos del índice de refracción son: $n_1=1.7$, $n_2=3.169$, $n_3=3.55$ y $n_4=3.164$ (para una longitud de onda de 1550 nm). En esta estructura, el polímero es utilizado para el aislamiento eléctrico de la superficie del chip con la metalización Ti/Au [Soto Ortiz, 2004].

De esta manera si se inyecta una señal de muy pequeña intensidad con una polarización distinta a una lineal vertical u horizontal, la cual incluso sea incapaz de perturbar al AOS en cuestión, ésta no mantendrá su estado de polarización de entrada. Por ejemplo, si la señal presenta un estado de polarización lineal a 45° a la entrada del dispositivo, éste puede ser modificado hacia un estado de polarización elíptico a la salida del amplificador, tal y como se observa en la figura 11.

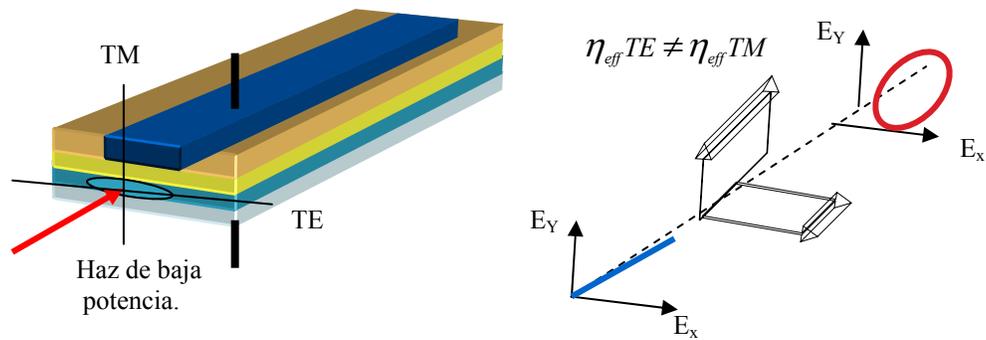


Figura 11. Representación del cambio en el estado de polarización de un haz (lineal orientado a 45° a elíptico) provocado por la birrefringencia estructural del AOS.

Ahora bien, la birrefringencia natural puede verse perturbada por un cambio de índice de refracción local de la RA, el cual se suscita por la emisión espontánea amplificada (ASE) y por la propagación y la amplificación de un haz de entrada. De hecho, la ASE y la emisión estimulada que se desencadena por el viaje del haz a través del AOS establecen una distribución longitudinal no homogénea del índice de refracción de la RA [Soto Ortiz, 2004].

Ahora bien, dado que como ya se estableció, la estructura del amplificador es no simétrica, la distribución longitudinal no homogénea del índice de refracción de la RA, afecta de manera diferente a los índices efectivos TE y TM [Maldonado Basilio, 2008], generándose una birrefringencia inducida ($\Delta\eta_{eff TE} \neq \Delta\eta_{eff TM}$). De esta manera, si ahora se introduce al AOS un segundo haz de potencia débil y con una cierta polarización diferente a una lineal horizontal o vertical, ésta no será conservada a la salida del dispositivo. Esto se debe a que la diferencia de índices efectivos para los modos TE y TM induce velocidades de propagación distintas para cada una de las componentes ortogonales de la polarización de la señal incidente, produciéndose un desfase entre ellas a la salida del amplificador (ver figura 12).

Es importante notar que una muy pequeña diferencia en el valor de los índices TE y TM, del orden de 2×10^{-4} , puede ser suficiente para generar un desplazamiento de fase entre componentes mayor a 90° [Soto Ortiz, 1999]. Así, cuando el primer haz (haz de control)

está presente dentro del amplificador, el estado de polarización del segundo haz (haz de datos) a la salida del AOS es regido por una considerable birrefringencia inducida. Sin embargo, cuando el haz de control es apagado, la birrefringencia inducida es reducida drásticamente y el estado de polarización del haz de datos recupera el estado de polarización impuesto por la birrefringencia estructural, la cual es en este caso perturbada primordialmente por la ASE. No obstante si la potencia del haz de datos es importante, entonces se debe considerar la influencia de la rotación no lineal de la polarización inducida por el mismo (SNRP).

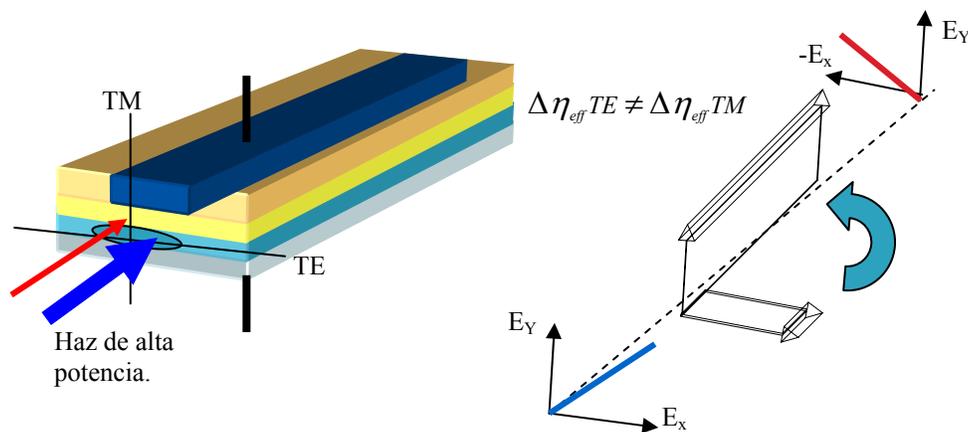


Figura 12. Representación del efecto de la birrefringencia inducida en el AOS. En el esquema se representa el cambio en el estado de polarización de un haz (lineal a 45° en otra lineal a -45°), originado por la diferencia de fase entre las componentes ortogonales de polarización de la señal óptica.

Debido a los cambios considerables en el estado de polarización que puede sufrir el haz de datos por este fenómeno, éste ha sido considerado en varios trabajos como el contribuidor principal para la manifestación de la XPolM [Soto Ortiz, 1999; Manning, 2001; Maldonado Basilio, 2008].

II.3.2.2 La modificación de las ganancias modales

Como ya se mencionó en la sección anterior, aún cuando el AOS no es perturbado por un haz óptico, los índices efectivos para los ejes propios de la guía de onda son diferentes ($n_{TM00} \neq n_{TE00}$). Al existir dos índices efectivos diferentes se establecen dos guías de onda

equivalentes, cada una con diferentes características de guiado, dando origen así a dos distintos factores de confinamiento (Γ_{TE} y Γ_{TM}), siendo cada uno de ellos asociado a uno de los ejes propios de la guía de onda.

Debido a esto, si analizamos las expresiones para el cálculo de la ganancia de simple paso en cada uno de estos ejes, obtenemos lo siguiente:

$$G_{spTE}(z) = \exp([\Gamma_{TE} g_m - \alpha]z) \neq G_{spTM}(z) = \exp([\Gamma_{TM} g_m - \alpha]z) \quad (1)$$

ya que:

$$\Gamma_{TE} \neq \Gamma_{TM} \quad (2)$$

Donde: z es la dimensión que rige a la longitud del amplificador, g_m es la ganancia material, y α corresponde a un factor fenomenológico, donde se incluyen las pérdidas.

Lo anterior implica que si se introduce dentro del amplificador un haz con un campo eléctrico contenido en dos componentes ortogonales, cada una de ellas experimentará una ganancia de simple paso diferente [Kennedy, 2007]. Ahora bien, si el haz de control presenta una potencia lo suficientemente alta para producir una fuerte distribución longitudinal no homogénea del índice de refracción a lo largo de la guía de onda, se creará una birrefringencia inducida significativa, como se explicó en el apartado anterior. Esta situación originará inevitablemente una perturbación diferente en el valor de cada factor de confinamiento ($\Delta\Gamma_{TE} \neq \Delta\Gamma_{TM}$), dando por consecuencia que la relación G_{TE}/G_{TM} sea también modificada.

De esta forma, si se introdujera un segundo haz con un campo eléctrico compuesto por dos componentes ortogonales no nulas, se observaría que su estado de polarización sería modificado a la salida del amplificador ya que cada componente de polarización estaría sometida a una ganancia diferente (ver figura 13) [Soto Ortiz, 2004]. De igual modo, este

efecto no produce ningún cambio en el estado de polarización de una señal que incide en el AOS con una polarización lineal coincidente con uno de los ejes propios de su guía onda.

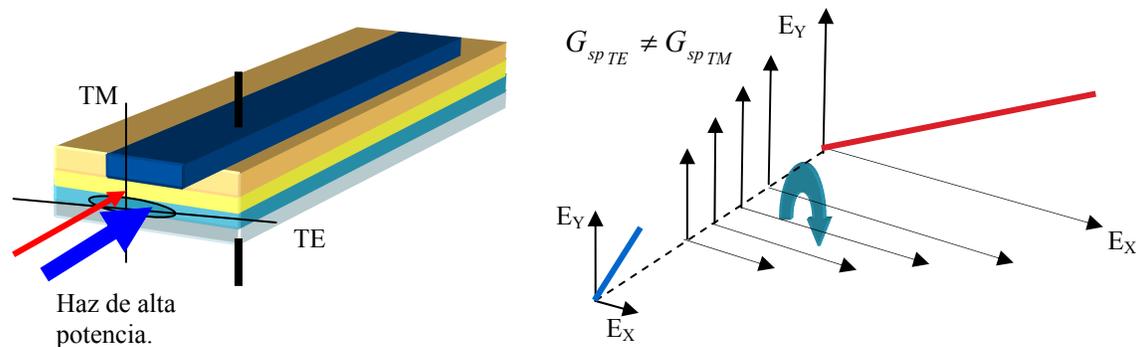


Figura 13. Representación del efecto de la modificación de las ganancias modales. En el esquema se presenta un haz de entrada con una polarización lineal orientada a 70° , la cual es rotada a una orientación de 30° ya que sus componentes son sometidas a diferentes ganancias.

II.3.2.3 La modificación de los ejes propios de la guía.

Cuando en la RA de un AOS se introduce un haz de baja potencia (incapaz de perturbar significativamente al medio) con una cierta polarización lineal horizontal ó vertical, y ésta se conserva a la salida del dispositivo, se dice que se ha encontrado un eje propio de la guía de onda del AOS (sea el TE o TM).

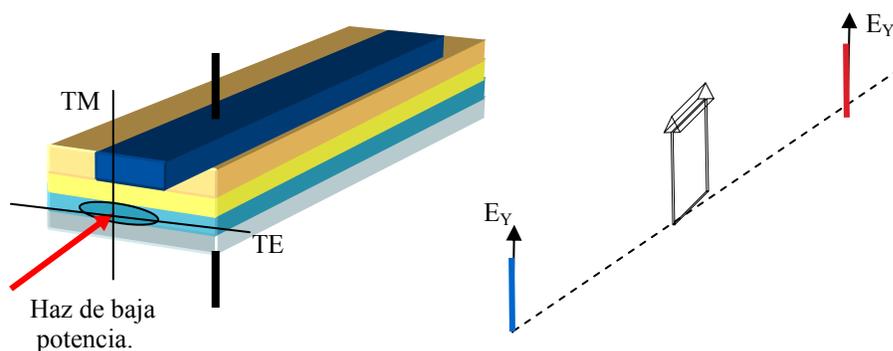


Figura 14. Representación de la propagación de un haz de baja potencia con una polarización coincidente con uno de los ejes propios de la guía de onda formada por la RA (eje vertical).

De esta forma, si se introduce dentro del AOS un haz con una polarización coincidente con uno de los ejes propios de su guía de onda, la polarización de este haz debería conservarse a la salida del amplificador (ver figura 14) ya que no se ve perturbado ni por los efectos de la birrefringencia inducida ni por la modificación de las ganancias modales. No obstante, se ha demostrado que para una fuerte inyección de potencia, en algunos AOS's, los ejes TE y TM dejan de ser los ejes propios ópticos de la estructura (o por lo menos en alguna parte del amplificador) [Soto Ortiz, 1999], lo cual se conoce como el fenómeno de la modificación de los ejes propios. Este fenómeno se puede interpretar de la siguiente manera. Cuando un haz es introducido en la RA de un AOS, éste se amplifica por el mecanismo de emisión estimulada, la cual en conjunto con la emisión espontánea amplificada, produce una distribución longitudinal no homogénea de la densidad de portadores y por lo tanto, del índice de refracción de la RA. Si el haz de entrada posee una potencia suficientemente alta ($\geq 1\text{mW}$), el índice de refracción local de la RA aumenta progresivamente, de tal forma que, en algunos AOS's, se presentan las condiciones propicias de factor de confinamiento y de ganancia para que se establezca un comportamiento multimodal. Es decir, el fuerte consumo en la densidad de portadores en la RA del AOS, provoca un incremento considerable del índice de refracción local, de forma tal que modos de orden mayor pueden ser ahora soportados por la guía de onda formada por la RA del AOS [Soto Ortiz, 2004].

En muchos amplificadores la región activa se encuentra inclinada con respecto a las facetas de entrada para disminuir la reflectividad residual. Por otra parte, este hecho produce que la inyección del haz al amplificador no sea perpendicular al plano de entrada, excitándose así la propagación de modos superiores, los cuales ahora viajarán en una guía de onda que los puede soportar. La propagación de los modos generados se dará con constantes de propagación diferentes y por tanto interferirán progresivamente de manera constructiva o destructiva. Esto producirá una distribución transversal no homogénea del campo eléctrico total, cuyo valor máximo de intensidad se propagará zigzagueando a lo largo de la guía. Ahora, suponiendo que este comportamiento se presente simultáneamente tanto en la dirección vertical como en la horizontal, se describirá un camino cuasi-helicoidal del

máximo de intensidad. De esta manera, la evolución del máximo de intensidad provocará un desplazamiento máximo de portadores en una trayectoria casi-helicoidal y por tanto habrá un camino casi-helicoidal de alto valor de índice de refracción que provocará se forme una guía de onda desprovista de sus ejes propios TE y TM.

De este modo, si ahora se introdujera de manera simultánea otro haz de potencia débil con una polarización lineal coincidente con uno de los ejes propios de la guía de onda no perturbada, éste no mantendría su estado de polarización a la salida del AOS (ver figura 15), ya que su propagación sería dentro de una guía carente de ejes lineales de polarización.

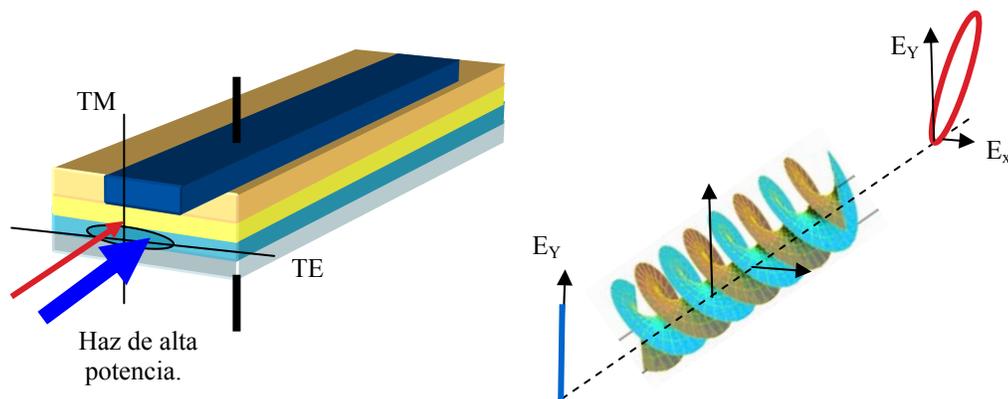


Figura 15. Representación del efecto de la modificación de los ejes propios de la guía de onda de un AOS, sobre el estado de polarización de un haz que es introducido con una polarización lineal coincidente con uno de sus ejes propios no perturbado.

Este comportamiento se mantiene mientras el primer haz que perturba la guía de onda esté presente en el amplificador; sin embargo, cuando el haz de control es apagado, el estado de polarización del segundo haz a la salida del AOS es modificado ya que la guía de onda del amplificador recupera sus ejes propios lineales de polarización [Soto Ortiz, 2004]. El fenómeno de la modificación de los ejes propios puede ser visto como un acoplamiento o una transferencia de potencia entre las componentes de polarización de un haz que se propaga dentro de un AOS [Solís Trápala, 2006].

Para terminar con esta discusión es importante mencionar que la acción de los tres fenómenos antes presentados es mejorada si las distribuciones longitudinales y transversales del índice de refracción se vuelven más inhomogéneas [Soto Ortiz, 2004]. Asimismo, es relevante destacar que los principales usos del efecto de la modulación cruzada de la polarización en amplificadores ópticos se han enfocado al diseño de dispositivos convertidores de longitud de onda, puertas lógicas y recientemente al diseño de dispositivos para el procesamiento de señales en el dominio completamente óptico. Entre las características útiles de este fenómeno se encuentran: una elevada tasa de extinción, menores pérdidas en términos de potencia y mejoramiento de la tasa de error de bit.

II.3.3 La modulación cruzada de la ganancia (XGM)

La tasa de emisión estimulada en un AOS es dependiente de la potencia de entrada óptica. Para una alta inyección de intensidad óptica, la concentración de portadores en la RA es agotada a través de los procesos de emisión estimulada y emisión espontánea amplificada, hasta tal punto que la ganancia del AOS es reducida significativamente (ver figura 16). Este efecto es conocido como saturación de la ganancia y típicamente ocurre para potencias de entrada del orden de $100 \mu\text{W}$ o más [Nesset, 1998].

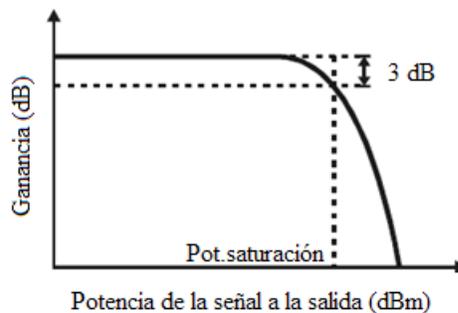


Figura 16. Ganancia típica de un AOS con respecto a la potencia de salida.

El efecto anterior se puede interpretar de la manera siguiente. Cuando una corriente eléctrica de alimentación es aplicada a un AOS, los electrones inyectados de alta energía

son colocados en estados excitados. Estos electrones, a través de los mecanismos de emisión estimulada y espontánea, se relajan hacia estados de menor energía emitiendo fotones (ver sección II.2.3). La emisión estimulada continua suscitándose conforme la señal de entrada se propaga dentro del AOS hasta que ésta sale del dispositivo como una señal amplificada; sin embargo, la amplificación de la señal consume portadores y transitoriamente reduce la ganancia del amplificador [Kim, 2006]. Dado que el sistema puede ser considerado como primordialmente homogéneamente ensanchado con contribuciones no lineales, el cambio en la densidad de portadores que provoca un haz con una energía de fotón definida, puede generar una saturación en todo el espectro de ganancia del AOS. Así, un sólo haz puede afectar las ganancias que actúan sobre otras señales, de diferentes longitudes de onda, que han sido introducidas dentro del amplificador induciendo no linealidades que generan distorsiones (tales como compresión de la amplitud ó crosstalk) [Karim, 2003]. Este fenómeno no lineal es llamado modulación cruzada de la ganancia (XGM) [Kim, 2006].

La XGM ha sido ampliamente aplicada para realizar convertidores de longitud de onda [Joergensen, 1993; Durhuus, 1996; Obermann, 1998]. El principio es mostrado en la figura 17, en la cual dos señales ópticas entran a un solo AOS, una con datos modulados en intensidad y la otra es de onda continua (CW por sus siglas en inglés). Si el pico de la potencia óptica en la señal modulada está cerca de la potencia de saturación¹⁰ del AOS, la ganancia puede ser modulada en sincronía con las excursiones de potencia [Nesset, 1998]. Cuando la señal de datos presenta un nivel alto (un 1 binario), la ganancia es agotada. Mientras que cuando ésta presente un nivel bajo (0 binario), la ganancia del AOS es elevada. Esta modulación en ganancia es impuesta en el haz de entrada no modulado. De esta forma, se crea una replica invertida de la señal de datos en la señal CW colocada a la longitud de onda deseada para el convertidor.

¹⁰ La potencia de saturación es definida como la potencia de salida para la cual la ganancia del amplificador es reducida por un factor de 2 (3dB) con respecto al valor de ganancia no perturbada [Inphenix, 2004].

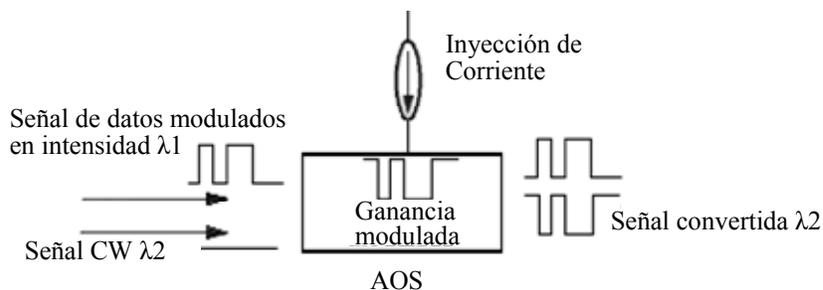


Figura 17. Principio de operación de un convertidor de longitud de onda basado en la XGM [Nesset, 1998].

Las ventajas de los convertidores de longitud de onda basados en la XGM, recaen principalmente en su simplicidad, alta eficiencia de conversión, independencia a la polarización y funcionamiento adecuado para una amplia gama de longitudes de onda de la señal convertida. Es pertinente mencionar que la independencia a la polarización es asegurada si la ganancia del AOS está diseñada para ser independiente a la polarización.

La principal desventaja de los dispositivos que usan la XGM para la conversión de la longitud de onda es la degradación de la tasa de extinción. Un incremento en la potencia del haz CW aumenta su contribución a la saturación de la ganancia y por lo tanto reduce la tasa de extinción de, lo que es a la salida del amplificador, la señal convertida [Joergensen, 1993]. Además, debido a la forma no homogénea del espectro de ganancia, la degradación de la tasa de extinción es dependiente de las longitudes de onda de las señales de datos y CW así como de la ubicación del pico de la curva de ganancia del AOS. En las redes de transmisión que utilizan fibras estándar (dispersivas), otro importante inconveniente de los convertidores basados en la XGM es el chirp¹¹ inducido en la señal convertida debido a la modulación simultánea de la ganancia y del índice de refracción del AOS. Este chirp o corrimiento instantáneo en la fase de la señal, incrementa el ancho de línea de la señal convertida, limitando severamente la distancia de transmisión sobre el canal de transmisión. No obstante se ha demostrado que una transmisión sobre un enlace de 121 km a 10 Gb/s es posible cuando se utiliza fibra con control de dispersión [Perino, 1994].

¹¹ Un chirp es una señal cuya frecuencia instantánea incrementa o decrece con el tiempo.

II.4 Representaciones de la polarización de una señal óptica

II.4.1 Elipse de polarización

Una onda plana electromagnética se puede caracterizar por medio de la fase y la amplitud de las dos componentes transversales de su vector de campo eléctrico. Partiendo de que la luz consiste de dos componentes transversales (x , y), ortogonales entre ellas y por conveniencia propagándose sobre el eje z . Entonces, estas componentes transversales son representadas por:

$$E_x(z, t) = E_{0x} \cos(\tau + \delta_x) \quad (3)$$

$$E_y(z, t) = E_{0y} \cos(\tau + \delta_y) \quad (4)$$

Donde τ es el propagador ($\tau = \omega t - kz$). Los subíndices “ x ” y “ y ” se refieren a la dirección de las componentes transversales de campo eléctrico, E_{0x} y E_{0y} son las amplitudes máximas, y δ_x y δ_y son las constantes de fase de estas componentes transversales, respectivamente [Goldstein, 2003]. Las ecuaciones (3) y (4) son referidas como las componentes de polarización de un campo óptico. Cuando los campos eléctricos $E_x(z, t)$ y $E_y(z, t)$ se propagan en z , se tiene como resultado un vector. Este vector describe un emplazamiento de puntos en el espacio, y la curva generada por esos puntos se deriva como sigue: Aplicando la entidad trigonométrica: $\cos(A + B) = \cos A \cos B - \sin A \sin B$, las ecuaciones (3) y (4) pueden ser escritas como:

$$\frac{E_x}{E_{0x}} = \cos \tau \cos \delta_x - \sin \tau \sin \delta_x \quad (5)$$

$$\frac{E_y}{E_{0y}} = \cos \tau \cos \delta_y - \sin \tau \sin \delta_y \quad (6)$$

Por lo tanto, despejando $\sin \tau$ en las ecuaciones (5) y (6) e igualando, obtenemos la ecuación (7):

$$\frac{E_x}{E_{0x}} \sin \delta_y - \frac{E_y}{E_{0y}} \sin \delta_x = \cos \tau \sin(\delta_y - \delta_x) \quad (7)$$

Ahora, despejando $\cos \tau$ en las ecuaciones (5) y (6) e igualando, obtenemos la ecuación (8):

$$\frac{E_x}{E_{0x}} \cos \delta_y - \frac{E_y}{E_{0y}} \cos \delta_x = \sin \tau \sin(\delta_y - \delta_x) \quad (8)$$

Elevando al cuadrado las ecuaciones (7) y (8) y sumando resulta en la ecuación:

$$\frac{E_x^2}{E_{0x}^2} - \frac{E_y^2}{E_{0y}^2} - 2 \frac{E_x}{E_{0x}} \frac{E_y}{E_{0y}} \cos \delta = \sin^2 \delta \quad (9)$$

Donde: $\delta = \delta_y - \delta_x$

La ecuación (9) es reconocida como la ecuación de una elipse, y muestra que en cualquier instante de tiempo el emplazamiento de puntos descritos por el campo óptico conforme éste se propaga, es una elipse. Este comportamiento es llamado polarización óptica, y la ecuación (9) es conocida como la elipse de polarización [Goldstein, 2003].

II.4.1.1 Formas degeneradas de la elipse de polarización

En general, la luz totalmente polarizada presenta un estado de polarización elíptico; sin embargo, existen ciertas formas degeneradas de la elipse de polarización, las cuales son encontradas continuamente en el estudio de la polarización de la luz. Estas formas especiales son los casos donde E_{0x} ó E_{0y} son cero, son iguales y/o $\delta = 0, \pi/2$ ó π . A continuación se presentan los casos principales:

- Cuando $E_{0y} = 0$, en este caso $E_y(z, t)$ es cero y solo existe una oscilación en la dirección x . Se dice entonces que la luz se encuentra polarizada linealmente en la dirección de x , y este estado de polarización es nombrado polarización lineal horizontal. De manera similar, si $E_{0x} = 0$, y $E_y(z, t) \neq 0$, entonces tenemos una oscilación lineal a lo largo del eje y , y un estado de polarización lineal vertical.
- Cuando $\delta = 0$ ó π , entonces la ecuación (9) puede ser escrita como:

$$\left(\frac{E_x}{E_{0x}} \pm \frac{E_y}{E_{0y}} \right)^2 = 0 \quad (10)$$

La cual es equivalente a la ecuación:

$$E_y = \pm \left(\frac{E_{0y}}{E_{0x}} \right) E_x \quad (11)$$

La ecuación (11) es reconocida como la ecuación de una línea recta con pendiente $\pm(E_{0y}/E_{0x})$ e intersección en 0. El valor $\delta = 0$ indica una pendiente negativa y el de $\delta = \pi$ una pendiente positiva (ver figura 18). Si además $E_{0x} = E_{0y}$, observamos que:

$$E_y = \pm E_x \quad (12)$$

Donde el valor positivo representa un estado de polarización lineal a $+45^\circ$ y el negativo un estado de polarización lineal a -45° . De hecho, existe una infinidad de formas de polarizaciones lineales que difieren en el ángulo de orientación.

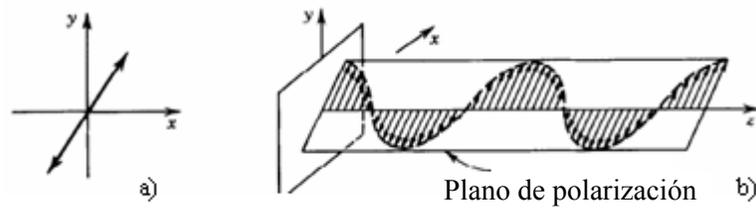


Figura 18. Luz linealmente polarizada. a) Esquema que muestra una transposición de todos los vectores posibles que genera el campo eléctrico en un tiempo infinito. b) Esquema que muestra la evolución espacial de los vectores posibles que genera el campo eléctrico en un tiempo dado [Saleh, 1991].

- Cuando $\delta = \pi/2$ ó $3\pi/2$, la ecuación de la elipse de polarización se reduce a:

$$\frac{E_x^2}{E_{0x}^2} \pm \frac{E_y^2}{E_{0y}^2} = 1 \quad (13)$$

La ecuación (13), es la ecuación estándar de una elipse, donde: $\delta = \pi/2$ ó $3\pi/2$ producen la misma elipse de polarización. La polarización elíptica incluye un número infinito de formas de polarización que difieren en el ángulo de orientación, sentido de giro y elipticidad. Un ejemplo de un estado de polarización elíptico es el mostrado en la figura 19.

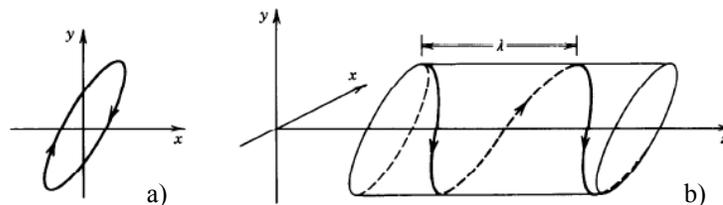


Figura 19. Luz elípticamente polarizada. a) Esquema que muestra una transposición de todos los vectores posibles que genera el campo eléctrico en un tiempo infinito. b) Esquema que muestra la evolución espacial de los vectores posibles que genera el campo eléctrico en un tiempo dado [Saleh, 1991].

Finalmente, cuando $E_{0x} = E_{0y} = E_0$ y $\delta = \pi/2$ ó $\delta = 3\pi/2$, la ecuación de la elipse de polarización ahora se reduce a:

$$\frac{E_x^2}{E_0^2} \pm \frac{E_y^2}{E_0^2} = 1 \quad (14)$$

La ecuación (14) describe la ecuación de un círculo. Por esta razón, para esta condición se dice que la luz tiene una polarización circular derecha (ver figura 20) o izquierda ($\delta = \pi/2$ y $3\pi/2$, respectivamente).

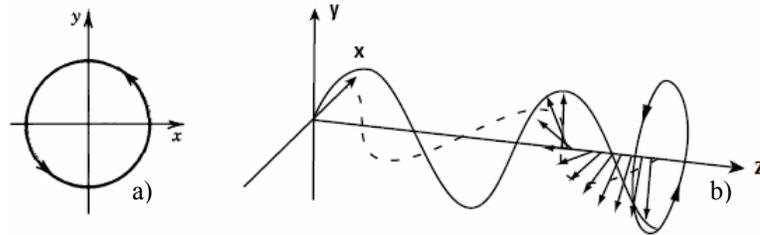


Figura 20. Estado de polarización circular mano derecha. a) Esquema que muestra una transposición de todos los vectores posibles que genera el campo eléctrico en un tiempo infinito. b) Esquema que muestra la evolución espacial de los vectores posibles que genera el campo eléctrico en un tiempo dado [New Focus, 1993].

La polarización circular incluye solo dos formas de polarización que difieren en el sentido de giro de acuerdo a la convención usada¹².

Finalmente, es importante señalar que la elipse de polarización también puede ser descrita en términos de los ángulos de orientación ψ y elipticidad χ , o de sus ejes mayor y menor E_{0x} y E_{0y} , así como del desfase δ entre las componentes ortogonales del campo eléctrico [Goldstein, 2003]. En la figura 21 se muestra la elipse de polarización dentro de un rectángulo cuyos lados son paralelos a los ejes de coordenadas, y cuyas longitudes son $2E_{0x}$ y $2E_{0y}$. A partir de la figura 21, el ángulo de orientación de la elipse de polarización ψ , se puede expresar por la ecuación:

$$\operatorname{tg} 2\psi = \frac{2E_{0x}E_{0y} \cos \delta}{E_{0x}^2 - E_{0y}^2} \quad (15)$$

A su vez, el ángulo de elipticidad χ se expresa por la ecuación:

¹² En este trabajo se asigna el sentido de rotación en base a la regla de la mano derecha. Esto es cuando el pulgar apunta hacia la dirección de propagación k y los dedos giran en la misma dirección que el campo eléctrico (rotación en el sentido contrario a las manecillas del reloj) [New Focus, 1993].

$$\sin 2\chi = (\sin 2\alpha) \sin \delta \quad (16)$$

$$\text{Donde: } \alpha = \tan^{-1} \left(\frac{E_{0y}}{E_{0x}} \right) \quad (17)$$

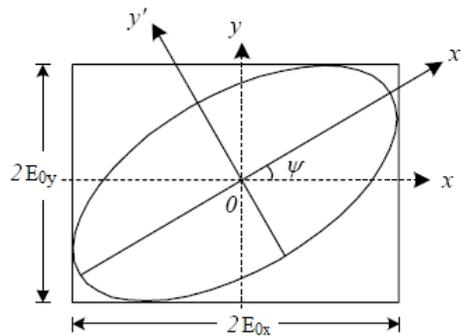


Figura 21. Representación de la elipse de polarización.

II.4.2 Parámetros de Stokes

La descripción de la polarización de la luz en términos de la elipse de polarización es muy útil ya que nos permite describir por medio de una sola ecuación los diversos estados de polarización de una señal; sin embargo, esta representación es inadecuada por varias razones. Primero, cuando un haz se propaga en el espacio, encontramos que en un plano transversal a la dirección de propagación, el vector de luz traza una elipse o alguna forma especial de una elipse, tal como un círculo o una línea recta, en un intervalo de tiempo del orden de 10^{-15} segundos. Este periodo de tiempo es obviamente muy corto para poder seguir el trazo de la elipse de polarización de la señal.

Otra limitación de esta representación, es que la elipse de polarización es solamente aplicable para describir la luz que se encuentra completamente polarizada. No puede ser usada para describir la luz parcialmente polarizada o no polarizada. Por esta razón, la elipse de polarización es una idealización del verdadero comportamiento de la luz; correcta solo para un instante de tiempo dado [Goldstein, 2003].

Esas limitaciones obligaron a considerar descripciones alternativas de la luz polarizada. En 1852, Sir George Gabriel Stokes descubrió que la polarización de la luz podía ser representada en términos de observables. Él encontró que cualquier estado de polarización de la luz podía ser completamente descrito por cuatro cantidades medibles, ahora conocidas como los parámetros de Stokes. Hemos dicho que la amplitud de un campo óptico no puede ser observada. No obstante, la cantidad que sí puede ser observada es la intensidad, la cual es proporcional al promedio en el tiempo del cuadrado de la amplitud. Esto sugiere que si nosotros tomamos un tiempo promedio de una elipse de polarización no observable, lograríamos obtener los observables de la elipse de polarización. De esta forma, es posible obtener cuatro cantidades cuantificables que son los parámetros de Stokes¹³, los cuales dan una descripción completa de cualquier estado de polarización de una señal óptica.

El primer parámetro de Stokes S_0 es la intensidad total de la luz. El segundo parámetro S_1 describe la cantidad de polarización lineal horizontal o vertical, el tercer parámetro S_2 describe la cantidad de polarización lineal a $+45^\circ$ ó -45° y el cuarto parámetro S_3 describe la cantidad de polarización circular derecha o izquierda contenida en el haz. Los parámetros de Stokes están definidos por las ecuaciones (18), (19), (20) y (21) [Weidner, 1992]. Los cuatro parámetros de Stokes son expresados en términos de intensidades y son cantidades reales.

$$S_0 = E_{0x}^2 + E_{0y}^2 \quad (18)$$

$$S_1 = E_{0x}^2 - E_{0y}^2 \quad (19)$$

$$S_2 = 2E_{0x}E_{0y} \cos \delta \quad (20)$$

$$S_3 = 2E_{0x}E_{0y} \sin \delta \quad (21)$$

¹³ Una derivación detallada de los parámetros de Stokes puede ser encontrada en [Goldstein, 2003].

Para cualquier estado de polarización, los parámetros de Stokes siempre satisfacen la relación:

$$S_0^2 \geq S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 \quad (22)$$

El signo de igualdad se aplica cuando tenemos luz completamente polarizada y el signo de desigualdad se emplea cuando hay luz parcialmente polarizada o luz no polarizada.

También se pueden representar estos cuatro parámetros en forma normalizada¹⁴, mediante las ecuaciones (23), (24) y (25).

$$s_1 = S_1/S_0 \quad (23)$$

$$s_2 = S_2/S_0 \quad (24)$$

$$s_3 = S_3/S_0 \quad (25)$$

A partir de los parámetros de Stokes es posible determinar el ángulo de elipticidad y orientación de la elipse de polarización. Sustituyendo las ecuaciones (19) y (20) en (15) obtenemos:

$$\tan 2\psi = \frac{S_2}{S_1} \quad (26)$$

$$\text{Para } 0 \leq \psi < \pi \quad (27)$$

Similarmente, el ángulo de elipticidad se expresa por:

$$\sin 2\chi = \frac{S_3}{S_0} \quad (28)$$

¹⁴ El analizador de Polarización HP8509B utilizado en este trabajo, proporciona los parámetros de Stokes normalizados y los proyecta gráficamente sobre una esfera de radio unitario.

$$\text{Para } \frac{-\pi}{4} \leq \chi \leq \frac{\pi}{4} \quad (29)$$

II.4.3 Esfera de Poincaré

Los parámetros de Stokes también pueden ser representados solamente en términos de S_0 , ψ , y χ . Cuando se tiene luz totalmente polarizada, la igualdad (22) se cumple:

$$S_0^2 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 \quad (30)$$

De esta forma, sustituyendo las ecuaciones (26) y (28) en (30), encontramos que:

$$S_1 = S_0 \cos 2\chi \cos 2\psi \quad (31)$$

$$S_2 = S_0 \cos 2\chi \text{sen} 2\psi \quad (32)$$

$$S_3 = S_0 \text{sen} 2\chi \quad (33)$$

Las expresiones anteriores son muy similares a las ecuaciones que relacionan las coordenadas cartesianas con las coordenadas esféricas. Estas ecuaciones representan una esfera en un sistema de coordenadas S_1 - S_2 - S_3 de radio S_0 y con ángulos 2ψ y 2χ (ver figura 22). El ángulo 2χ es el ángulo que forma S_0 con el plano S_1 - S_2 y 2ψ es el ángulo que forma la proyección de S_0 sobre el plano S_1 - S_2 con el eje S_1 . Por lo cual, cualquier estado de polarización puede ser representado por un punto “p” en tal esfera y puede ser definido por sus coordenadas cartesianas $P(S_1, S_2, S_3)$ o por sus dos coordenadas angulares esféricas $P(2\psi, 2\chi)$ llamadas longitud y latitud [Weidner, 1992].

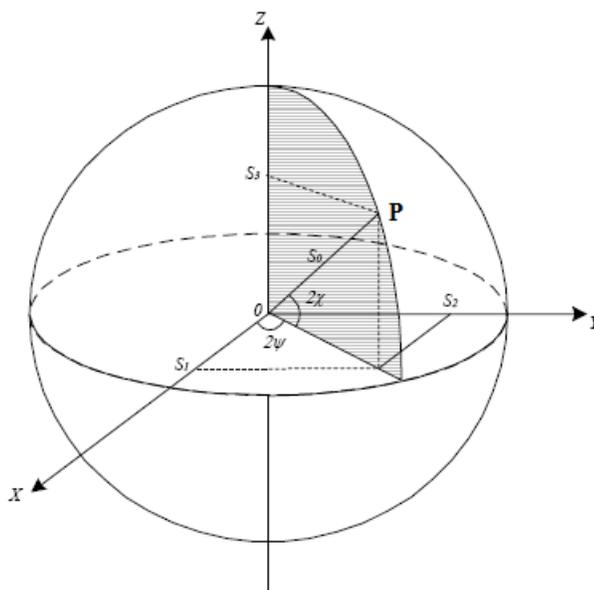


Figura 22. Representación de un estado de polarización (p) en la esfera de Poincaré.

La representación del estado de polarización sobre una esfera fue introducida por H. Poincaré en 1892, y es propiamente llamada la esfera de Poincaré. La esfera de Poincaré es un formato de visualización excelente para observar los cambios en el estado de polarización de una señal, debido a que todos los estados de polarización son vistos al mismo tiempo. Esto es logrado asignando a cada estado de polarización su propio punto específico sobre la esfera de Poincaré (sus respectivos parámetros de Stokes S_1 , S_2 y S_3).

Las siguientes características pueden ser observadas en la esfera de Poincaré:

- Todas las polarizaciones lineales ($0 \leq 2\psi \leq 2\pi$, 0) se encuentran en el ecuador. Particularmente los puntos $(0, 0)$ y $(\pi, 0)$ representan una polarización lineal horizontal y vertical respectivamente.
- Cualquier estado de polarización elíptico mano derecha es representado en el hemisferio norte, mientras que cada punto en el hemisferio sur representa luz polarizada elípticamente mano izquierda. El polo norte ($2\chi = \pi/2$) corresponde a una polarización circular derecha y el polo sur ($2\chi = 3\pi/2$) representa una polarización circular izquierda.

- Señales con estados de polarización ortogonales son representadas por puntos diametralmente opuestos sobre la esfera.
- Todos los puntos que permanecen en el mismo paralelo ($2\chi = \text{Cte.}$) representan todas las formas posibles de polarización elíptica con la misma elipticidad pero diferente ángulo azimutal.
- Inversamente, puntos en el mismo meridiano ($2\psi = \text{Cte.}$) representan estados de polarización elípticos con el mismo ángulo azimutal pero diferente elipticidad.

Capítulo III

Manifestación de los fenómenos de la XPolM, la XGM y la SNPR en el AOS 1550CRI/X1500

III.1 Introducción

Este capítulo se divide en tres secciones, en la primera de ellas se plantean las acciones necesarias para operar de manera correcta el AOS bajo estudio, las cuales consisten en: establecer las condiciones adecuadas de temperatura y corriente para el mejor desempeño del dispositivo y en conocer las características más importantes del amplificador óptico utilizado. Posteriormente, en el segundo apartado se determina la perturbación impuesta en la amplitud y la polarización de una señal de prueba por una señal de control a través de la XGM y la XPolM, respectivamente. Finalmente, en la última sección se analiza el fenómeno de la rotación no lineal auto inducida de la polarización (SNPR por sus siglas en inglés). Estas caracterizaciones permitirán obtener los estados de polarización, a la entrada del amplificador, que producen la manifestación más aprovechable de los fenómenos de la XPolM y XGM, con el fin de hacer más eficiente la operación del restador propuesto.

III.2. Condiciones de operación y caracterización del AOS utilizado

En este trabajo se requirió tener el mayor control posible sobre los estados de polarización y los niveles de potencia de las señales ópticas a la entrada y salida del AOS. Ya que son principalmente estas propiedades las que determinan la magnitud de los efectos no lineales generados dentro del dispositivo. Por tal motivo, se eligió un esquema en el cual las señales fueron insertadas y capturadas por espacio libre¹⁵. Debido a lo anterior, se utilizó un amplificador óptico del tipo empaquetado en sub-montura (ver sección II.2.6), que se

¹⁵ La configuración en espacio libre permite un control más óptimo, así como la preservación del estado de polarización de las señales a la entrada y salida del AOS [Kennedy, 2004].

colocó en un soporte apropiado, en el cual, el suministro de corriente y el control de temperatura para el AOS fueran los adecuados [Optospeed, 2000].

III.2. 1 Montaje del amplificador usado

El montaje utilizado para la operación estable del AOS es el mostrado en la figura 23, el cual consta de una base fija que sirve de soporte para el amplificador, así como de diferentes elementos para el control de temperatura, tales como: un módulo termoeléctrico o enfriador (peltier) (1), un termistor (2), un disipador (3) y las adaptaciones para los controladores de temperatura (4) y corriente del dispositivo (5).



Figura 23. Soporte usado para el control de temperatura y corriente del AOS bajo estudio.

El instrumento usado para el control de temperatura del AOS fue un controlador ILX Lightwave LDT-5910B, y el control de corriente se realizó mediante una fuente de corriente Thorlabs LDC500. Es importante señalar que el control de temperatura y corriente es uno de los aspectos más importantes en la experimentación con amplificadores de este tipo. En efecto, cuando se establece un control adecuado, la respuesta del amplificador estará apegada a las curvas de operación para una corriente y temperatura específicas. Por otro lado, la operación del dispositivo en un régimen inadecuado puede resultar en una

reducción del tiempo de vida del AOS, o en el peor de los casos, en el daño permanente del mismo. Debido a esto, antes de iniciar con los experimentos se realizaron pruebas de control de temperatura para diferentes corrientes de inyección sobre el amplificador. Los valores de temperatura y corriente de alimentación a controlar, fueron seleccionados después de las diversas pruebas, de considerar las especificaciones del dispositivo y de tomar en cuenta las condiciones del cuarto de experimentos.

Finalmente, el AOS se controló a una temperatura estable de 24 °C con una corriente de alimentación directa de 495 mA. El valor de corriente es el valor típico para la operación del amplificador usado [Optospeed, 2000].

III.2.2 Parámetros de operación del AOS

Una vez establecidas las condiciones de temperatura y corriente para la operación estable del amplificador, se procedió a encontrar las características más importantes del AOS bajo estudio, entre las cuales se encuentran: el ancho de banda óptico, la potencia de saturación de salida, la ganancia óptica y la emisión espontánea amplificada del dispositivo. Mediante el análisis de estos parámetros, fue posible seleccionar el intervalo de longitudes de onda de las señales ópticas de trabajo, tomando en cuenta también las características de los distintos dispositivos (EDFAs, láseres, etc.) disponibles para instrumentar los diferentes bancos experimentales por realizar (ver apéndice A).

III.2.2.1 Emisión espontánea amplificada del AOS

La ASE es uno de los aspectos más importantes a caracterizar de un AOS, debido a que es el resultado de la combinación de las emisiones espontánea y estimulada. Como se explicó en la sección II.2.3, debido a la gran densidad de portadores, cuya energía es representada en la banda de conducción, muchos fotones son generados por emisión espontánea. Cierta fracción de esos fotones son acoplados en el modo fundamental de la guía de onda formada por la región activa del AOS y son amplificados vía emisión estimulada. Como resultado a

lo anterior, a la salida del AOS se observa un amplio espectro óptico dado por la emisión espontánea y una alta intensidad causada por la amplificación óptica a través de la emisión estimulada. Por lo cual, a través de la ASE se puede efectuar una estimación de parámetros muy interesantes del AOS tales como: el ancho de banda óptico, la posición del pico de ganancia, las reflectividades de las facetas, entre otros [Occhi, 2002]. Cabe señalar, que a través de la ASE se puede lograr una estimación de los parámetros anteriores; sin embargo, no hay que perder de vista que esta emisión es una concatenación de las emisiones espontánea y estimulada, por lo que en realidad su pico de intensidad así como su ancho espectral no corresponden fielmente a los de la curva de ganancia. No obstante, en amplificadores largos ($L \geq 1$ mm), como es nuestro caso, la aproximación es válida, ya que la forma del espectro de ganancia que rige a la del espectro de la emisión estimulada, domina a la del espectro de la ASE. Es decir, la emisión estimulada es tan fuerte que la forma de su espectro termina por imponerse a la del espectro de emisión espontánea.

Para concluir este punto, es pertinente señalar que un aspecto suplementario que hace interesante la caracterización de la ASE, es que a través de la determinación de su potencia total se pueden simplificar considerablemente los procedimientos de ajuste óptico para acoplar la luz a la entrada y salida del amplificador.

III.2.2.1.1 Procedimiento de medición del espectro de la ASE

Para la medición del espectro de la ASE, fue necesario acoplar la luz que emerge de cada una de las faceta del amplificador a un analizador de espectros ópticos. Para tal efecto se utilizaron dos lentes objetivos FL10B (uno por faceta) y dos lentillas de gradiente de índice (GRIN por sus siglas en ingles) conectadas a fibras ópticas estándar. Cabe mencionar que todos estos elementos fueron colocados de manera conveniente sobre soportes 3D. El esquema del banco experimental que fue utilizado es mostrado en la figura 24¹⁶.

¹⁶ Los esquemas experimentales mostrados en este trabajo, usan una línea sólida para representar conexiones por fibra óptica, y una línea punteada para representar trayectorias ópticas en espacio libre.

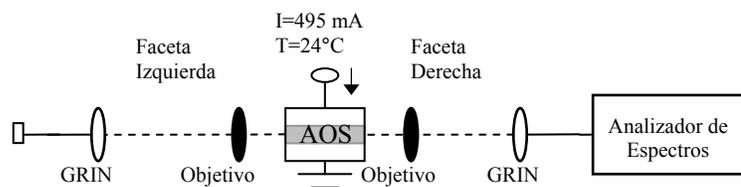


Figura 24. Esquema experimental usado para la medición del espectro de ASE para ambas facetas del AOS.

En la figura 25 se muestran los espectros de emisión espontánea amplificada capturados por cada una de las facetas del AOS, para diferentes corrientes de polarización. La medición se realizó mediante un analizador de espectros ópticos HP 70951 con una resolución de 0.1 nm y una sensibilidad de -65 dBm.

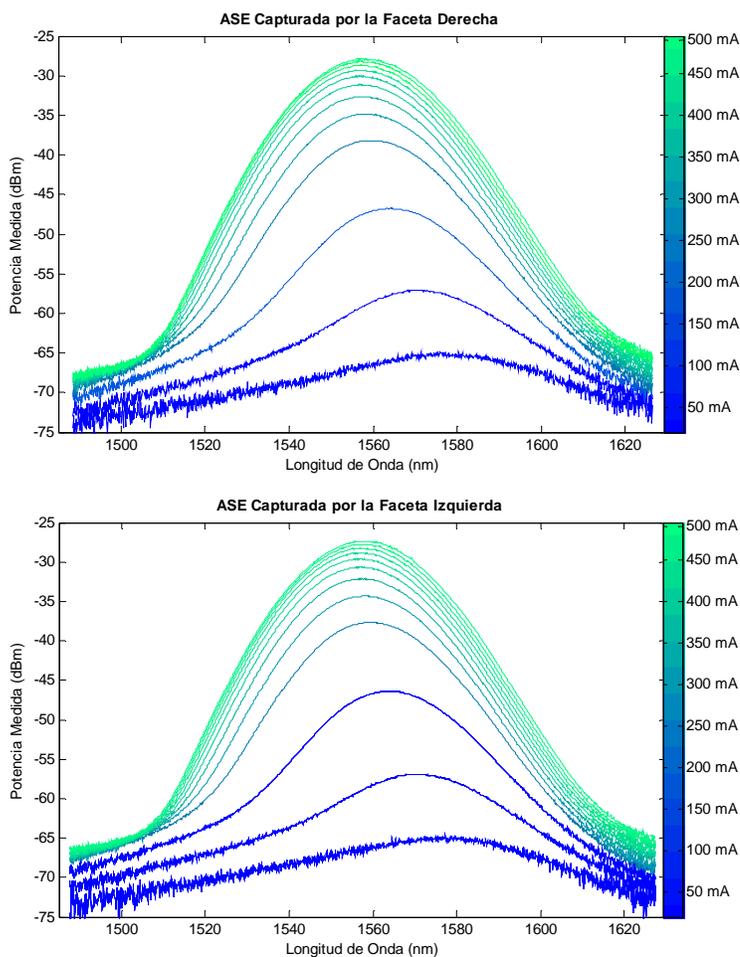


Figura 25. Espectros de ASE capturados por la faceta derecha (superior) e izquierda (inferior) para diferentes corrientes de alimentación y una temperatura estable de 24°C .

La tasa de emisión espontánea se incrementa con la densidad de portadores libres, la cual a su vez aumenta con la corriente de alimentación; esto ocasiona un incremento en la densidad espectral de potencia de la ASE con la corriente de alimentación, tal y como se observa en las graficas anteriores. Este incremento en la densidad de portadores causa además el desplazamiento del pico de ganancia hacia longitudes de onda menores como resultado del efecto conocido como “bandfilling”.

Otro parámetro interesante tomado del espectro de la ASE es el valor pico a pico del rizo presente en las proximidades del pico de la curva de ganancia del AOS, el cual es producto de las señales reflejadas en las facetas del amplificador (ver sección II.2.1). Así mediante el valor pico a pico del rizo es posible determinar el estado de las películas anti-reflejantes [Merritt, 1995], y en efecto, es deseable que su magnitud sea lo más pequeña posible. En la figura 26 se muestra el rizo obtenido, en las proximidades del pico de la curva de ganancia, para cada una de las facetas del AOS usado.

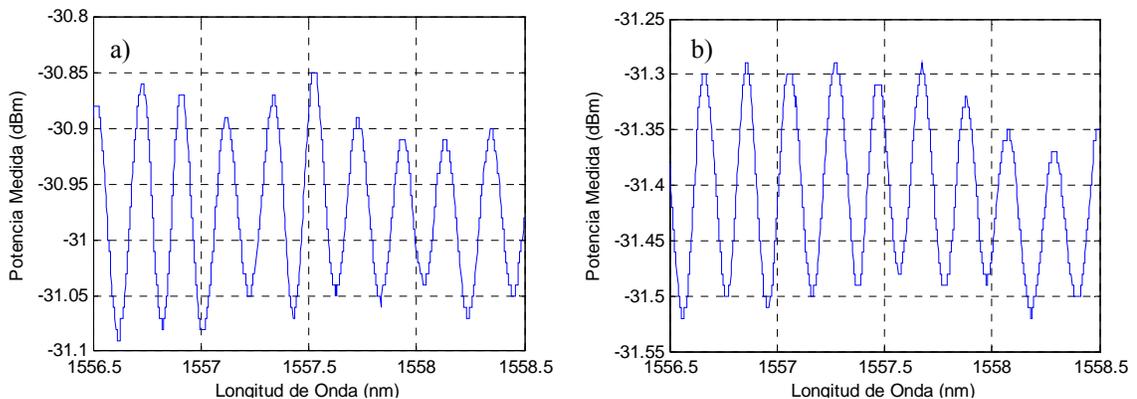


Figura 26. Espectro del rizo obtenido en las proximidades del pico de la curva de ganancia, para la faceta izquierda (a) y derecha (b).

III.2.2.1.2 Datos obtenidos del espectro de ASE del AOS 1550CRI/X1500

En base a las mediciones realizadas del espectro de ASE, para ambas facetas del AOS, fueron determinados los siguientes parámetros de interés: el valor de la longitud de onda del pico de la curva de ganancia (λ_{pico}), la longitud de onda central del espectro de la ASE

(λ_{central}), la profundidad del rizo y el ancho de banda del espectro de la ASE a la mitad de la potencia ($BW_{3\text{dB}}$) de su pico de emisión. En la tabla III se muestran los valores encontrados, así como los datos especificados por el fabricante.

Tabla III. Datos obtenidos del espectro de ASE para el AOS 1550CRI/X1500

Parámetro	Datos Medidos (I = 500mA, T=24°C)		Especificaciones del Fabricante (I = 500mA, T=20°C)
	Faceta Derecha	Faceta Izquierda	
λ_{pico} [nm]	1557.3	1557.5	1557.1
λ_{central} [nm]	1557.85	1558.02	1557.3
$BW_{3\text{dB}}$ [nm]	25.6	25.44	26.6
Rizo [dB]	0.23	0.23	0.1

III.2.2.2 Ganancia en pequeña señal

Probablemente uno de los parámetros de operación más importantes de un AOS, para muchas aplicaciones, es la ganancia, es decir, la relación que existe entre la potencia de la señal amplificada que sale del AOS y aquella por amplificar que entra a éste. En general, la ganancia se satura cuando la señal de entrada es demasiado fuerte (ver sección II.3.3). Así, la ganancia más alta otorgada por los amplificadores ópticos es usualmente la llamada ganancia en pequeña señal (SSG por sus siglas en ingles), debido a que es obtenida justamente con una potencia pequeña del haz de entrada. Para cuantificar la SSG del AOS utilizado y observar la dependencia de ésta con la polarización del haz de entrada, se usó el esquema experimental mostrado en la figura 27.

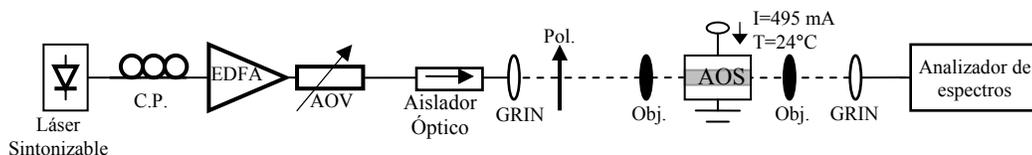


Figura 27. Esquema experimental utilizado para la medición de la SSG del AOS 1550CRI/X1500.

III.2.2.2.1 Procedimiento de medición de la ganancia en pequeña señal

Para calcular la ganancia en pequeña señal del AOS se requirió variar la potencia de entrada al amplificador por medio de un atenuador óptico variable (AOV) HP 8156A. Así, para cada potencia de entrada al dispositivo (de -34 dbm a 4 dbm en pasos de 1 dbm) se midió la potencia óptica correspondiente a la salida, con un analizador de espectros ópticos. Lo anterior se realizó para cuatro diferentes longitudes de onda del haz incidente, utilizando un láser sintonizable Uniphase SWS15101, las cuales fueron seleccionadas en base a las caracterizaciones de la ASE del amplificador y de las características de los dispositivos utilizados. Para cada una de las longitudes de onda de la señal en estudio se establecieron dos polarizaciones lineales diferentes, coincidentes con los modos TE y TM, las cuales fueron ajustadas mediante un controlador de polarización manual y un polarizador respectivamente. Además, fue necesario utilizar un aislador óptico para evitar fluctuaciones de potencia en la salida del atenuador, ocasionadas por la ASE proveniente del amplificador, así como por reflectividades producidas en la lentilla de GRIN.

Con las mediciones realizadas se calculó la ganancia en pequeña señal, considerando las pérdidas por inserción y captura del arreglo en espacio libre (ver apéndice B), así como las pérdidas de los diferentes elementos utilizados, como se expresa en la ecuación 34.

$$\text{Ganancia}_{(dB)} = \text{Psalida}_{(dBm)} - \text{Pentrada}_{(dBm)} + \text{Pérdidas}_{(dBm)} \quad (34)$$

En la figura 28 se muestran los resultados obtenidos. En esta figura se observa una diferencia máxima de ganancia en pequeña señal de 4 dB aproximadamente para los ejes de propagación TE y TM del AOS y una SSG máxima de 26 dB, correspondiente al eje TE en la longitud de onda del pico de la curva de ganancia (1557.4 ± 0.1 nm). Lo anterior predice grandes cambios en el estado de polarización de señales ópticas incidentes al AOS con componentes ortogonales de polarización diferentes de cero.

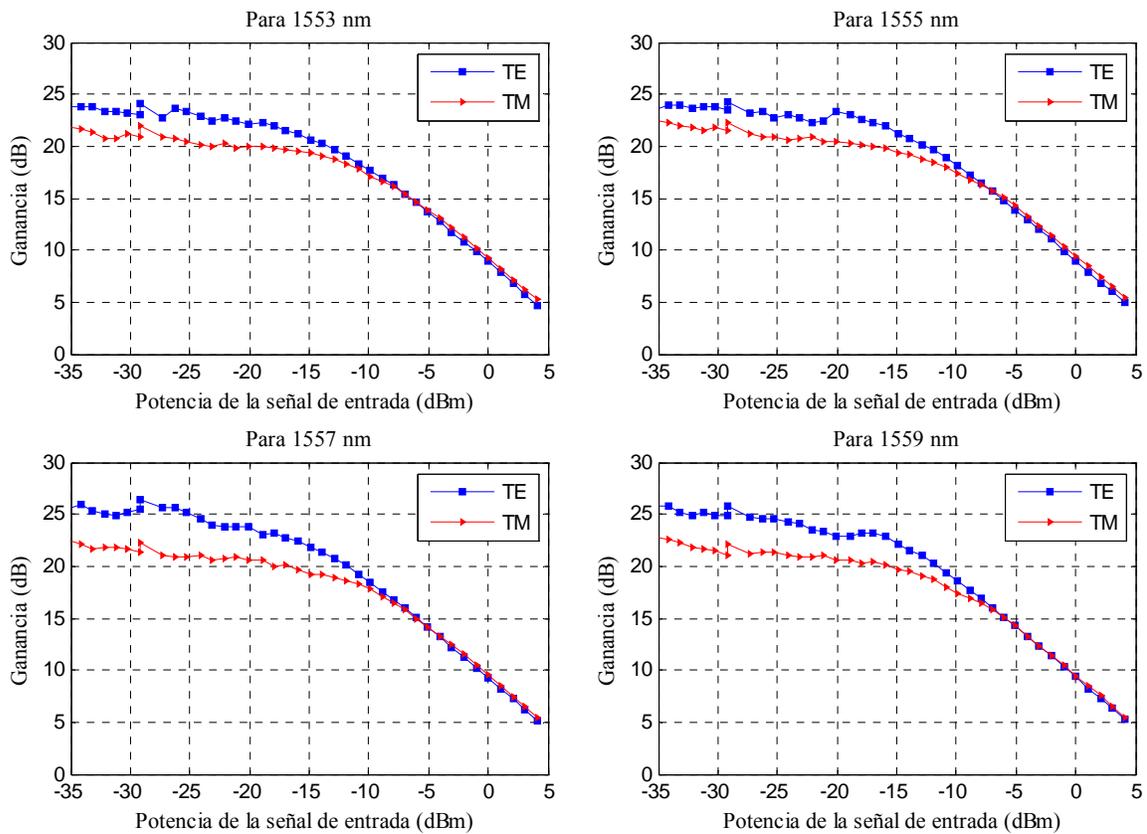


Figura 28. Curvas de SSG obtenidas para dos polarizaciones lineales de la señal de entrada, coincidentes con las de los modos TE (azul ■) y TM (rojo ►) de la guía de onda del AOS, en cuatro distintas longitudes de onda.

III.3 Banco experimental para observar las manifestaciones de la XPolM y la XGM.

Como se explicó en la sección II.3, el fenómeno de la XPolM se manifiesta cuando una señal que se propaga dentro del AOS sufre un cambio significativo en su estado de polarización, el cual es producido por la presencia de otra señal inyectada de manera simultánea dentro del amplificador. De forma similar, el efecto de la modulación cruzada de la ganancia se observa cuando la ganancia experimentada por un haz es comprimida debido a la presencia de un segundo haz introducido al mismo tiempo dentro del AOS.

En base a lo anterior y considerando las características del AOS encontradas en el presente capítulo, se desarrolló el banco experimental mostrado en la figura 29, el cual permite observar las manifestaciones de la XPolM y la XGM. De manera relevante, este banco permite identificar el ángulo de orientación de la polarización lineal incidente al amplificador, que produce el mayor cambio en el estado de polarización de la señal de prueba y que por lo tanto exagera los fenómenos suscitados dentro del AOS empleado.

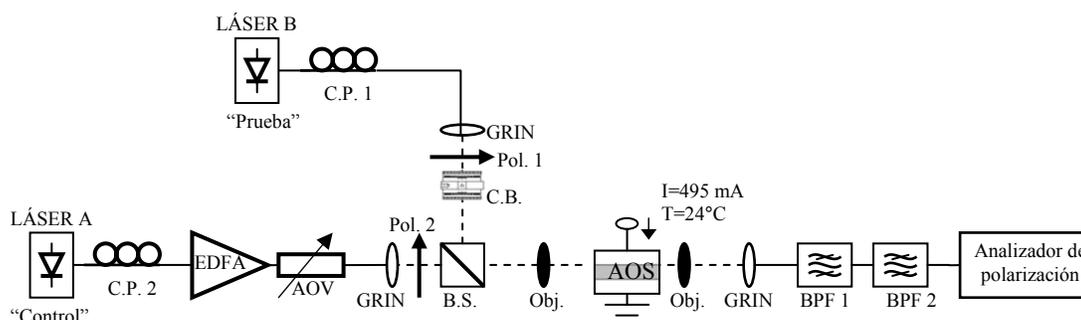


Figura 29. Esquema experimental utilizado para observar las manifestaciones de la XPolM y la XGM que produce una señal de control sobre una señal de prueba.

Para la realización de este experimento fue necesario utilizar un divisor de haz (beam splitter) en espacio libre, el cual es usado para hacer incidir sobre la faceta del amplificador los haces de prueba y de control. De acuerdo a este esquema, la señal de control es amplificada a través de un EDFA, su potencia y polarización son controladas a través de un atenuador óptico variable y de un controlador de polarización (CP 2) y un polarizador (Pol 2), respectivamente. La señal de control es inyectada dentro del AOS pasando en transmisión directa a través del divisor de haz, mientras que la señal de prueba es insertada en transmisión por reflexión, siendo su polarización, a la entrada del AOS, ajustada a través de un controlador de polarización (CP 1) y un polarizador (Pol 1). Además, se requirió de un compensador de Berek, colocado en el camino por reflexión, para contrarrestar los cambios en el estado de polarización del haz de prueba causados por el divisor de haz (ver apéndice A). A la salida del AOS se sintetizó, utilizando dos filtros Newport TBF-1550-1.0 con sus espectros traslapados, un filtro óptico sintonizable con banda pasante de 0.4 nm, el cual fue utilizado para eliminar una gran parte de la ASE así como de la señal de control

que también está presente a la salida del amplificador. De esta manera, se logró mejorar las condiciones de medición de la polarización de la señal de prueba en el analizador de polarización HP 8509B (obteniéndose un DOP¹⁷ muy cercano al 100%) [Guía de usuario HP, 1994].

Finalmente, el amplificador fue alimentado con una corriente de 495 mA y su temperatura fue controlada a 24°C.

III.3.1 Procedimiento de medición de la XPolM y la XGM

Mediante el esquema mostrado en la figura 29, fue posible realizar variaciones precisas en el ángulo de orientación de la polarización lineal incidente de cada uno de los dos haces (prueba y control) de forma paralela, desde 0° a 180° en pasos de 15° por medio de los polarizadores 1 y 2. Esto con el objeto de determinar la polarización lineal que deberán tener, a la entrada del amplificador, cada una de las señales ópticas binarias que arribarán al restador propuesto.

Lo anterior se realizó para cada una de las combinaciones de longitudes de onda de las señales de prueba (λ_p) y de control (λ_c) (esta última siempre colocada en el pico de la curva de ganancia del AOS) mostradas en la tabla IV, así como para diversas potencias de entrada de la señal de control y para una potencia de entrada de -9 dBm de la señal de prueba. De esta forma, para cada una de las potencias otorgadas por el atenuador del haz de control (de -20.5 a -1.5 dBm, en pasos de 1 dBm), se efectuaron mediciones de los parámetros de Stokes normalizados que describen la polarización de la señal de prueba a la salida del amplificador, así como de la potencia de salida de dicho haz¹⁸.

¹⁷ El DOP (Degree of polarization) es un parámetro que da a conocer el porcentaje de la potencia total que se encuentra polarizado. $DOP\% = (Pot.Polarizada/Pot.Total) \times 100\%$.

¹⁸ Para medir la amplitud de la señal bajo estudio se utilizó el medidor de potencia óptico con el que cuenta el analizador de polarización HP8509B [Guía de usuario HP, 1994].

Tabla IV. Combinaciones de longitudes de onda utilizadas.

Combinaciones	Longitudes de Onda	
	Control	Prueba
$\lambda_C - \lambda_{P1}$	1557.5	1555
$\lambda_C - \lambda_{P2}$	1557.5	1556
$\lambda_C - \lambda_{P3}$	1557.5	1559
$\lambda_C - \lambda_{P4}$	1557.5	1560

Es importante señalar que antes de realizar las mediciones del estado de polarización de la señal de prueba fue necesario establecer un “marco de referencia de polarización” a la salida del AOS, válido solamente para una longitud de onda en particular [Guía de usuario HP, 1994]. El marco de referencia es necesario para que el analizador de polarización sea capaz de compensar los efectos sobre el estado de polarización del haz bajo prueba, que producen tanto la birrefringencia como otros fenómenos lineales, en la trayectoria que existe entre la salida del AOS y el receptor del analizador de polarización. Es decir, el objeto de esta compensación es que el analizador de polarización pueda medir y desplegar la polarización real que hay justo a la salida del AOS.

En la figura 30 se representan, a través de esferas de Poincaré, las mediciones de los 3120 parámetros de Stokes adquiridos¹⁹. En las gráficas presentadas se observa el cambio en el estado de polarización que sufre el haz de prueba conforme aumenta la potencia del haz de control de su valor mínimo, de -20.5 dBm (Pi), hasta su valor máximo, de -1.5 dBm (Pf), en pasos de 1dBm. Cada trazo corresponde a un distinto ángulo de orientación de las polarizaciones lineales de entrada de ambos haces (desde 0° hasta 180° en pasos de 15°) y cada gráfica es para cada una de las combinaciones de longitudes de onda establecidas en la tabla IV. Es importante resaltar que en cada trazo de las gráficas, excepto para el correspondiente a la orientación de 90°, se encuentran encimadas dos secuencias de datos que corresponden a orientaciones, de los estados lineales de polarización de entrada de

¹⁹ Cada punto en la esfera es representado por sus tres parámetros de Stokes, en total se tienen 1040 puntos (estados de polarización) correspondientes a 13 valores distintos de polarizaciones lineales bajo la influencia de 20 potencias diferentes, para 4 combinaciones de longitudes de onda.

ambas señales, cuya adición es igual a 180° (es decir 0° y 180° , 15° y 165° , 30° y 150° , 45° y 135° , 60° y 120° , 75° y 105°).

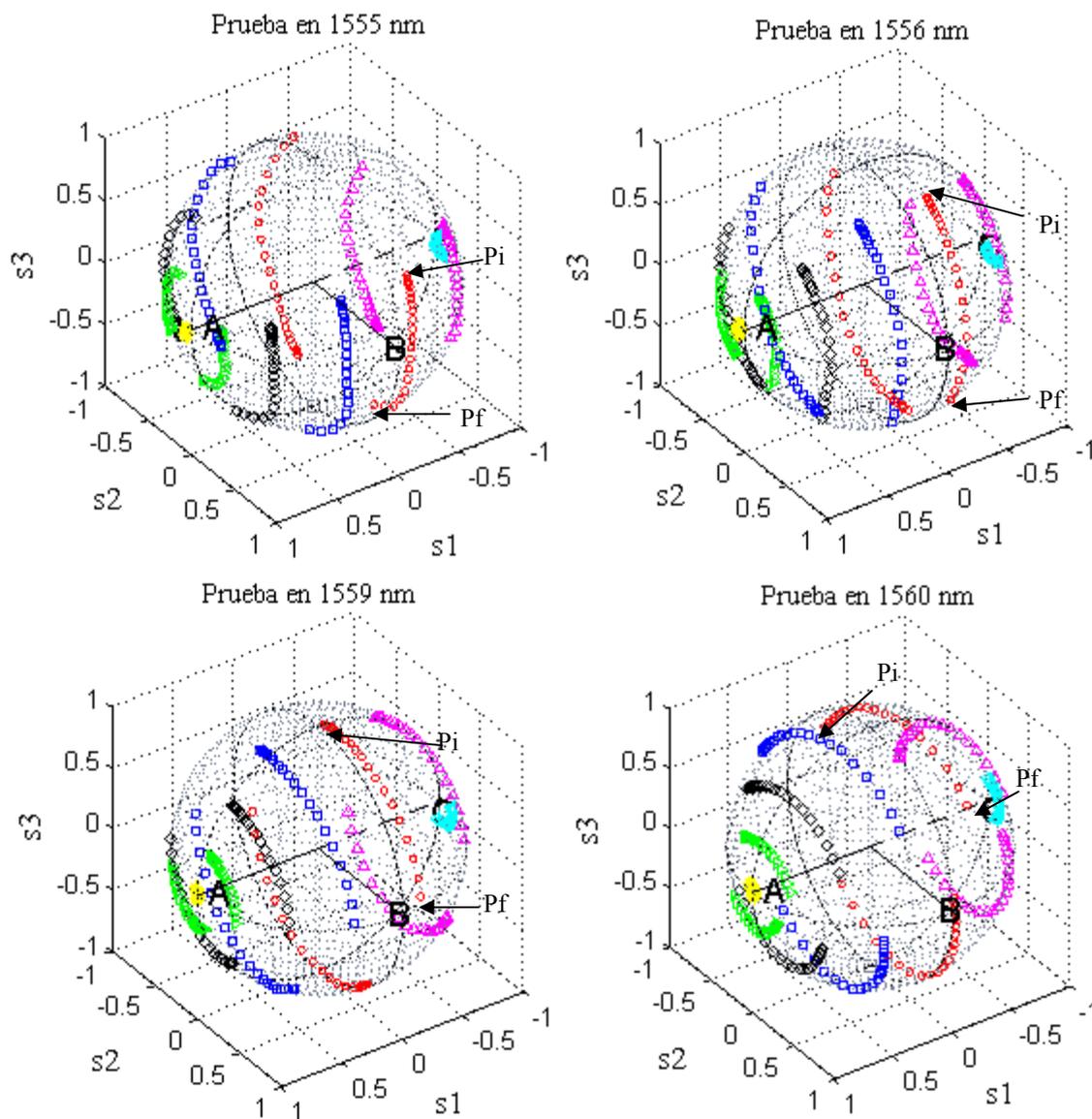


Figura 30. Manifestación de la XPolM producida por una señal de control (1557.5 nm) sobre una señal de prueba colocada a cuatro diferentes longitudes de onda, en función de la potencia óptica del haz de control (de -20.5 a -1.5 dBm, en pasos de 1 dBm) y distintos ángulos de orientación de las polarizaciones lineales de entrada: 0° y 180° (amarillo *), 15° y 165° (verde \triangleright), 30° y 150° (negro \diamond), 45° y 135° (azul \square), 60° y 120° (rojo \circ), 75° y 105° (magenta Δ) y 90° (cyan \bullet). Los puntos indicados como A, B y C corresponden a polarizaciones lineales orientadas a 0° , 45° y 90° respectivamente.

III.3.2 Determinación del efecto de la XPolM y la XGM sobre el estado de polarización y la potencia del haz de prueba a la salida del AOS.

En base a las mediciones anteriores se determinó para que orientación de la polarización lineal de ambos haces se obtiene el mayor cambio en el estado de polarización del haz de prueba provocado por la XPolM. Asimismo, se examinó la potencia de éste haz, a la salida del AOS, para estimar su nivel de compresión ocasionado por la señal de control a través de la XGM inducida.

Para cuantificar el cambio en el estado de polarización de salida del haz de prueba, se calculó en la esfera de Poincaré, la distancia angular (α) que existe entre los estados de polarización que genera este haz cuando el de control presenta su mínima potencia (punto de referencia) y otra de las consideradas en el estudio (punto final).

Es importante notar que para realizar este cálculo, es necesario definir el estado de polarización de referencia de salida de la señal de prueba ($s1_r, s2_r, s3_r$), que se obtiene para una potencia mínima del haz de control, para cada polarización lineal de entrada. Enseguida, para cada polarización lineal de entrada considerada, se calcula la distancia en línea recta que se genera entre el estado de referencia correspondiente y cada uno de los subsecuentes estados de polarización ($s1_f, s2_f, s3_f$), resultantes de las diferentes potencias ópticas de entrada de la señal de control:

$$c = \sqrt{(s1_r - s1_f)^2 + (s2_r - s2_f)^2 + (s3_r - s3_f)^2} \quad (35)$$

Ahora aplicando la ley de cosenos y considerando que el radio de la esfera de Poincaré es unitario²⁰, la distancia angular que separa al estado de referencia correspondiente con uno de los estados finales, sobre la esfera, se obtiene a partir de la ecuación 36.

²⁰ Esta consideración es válida debido a que las mediciones fueron realizadas con valores de DOP muy cercanos al 100% ($100\% \pm 2\%$).

$$\alpha = \cos^{-1}\left(1 - \frac{c^2}{2}\right) \quad (36)$$

Finalmente, desplazamiento angular real ρ que sufre el estado de polarización de la señal de prueba es la mitad de la distancia angular α obtenida en la esfera de Poincaré²¹.

$$\rho = \frac{\alpha}{2} \quad (37)$$

En la figura 31 se muestran los resultados de los cálculos realizados.

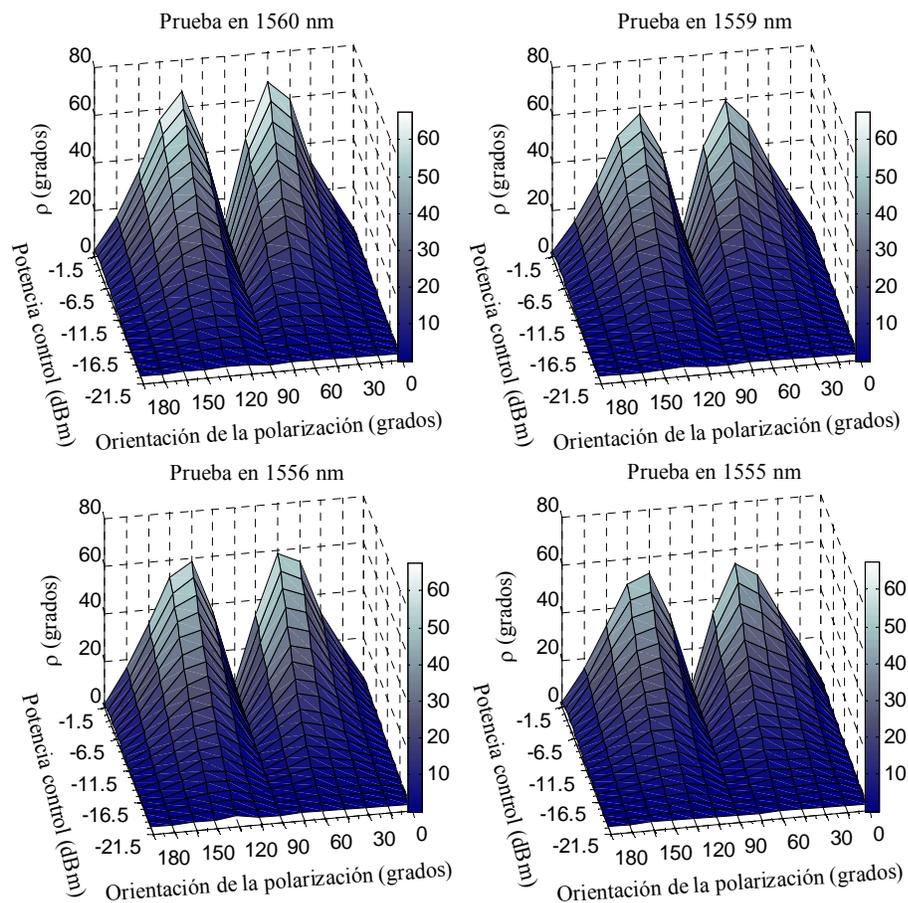


Figura 31. Desplazamiento angular del estado de polarización del haz de prueba a la salida del AOS, para cada una de las longitudes de onda experimentadas.

²¹ Señales con estados de polarización ortogonales (e.g. polarización lineal vertical y lineal horizontal) son representadas por puntos diametralmente opuestos sobre la esfera; sin embargo su diferencia real es de 90°.

En la figura anterior se observa que los valores máximos de desplazamiento angular de los estados de polarización de la señal de prueba, para las cuatro longitudes de onda experimentadas, se producen cuando ambas señales son inyectadas dentro del amplificador con una polarización lineal orientada a 60° o, simétricamente, a 120° .

Por otra parte, en la figura 32(a) se muestran los valores de la potencia óptica de la señal de prueba, a la salida del AOS, en función de la potencia de entrada del haz de control, para las cuatro longitudes de onda establecidas y para una polarización lineal incidente orientada a 60° . En la misma figura 32(b), se presenta además la compresión que sufre la potencia del haz de prueba, originada por la amplitud de la señal de control, a través de la XGM. El nivel de compresión se calculó comparando la potencia de la señal de prueba obtenida a la salida del amplificador, para cada una de las potencias de entrada de la señal de control, con respecto a la potencia del haz de prueba que se tiene cuando la potencia del haz de control es mínima (-20.5 dBm).

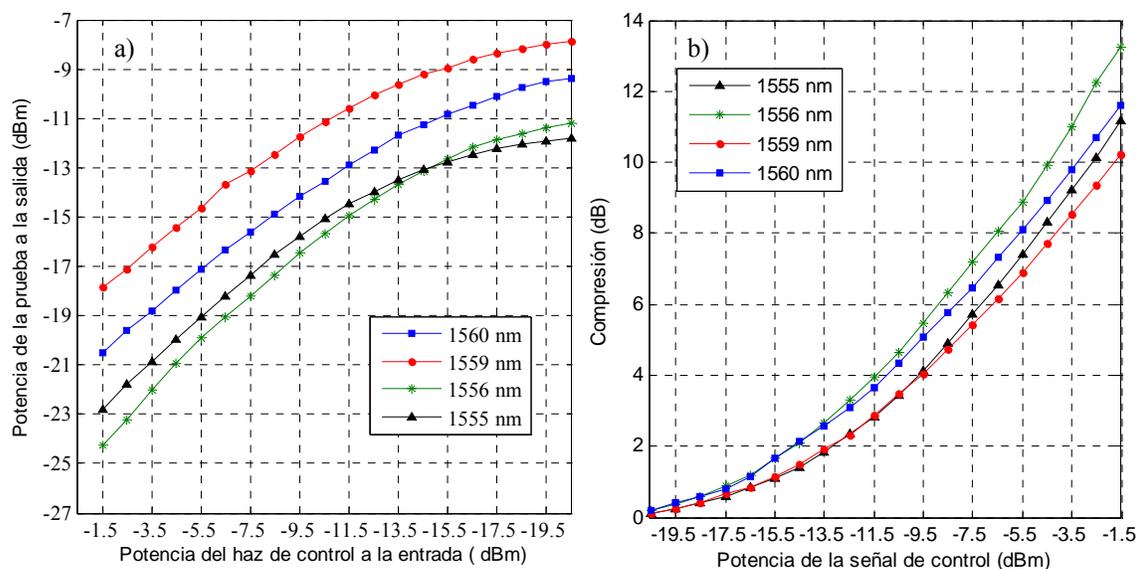


Figura 32. a) Potencia óptica de la señal de prueba, a la salida del AOS, en función de la potencia de entrada del haz de control, para las cuatro longitudes de onda establecidas y para una polarización lineal incidente orientada a 60° . b) Compresión que sufre la potencia del haz de prueba por la XGM. En este experimento la potencia de la señal de prueba y la longitud de onda del haz de control fueron de -9 dBm y 1557.5 nm, respectivamente.

Antes de proseguir, es importante notar que hasta esta instancia se ha determinado la orientación de la polarización lineal, de las señales de entrada, que produce el mayor desplazamiento angular del estado de polarización de salida de la señal de prueba (60°). No obstante, con el banco experimental utilizado para este fin, no es conveniente determinar las longitudes de onda y las potencias de las señales de entrada que producen el mayor desplazamiento angular del estado de polarización de las señales de salida. En efecto, para los experimentos anteriores se ha considerado a la señal de control como más potente con respecto a la de prueba; sin embargo, en el caso del dispositivo por implementar es necesario que ambas señales tengan la misma capacidad de perturbación, como se detallará en el siguiente capítulo.

III.4 Esquema experimental para caracterizar la manifestación de la SNPR

Una vez conocida la orientación de la polarización lineal incidente para la cual se presenta el efecto más aprovechable de los fenómenos, se procedió a analizar las potencias ópticas de inyección que ocasionan la mayor perturbación en el estado de polarización de las señales que se propagan dentro del AOS. Por tal motivo en primera instancia se evaluó el efecto de la rotación no lineal autoinducida de la polarización, mediante el banco experimental mostrado en la figura 33. En base a este experimento se calculó el desplazamiento angular del estado de polarización de una señal de prueba a la salida del amplificador, inducido por ella misma, el cual es dependiente de la polarización, la potencia y la longitud de onda de la señal única de entrada (ver sección II.3.1).

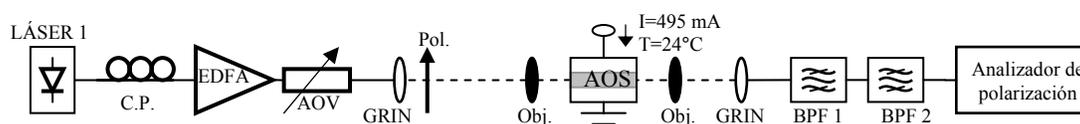
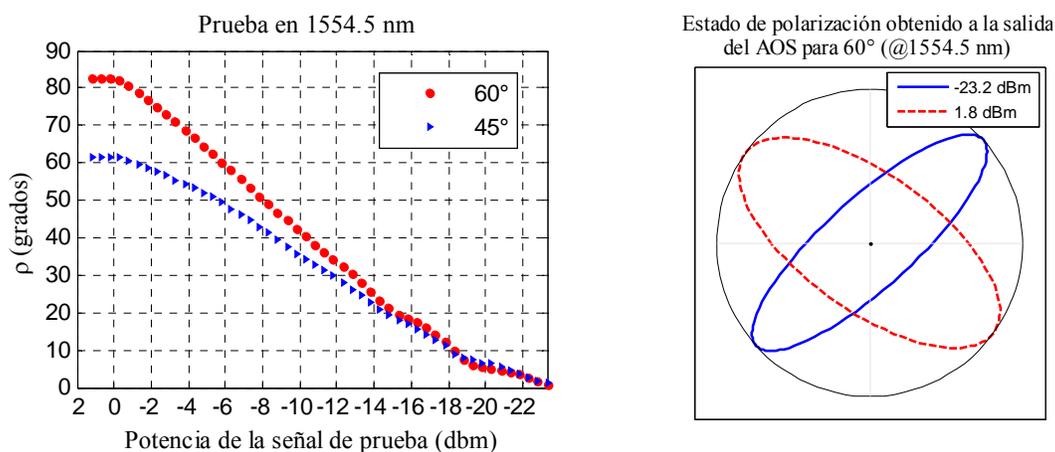


Figura 33. Esquema experimental usado para la caracterización de la rotación no lineal autoinducida de la polarización.

En este esquema, el haz bajo prueba es inyectado mediante un láser Tunic's Purity, posteriormente es amplificado por medio de un EDFA, su potencia es controlada mediante un atenuador óptico y su estado de polarización es modificado mediante un controlador de polarización y un polarizador, respectivamente. En este caso, el haz fue inyectado con una polarización lineal inclinada a 45° y 60° , que fueron las orientaciones para las cuales la manifestación de la XPolM fue la más significativa. Posteriormente, se realizaron incrementos en potencia, desde -23.2 dBm hasta llegar a un máximo de 1.8 dBm en pasos de 0.5 dBm, por medio del atenuador óptico variable y se analizó el cambio en el estado de polarización de la señal bajo estudio para cada una de las longitudes de onda seleccionadas (1560.5 , 1557.5 y 1554.5 nm).

Además, se representaron por medio de la elipse de polarización los estados de polarización inicial (potencia mínima) y final (potencia máxima) de la señal de salida, para el caso en que ésta fue inyectada con una polarización lineal orientada a 60° . En la figura 34 se muestran los resultados obtenidos²².



²² Para observar, el cambio en el estado de polarización de la señal de salida, mediante la elipse de polarización se desarrolló un programa en MATLAB, a través del cual se determinaron la elipticidad y la orientación de la elipse a partir de los parámetros de Stokes medidos.

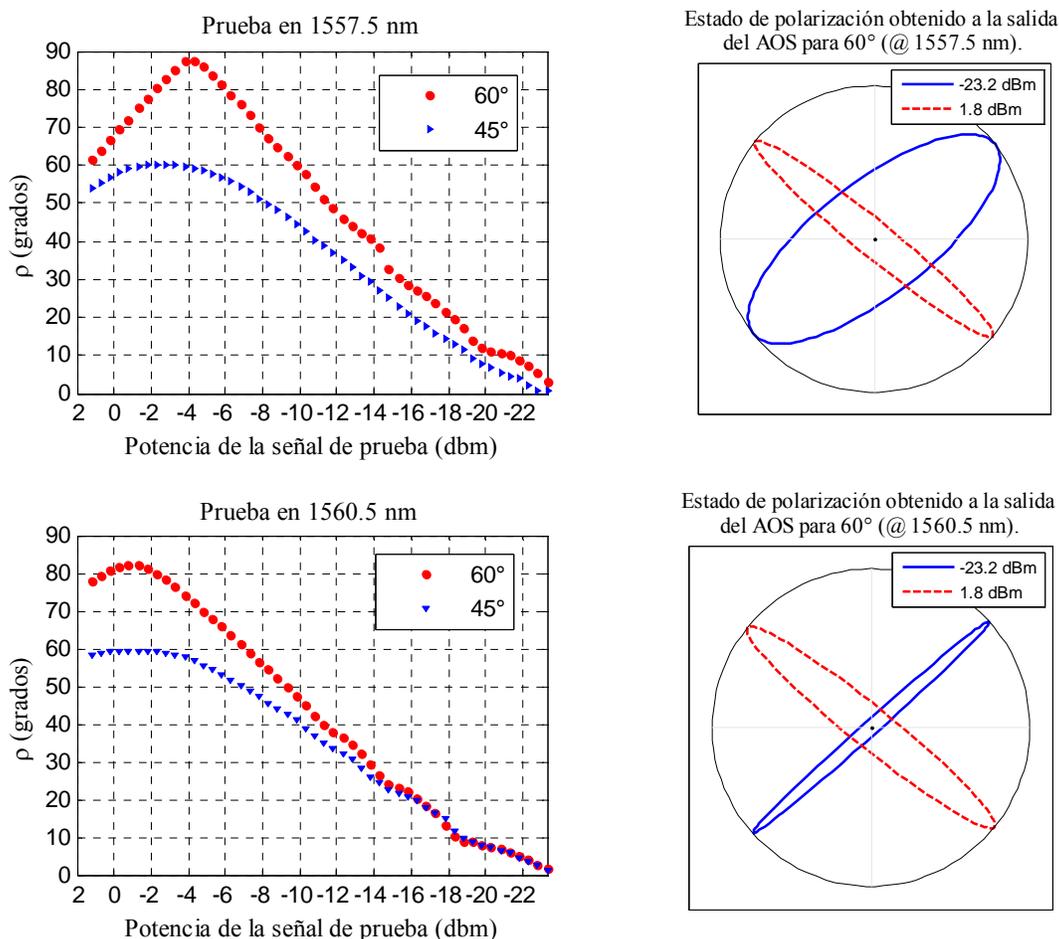


Figura 34. Desplazamiento angular entre los estados de polarización de salida de referencia y finales, generados por la SNPR, para una señal de entrada colocada en tres diferentes longitudes de onda (1554.5, 1557.5 y 1560.5 nm) y variada en potencia desde -23.2 dBm hasta 1.8 dBm en pasos de 0.5 dBm.

En la figura 34 se observa que el mayor efecto de la SNPR, se obtiene cuando la señal de entrada presenta una longitud de onda coincidente con la del pico de la curva de ganancia del AOS. Lo anterior se debe precisamente a que bajo estas circunstancias la señal de entrada experimenta una mayor amplificación y por lo tanto introduce una mayor perturbación en las características del medio no lineal a través del cual se propaga. No obstante, es de notar también, que bajo este escenario, los efectos de la XPolM y de la XGM que induciría otra señal, inyectada dentro del amplificador, serían disminuidos. Efectivamente, como se explicó en la sección II.3.3, si el primer haz comprime fuertemente

la ganancia del AOS se reduce significativamente la capacidad de la otra señal de saturar al medio y por tanto se restringe su efecto.

III.5 Resumen

Por medio de las pruebas realizadas al AOS, se establecieron las condiciones adecuadas de temperatura y corriente para el funcionamiento estable del dispositivo, de esta manera se aseguró la operación correcta del mismo, a fin de prolongar su vida útil. Además, se determinaron las características de operación más importantes del amplificador (e.g. ganancia, ancho de banda óptico, ASE, etc.), las cuales son datos esenciales que nos permiten elucidar las capacidades particulares del AOS empleado. En base a estos parámetros, se pudo identificar la gama de longitudes de onda, para las señales de entrada, en donde el amplificador puede operar en régimen de alta ganancia. Por otra parte, a través del análisis de la XPolM y XGM fue posible evaluar, de manera respectiva, el desplazamiento angular del estado de polarización y la compresión de la potencia impuesta sobre una señal de prueba por una señal de control. Lo anterior permitió determinar la orientación de las polarizaciones lineales de las señales ópticas incidentes al AOS, mediante las cuales el efecto de la XPolM es magnificado. Finalmente, la caracterización del fenómeno de la SNPR, permitió evaluar la magnitud del cambio autoinducido en el estado de polarización de una señal única de prueba entrante al amplificador, en función de su potencia, polarización y longitud de onda. Mediante este análisis se observó que entre más significativo es el efecto autoinducido por una señal, entonces los efectos ocasionados por otras señales a través de la XPolM y XGM son disminuidos.

Capítulo IV

Diseño y análisis experimental en estado estático de un restador con bit de signo totalmente óptico basado en los fenómenos de la XPolM y la XGM dentro de un AOS

IV.1 Introducción

En este capítulo se presenta el diseño general del restador propuesto y se describe su principio de operación en base a los fenómenos no lineales suscitados dentro del AOS empleado. En particular, se determinan los parámetros de diseño adecuados para el mejor rendimiento de tal dispositivo y se plantea un esquema experimental para la caracterización de las potencias y longitudes de onda de las señales ópticas de entrada que producen la manifestación más aprovechable de los fenómenos de la XPolM y la XGM dentro del AOS usado. Por último, se demuestra el funcionamiento del restador en estado estático (con señales de onda continua no moduladas) para diferentes longitudes de onda de los haces de entrada y se realiza una evaluación de las tasas de extinción obtenidas para cada una de sus salidas (diferencia y signo).

IV.2 Diseño del restador propuesto

El esquema general con el cual se realizó el restador con bit de signo totalmente óptico es mostrado en la Figura 35. Este módulo se basa en la modificación del estado de polarización y en la compresión de la amplitud de dos señales (A y B), por medio de la XPolM y la XGM respectivamente, las cuales son inyectadas en contra-propagación dentro de un solo AOS.

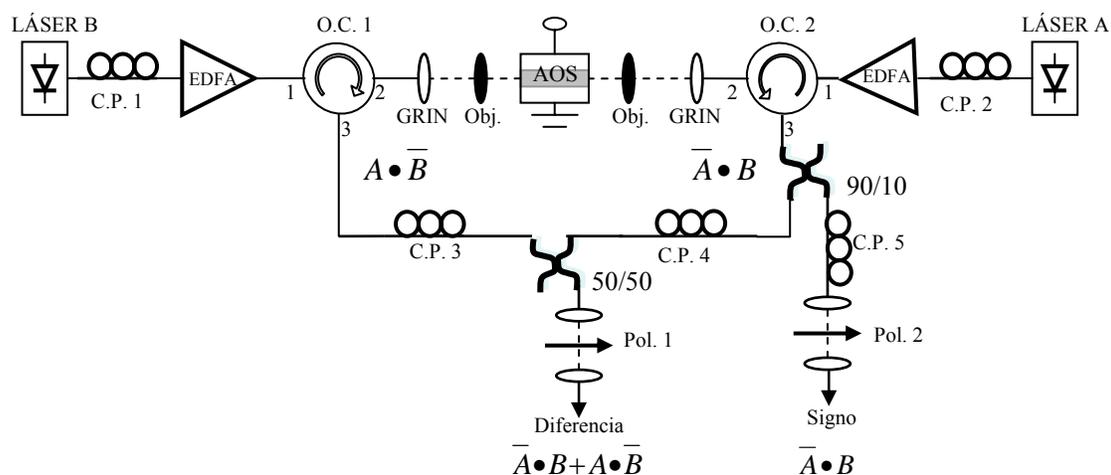


Figura 35. Esquema del restador con bit de signo totalmente óptico de dos entradas lógicas basado en un solo AOS.

El principio de operación del restador es el siguiente:

De acuerdo a la tabla de verdad²³ que se tiene para un restador de dos entradas lógicas (ver tabla V), cuando se inyectan dos señales con un nivel bajo de amplitud (“0” lógico) a la entrada del dispositivo, las salidas correspondientes para el bit de signo y el bit de diferencia deben de ser “0”.

Tabla V. Tabla de verdad del restador.

Datos de entrada		Restador (A-B)	
A	B	Signo	Diferencia
0	0	0	0
0	1	1	1
1	0	0	1
1	1	0	0

²³ la tabla de verdad es un medio para describir la manera en que la salida de un circuito lógico depende de los niveles lógicos que haya en la entrada del circuito.

Por otra parte, si sólo una de las señales de entrada se encuentra con un nivel alto de amplitud (“1” lógico) el bit de diferencia debe presentar también un nivel alto de forma idéntica a la operación booleana XOR (ver figura 36), cuya salida es, en efecto, “0” únicamente cuando ambas entradas son iguales, cumpliendo con la expresión mostrada en la ecuación (38).

$$\text{Diferencia} = \bar{A} \cdot B + A \cdot \bar{B} \quad (38)$$

Donde \bar{A} y \bar{B} representa el valor negado de A y B respectivamente.

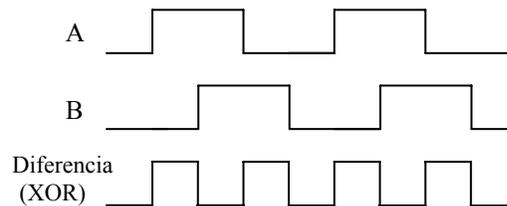


Figura 36. Representación de la salida del bit de diferencia en función de las entradas lógicas A y B.

En el caso del bit de signo, éste únicamente deberá presentar un nivel alto “1” cuando las señales de entrada B y A sean “1” y “0”, respectivamente (ver figura 37), cumpliendo de esta manera con la función lógica expresada en la ecuación (39).

$$\text{Signo} = \bar{A} \cdot B \quad (39)$$

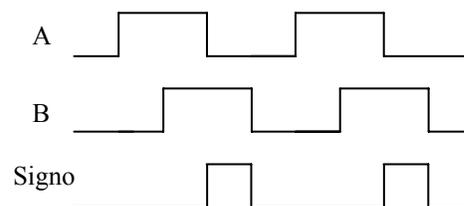


Figura 37. Representación de la salida del bit de signo en función de las entradas lógicas A y B.

Partiendo de las consideraciones anteriores, es posible explicar el funcionamiento del restador en base a los fenómenos de la XPolM y la XGM, los cuales se manifiestan siempre que existan dos o más señales ópticas con las características apropiadas dentro de un AOS. En sentido estricto, el único fenómeno que afecta la amplitud de los dos haces dentro del AOS es la XGM, ya que la XPolM produce solamente un cambio significativo en el estado de polarización de las señales. No obstante, este cambio en la polarización, manejado convenientemente y haciendo uso de polarizadores colocados en las salidas correspondientes a los bits de diferencia y de signo, también se puede traducir en una modificación de la amplitud de los haces [Soto Ortiz, 2006], tal y como se detalla en cada uno de los casos siguientes:

Caso 1: las dos señales de entrada se encuentran “apagadas” ($A=0, B=0$).

Para esta situación, tanto el bit de diferencia (P_{Dif}) como el de signo (P_{Sig}), deberán presentar un nivel bajo “0”. En este caso, los niveles bajos lógicos de entrada son representados por una ausencia de señal óptica, por lo que en las salidas correspondientes a los bits de diferencia y signo únicamente se tendrá una pequeña porción de emisión espontánea amplificada (P_{SP}) que logra pasar a través de los polarizadores que las anteceden.

Lo anterior puede ser representado mediante las ecuaciones (40) y (41)²⁴, en las cuales, por simplicidad, no se consideran las pérdidas que existen en el trayecto que sigue la ASE desde que emerge, por cada una de las facetas del AOS, hasta que pasa por el polarizador de diferencia o de signo según corresponda.

$$P_{Dif}^{OFF/OFF} = P_{SP}^{OFF/OFF} / 4, \quad (40)$$

²⁴ En las ecuaciones se utilizan los superíndices *ON/ON*, *ON-OFF* o *OFF/ON* y *OFF/OFF* para hacer referencia a los casos donde: ambas señales de entrada están encendidas, sólo una señal está encendida (*A* ó *B*) y ambas están apagadas, respectivamente.

$$P_{Sig}^{OFF/OFF} = P_{SP}^{OFF/OFF} / 40 \quad (41)$$

En donde la división por cuatro, expresada en la salida correspondiente al bit de diferencia, representa los 3db que pierde la ASE al ser filtrada por el polarizador, más los 3db de perdidas ocasionados por el acoplador 50/50. En el caso del bit de signo el divisor es 40, ya que para esta salida se captura únicamente la ASE emitida por la faceta derecha (-3 dB) y se toma solamente el 10% de la misma por el puerto 3 del acoplador 90/10 (-10 dB), además de los 3db que pierde la ASE al ser filtrada por el Pol.2.

Caso 2: la señal A está “encendida” y la señal B “apagada” (A=1, B=0).

En este caso, primeramente el haz que entra por el brazo derecho referido como A, se hace circular del puerto 1 hacia el 2 del circulador óptico 2 (O.C.2) para después ser inyectado por espacio libre hacia la faceta derecha del AOS. Posteriormente, dicho haz es amplificado mediante el proceso de emisión estimulada y es capturado nuevamente por espacio libre y dirigido del puerto 2 al 3 del circulador 1 (O.C.1). En seguida, en un caso ideal, el estado de polarización de esta señal es convertido a lineal y orientado paralelamente, por medio del controlador de polarización 3 (C.P.3), al eje de transparencia del polarizador lineal 1 colocado justo antes de la salida que produce el bit de diferencia. De esta manera se obtiene un “1” en el bit de diferencia. Por otra parte, como el haz en ningún momento es dirigido hacia el acoplador 90/10 el bit de signo presentará un nivel bajo “0”.

Lo anterior es descrito por las expresiones (42) y (43) ²⁵.

$$P_{Diff}^{ON/OFF} = P_{SD}^{ON/OFF} \cos^2(\alpha_A / 2) + P_{SP}^{ON/OFF} / 4 \quad (42)$$

²⁵ Las ecuaciones (42), (44) y (45) están basadas en la Ley de Malus para determinar la potencia óptica que pasa a través de un polarizador [H. soto, 2001].

$$P_{Sig}^{ON/OFF} = P_{SP}^{ON/OFF} / 40 \quad (43)$$

Donde $P_{SD}^{ON/OFF}$ representa la potencia óptica de la señal A obtenida justo a la salida del acoplador 50/50 y α_A corresponde a la distancia angular, sobre la esfera de Poincaré, que existe entre el estado de polarización que coincide con el eje de transparencia del polarizador 1 y otro cualquiera. En este caso ideal $\alpha_A=0$, por lo que la función de transferencia del polarizador 1 gobernada por el término $\cos^2(\alpha_A/2)$ debe ser igual a 1.

Caso 3: la señal A está “apagada” y la señal B “encendida” ($A=0, B=1$)

Bajo estas condiciones, el haz que entra por el brazo izquierdo referido como B se hace circular del puerto 1 al 2 del O.C.1, para posteriormente ser inyectado por espacio libre hacia la faceta izquierda del AOS. De manera idéntica al caso anterior, el haz es amplificado mediante el proceso de emisión estimulada y nuevamente es capturado por espacio libre y dirigido del puerto 2 al 3 del O.C.2 hacia un acoplador 90/10. De esta forma, una décima parte de la señal es enviada al C.P.5, quien en un caso ideal, convierte su estado de polarización a uno lineal y lo orienta paralelamente al eje de transparencia del polarizador lineal 2, colocado justo antes de la salida que produce el bit de signo, el cual bajo estas circunstancias estará en alto.

Por otra parte, el 90% restante del haz se envía hacia un acoplador 50/50 y similarmente su polarización es ajustada, por medio del C.P.4, para obtener un “1” en el bit de diferencia. Todo lo antepuesto es representado por las ecuaciones (44) y (45).

$$P_{Diff}^{OFF/ON} = P_{SD}^{OFF/ON} \cos^2(\alpha_A/2) + P_{SP}^{OFF/ON} / 4 \quad (44)$$

$$P_{Sig}^{OFF/ON} = P_{SS}^{OFF/ON} \cos^2(\alpha_B/2) + P_{SP}^{OFF/ON} / 40 \quad (45)$$

De donde se define a $P_{SD}^{OFF/ON}$ y $P_{SS}^{OFF/ON}$ como la potencia óptica de la señal B obtenida justo a la salida del acoplador 50/50 y 90/10 respectivamente, y α_B es la distancia angular que existe entre el estado de polarización que coincide con el eje de transparencia del polarizador 2 y otro cualquiera. Idealmente $\alpha_B=0$, por lo que la función de transferencia del polarizador 2 gobernada por el término $\cos^2(\alpha_B/2)$ debe ser igual a 1.

Caso 4: ambas señales están “encendidas” ($A=“1”$, $B=“1”$).

En este caso los dos haces son inyectados en contra-propagación dentro del AOS, de forma tal que los fenómenos de la XPolM y la XGM perturbarán su estado de polarización y su nivel de amplitud, respectivamente. De esta manera, se tendrá una modificación de los estados de polarización de ambas señales lo suficientemente grande para evitar que éstas logren pasar íntegramente a través de los polarizadores 1 y 2 colocados justo antes de las salidas de los bits de diferencia y signo. Tal efecto, en conjunto con la compresión de la ganancia que produce la XGM, permitirá tener un nivel “0” lógico, tanto en el bit de signo, como en el bit de diferencia. Esto es expresado idealmente por las ecuaciones 46 y 47.

$$P_{Diff}^{ON/ON} = P_{SD}^{ON/ON} \cos^2(\alpha_A/2) + P_{SP}^{ON/ON} / 4 \quad (46)$$

$$P_{Sig}^{ON/ON} = P_{SS}^{ON/ON} \cos^2(\alpha_B/2) + P_{SP}^{ON/ON} / 40 \quad (47)$$

Donde, en este caso α_A y α_B idealmente deben valer 90 grados y la función de transferencia del polarizador 1 gobernada por el término $\cos^2(\alpha_A/2)$ debe ser igual a 0.

Debido a que en el presente trabajo se desea tener la mejor tasa de extinción posible en los bits de diferencia y signo, los controladores de polarización se ajustan de manera inversa a lo explicado anteriormente. Es decir, se ajustan de tal manera que las polarizaciones que entran a los polarizadores 1 y 2 sean lineales y ortogonales a sus ejes de transparencia

cuando están presentes en el restador las dos señales A y B. Bajo estas circunstancias, los polarizadores 1 y 2 deberían rechazar por completo el paso de las señales que les están arribando. Sin embargo, los polarizadores son elementos no perfectos y siempre hay una pequeña cantidad de luz que logra atravesarlos, por lo que en este caso particular las ecuaciones 46 y 47 se transforman en:

$$P_{Diff}^{ON/ON} = \varepsilon_1 P_{SD}^{ON/ON} + P_{SP}^{ON/ON} / 4 \quad (48)$$

$$P_{Sig}^{ON/ON} = \varepsilon_2 P_{SS}^{ON/ON} + P_{SP}^{ON/ON} / 40 \quad (49)$$

Donde ε_1 y ε_2 corresponden a las tasas de rechazo de los polarizadores 1 y 2 respectivamente²⁶.

Ahora bien, al retirar una de las señales del restador, cambia el estado de polarización de la que continúa siendo inyectada al AOS, dado que la XPolM deja de actuar sobre de ésta, siendo ahora la SNPR la que rige su polarización de salida del amplificador (ver sección III.4) y de entrada al polarizador en cuestión. Como ya se estableció, en el caso ideal, este cambio en el estado de polarización debería producir un nuevo estado de polarización idéntico al lineal que coincide con el eje de transparencia del polarizador en cuestión. Sin embargo, en la realidad esto es casi imposible de lograr, ya que se necesitaría que el cambio en la polarización que provoca la ausencia de la XPolM y la presencia de la SNPR produjera exactamente un estado de polarización que al pasar por los diferentes controladores de polarización se convirtiera en uno lineal paralelo al eje de transparencia del respectivo polarizador. Por esta razón, α_A y α_B nunca son cero y por tanto los niveles altos de los bits de diferencia y signo se verán disminuidos en amplitud.

²⁶ Para los experimentos desarrollados en este trabajo se utilizaron dos polarizadores Glan-Thompson con tasas de rechazo iguales $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon \ll 0$ (ver apéndice A).

Es importante mencionar que este esquema experimental presenta un par de particularidades asociadas a la compresión de la ganancia que inducen las señales lógicas en el AOS cuando éstas están encendidas, las cuales se explican a continuación.

1. La ASE en el caso OFF/OFF, al no haber compresión de la ganancia, es mayor que en el caso ON/ON, por lo que la tasa de extinción está limitada por esta emisión, la cual efectivamente, rige el nivel de potencia más alto del estado bajo del bit de diferencia. No obstante, si se utiliza un filtro de banda pasante angosta centrado en la longitud de onda del bit de diferencia, la ASE se reduce drásticamente y es el estado bajo, generado en el caso ON/ON, el que en estas circunstancias tendrá la mayor potencia. En consecuencia, la tasa de extinción del bit de diferencia será limitada por la tasa de rechazo del polarizador utilizado, la cual regirá la cantidad de potencia que pase en el caso ON/ON.
2. El valor del estado bajo del bit de signo en el caso ON/OFF debería ser mayor que el observado en el caso ON/ON ya que en este último la compresión de la ganancia es mayor. No obstante, dado que en el estado ON/OFF no se tiene señal óptica a la salida del bit de signo (la señal es dirigida del puerto 1 al puerto 2 del O.C.2), la tasa de extinción de este bit estará limitada por el nivel bajo del caso ON/ON.

En base a todo lo descrito anteriormente, podemos establecer que en el restador propuesto se aprovechan los efectos no lineales de la XPolM y la XGM para generar dos señales que cumplen con las funciones lógicas $A \cdot \bar{B}$ y $\bar{A} \cdot B$. una de ellas como se explicó representa directamente la salida del bit de signo. Así, al combinar tales señales (haciendo uso de un acoplador 50/50) se obtiene el equivalente a una puerta lógica XOR y de esta manera la salida correspondiente al bit de diferencia. Es de esta forma que el módulo totalmente óptico propuesto es capaz de emular la operación del circuito combinacional²⁷ que se tiene para un restador de dos bits, el cual es mostrado en la figura 38.

²⁷ Un circuito combinacional es un circuito digital cuya salida es función exclusivamente del estado de sus entradas. Está compuesto por puertas lógicas y no debe presentar realimentación.

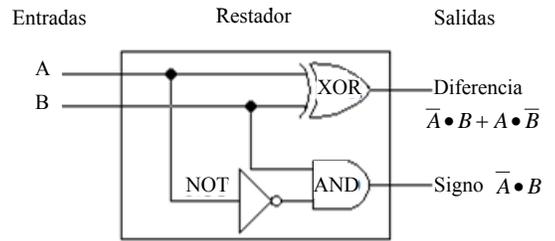


Figura 38. Circuito lógico combinacional que realiza la resta de dos bits.

Para terminar con este apartado, es importante señalar que para que el restador totalmente óptico funcione adecuadamente es necesario que las señales de entrada sean capaces de generar perturbaciones semejantes en el AOS, es decir, que los efectos no lineales inducidos por éstas sean parecidos (e.g. $\alpha_A \approx \alpha_B$). En este caso no se habla de una señal de “control” y una de “prueba”, como se ha realizado en experimentos anteriores, si no de dos “pruebas” que sumadas producen el efecto de una señal de “control” dentro del amplificador.

IV.3 Banco experimental para determinar las potencias ópticas y longitudes de onda de las señales de entrada al restador que producen el mayor desplazamiento angular de sus estados de polarización de salida.

Antes de realizar la evaluación del restador en estado estático, fue necesario conocer las características de las señales ópticas binarias de entrada al dispositivo, para las cuales se tiene la manifestación más aprovechable de los fenómenos de la XPolM y la XGM dentro del AOS utilizado. Por tal motivo, para facilitar la determinación de estos parámetros, se emplearon señales ópticas con igual polarización, potencia y longitudes de onda muy cercanas. Esto permitió asegurar que las señales de entrada experimentaran efectos similares al propagarse a través del AOS.

Para cumplir con el objetivo anterior, se implementó el banco experimental mostrado en la figura 39. Tal esquema permitió determinar las potencias, así como las longitudes de onda

de las señales de entrada, con las cuales se obtiene el mayor desplazamiento angular existente entre los dos estados de polarización de la señal A, representados en la esfera de Poincaré, que se generan en la salida del filtro pasa banda 2 cuando la señal B es apagada y prendida a un cierto nivel de potencia. Esto finalmente se traduce en la obtención de la mejor tasa de extinción tanto para el bit de signo como para el bit de diferencia del restador.

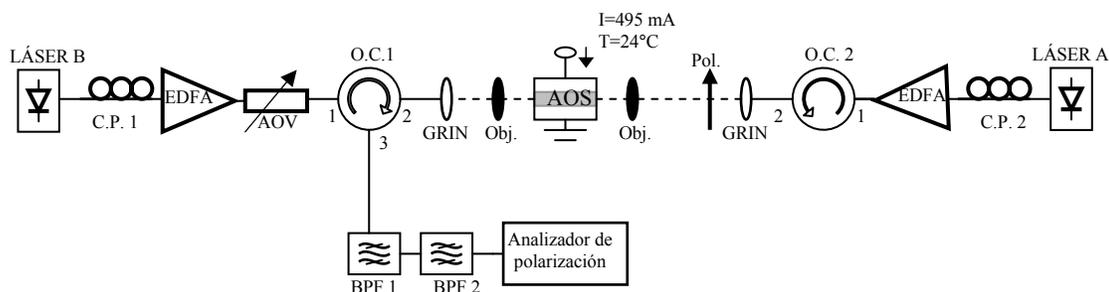


Figura 39. Esquema experimental usado para la determinación de las potencias y longitudes de onda de las señales de entrada al restador.

Mediante este banco experimental, se hicieron tres series de mediciones correspondientes a tres diferentes combinaciones de longitudes de onda de las señales de entrada A y B (1552.5 y 1552.6 nm, 1554.5 y 1554.6 nm así como 1557.4 y 1557.5 nm). Cada una de éstas consistió en modificar la potencia óptica de la señal B, insertada por la faceta izquierda del AOS (por medio de un atenuador óptico variable HP 8156), de -19.5 a -0.5 dBm, considerando las pérdidas por inyección, en pasos de 0.5 dBm. Estas variaciones fueron realizadas para 7 potencias distintas de la señal A, insertada por la faceta derecha con una potencia de -6.5 a -0.5 dBm en pasos de 1 dBm, considerando las pérdidas por inyección. En todas las pruebas los dos haces fueron inyectados con una polarización lineal inclinada a 60° , que fue el ángulo de orientación para el cual se encontró el efecto más aprovechable de los fenómenos de interés (ver sección III.3.2). Tales estados de polarización se consiguieron ajustando los controladores de polarización (C.P.1 y C.P.2) ubicados en las entradas y haciendo uso de un polarizador en uno de los brazos. Finalmente, se analizaron los cambios tanto en el estado de polarización como en la amplitud de la señal A, proveniente de un láser Nano Tunic 3645HE, por medio del analizador de polarización HP 8509B.

En base a las mediciones realizadas, se calculó el desplazamiento angular que presenta el estado de polarización de la señal A, a la salida del AOS, así como la compresión que sufre la potencia de dicha señal cuando la potencia de la señal B es fluctuada. Estos parámetros fueron deducidos tal y como se hizo en la sección III.3.2, pero ahora tomando como punto de referencia el estado de polarización de la señal A cuando es introducida sola dentro del AOS. Nuevamente fue requerido el uso de dos filtros sintonizables para eliminar la mayor cantidad de emisión espontánea y de esta manera mejorar el DOP de la señal bajo estudio, lo cual, como ya se ha comentado, permite realizar una medición más precisa.

NOTA: Es importante mencionar que para este experimento también fue necesario establecer un marco de referencia de polarización (o de compensación del camino óptico), o bien, trasladar virtualmente el analizador de polarización a la salida de la faceta izquierda del AOS empleado, para cada una de las combinaciones de longitudes de onda estudiadas.

En la figura 40 se muestran los resultados obtenidos para la combinación de longitudes de onda de 1552.5 y 1552.6 nm.

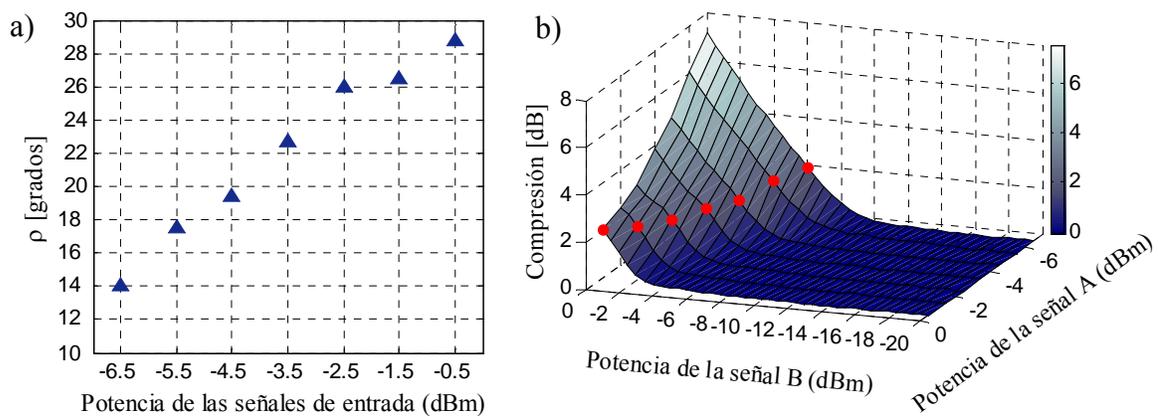


Figura 40. a) Desplazamiento angular del estado de polarización de la señal A, a la salida del AOS, en función de la potencia establecida para ambas señales de entrada. b) Compresión que sufre la potencia de la señal A por la XGM inducida. Los indicadores (puntos rojos) representan el valor de la compresión de la potencia de salida de la señal A cuando ambas señales de entrada presentan una potencia igual. En este experimento las señales A y B fueron inyectadas con una polarización lineal orientada a 60° y una longitud de onda de 1552.5 y 1552.6 nm.

En la figura 40(a) se observa que al incrementar la potencia de los dos haces de entrada, cuyas longitudes de onda se encuentran alejadas del pico de la curva de ganancia del amplificador (1557.4 ± 0.1 nm), aumenta también el desplazamiento angular del estado de polarización de la señal *A*, a la salida del AOS. Lo anterior es debido a que bajo tales circunstancias, la ganancia del amplificador no es lo suficientemente elevada para que haces de baja potencia lo saturen fuertemente. Así, un aumento en la potencia de las señales de entrada es aún capaz de generar un incremento significativo en el consumo de portadores que se traduce en un mayor desplazamiento angular del estado de polarización de la señal *A*, o bien en un mayor efecto de la XPolM. En la figura 40(b), también es posible notar que la mayor compresión de la potencia de salida de la señal *A* se presenta cuando ésta es inyectada con una potencia de -6.5 dBm y la *B* con -0.5 dBm. Sin embargo, para tal situación, la compresión de potencia que la señal *A* generaría sobre la señal *B* sería mínima, por lo que es un caso sin interés para nuestro trabajo. En efecto, el escenario de interés para nuestro caso se presenta cuando ambas señales de entrada tienen la misma potencia (puntos rojos). Así, para esta combinación de longitudes de onda se encontró un desplazamiento angular real máximo de 28.7° y una compresión de potencia de 2.31 dB, con señales de entrada de potencia igual a -0.5 dBm.

Por otra parte, para señales de entrada insertadas con longitudes de onda más cercanas al pico de la curva de ganancia del AOS (1554.5 y 1554.6 nm), se obtuvo un mayor desplazamiento angular del estado de polarización de la señal *A*, así como un nivel de compresión de potencia un poco más significativo. En este caso, los valores máximos de desplazamiento angular y compresión encontrados fueron de 36.3° y 2.61 dB, respectivamente, los cuales se presentaron para una potencia de cada una de las señales de entrada de -3.5 dBm, como se muestra en la figura 41. En esta figura, se observa además que para potencias mayores a -3.5 dBm, se tiene una reducción del desplazamiento angular del estado de polarización de la señal *A*, a la salida del AOS. Esto se debe a que para tales valores de potencia el efecto autoinducido por cada una de las señales (SNRP) es magnificado, lo cual, como se explicó en la sección III.4, ocasiona que los efectos de la XPolM y la XGM sean disminuidos.

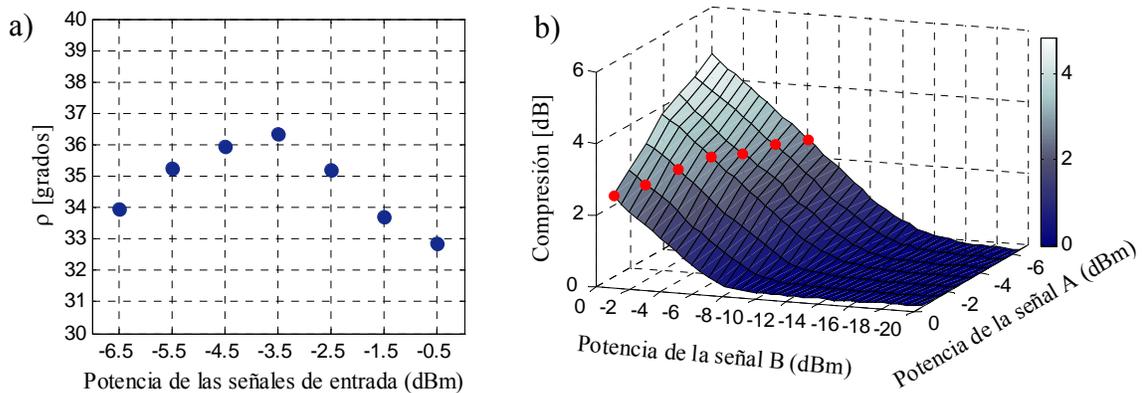


Figura 41. a) Desplazamiento angular del estado de polarización de la señal A, a la salida del AOS, en función de la potencia establecida para ambas señales de entrada. b) Compresión que sufre la potencia de la señal A por la XGM inducida. Los indicadores (puntos rojos) representan el valor de la compresión de la potencia de salida de la señal A cuando ambas señales de entrada presentan una potencia igual. En este experimento las señales A y B fueron inyectadas con una polarización lineal orientada a 60° y una longitud de onda de 1554.5 y 1554.6 nm.

Finalmente, cuando ambas señales se inyectaron con longitudes de onda muy cercanas al pico de la curva de ganancia del AOS (1557.4 y 1557.5 nm) y con una potencia de -4.5 dBm, se obtuvieron los valores máximos de compresión de potencia y desplazamiento angular, los cuales para este caso fueron de 2.33 dB y 33.4° , respectivamente, tal y como se observa en la figura 42.

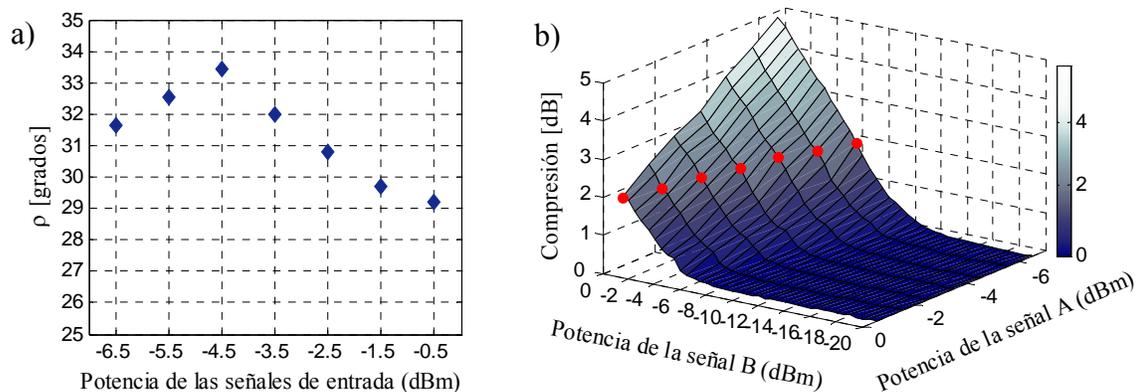


Figura 42. a) Desplazamiento angular del estado de polarización de la señal A, a la salida del AOS, en función de la potencia establecida para ambas señales de entrada. b) Compresión que sufre la potencia de la señal A por la XGM inducida. Los indicadores (puntos rojos) representan el valor de la compresión de la potencia de salida de la señal A cuando ambas señales de entrada presentan una potencia igual. En este experimento las señales A y B fueron inyectadas con una polarización lineal orientada a 60° y una longitud de onda de 1557.4 y 1557.5 nm.

Por último, es importante notar que existe un compromiso entre la potencia y la longitud de onda de las señales de entrada para alcanzar la mayor eficiencia del restador, esto partiendo de un mismo estado de polarización para ambas señales. No obstante, en un sentido más práctico, la estricta igualdad de longitudes de onda, estados de polarización y potencias de las entradas no es realmente requerida, siempre y cuando las perturbaciones producidas por la señal *A* sobre la señal *B* y viceversa sean similares.

IV.4 Banco experimental para evaluar el funcionamiento del restador en estado estático.

Los experimentos realizados en las secciones anteriores permiten obtener los parámetros (longitudes de onda, potencias y polarizaciones) de las señales de entrada *A* y *B*, para los cuales la amplitud y la polarización de cada una de éstas son modificadas, la mayor cantidad posible, cuando ambas señales son inyectadas simultáneamente dentro del AOS. En especial, el valor máximo de desplazamiento angular del estado de polarización de salida de cada una de estas señales (generado por la XPolM) es un factor crucial en el desempeño del restador totalmente óptico, ya que éste determinará en gran medida los valores de las tasas de extinción para las salidas del restador. Partiendo de lo anterior, finalmente, con el propósito de demostrar y evaluar el funcionamiento del restador en régimen estático, se implementó el banco experimental mostrado en la figura 43.



Figura 43. Imagen del banco experimental utilizado para la evaluación del restador en estado estático.

Este banco experimental corresponde exactamente al esquema desplegado en la figura 35, en este caso, las señales *A* y *B* fueron provistas por un láser Nano Tunic 3645-HE y un láser Uniphase SW15101 alimentados con 70 y 90 mA, respectivamente. Los estados de polarización de estas señales fueron ajustados por medio de dos controladores de polarización, basados en anillos de Lefevré (C.P.1 y C.P.2), para obtener dos polarizaciones lineales orientadas a 60° a la entrada del AOS. Los dos EDFA's, Nuphoton NP2000RS, mostrados en la figura 35 se utilizaron con el fin de amplificar la potencia óptica de cada uno de los haces de entrada y de esta manera alcanzar los niveles de potencia adecuados a la entrada del amplificador (congruentes con los valores encontrados en el experimento anterior). Asimismo, los dos circuladores ópticos (ThorLabs 6015) O.C1 y O.C.2 se utilizaron para separar las señales ópticas enviadas hacia el AOS de las recibidas desde él mismo, en el sistema en contra-propagación (ver apéndice A). Nuevamente, el AOS fue alimentado con 495 mA y controlado en temperatura a 24°C .

En el esquema, como se explicó en la sección IV.2, la señal *B* fue recuperada en el puerto 3 del circulador 2, colocado en el lado derecho del diagrama, y dirigida hacia un acoplador 90/10, mediante el cual se dividió su potencia en un 10% para la salida del bit de signo y en un 90% para el bit de diferencia. Por otro lado, la señal *A* se recuperó por el puerto 3 del circulador 1, colocado en el lado izquierdo del diagrama, y se envió a un acoplador 50/50 para ser combinada con la fracción de potencia de la señal *B* que llega a éste y obtener de esta forma la salida del bit de diferencia. Asimismo, los controladores de polarización C.P.3, C.P.4. y C.P.5 permitieron ajustar los estados de polarización de salida de las señales *A* y *B* (conforme a los casos descritos en la sección IV.2) antes de que éstas alcanzaran a los polarizadores de calcita Newport 10GT04 ubicados en las salidas del restador (Pol.1 y Pol.2).

IV.4.1 Procedimiento del experimento.

Básicamente, la evaluación en régimen estático del restador consistió en introducir dos señales de onda continua en contra-propagación dentro del AOS. Estas señales,

denominadas *A* y *B*, fueron “apagadas y encendidas” manualmente (a través de los EDFAs) para representar cada una de las combinaciones posibles de los datos de entrada (OFF/OFF, ON/OFF, OFF/ON y ON/ON), es decir, para simbolizar la resta de dos bits con estados 0-0, 1-0, 0-1 y 1-1, respectivamente.

Lo anterior fue realizado para las tres duplas de longitudes de onda seleccionadas en la sección IV.3, de la misma forma se utilizaron las potencias y polarizaciones que generaron los valores máximos de desplazamiento angular y compresión de potencia en cada una de ellas, tales parámetros son mostrados en la tabla VI.

Tabla VI. Parámetros utilizados para la evaluación en régimen estático del restador.

Combinaciones de longitudes de onda (nm)	Potencia para cada una de las señales de entrada (dBm)	Estado de polarización para ambas señales de entrada
1552.54 – 1552.62	-0.5	Lineal orientada a 60°
1554.67 – 1554.55	-3.5	Lineal orientada a 60°
1557.42 – 1557.56	-4.5	Lineal orientada a 60°

Para las cuatro combinaciones establecidas anteriormente y para cada una de las tres duplas de longitudes de onda, se efectuaron mediciones de los espectros ópticos obtenidos a la salida de los polarizadores que anteceden las salidas de los bits de signo y diferencia, a través de un analizador de espectros HP70961B. Este aparato fue ajustado con una resolución de 0.1 nm y una sensibilidad de -65 dBm. En total se obtuvieron 360 espectros ópticos, debido a que se tomaron 30 mediciones para cada caso en particular, con el objeto de comprobar la estabilidad de la medición y de obtener el espectro más representativo para cada uno de los casos analizados.

Por otra parte, se cuantificó por medio del analizador de polarización HP8509B, la distancia angular (α_A), sobre la esfera de Poincaré, que separa a los estados de polarización de la salida del bit de diferencia que se presentan cuando se tienen los casos ON/OFF y

ON/ON así como OFF/ON y ON/ON, lo cual permitió corroborar que los efectos producidos por la señal A sobre la señal B y viceversa fueran similares.

Finalmente, en base a los datos recabados, se determinaron las tasas de extinción para las salidas de signo y diferencia, a través de las ecuaciones 50 y 51.

$$\text{Tasa de extinción signo (dB)} = P_{\text{Sig}}^{\text{OFF/ON}} (\text{dBm}) - P_{\text{Sig}}^{\text{ON/ON}} (\text{dBm}) \quad (50)$$

$$\text{Tasa de extinción diferencia (dB)} = P_{\text{Diff}}^{\text{ON}} (\text{dBm}) - P_{\text{Diff}}^{\text{ON/ON}} (\text{dBm}) \quad (51)$$

Donde $P_{\text{Diff}}^{\text{ON}}$ representa la potencia pico medida a la salida del bit de diferencia cuando sólo una de las señales de entrada está “encendida”.

A continuación se presentan los resultados obtenidos para las tres duplas de longitudes de onda estudiadas. En las figuras 44, 46 y 48 (a) y (b) se observa la distancia angular medida sobre la esfera de Poincaré entre el estado de polarización que es regido por la SNPR (ON/OFF u OFF/ON), indicado por el punto A, y el estado de polarización que es dominado por la XPolM (ON/ON), señalado por el punto B. Por otro lado, en las figuras 45, 47 y 49 se presentan los espectros ópticos tomados a las salidas del bit de signo (a) y del bit de diferencia (b), para las cuatro combinaciones de niveles de los datos de entrada estudiadas. Para analizar estas gráficas, es importante recordar que el bit de signo únicamente presentará un nivel alto “1” cuando la señal de entrada B sea “1” y la señal A sea “0” (i.e. 0-1), por otro lado el bit de diferencia presentará un nivel “1” cuando sólo una de las señales de entrada este “encendida” (i.e. 1-0, 0-1).

IV.4.2 Resultados obtenidos para las señales de entrada colocadas en 1552.54 y 1552.62 nm.

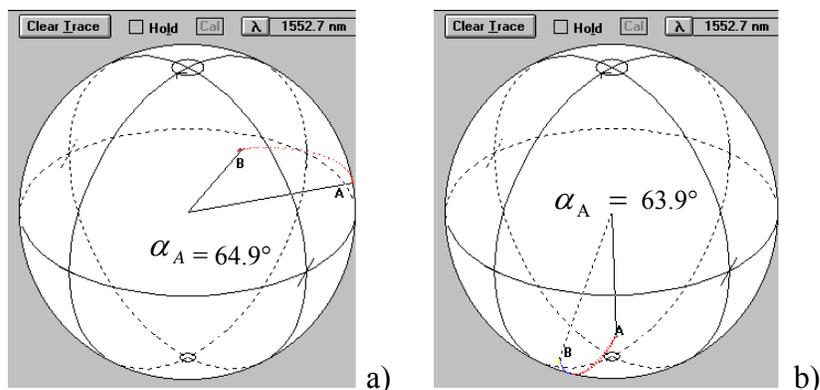


Figura 44. Distancia angular, medida sobre la esfera de Poincaré, que existe entre los estados de polarización que emanan del bit de diferencia cuando se tienen los casos ON/OFF con ON/ON (a) y OFF/ON con ON/ON (b), para la dupla de longitudes de onda de 1552.54 y 1552.62 nm.

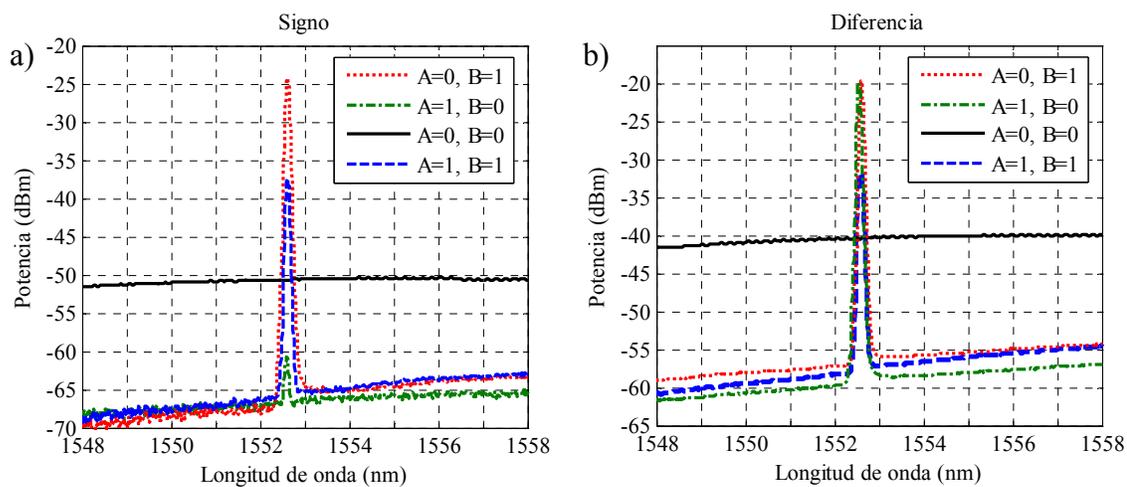


Figura 45. Espectros ópticos obtenidos a la salida del bit de signo (a) y bit de diferencia (b), para las cuatro combinaciones analizadas, cuando las señales ópticas de entrada fueron inyectadas con una longitud de onda de 1552.54 y 1552.62 nm y una potencia de -0.5 dBm.

Tabla VII. Tasas de extinción obtenidas para el bit de signo y el bit de diferencia del restador implementado con señales de longitudes de onda iguales a 1552.54 y 1552.62 nm.

Tasa de extinción	
Bit de Diferencia	Bit de Signo
12.1 dB	12.5 dB

IV.4.3 Resultados obtenidos para las señales de entrada colocadas en 1554.67 y 1554.55 nm.

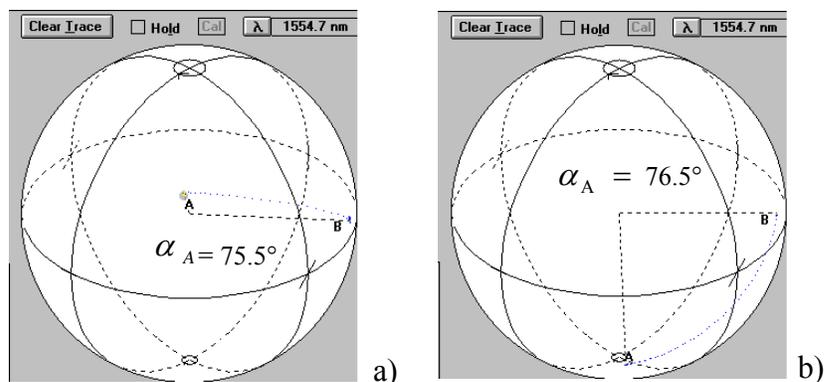


Figura 46. Distancia angular, medida sobre la esfera de Poincaré, que existe entre los estados de polarización que emanan del bit de diferencia cuando se tienen los casos ON/OFF con ON/ON (a) y OFF/ON con ON/ON (b), para la dupla de longitudes de onda de 1554.67 y 1554.55 nm.

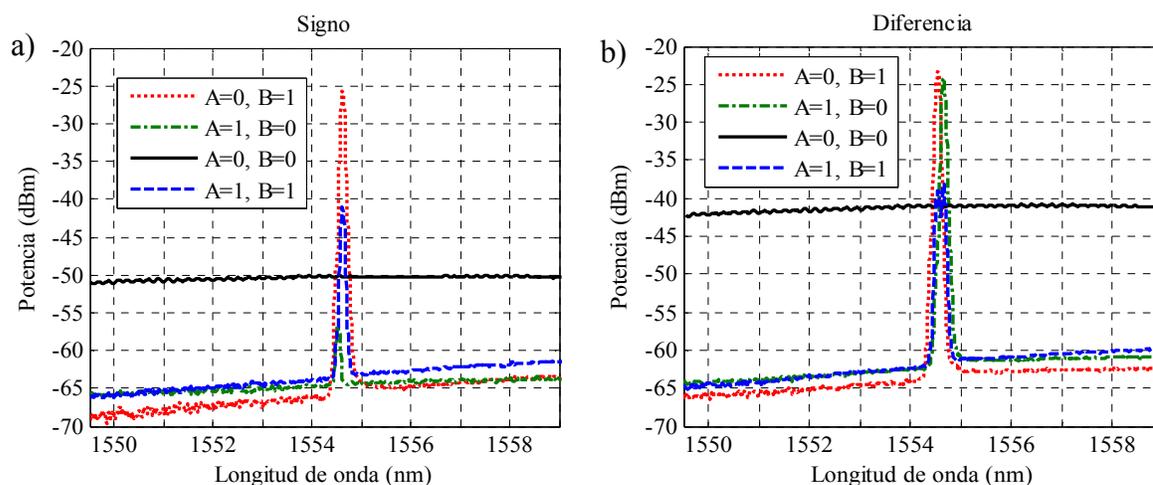


Figura 47. Espectros ópticos obtenidos a la salida del bit de signo (a) y bit de diferencia (b), para las cuatro combinaciones analizadas, cuando las señales ópticas de entrada fueron inyectadas con una longitud de onda de 1554.67 y 1554.55 nm y una potencia de -3.5 dBm.

Tabla VIII. Tasas de extinción obtenidas para el bit de signo y el bit de diferencia del restador implementado con señales de longitudes de onda iguales a 1554.67 y 1554.55 nm.

Tasa de extinción	
Bit de Diferencia	Bit de Signo
13.8 dB	15.1 dB

IV.4.4 Resultados obtenidos para las señales de entrada colocadas en 1557.42 y 1557.56 nm.

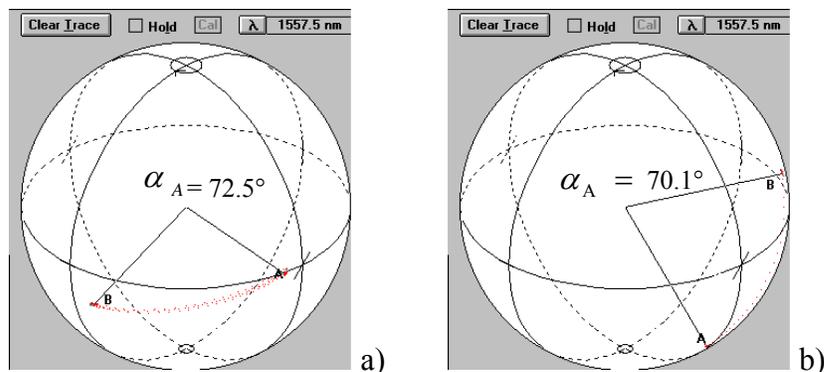


Figura 48. Distancia angular, medida sobre la esfera de Poincaré, que existe entre los estados de polarización que emanan del bit de diferencia cuando se tienen los casos ON/OFF con ON/ON (a) y OFF/ON con ON/ON (b), para la dupla de longitudes de onda de 1557.42 y 1557.56 nm.

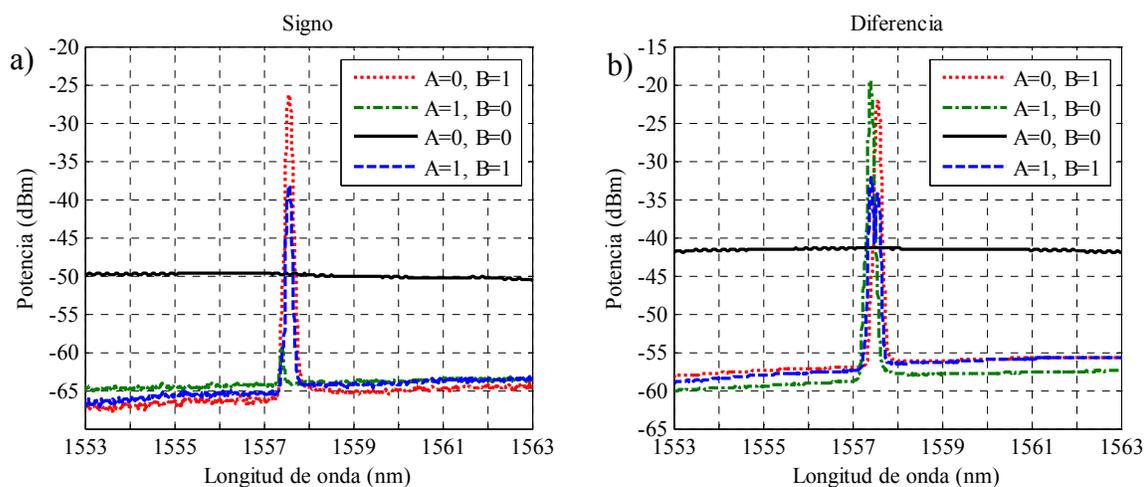


Figura 49. Espectros ópticos obtenidos a la salida del bit de signo (a) y bit de diferencia (b), para las cuatro combinaciones analizadas, cuando las señales ópticas de entrada fueron inyectadas con una longitud de onda de 1557.42 y 1557.56 nm y una potencia de -4.5 dBm.

Tabla IX. Tasas de extinción obtenidas para el bit de signo y el bit de diferencia del restador implementado con señales de longitudes de onda iguales a 1557.42 y 1557.56 nm.

Tasa de extinción	
Bit de Diferencia	Bit de Signo
11.5 dB	12.7 dB

En base a los resultados anteriores podemos señalar que:

- Los valores de las tasas de extinción para las salidas de signo y diferencia del restador en estado estático fueron superiores a los 10 dB para las tres duplas de longitudes de onda analizadas, con lo cual se demuestra un buen funcionamiento del restador propuesto bajo tales condiciones.
- Las tasas de extinción más altas fueron encontradas para la dupla de longitudes de onda de 1554.67 y 1554.55 nm, con la cual precisamente se observó la mayor distancia angular entre los estados de polarización generados por los casos ON/OFF u OFF/ON y ON/ON, es decir, donde el desplazamiento angular del estado de polarización de salida de cada una de las señales fue más significativo.

Finalmente, dado que en las mediciones anteriores la compresión de la ganancia del AOS, en todos los casos, se cuantificó alrededor de los 2.5 dB, se puede afirmar que para el restador totalmente óptico propuesto, el fenómeno que más contribuye es el de la XPolM, ya que las tasas de extinción alcanzadas estuvieron muy por encima de ese valor.

IV.5 Resumen

En primera instancia se presentó el esquema totalmente óptico del restador propuesto y se explicó su principio de operación en base a los fenómenos de la XPolM y la XGM. Para lograr lo anterior, se plantearon 8 ecuaciones fenomenológicas que determinan la potencia óptica de los bits de signo y de diferencia. A partir de estas ecuaciones fue posible predecir las condiciones que proporcionan las mejores tasas de extinción para ambas salidas del restador. Además, se desarrolló un banco experimental para determinar las potencias y las longitudes de onda de las señales ópticas de entrada al dispositivo que producen el mayor desplazamiento angular entre los estados de polarización que emanan de los bit de signo y de diferencia. Estos parámetros fueron cruciales para obtener las mejores tasas de extinción

en la evaluación en régimen estático del restador. Por último, se demostró el funcionamiento del restador, en estado estático, para distintas longitudes de onda de las señales de entrada y se evaluaron las tasas de extinción obtenidas para los bits de signo y de diferencia. Lo anterior permitió comprobar que para esta aplicación, las tasas de extinción que presentan los bits de diferencia y signo son gobernadas por la XPolM ya que la contribución de la XGM resultó poco significativa. Finalmente, en este experimento se encontraron las condiciones de las señales de entrada (potencias, longitudes de onda y polarizaciones) que producen las tasas de extinción más elevadas para los bits de signo y diferencia. Estos parámetros serán utilizados para la demostración en estado dinámico del restador en el próximo capítulo.

Capítulo V

Análisis experimental en estado dinámico de un restador con bit de signo totalmente óptico de dos entradas lógicas basado en un AOS.

V.1 Introducción.

Una vez que se han encontrado las condiciones experimentales óptimas para la operación del restador propuesto, las cuales permiten obtener las mejores tasas de extinción para los bits de signo y diferencia, es necesario evaluar la respuesta del restador en estado dinámico. Para cumplir con tal propósito, en este capítulo se plantea un banco experimental para demostrar finalmente el funcionamiento dinámico del restador con señales de entrada pseudo-aleatorias de 2.5 Gb/s. En tal esquema, se describen los nuevos dispositivos que son agregados al diseño principal mostrado en la evaluación estática del restador, así como la forma en que se realizó la sincronización de los bits a la entrada del AOS y a la salida del bit de diferencia. Por último, se evalúan las tasas de extinción de las salidas de signo y diferencia, obtenidas bajo este régimen de operación. Este estudio permitirá visualizar los alcances y las limitaciones del restador propuesto.

V.2 Banco experimental para evaluar el funcionamiento dinámico del restador.

El esquema experimental mostrado en la figura 50 fue utilizado para el análisis del restador en estado dinámico. Este esquema está basado en el banco experimental que se empleó para evaluar la operación estática del restador. En este caso las señales de entrada A y B fueron

moduladas en amplitud con codificación NRZ²⁸ a una tasa de 2.5 Gb/s a través de dos moduladores externos de intensidad Mach-10 de Niobato de Litio de la compañía Covega [Covega, 2004]. Tales dispositivos (Mod.1 y Mod.2) están basados en un interferómetro Mach-Zehnder y son capaces de operar a tasas de datos de hasta 12.5 Gb/s, además tienen la característica de incluir en el mismo empaquetado el manejador RF (driver) y los circuitos controladores que permiten aplicar los voltajes de alimentación y el voltaje de pi al modulador.

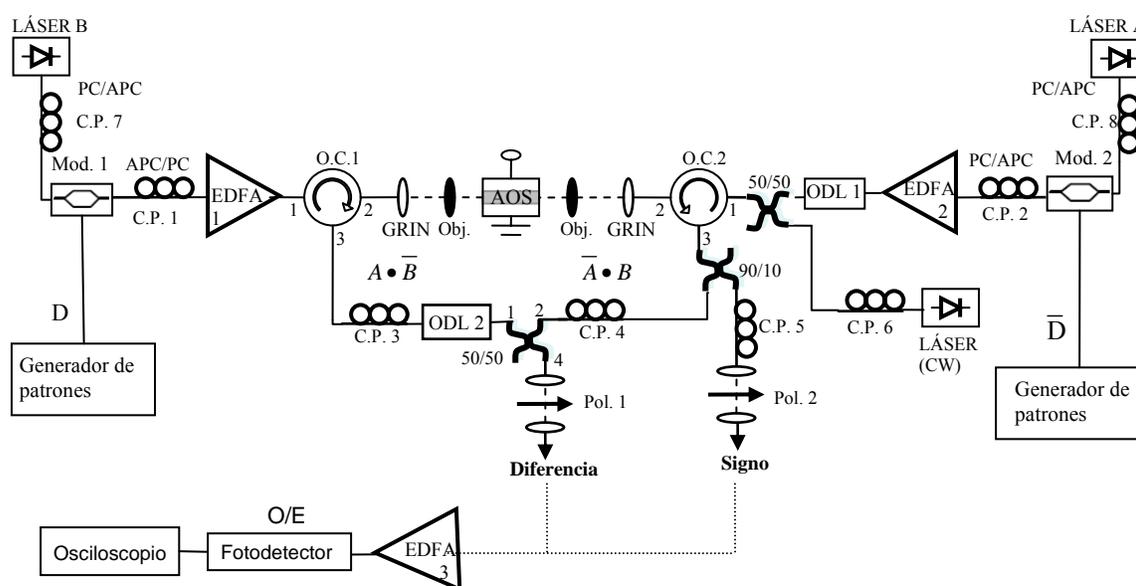


Figura 50. Esquema experimental utilizado para evaluar el funcionamiento en estado dinámico del restador.

Para optimizar las tasas de extinción provistas por los moduladores 1 y 2, fue necesario utilizar dos controladores de polarización (C.P.7 y C.P.8), mediante los cuales se ajustó el estado de polarización del haz de onda continua, proveniente de los láseres A y B, a uno lineal coincidente con el eje lento de la fibra birrefringente de entrada al modulador (ver apéndice A). En las entradas D y \bar{D} de los moduladores se insertaron señales de RF conteniendo secuencias pseudo-aleatorias de 2.5 Gb/s con palabras de longitud $2^{10}-1$, las

²⁸ La codificación no retorno a cero (NRZ por sus siglas en inglés) representa “1s y 0s” binarios mediante dos diferentes niveles de amplitud que son constantes durante un período de bit. La presencia de un nivel alto de amplitud con una duración de un período de bit representa un “1” binario, mientras que la de un nivel bajo de amplitud indica un “0” binario.

cuales fueron suministradas por un generador de patrones pseudo-aleatorios HP 70841B. La amplitud pico a pico de la señal de RF fue de 0.45 V, valor suficiente para que el manejador proporcione el voltaje requerido por el modulador de intensidad [Covega, 2004]. De esta manera, las tasas de extinción máximas de las señales ópticas binarias de entrada, alcanzadas a través de los moduladores 1 y 2, fueron de 9.8 y 10.1 dB, respectivamente, tal y como se muestra en la figura 51.

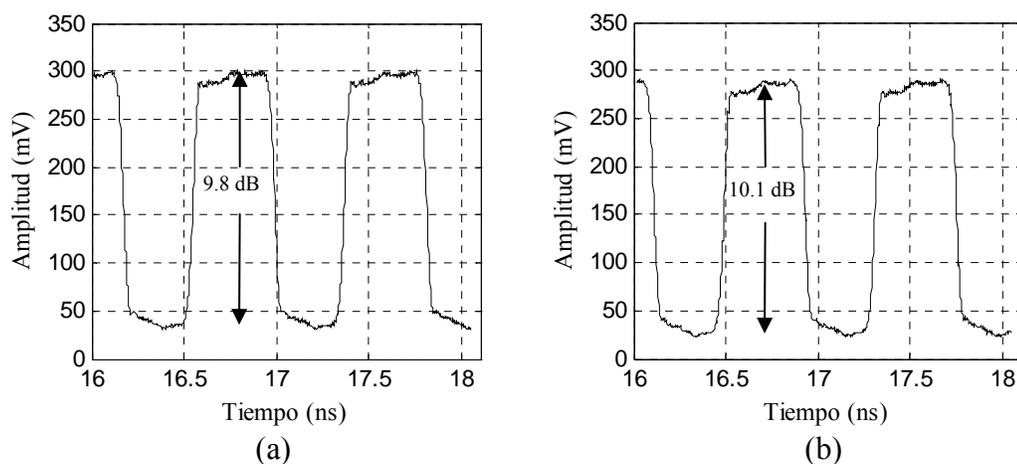


Figura 51. (a) y (b) Representan las señales moduladas con codificación NRZ a 2.5Gb/s obtenidas a las salidas de los moduladores 1 y 2, respectivamente.

Es importante mencionar que en este banco experimental fue necesario inyectar un haz de onda continua (CW) adicional dentro del AOS, con el propósito de reducir al máximo la aparición de ciertas espigas que se presentaron en los flancos de subida de los bits de las señales binarias de salida (ver figura 52). Tales espigas son producidas por la alta ganancia del AOS utilizado, así como por la rápida recuperación de la densidad de portadores de la región activa del amplificador. En efecto, cuando la región activa presenta una alta densidad de portadores, el flanco de subida del bit de datos presente observa un medio con muy alta ganancia que lo amplifica enormemente. Lo anterior reduce instantáneamente la densidad de portadores y con ello se disminuye la ganancia experimentada por el bit así como su amplitud, formándose una espiga. El láser utilizado para este propósito fue un Nano Tunicas 3645-HE, el cual suministró un haz CW de -14.2 dBm, considerando las pérdidas por inserción, al AOS empleado. De igual forma se utilizó un controlador de

polarización (C.P.6) para sintetizar un estado de polarización lineal inclinado a cero grados de dicho haz para que éste experimentara la mayor ganancia posible²⁹ dentro del AOS.

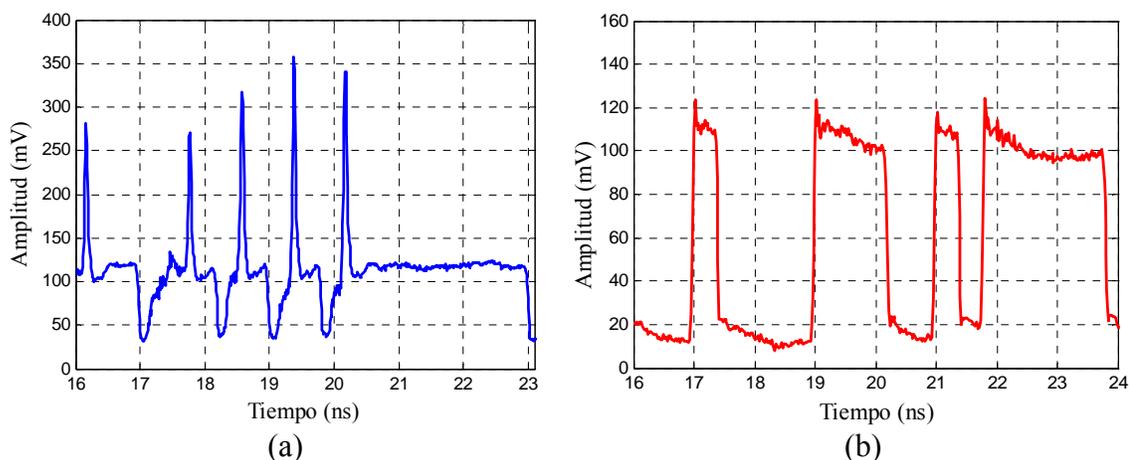


Figura 52. Espigas generadas en los bits de salida, para una secuencia pseudo-aleatoria de longitud $2^{10}-1$ a 2.5 Gb/s. En (a) y (b) se muestran las espigas que se presentaron en los flancos de subida de los bits antes y después de meter el haz CW, respectivamente.

Los retardadores ópticos (ODL1 y ODL 2), que aparecen en el esquema, permitieron realizar la sincronización de los bits a la entrada del AOS y a la salida del bit de diferencia, como se detallará más adelante. Estos dispositivos, modelo ODL-200 de la compañía OZ-Optics, están compuestos básicamente de dos lentillas colimadoras conectadas a un par de fibras, por medio de las cuales se proyecta la luz a través del espacio libre y se colecta de una a otra fibra. La distancia que la luz viaja en espacio libre es controlada ajustando la separación entre las lentillas a través de un micrómetro, con el cual se puede tener una resolución de 3.33 ps de retardo por cada milímetro desplazado, siendo 83 ps el retardo máximo que se puede generar con estos dispositivos (ver apéndice A).

Nuevamente, los controladores de polarización, ubicados a las salidas de los moduladores (C.P.1 y C.P.2), se utilizaron para ajustar, a la entrada del AOS, los estados de polarización de las señales ópticas moduladas *A* y *B* a unos lineales inclinados a 60° . De igual forma los

²⁹ Existe un compromiso entre reducir al máximo las espigas y afectar lo menos posible las tasas de extinción de los bits de signo y diferencia del restador.

EDFAS 1 y 2 se usaron para amplificar la potencia óptica de cada una de las señales moduladas y de esta manera alcanzar los niveles de potencia adecuados a la entrada del amplificador. Asimismo, los circuladores ópticos (O.C.1 y O.C.2) permitieron separar las señales ópticas enviadas hacia el AOS de las recibidas desde él mismo, en el sistema en contra-propagación. Los láseres A y B, permitieron insertar dentro del AOS bits con niveles altos de -5.2 y -5.4 dBm, considerando las pérdidas por inserción, respectivamente. El AOS fue alimentado con 495 mA y su temperatura fue controlada a 24°C.

Bajo un funcionamiento dinámico, las señales de entrada al AOS generan duplas de estados lógicos aleatorios cuyas combinaciones pueden ser OFF/OFF, ON/OFF, OFF/ON y ON/ON. Cada una de estas duplas de estados lógicos provoca una perturbación diferente tanto en la ganancia como en el índice de refracción local de la región activa del amplificador. De esta manera, se tiene dentro del AOS una variación discreta de la anisotropía de la ganancia y de la birrefringencia inducida y en consecuencia del estado de polarización de las señales ópticas binarias de salida (ver sección II.3). Estos cambios discretos en las polarizaciones de dichas señales fueron manipulados convenientemente a través de los controladores de polarización C.P.3, C.P.4 y C.P.5 para que los polarizadores Pol.1 y Pol.2 bloquen o dejen pasar los estados de polarización adecuados que permitan cumplir con la tabla de verdad del restador con las mejores tasas de extinción posibles. Finalmente, las señales obtenidas a las salidas de los bits de diferencia y signo fueron amplificadas (de manera individual) por medio de un EDFA Nuphoton NP2000RS (EDFA 3), para compensar las pérdidas ocasionadas por los arreglos en espacio libre de los polarizadores. Posteriormente, tales señales fueron recibidas por un fotodetector HP11982A (15 Ghz de ancho de banda), enviadas a un preamplificador de 4 canales HP54121A y desplegadas en un osciloscopio HP54120B³⁰. Es importante señalar que para obtener las mejores tasas de extinción bajo este régimen de funcionamiento, se requirió observar en el osciloscopio las señales de salida del restador en conjunto con las señales de entrada y de esta forma efectuar los ajustes necesarios con los controladores de polarización.

³⁰ El reloj de sincronía para el osciloscopio es obtenido de la salida “Trig Out” del generador de patrones y recibido en la entrada “Trigger” del preamplificador de 4 canales.

V.2.1 Sincronización de los bits a la entrada del AOS y a la salida del bit de diferencia.

Un aspecto crucial antes de llevar a cabo la evaluación en régimen dinámico del restador fue realizar el empare de los flancos de los bits de las señales A y B a la entrada del amplificador, así como a la salida del bit de diferencia. Lo anterior, es necesario ya que si los flancos no coinciden a la entrada del AOS, entonces la duración mínima de los niveles lógicos de salida (período del bit) puede variar y eventualmente algunos de los bits se pueden perder. Si analizamos el esquema mostrado en la figura 50, podemos observar que cada una de las señales moduladas experimenta un retardo diferente antes de llegar al AOS, el cual es ocasionado por los distintos dispositivos y las diferentes trayectorias por fibra óptica y espacio libre que se encuentran en cada lado del esquema en contra-propagación. Además, hay que notar también que tales señales son moduladas con secuencias pseudo-aleatorias provistas por un mismo generador de patrones; en el modulador 1 se utilizó la salida de datos no negados “ D ” y en el modulador 2 la salida de datos negados “ \bar{D} ” (ver figura 53). De este modo, si el retardo sufrido por las señales fuera el mismo, el AOS experimentaría únicamente dos estados (ON/OFF y OFF/ON). Por tal motivo, para simular dos secuencias pseudo-aleatorias diferentes en las entradas A y B es necesario tener por lo menos un retardo de un bit de una señal con respecto a la otra.

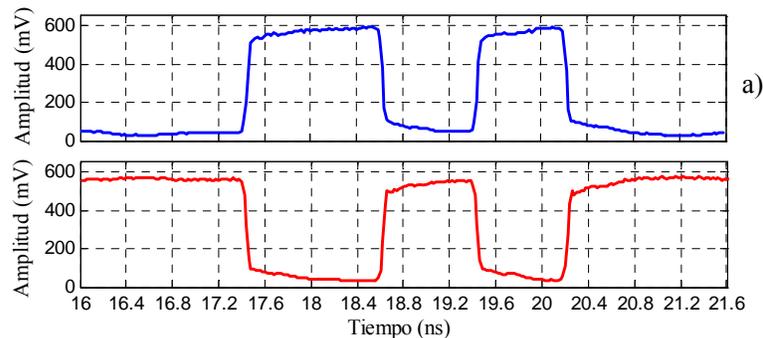


Figura 53. Señales moduladas a 2.5 Gb/s con una secuencia pseudo-aleatoria obtenida de la salida de datos no negados (a) y de datos negados (b).

Partiendo de lo anterior, para lograr sincronizar los bits de las señales *A* y *B* a la entrada del AOS y al mismo tiempo simular dos secuencias pseudo-aleatorias diferentes, se realizó el siguiente procedimiento:

1. Se generó una señal *A* con un solo bit en alto y por tanto la señal *B* solamente observó un solo bit en bajo (ver figura 53).
2. Se guardó en la memoria del osciloscopio la señal *B* proveniente del modulador 1 a una distancia de 31.5 cm de la faceta izquierda del AOS, mediante el arreglo (GRIN, fotodetector y osciloscopio) mostrado en la figura 54.

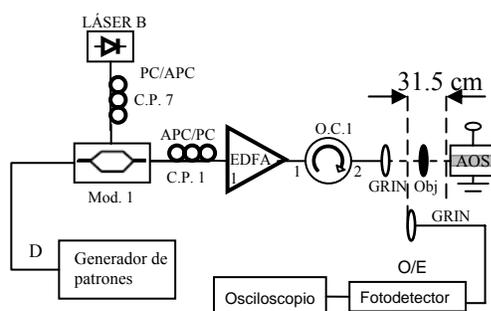


Figura 54. Esquema utilizado para capturar la señal procedente del modulador 1.

3. Con el mismo arreglo, se adquirió en el osciloscopio la señal *A* proveniente del modulador 2 a una distancia de 31.5 cm de la faceta derecha del AOS. Esta señal se comparó con la señal de referencia tomada en el punto anterior y se determinó el retardo que existe entre los flancos de subida y bajada de los bits en estados complementarios de las señales *A* y *B*. A partir de esta comparación y conociendo la duración de un bit se realizaron ajustes en la trayectoria óptica por espacio libre, entre la lentilla de GRIN colocada a la salida del puerto 2 del O.C.2 y la faceta derecha del amplificador (ver figura 55), hasta hacer coincidir dos flancos de subida de las señales *A* y *B*. En efecto, ya que las señales *A* y *B* son complementarias, al hacer coincidir los flancos de subida de uno de sus bits, se garantiza que dentro del amplificador se tengan dos señales sincronizadas cuyos bits evolucionan en el

tiempo de manera diferente. En otras palabras, la secuencia es la misma para ambas señales sincronizadas pero existe un retardo entre ellas.

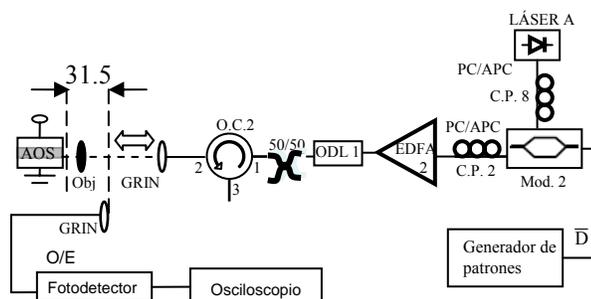


Figura 55. Esquema utilizado para capturar la señal procedente del modulador 2.

- Una vez obtenida la mayor coincidencia posible de los flancos de subida con el método anterior, se realizó un ajuste fino del retardo de la señal A (a través del ODL 1) para lograr finalmente la sincronía de los bits, como se muestra en la figura 56.

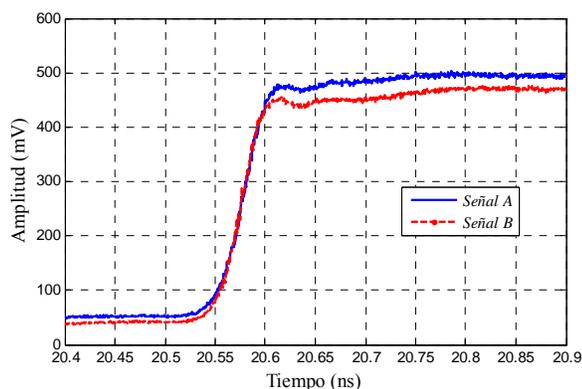


Figura 56. Señales moduladas a 2.5 Gb/s capturadas a 31.5 cm de las facetas del AOS.

Para lograr el empate de los flancos de subida de los bits de las señales de entrada A y B se utilizó una resolución en el osciloscopio de 50 ps/div, con el objeto de alcanzar la mayor coincidencia posible de los flancos. Finalmente el retardo entre ambas señales se fijó a 15.2 ns, lo cual equivale a 38 bits de diferencia a una tasa de transmisión de datos de 2.5 Gb/s³¹.

³¹ El período de un bit (T_b) a una tasa de datos (B_r) de 2.5 Gb/s es de: $T_b = 1/B_r = 0.4$ ns.

Esta diferencia puede ser vista en la figura 57, en donde el bit de la señal *B* que aparece en la marca de 31.2 ns corresponde al bit (negado) de la señal *A* que surge a los 16 ns.

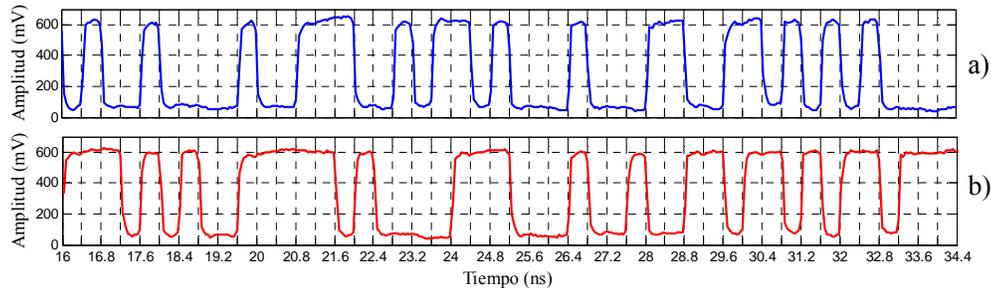


Figura 57. Señales binarias pseudo-aleatorias capturadas a 31.5 cm de las facetas del AOS. En (a) y (b) se muestran las señales de entrada *A* y *B*, respectivamente.

5. Para corroborar la sincronía de los bits a la entrada del amplificador se realizó el experimento siguiente. Primero, se inyectó la señal *B* por la faceta izquierda del AOS, se capturó a la salida del puerto 3 del O.C.2, se introdujo en un fotodetector y se midió en el osciloscopio. Posteriormente, se apagó el modulador 1 que induce la secuencia en esta señal y se insertó un haz de onda continua, al mismo tiempo que por la faceta derecha del AOS se inyectó en contra-propagación la señal *A* modulada. A continuación, la información impuesta por la señal *A* sobre el haz de entrada no modulado, a través de la XGM, fue también capturada a la salida del puerto 3 del circulador 2. Para finalizar, se verificó que la replica invertida de la señal *A*, transpuesta en el haz CW, presentara un retardo de 15.2 ns con respecto a la señal *B* capturada a la salida del puerto 3, y que además los flancos complementarios de estas señales estuvieran sincronizados. Dado que las señales *A* y *B* se modularon con secuencias obtenidas de las salidas de datos negados y no negados del generador de patrones, respectivamente, en la figura 58 se muestran ambas señales capturadas en fase.

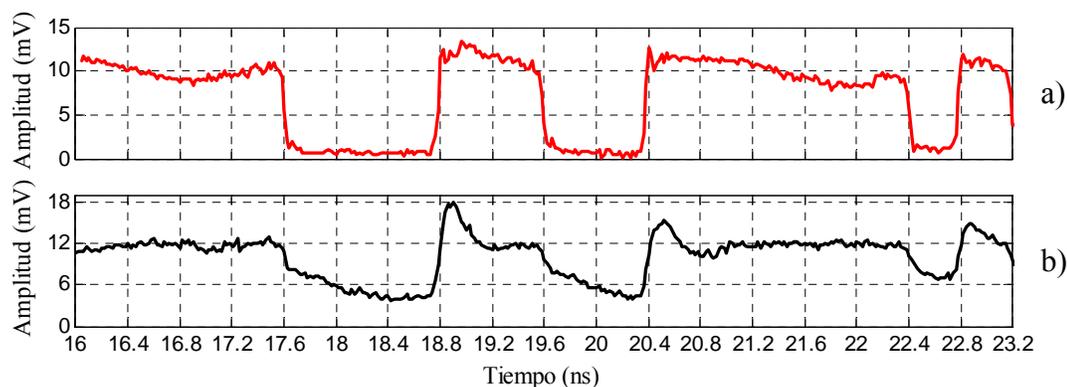


Figura 58. Señal *B* capturada a la salida del puerto 3 del circulator 2 con un retardo de 129.72 ns (a) Señal *A* resultante de la XGM invertida y capturada a la salida del puerto 3 del circulator 2 con un retardo de 144.92 ns (b).

Una vez que los bits fueron sincronizados a la entrada del AOS, el siguiente paso fue igualar los retardos ocasionados por los distintos caminos ópticos que recorren las señales *A* y *B* desde que emergen por las respectivas facetas del AOS hasta que salen por el puerto 4 del acoplador 50/50 (FI a SD y FD a SD). Lo anterior con el propósito de mantener la sincronía de los bits a la salida del bit de diferencia y de conservar el retardo de 15.2 ns existente entre las señales de entrada. Para cumplir con tal objetivo, fue necesario encontrar el mejor arreglo de los componentes utilizados en los dos brazos del esquema de salida, así como agregar una extensión de fibra óptica (patchcord ≈ 1 m) en una de las trayectorias, tal y como se observa en la figura 59. Además se utilizó un retardador óptico (ODL 2) para realizar el ajuste fino y obtener de esta manera la mayor coincidencia posible de los flancos.

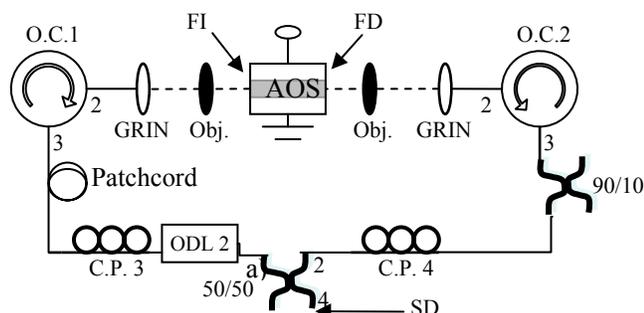


Figura 59. Arreglo empleado para igualar los retardos ocasionados por las diferentes trayectorias ópticas de salida.

En este caso, se alcanzó una diferencia menor a 7 ps entre los flancos de las señales binarias de salida (ver figura 60), la cual corresponde a menos del 1.75% del período de un bit a 2.5 Gb/s, suficiente para que el restador funcione adecuadamente.

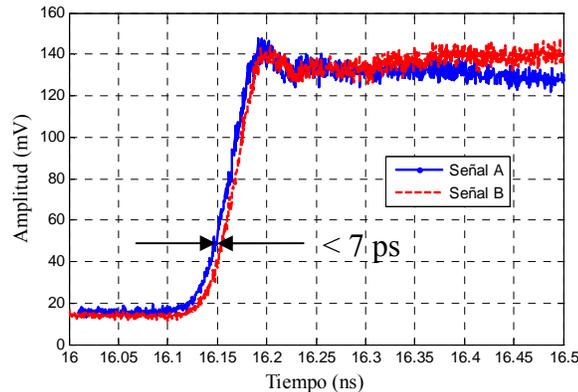


Figura 60. Flancos de subida de las señales ópticas binarias *A* y *B* capturadas a la salida del puerto 4 del acoplador 50/50.

V.3 Resultados

Para evaluar el funcionamiento del restador en estado dinámico se realizó lo siguiente: primeramente, se ajustó el restador (conforme a los cuatro casos descritos en la evaluación estática) manteniendo apagado los moduladores y el generador de patrones pseudo aleatorios. Una vez que se encontraron las mejores condiciones experimentales en estado estático (altas tasas de extinción para las salidas de signo y diferencia), los moduladores y el generador de patrones pseudo aleatorios fueron encendidos. Finalmente, se realizó un último ajuste en las potencias de las señales de entrada, así como en las polarizaciones de las señales de salida (a través de los controladores de polarización C.P.3, C.P.4 y C.P.5) con la finalidad de maximizar las tasas de extinción de los bits de signo y diferencia. En el experimento en estado dinámico del restador, las señales de entrada *A* y *B* fueron introducidas al AOS con una polarización lineal orientada a 60° y con una potencia promedio de -5.5 dBm, considerando las pérdidas por inserción. Las longitudes de onda utilizadas para estas señales fueron 1554.6 y 1554.5 nm, respectivamente.

En la figura 61 se observa la imagen del banco experimental desarrollado.

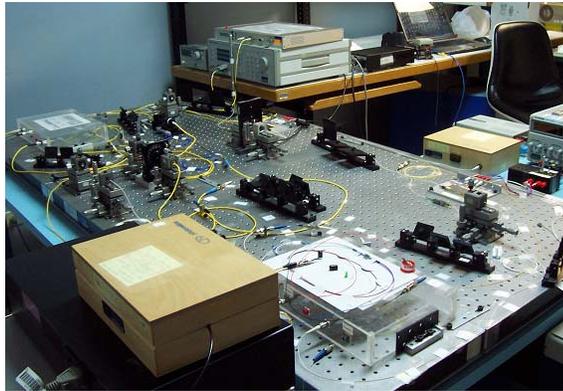


Figura 61. Imagen del banco experimental implementado para la evaluación del restador en estado dinámico.

Las figuras 62 y 63 muestran los resultados obtenidos del experimento en estado dinámico del restador, cuando el generador de patrones es ajustado para proveer dos secuencias pseudo-aleatorias de longitud $2^{10}-1$ a 2.5 Gb/s. Los trazos fueron extraídos del osciloscopio a través de su puerto GPIB, usando una computadora y un programa en LabVIEW para la captura de datos.

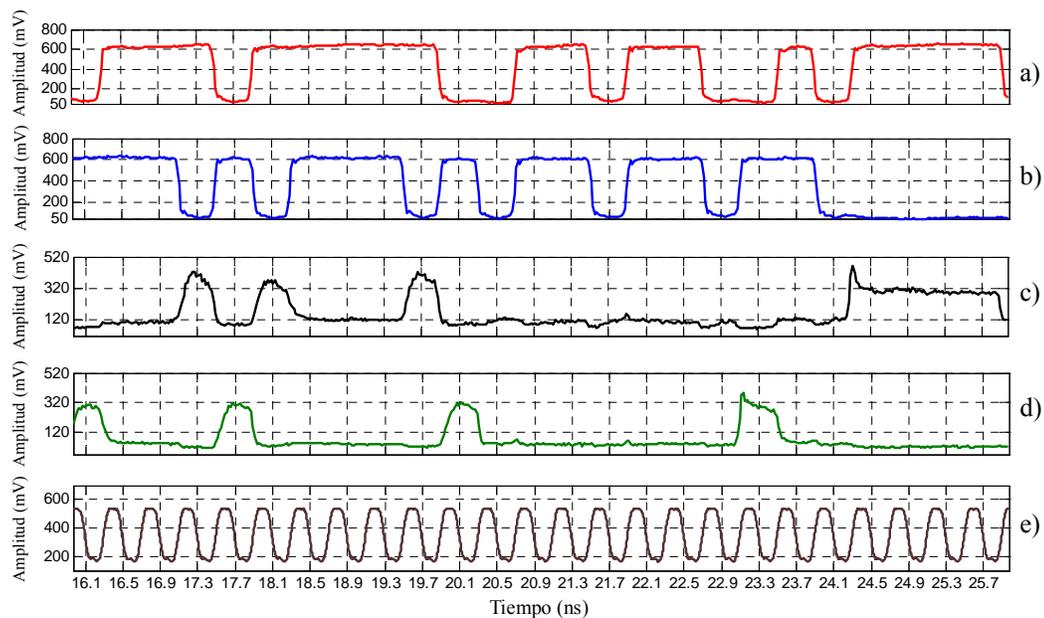


Figura 62. Trazos del osciloscopio de las señales de entrada y señales de salida del bit de diferencia del restador. (a) señal A , (b) señal B , (c) $A \bullet \bar{B}$, (d) $\bar{A} \bullet B$ y (e) señal de reloj.

En la figura anterior se observan las dos secuencias de entrada A y B experimentadas, así como las señales $A \bullet \bar{B}$ y $\bar{A} \bullet B$ obtenidas a la salida del bit de diferencia cuando sólo uno de los puertos de entrada del acoplador 50/50 es conectado (puerto 1 o puerto 2, respectivamente). La suma de estas señales como se menciona en la sección IV.2 permite obtener el equivalente a una puerta lógica XOR y de este modo la salida correspondiente al bit de diferencia. De igual forma, se muestra la señal de reloj³² que permite identificar los niveles lógicos de los bits de salida, en este caso mediante las transiciones de nivel alto a nivel bajo (flanco de bajada). Por otra parte, en la figura 63 se muestran finalmente los bits de signo y diferencia del restador. En esta grafica se observan los patrones de datos de entrada para la señal A (0111011111001101100101111) y la señal B (11101011110101101101100000) así como las salidas correspondientes a los bits de diferencia (1001110001100000001001111) y de signo (1000100000100000001000000). Además, en la figura 64 se muestra la imagen desplegada por la pantalla del osciloscopio de las señales mencionadas en el párrafo anterior.

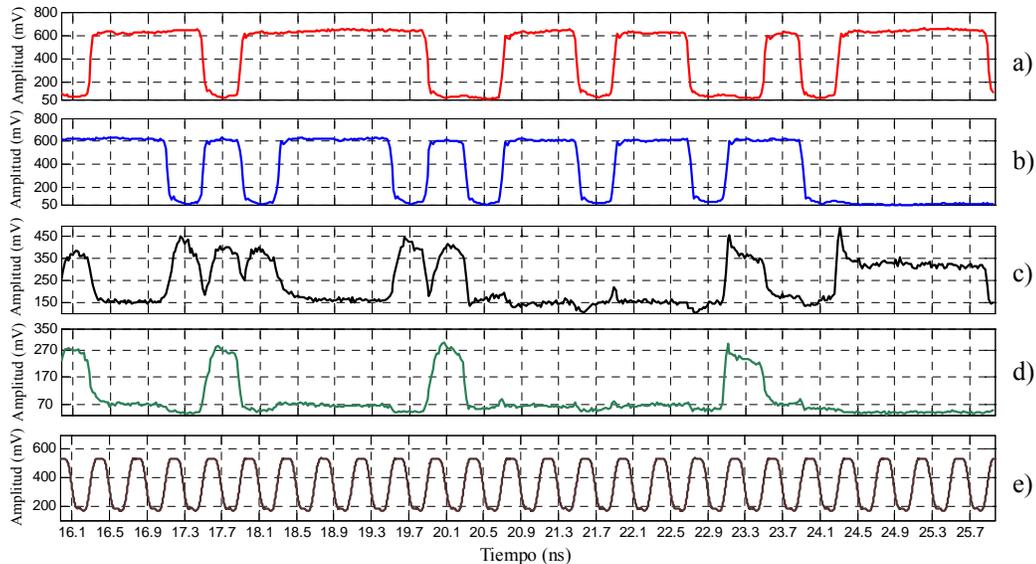


Figura 63. Trazos del osciloscopio de las señales de entrada y señales de salida del restador a 2.5 Gb/s. (a) señal A , (b) señal B , (c) bit de diferencia (XOR), (d) bit de signo ($\bar{A} \bullet B$) y (e) señal de reloj.

³² La señal de reloj para la transmisión de datos en formato NRZ usualmente corre a la frecuencia base de los datos. Para una señal de 2.5 Gb/s, la frecuencia de reloj es de 2.5 GHz (tasa de datos simple, SDR).



Figura 64. Imagen desplegada por la pantalla del osciloscopio de las señales de entrada y de los bits de signo y diferencia del restador.

A partir de las graficas anteriores, se puede comprobar que el restador propuesto operando en estado dinámico cumple satisfactoriamente con la tabla de verdad que se tiene para un restador de dos entradas lógicas (ver tabla V). En efecto, la salida del bit de diferencia presenta un nivel alto “1” solamente cuando una de las señales de entrada se encuentra con un nivel alto de amplitud, de igual forma, el bit de signo exhibe un “1” únicamente cuando las señales de entrada *B* y *A* son “1” y “0”, respectivamente.

Por último, en base a los datos recabados, se determinaron las tasas de extinción para los bits de signo y diferencia, a través de la ecuación 52.

$$\text{Tasa de Extinción (dB)} = 10 \log \left(\frac{\text{Amplitud mínima ("1")}}{\text{Amplitud máxima ("0")}} \right) \quad (52)$$

Tabla X. Tasas de extinción obtenidas para el bit de signo y el de diferencia del restador implementado con señales de entrada pseudo-aleatorias de 2.5 Gb/s con formato NRZ.

Tasa de extinción	
Bit de Diferencia	Bit de Signo
2.5 dB	5.5 dB

V.4 Resumen

En este capítulo, se demostró la operación del restador en estado dinámico partiendo de las condiciones experimentales que proporcionaron las mejores tasas de extinción para los bits de signo y diferencia en la evaluación estática del restador. No obstante, se efectuaron algunos ajustes en las potencias de las señales de entrada, así como en las polarizaciones de las señales de salida, para obtener las más altas tasas de extinción posibles bajo este régimen de funcionamiento. Un aspecto crucial que permitió llevar a cabo este estudio fue la sincronización de los bits de las señales a la entrada del AOS, así como a la salida del bit de diferencia. Para ello se realizaron algunos ajustes en los caminos ópticos, tanto por fibra como por espacio libre, en las trayectorias de entrada como en las de salida del esquema en contra-propagación. Finalmente, se realizó de manera exitosa la resta de dos señales pseudo-aleatorias a 2.5 Gb/s, logrando una tasa de extinción de 2.5 dB para el bit de diferencia y de 5.5 dB para el bit de signo. En este caso se obtuvieron tasas de extinción más pequeñas que las determinadas en estado estático debido principalmente a las limitadas tasas de extinción de las señales de datos, las cuales fueron degradadas por la emisión espontánea de los EDFA's colocados en las entradas. Asimismo el pre-amplificador óptico utilizado en la recepción para compensar las pérdidas ocasionadas por los arreglos en espacio libre de los polarizadores 1 y 2 añadió un ruido de oscuridad que elevó el nivel bajo de los datos, con el consecuente deterioro de la tasa de extinción de las señales. El uso de señales de datos con buena calidad y la integración del arreglo óptico, debe permitir valores cercanos a los encontrados en la evaluación estática del restador. Sin embargo, es importante señalar que debido al tiempo finito de respuesta de los fenómenos que rigen a la XPolM y a la XGM, las tasas de extinción de los bits de signo y de diferencia del restador propuesto dependen tanto del formato de modulación como de la tasa de transmisión de las señales de entrada.

Capítulo VI

Conclusiones

En este trabajo de tesis se logró la implementación, caracterización y evaluación de un restador totalmente óptico de dos entradas lógicas basado en la modulación cruzada de la polarización (XPolM) y la modulación cruzada de la ganancia (XGM) dentro de un solo amplificador óptico de semiconductor (AOS). A continuación se puntualizan las conclusiones más relevantes.

- Se realizó un estudio teórico de los conceptos más importantes que definen la operación de un AOS masivo, así como de los mecanismos que exacerbaban los efectos no lineales de la XPolM y la XGM, desarrollados dentro de este tipo de amplificadores.
- Se establecieron las condiciones experimentales adecuadas para el funcionamiento estable del AOS utilizado, de esta manera se aseguró la operación correcta del mismo, a fin de prolongar su vida útil. Además, se determinaron sus características de operación más importantes (e.g. ganancia, ancho de banda óptico, ASE, etc.). En base a estos parámetros, se pudo identificar la gama de longitudes de onda, para las señales de entrada, en donde el amplificador opera en régimen de alta ganancia.
- Se realizó una caracterización experimental exhaustiva de la XPolM y la XGM dentro del AOS empleado, mediante la cual fue posible evaluar la modificación del estado de polarización y la compresión de la potencia impuesta, por estos fenómenos, sobre una señal de prueba a través de la potencia de una señal de control, respectivamente. De manera relevante, esta caracterización permitió

determinar que la orientación de las polarizaciones lineales de las señales ópticas de entrada al AOS, para la cual el efecto de la XPolM es magnificado es de 60° .

- Se presentó el diseño de un restador con bit de signo totalmente óptico de dos entradas lógicas y se explicó su principio de operación en base a los fenómenos de la XPolM y la XGM. Para lograr lo anterior, se establecieron 8 ecuaciones fenomenológicas que permitieron determinar la potencia óptica de salida, tanto del bit de signo como del de diferencia. En este análisis, también se encontró que para tener un funcionamiento adecuado del restador es necesario que las señales de entrada *A* y *B* presenten la misma capacidad de excitar los fenómenos no lineales de la XGM y la XPolM.
- En base a lo anterior, se planteó un esquema experimental para determinar las potencias y longitudes de onda de las señales ópticas de entrada al AOS que producen el mayor desplazamiento angular de sus estados de polarización de salida, dichos parámetros fueron decisivos para obtener las mejores tasas de extinción del restador propuesto.
- Se demostró el funcionamiento del restador totalmente óptico en estado estático, para ello se implementó un banco experimental repetible, en el cual, se consideraron los parámetros encontrados en el punto anterior. Así, se obtuvieron tasas de extinción en este régimen de operación mayores a 10 dB para las salidas de signo y diferencia. Los resultados experimentales revelaron que el fenómeno de la XPolM es el principal contribuidor al valor de la tasa de extinción, ya que la aportación de la XGM fue solamente de 2.5 dB.
- Se evaluó la operación del restador en estado dinámico partiendo de las condiciones experimentales que proporcionaron las mejores tasas de extinción en la evaluación estática del restador. No obstante, se efectuaron algunos ajustes en las potencias de las señales de entrada, con el fin de obtener las más altas tasas posibles bajo este

régimen de operación. Además, un aspecto crucial que permitió llevar a cabo esta evaluación fue la sincronización de los bits a la entrada del AOS, así como a la salida del bit de diferencia. Finalmente, se realizó de manera exitosa la resta de dos señales pseudo-aleatorias a 2.5 Gb/s, alcanzándose una tasa de extinción de aproximadamente 2.5 dB para el bit de diferencia y de 5.5 dB para el bit de signo. En este caso se obtuvieron tasas de extinción más pequeñas que las determinadas en estado estático debido a las limitadas tasas de extinción de las señales de datos, las cuales fueron degradadas por la emisión espontánea de los EDFA's colocados en las entradas, así como por el pre-amplificador óptico utilizado en la recepción para compensar las pérdidas ocasionadas por los arreglos en espacio libre de los polarizadores. El uso de señales de datos con buena calidad y la integración del arreglo óptico, debe permitir valores cercanos a los encontrados en el régimen estático. No obstante, es importante mencionar que la tasa de extinción de los bits de signo y de diferencia dependen tanto del formato de modulación como de la tasa de transmisión de las señales de entrada.

VI.1 Aportaciones

Las principales aportaciones de este trabajo son las siguientes:

- Se desarrolló un bloque totalmente óptico basado en un solo AOS, que permite realizar la resta de dos señales ópticas binarias, aprovechando los fenómenos de la XPolM y la XGM.
- Se encontraron las condiciones experimentales para las cuales un restador basado en los fenómenos de la XPolM y XGM puede exhibir las tasas de extinción, mejores posibles, en los bits de signo y diferencia.
- Se implementaron 6 diferentes bancos experimentales repetibles que permitieron caracterizar el AOS utilizado, los fenómenos de la XPolM y la XGM, así como el

restador propuesto, los cuales generaron una base de datos de gran utilidad para los trabajos que se realicen en un futuro en el laboratorio de comunicaciones ópticas del CICESE.

- Se demostró el funcionamiento del restador propuesto con señales de entrada pseudo-aleatorias de 2.5Gb/s. Este dispositivo puede ser integrado en un futuro en un bloque más complejo para realizar el procesamiento de la señales en el domino totalmente óptico.

VI.2 Trabajo Futuro

Finalmente, tomando como base los resultados obtenidos en este trabajo de tesis, se recomienda realizar estudios más detallados sobre el desempeño del restador. Los estudios deben de analizar el límite de velocidad hasta el cual el restador funciona correctamente y el deterioro paulatino que el incremento en la tasa de datos, de la señales de entrada, produce en las tasas de extinción de los bits de signo y diferencia. Asimismo, es necesario estudiar la dependencia de las potencias de las señales de entrada con respecto a sus longitudes de onda. Una vez realizados los estudios mencionados anteriormente sería pertinente evaluar la posibilidad de desarrollar el restador en un circuito integrado.

De igual forma, se propone realizar nuevos esquemas basados en AOS's, que permitan optimizar y/o crear nuevas funciones, para los sistemas de comunicaciones ópticas de tercera generación, como por ejemplo; restadores y sumadores de dirección dual basados en un solo AOS, convertidores AD/DA, registros, contadores, ALU's, etc., en el domino totalmente óptico.

Referencias

- Acosta M.C., Soto H. 2006. Evaluation of the cross-polarization modulation impact on the conversion efficiency of a four wave mixing process developed in a bulk-SOA. *Optics Communications*. 269: 215-222 p.
- Agrawal G. P., Dutta N. K. 1986. *Long-Wavelength Semiconductor Lasers*. Van Nostrand Reinhold Company. Primera edición. New York. 473 pp.
- Albores Mejía A. 2007. *Caracterización Dinámica de la Rotación No Lineal de la Polarización dentro de un Amplificador Óptico de Semiconductor*. Tesis de Maestría. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. Ensenada, B.C. 170 pp.
- Alda J. 2003. *Laser and Gaussian Beam Propagation and Transformation*. *Encyclopedia of Optical Engineering*. 2: 999-1013 p.
- Alferness, R.C. 2000. *The all-optical networks*. *Communication Technology Proceedings, 2000. WCC - ICCT 2000. International Conference on*. 1:14-15 p.
- Altan K., Demeter G., Semih B. 2001. *All-Optical Networking*. *Turk J Electronics Engineering*. 9(2): 69-121 p.
- Asghari M., I.H. White y R. Penty. 1997. *Wavelength conversion using semiconductor optical amplifiers*. *Journal of Lightwave Technology*. 15(7), 1181-1190.
- Bashir Shabbir A. 2002. *Fiber-Optic Telecommunication and the Economic Benefits of a Better ICT Infrastructure in the Context of Bangladesh*. *Proceedings of IEB 2nd Int'l Conference on Electrical Engineering*. 1:10-18 p.
- Beas Bujanos J. 2003. *Convertidor de Longitud de Onda utilizando la Modulación Cruzada de la Polarización dentro de un Amplificador Óptico de Semiconductor*. Tesis de Maestría. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. Ensenada, B.C. 221 pp.
- Borella Michael S., Jue Jason P., Banerjee Dhritiman, Ramamurthy Byrav, Mukherjee Biswanath. 1997. *Optical Components for WDM Lightwave Networks*. *IEEE Proceedings*. 85(8): 1272-1307 p.
- Calabretta N., Y. Liu, F. M. Huijskens, M. T. Hill, H. de Waardt, G. D. Khoe y H. J. S. Dorren. 2004. *Optical Signal Processing Based on Self-Induced*

Polarization Rotation in a Semiconductor Optical Amplifier. *Journal of Lightwave Technology*. 22(2): 372-381 p.

- Cha I., M. Kitamura, I. Mito. 1989. 1.5 μm Band Traveling-Wave Semiconductor Optical Amplifiers with Window Facet Structure. *Electron. Lett.* 25(3): 242–243 p.
- Connelly M. J. 2002. *Semiconductor Optical Amplifiers*. Kluwer Academic Publishers. Primera edición. Boston. 169 pp.
- Covega. 2004. External Optical Modulator Mach10. Disponible en: www.Covega.com. Consultado en: enero, 2008.
- Durhuus T., B. Mikkelsen, K. E. Stubkjaer. 1992. Detailed Dynamical model for Semiconductor Optical Amplifier and Their Crosstalk and Intermodulation Distortion. *Journal of Lightwave Technology*. 10(8):1056-1064 p.
- Dorren H.J.S., E. Tangdionga, Y. Liu, M.T. Hill, J.H.C. van Zantvoort, G.D. Khoe, J.H. den Besten, E. Smalbrugge, T. de Vries, Y.S. Oei, X.J.M. Leijters, M.K. Smit. 2006. High Bit-Rate All-Optical Packet Switching. *Lasers and Electro-Optics Society. LEOS 2006. 19th Annual Meeting of the IEEE*. 553 – 554 p.
- Dutta Niloy K., Qiang Wang. 2006. *Semiconductor Optical Amplifiers*. World Scientific Publishing Company. Primera edición. New Jersey. 312 pp.
- Goldstein, D. 2003. *Polarized Light*. Marcel Dekker. Segunda Edición. New York. 653 pp.
- Guía de Usuario HP. 1994. *User's Reference Guide: HP8509A/B Lightwave Polarization Analyzers*. Hewlett Packard Company. Santa Rosa California. 266 pp.
- Guo L. Q., M. J. Connelly. 2006. All-optical AND gate with improved extinction ratio using signal induced nonlinearities in a bulk semiconductor optical amplifier. *Optics Express*. 14(7): 2938-2943 p.
- Inphenix Inc. 2004. *Application Notes for SOAs*. Disponible en: www.inphenix.com. Consultado en: enero, 2006.
- Joergensen C., T. Durhuus, C. Braagaard, B. Mikkelsen y K. E. Stubkjaer. 1993. 4 Gb/s Optical Wavelength Conversion Using Semiconductor Optical Amplifiers. *IEEE Photonics Technology Letters*. 5(6): 657-650 p.

- Karim Abid. 2003. Phenomena of Gain Saturation in Semiconductor Laser Amplifiers. Proceedings IEEE INMIC 2003. 197-201 p.
- Kennedy Brendan F., Frederic Surre, Severine Philippe, Louise Bradley, Pascal Landais. 2007. The Use of Polarization Effects in Semiconductor Optical Amplifiers to Perform All-Optical Signal Processing. *Ingeniare revista chilena de ingeniería*. 15(3): 313-319 p.
- Kelly A., Phillips I.D., Manning,R.J., Ellis A.D., Nettet D. Moodie D.G., Kashyap R. 1999. 80 Gbit/s All-Optical Regenerative Wavelength Conversion Using Semiconductor Optical Amplifiers Based Interferometer. *Electronics Letters*. 35(17): 1477-1478 p.
- Kim J. R., J. S. Lee, S. Park, M.W. Park, J. S. Yu, S. D. Lee, A. G. Choo, T. I. Kim y Y. H. Lee. 1999. Spot-size converter integrated polarization insensitive semiconductor optical amplifiers. *IEEE Photonics Technology Letters*. 11(8): 967-969 p.
- Kim Jae Hun, Young Kim, Young Tae Byun, Young Min Jhon, Seok Lee, Sun Ho Kim y Deok Ha Woo. 2004. All-Optical Logic Gates Using Semiconductor Optical-Amplifier-Based Devices and Their Applications. *Journal of the Korean Physical Society*. 45(5): 1158-1161 p.
- Kim Sang Hun, Jae Hun Kim, Jae Won Choi, Chang Wan Son, Young Tae Byun, Young Min Jhon, Seok Lee, Deok Ha Woo y Sun Ho Kim. 2006. All-optical half adder using cross gain modulation in semiconductor optical amplifiers. *Optics Express*. 14(22): 10693-10698 p.
- Kitamura S., H. Hatakeyama, T. Tamanuki, T. Sasaki, K. Komatsu y M. Yamaguchi. 1999. Angled-facet S-bend semiconductor optical amplifiers for high-gain and large-extinction ratio. *IEEE Photonics Technology Letters*. 11(7) 788-790 p.
- Koonath P., S. Kim, W.-J. Cho y A. Gopinath. 2002. Polarization insensitive SOAs in AlInGaAs at 1550 nm. *OFC '02, Anaheim*. 598-599 p.
- Kumar Das, Partha Pratima Das y Sourangshu Mukhopadhyay. 2005. A new approach of binary addition and subtraction by non-linear material based switching technique. *Indian Academy of Sciences*. 64(2): 239-247 p.
- Lee, J. 1997. Roles of Semiconductor Laser Amplifier in WDM/TDM Fiber-Optic Communications. Kamiya & Tsuchiya Lab. Department of Electronic Engineering. 1-8 p.

- Lee J., T. Tanaka, S. Sasaki, S. Uchiyama, M. Tsuchiya, y T. Kamiya. 1998. Novel design procedure of broad-band multiplayer antireflection coatings for optical and optoelectronic devices. *Journal of Lightwave Technology*. 16(5): 884–891 p.
- Maldonado Basilio R., Soto Ortiz H. Solis K. 2008. Simplified Model for Estimating the Cross-Polarization Modulation in a Bulk Semiconductor Optical Amplifier. *Journal of Quantum Electronics*. 44(9): 850-857 p.
- Manning R. J., Antonopoulos A., Le Roux R. y Kelly A. E. 2001. Experimental measurement of nonlinear polarization rotation in semiconductor optical amplifiers. *Electronics Letters*. 37(4): 229-231 p.
- McGeehan John E., Saurabh Kumar y Alan E. Willner. 2007. Simultaneous optical digital half-subtraction and -addition using SOAs and a PPLN waveguide. *Optics Express*. 15(9): 5543-5549 p.
- Merritt S. A., C. Dauga, S. Fox, I-F. Wu y M. Dagenais. 1995. Measurement of the Facet Modal Reflectivity Spectrum in High Quality Semiconductor Traveling Wave Amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*. 13(3): 430-433 p.
- Mukherjee Biswanath. 2000. WDM Optical Communication Networks: Progress and Challenges. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 18(10): 1810-1824 p.
- National Communications System. 2000. All-Optical Networks (AON). Technical Information Bulletin 00-7. Arlington, Virginia. 33 pp.
- Nettet Derek, Kelly Tony y Marcenac Dominique. 1998. All- Optical Wavelength Conversion Using SOA Nonlinearities. *IEEE Communications Magazine*. 36: 56-61p
- New Focus, Inc. 1993. Polarization and Polarization Control. Disponible en: <http://www.NewFocus.com>.
- Obermann Kristof, 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.
- Occhi L. 2002. Semiconductor Optical Amplifiers made of Ridge Waveguide Bulk InGaAsP/InP: Experimental Characterization and Numerical Modelling of Gain, Phase, and Noise. Tesis de Doctorado. Eidgenössische Technische Hochschule Zürich. Zurich. 202 pp.
- OptoSpeed. 2000. Specifications: Semiconductor Optical Amplifier SOA1550CRI. Disponible en: www.optospeed.com.

- Perino J. S., J. M. Wiesenfeld and B. Glance. 1994. Fiber transmission of 10 Gbit/s signals following wavelength conversion using a travelling-wave semiconductor optical amplifier. *Electronics Letters*. 30(3): 256–258 p.
- Rideout W., R. Holmstron, J. Lacourse, E. Meland y W. Powazinik. 1990. Ultra-low-reflectivity semiconductor optical amplifiers without antireflection coatings. *Electronics Letters*. 26(1): 36–38 p.
- Saitoh Tadashi, Mukai Takaaki. 1988. Recent Progress in Semiconductor Laser Amplifier. *Journal of Lightwave Technology*. 6(11): 1656-1664 p.
- Saleh Bahaa E. A. Teich, Malvin Carl. 1991. *Fundamentals of Photonics*. John Wiley & Sons, Inc. Primera edición. New York. 1010 pp.
- Shim Jongin, Kim Jongryeol, Jang Donghoon, Eo Yungseon, Arai Shigehisa. 2002. Facet Reflectivity of a Spot-Size-Converter Integrated Semiconductor Optical Amplifier. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 38(6): 665-673 p.
- Solís Trápala, K. 2006. Estudio Teórico y Experimental de la Modulación Cruzada de la Polarización dentro de un Amplificador Óptico de Semiconductor utilizando la Teoría de Modos Acoplados. Tesis de Maestría. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. Ensenada, B.C. 171 pp.
- Soto Ortiz H., D. Erasme, y G. Guekos. 1999. Cross-polarization modulation in semiconductor optical amplifiers. *IEEE Photonic 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 Photonic Technology Letters*. 13(4): 335-337 p.
- Soto Ortiz H., E. Álvarez, C. A. Díaz., 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.
- Soto Ortiz H. y Gutiérrez A. 2006. All-optical 2-to-4 level encoder based on cross polarization modulation in a semiconductor optical amplifier utilized to develop an all-optical 2 input digital multiplexer. *Optics Express*. 14(20): 9000-9005 p.

- Thomsen Benn C., Puttnam Benjamin J. y Bayvel Polina. 2007. Optically equalized 10 Gb/s NRZ digital burstmode receiver for dynamic optical networks. *Optics Express*. 15(15): 9520-9526 p.
- Uskov A., Mork J., Mark J. 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.
- Verdeyen Joseph T. 1995. *Laser Electronics*. Prentice Hall. Tercera edición. New Jersey. 818 pp.
- Wang Jian, Junqiang Sun, Qizhen Sun, Xinliang Zhang, Dexiu Huang. 2007. All-optical dual-direction half-subtractor based on sum-frequency generation. *Optics Communications*. 281: 788–792 p.
- Weidner Garcia A. 1992. The Poincare Sphere: Isolated and Real Trajectories Describing the State of Polarization. *Journal of Optics*. 23(1): 3-12 p.
- Zhang S., D. Owens, Yong Liu, M. Hill, D. Lenstra, A. Tzanakaki, G.-D. Khoe, H.J.S. Dorren. 2005. Multistate optical memory based on serially interconnected lasers. *Photonics Technology Letters*. 17(9): 1962-1964 P.
- Zhonggui Li. 2007. Ultrafast all-optical signal processing using semiconductor optical amplifiers. Tesis de Doctorado. Technische Universiteit Eindhoven. Eindhoven. 136 pp.

Apéndice A

Caracterización de los dispositivos empleados en los diferentes bancos experimentales.

A.1 Láseres sintonizables.

En los experimentos realizados en este trabajo, se utilizaron dos diodos láser de cavidad externa sintonizables (Nano Tunics 3645-HE y Tunics Purity), los cuales proveyeron las señales de prueba y control para la caracterización de la XPolM y XGM, de igual modo, las señales *A* y *B* para la evaluación del restador. Ambos láseres fueron caracterizados con la finalidad de observar la calidad de su ancho de banda de operación. Esta caracterización consistió en medir la potencia óptica de salida de los láseres, a través del analizador de espectros ópticos HP70961B, para una gama de longitudes de onda establecida. La importancia de esta caracterización se basa en el hecho de obtener señales de potencia constante para cierto intervalo de longitudes de onda. En efecto, una variación abrupta de la amplitud con la longitud de onda generaría errores en las mediciones e interpretaciones de las pruebas experimentales. Los láseres se polarizaron con 70 y 90 mA, respectivamente, mientras que el analizador de espectros se ajustó con una resolución de 0.1 nm y una sensibilidad de -65 dBm. La figura 65 muestra la emisión de los láseres sintonizables en el intervalo de 1530 nm a 1580 nm.

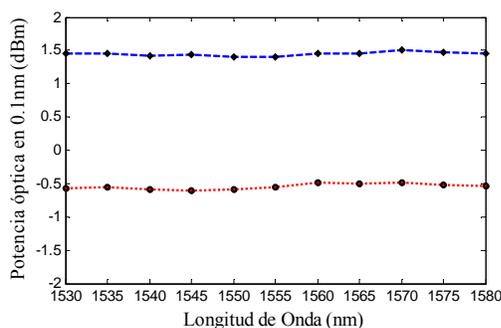


Figura 65. Emisión de los láseres sintonizables, láser A (···) y laser B (---).

En la figura anterior, es posible apreciar una pequeña diferencia en la potencia de emisión de los láseres, así como pequeñas variaciones de amplitud en la emisión de los mismos, no obstante, podemos ver que el intervalo de longitudes de onda seleccionado puede ser aprovechado para realizar los experimentos.

A.2 Amplificadores de fibra contaminada con erbio (EDFA's)

Por otro lado, con el fin de amplificar la potencia óptica de cada uno de los haces de entrada *A* y *B*, y de esta manera alcanzar los niveles de potencia adecuados a la entrada del amplificador (compensar las pérdidas tanto de inserción al AOS como las ocasionadas por los diferentes dispositivos empleados), se utilizaron dos EDFA's Nuphoton NP2000RS. Por lo cual, para determinar la gama de longitudes de onda de las señales ópticas que pueden ser amplificadas adecuadamente por este dispositivo, se realizó la medición de su espectro de EEA, mediante el esquema mostrado en la figura 66.

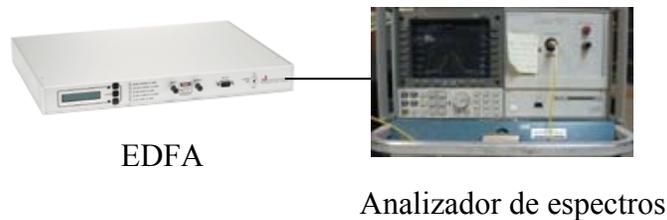


Figura 66. Esquema utilizado para la medición del espectro de EEA del EDFA.

La figura 67 muestra el espectro de EEA del EDFA Nuphoton NP2000RS medido experimentalmente. El analizador de espectros fue ajustado con una resolución de 0.1 nm y una sensibilidad de -65 dBm. En esta figura podemos observar que el intervalo de longitudes de onda comprendido entre 1540 y 1560 nm es la región donde la ganancia del amplificador presenta mayor uniformidad.

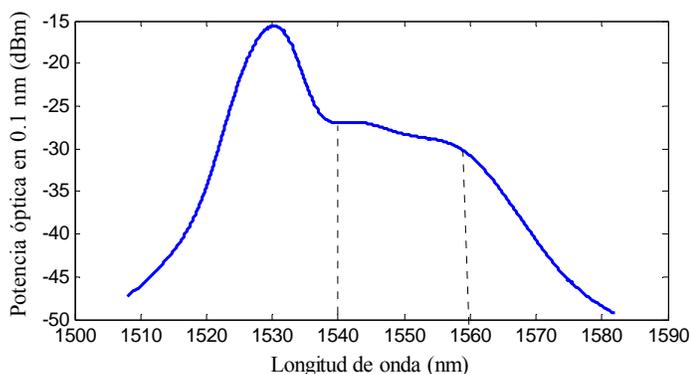


Figura 67. Espectro de EEA del EDFA Nuphoton NP2000RS.

Finalmente, se verificó la correcta operación de este dispositivo bajo diferentes potencias de entrada (-7, -6, -4 y -2 dBm), para la gama de longitudes de onda establecida (ver figura 68). Las distintas longitudes onda utilizadas en este trabajo fueron seleccionadas dentro de este intervalo de operación (1540 y 1560 nm).

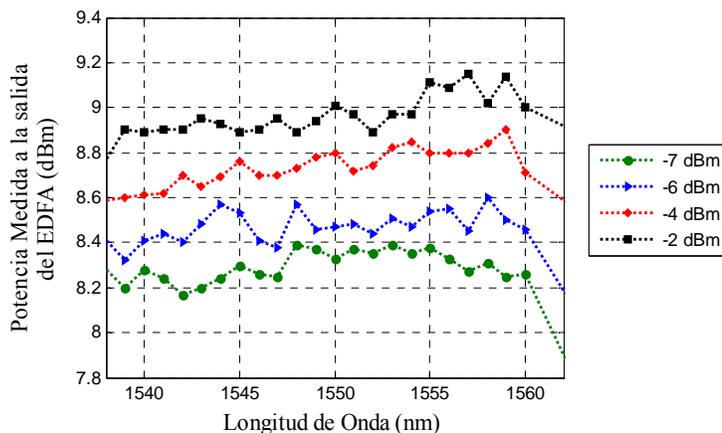


Figura 68. Potencias obtenidas a la salida del EDFA, para distintas potencias de entrada y longitudes de onda comprendidas entre 1540 y 1560 nm.

A.3 Circuladores ópticos

Un circulador óptico es un dispositivo no recíproco que dirige una señal óptica de un puerto hacia el siguiente, solo en una dirección (1 al 2, ó 2 al 3), es en cierta forma un aislador especializado que tiene tres o más puertos ópticos. Este dispositivo puede ser usado para

proporcionar una transmisión bidireccional sobre una sola fibra. En este caso los circuladores ópticos (THORLABS 6015-3-FC) fueron empleados para separar las señales enviadas hacia el AOS de las recibidas desde él mismo, en un esquema en contra-propagación. La caracterización de estos dispositivos consistió en medir las pérdidas por inserción del puerto 1 al 2 y del 2 al 3, para diferentes longitudes de onda de operación (ver figura 69). De igual manera, se cuantificó el aislamiento óptico provisto del puerto 2 al puerto 1 por ambos circuladores, como se muestra en la figura 70.

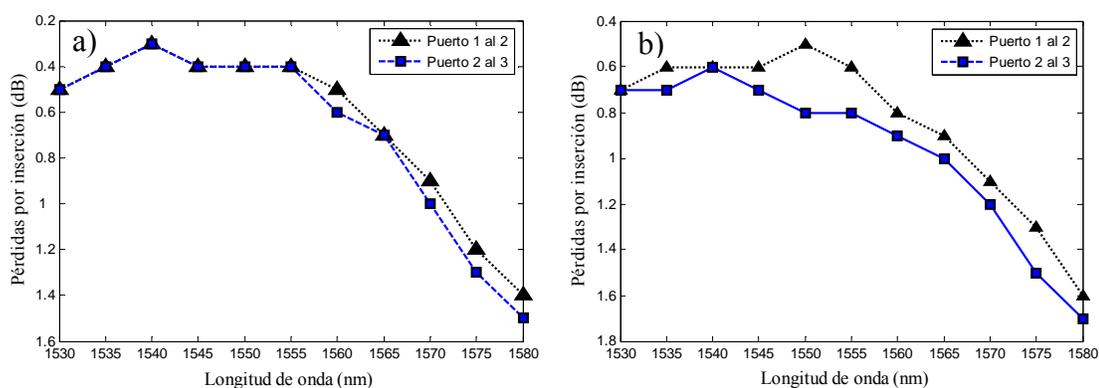


Figura 69. Pérdidas por inserción del puerto 1 al 2 y del 2 al 3, para la gama de longitudes de onda de 1530 a 1580 nm, ocasionadas por los circuladores 1 y 2, (a) y (b), respectivamente.

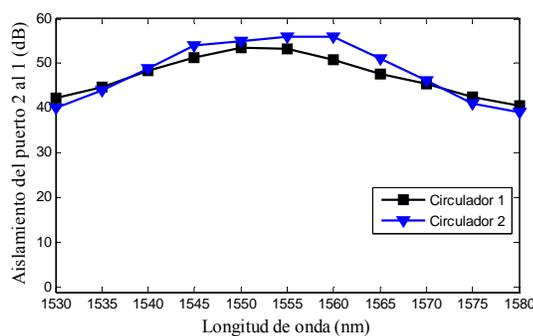


Figura 70. Aislamiento óptico del puerto 2 al puerto 1 provisto por los circuladores ThorLabs 6015-3-FC.

Los circuladores utilizados en este trabajo presentaron bajas pérdidas por inserción y un buen aislamiento óptico, lo anterior permitió asegurar la correcta separación de las señales entrantes y salientes al AOS.

A.4 Divisor de haz (Beam Splitter)

Un divisor de haz es un componente que permite separar un haz de luz incidente en un haz reflejado y un haz transmitido, o bien, combinar dos haces ópticos hacia una salida, cuando estos son insertados por las facetas de reflexión y transmisión del dispositivo. En este trabajo se utilizó un divisor de haz 50/50 (3dB), para hacer incidir al AOS los haces de prueba y control en la evaluación de la XPolM y XGM.

La caracterización del divisor de haz se basó en determinar las pérdidas que produce el dispositivo sobre una señal óptica que se propaga en reflexión y/o en transmisión directa, además de medir y corregir los efectos del dispositivo sobre las polarizaciones lineales entrantes, para ambas opciones de propagación. El esquema experimental utilizado para cumplir con estos propósitos se muestra en la figura 71.

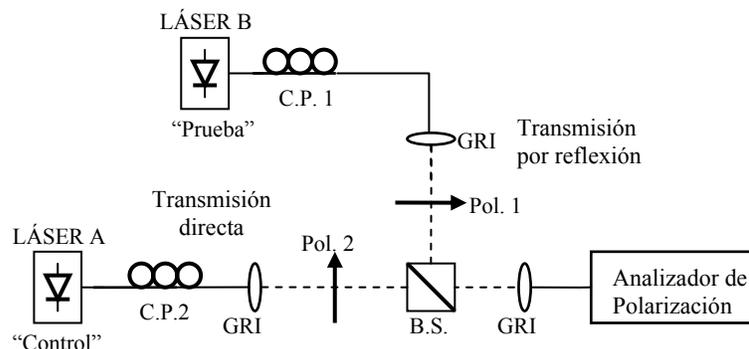


Figura 71. Esquema experimental usado para la caracterización del divisor de haz.

A.4.1 Determinación de las pérdidas dependientes de la polarización del dispositivo

Usando el esquema experimental de la figura 71 se realizó el siguiente procedimiento:

- Primeramente, se efectuó el alineamiento de los haces de prueba y de control sobre la facetas correspondientes del divisor de haz.

- Usando una fibra óptica con lentilla de GRIN en un extremo, que después se retiró, se capturó la salida del controlador de polarización (C.P.2) para crear un marco de referencia de polarización a través del HP 8509B antes del polarizador (Pol.2), enseguida, a través del C.P.2 se ajustó una polarización circular. Esto permitió garantizar que para cualquier posición del polarizador, la potencia a su salida fuera constante. Con el uso de un medidor de potencia en espacio libre se cuantificó la potencia a la salida del polarizador, cuando éste es girado 360° , confirmando potencias iguales para todas las polarizaciones lineales de salida.
- El medidor de potencia es ahora colocado después del divisor de haz sobre la misma trayectoria (transmisión directa) y el polarizador es girado 360° . Los resultados mostraron que el dispositivo no presenta pérdidas dependientes de la polarización.

Todo el procedimiento anterior fue realizado para la trayectoria en reflexión encontrando el mismo resultado. Para la medición de las pérdidas en transmisión directa, el láser de prueba permanece apagado, mientras que para la medición de las pérdidas en reflexión es el láser de control el que permanece apagado.

A.4.2 Distorsión de la polarización producida por el dispositivo.

Para verificar los efectos que produce el dispositivo sobre las polarizaciones de entrada se realizó el siguiente procedimiento:

- Se generó un marco de referencia de polarización en la trayectoria de salida del divisor de haz.
- Con el marco de referencia aplicado en la salida del divisor de haz, se insertaron polarizaciones lineales de 0° a 360° en la entrada del divisor, haciendo uso del polarizador 2 para la transmisión directa y del polarizador 1 para la transmisión por reflexión. A continuación, se midieron las polarizaciones de salida a través del analizador de polarización.

Para la medición en transmisión directa el láser de prueba permanece apagado, y para la medición en transmisión por reflexión es el láser de control el que se apaga. Los marcos de referencia de polarización deben ser ajustados en cada caso para la longitud de onda correspondiente al láser empleado. La figura 72 muestra las polarizaciones medidas, mediante su representación en la esfera de Poincaré, a la salida del divisor de haz para los casos en transmisión directa y en reflexión. Los resultados de esta figura nos muestran que en la transmisión directa sobre el divisor de haz, solo existe un pequeño efecto sobre las polarizaciones lineales de entrada, mientras que para la transmisión por reflexión se presenta una gran perturbación sobre los estados de polarización lineales de entrada. Para solucionar este problema, fue necesario colocar un compensador de Berek a la entrada del divisor de haz (después del Pol.1) con la finalidad de compensar estos efectos, de tal manera que las polarizaciones lineales deseadas a la salida de la trayectoria en reflexión fueran posibles en el esquema experimental desarrollado en la sección III.3.

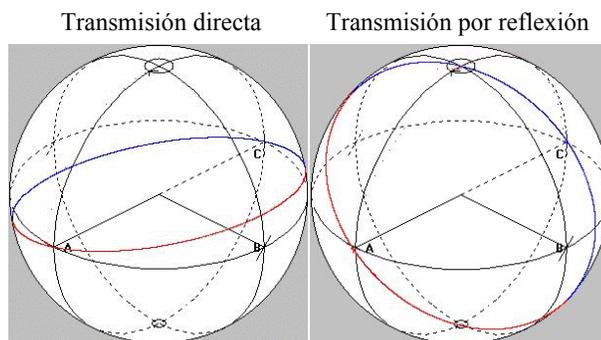


Figura 72: Efectos del divisor de haz sobre las polarizaciones lineales de entrada. En transmisión directa, las polarizaciones de salida son representadas cercas del ecuador (polarizaciones lineales) de la esfera de Poincaré. En transmisión por reflexión, la circunferencia fuera del ecuador representa las polarizaciones no lineales de salida.

A.5 Polarizadores

Un polarizador es un dispositivo óptico que crea a su salida una polarización lineal transmitiendo solamente la componente del campo eléctrico incidente que es paralela a su eje de transparencia, al tiempo que la componente perpendicular es absorbida, reflejada o

refractada en un ángulo distinto. Existen varios tipos de polarizadores, entre los más importantes podemos mencionar los siguientes:

- *Polarizadores por absorción:* Los polarizadores más habituales están constituidos por largas cadenas de hidrocarburos (u otras sustancias) que se distinguen porque transmiten la luz de forma que, a la salida de las mismas, queda polarizada en la dirección perpendicular a estas cadenas. En este tipo de polarización, la componente del campo eléctrico (elegido como vector de polarización) paralela a las cadenas de hidrocarburos induce en ellas corrientes eléctricas que provocan la absorción de la energía de esta componente. Como resultado, en la salida sólo se conserva la parte de la energía de la componente perpendicular de dicho campo eléctrico.
- *Polarizadores por reflexión:* Donde el haz no polarizado es separado en dos haces con estados de polarización opuestos. Cuando la luz incide sobre una superficie plana de separación entre dos medios, por ejemplo, el aire y el vidrio, experimenta un fenómeno conjugado de reflexión y refracción (o transmisión) parciales. En los casos en que el rayo reflejado en esta superficie y el refractado tengan direcciones ortogonales entre sí, la luz reflejada se polariza en su totalidad en la dirección perpendicular al plano de incidencia.
- *Polarizadores Birrefringentes:* Explotan las propiedades de birrefringencia de algunos cristales, tales como el cuarzo y la calcita. En este dispositivo, el cristal exhibe diferentes índices de refracción para diferentes polarizaciones de la luz. Este efecto es usado para producir reflexión total para una polarización y transmisión total para la otra.

Los polarizadores utilizados en este trabajo fueron del tipo birrefringentes (prismas Glan - Thompson) 10GT04 de la compañía Newport, los cuales se caracterizaron para conocer la tasa de extinción provista por cada uno de ellos. La tasa de extinción de un polarizador es medida haciendo incidir una señal óptica sobre el polarizador a una polarización lineal determinada, enseguida, el polarizador es ajustado a la polarización lineal en la cual se impide el paso en el mayor grado posible de la potencia óptica que incide en la entrada

(potencia en rechazo), esta potencia es medida a la salida del polarizador mediante un medidor de potencia óptico. Finalmente, el polarizador es rotado 90° respecto a la polarización lineal original, permitiendo el paso a la mayor parte de la potencia óptica incidente en la entrada, y la potencia medida a la salida del polarizador es llamada potencia de paso. La relación de las potencias de paso y rechazo nos proporciona la tasa de extinción del dispositivo. Los resultados de la caracterización de la tasa de extinción de los polarizadores usados son presentados en la figura 73.

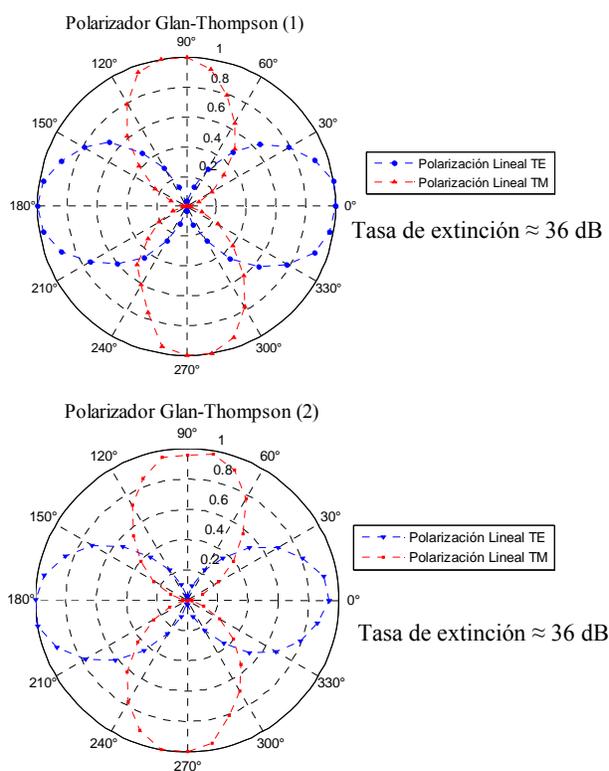


Figura 73. Tasas de extinción provistas por los polarizadores 1 y 2.

En la figura anterior se observa la amplitud normalizada del haz que pasa por el polarizador 1 ó 2, para distintas inclinaciones de la polarización lineal incidente de 0° a 360° en pasos de 10° , cuando el eje de paso del polarizador es colocado con una orientación igual a 0° (TE) y 90° (TM).

A.5 Retardadores ópticos (ODL-200)

En este trabajo se emplearon dos retardadores ópticos (ODL1 y ODL2) para realizar el ajuste fino de los flancos de las señales de datos y lograr de esta manera la sincronización de los bits a la entrada del AOS y a la salida del bit de diferencia. Estos dispositivos, están compuestos por dos lentillas colimadoras conectadas a un par de fibras, por medio de las cuales se proyecta la luz a través del espacio libre y se colecta de una a otra fibra. La distancia que la luz viaja en espacio libre es controlada ajustando la separación entre las lentillas a través de un micrómetro (ver figura 74), con el cual se consiguió una resolución de 3.33 ps de retardo por cada milímetro desplazado.

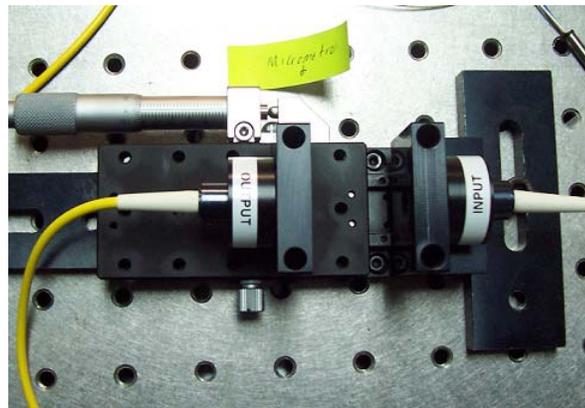


Figura 74. Imagen del retardador óptico ODL-200 utilizado.

La caracterización del ODL-200 consistió en medir el retardo máximo que puede ser alcanzado por el dispositivo, al desplazar el micrómetro desde la marca de 0 hasta 25 mm, de igual manera se cuantificaron las pérdidas por inserción ocasionadas por cada retardador. Para medir el retardo generado por el dispositivo se introdujo a éste una señal modulada en intensidad a una tasa de 2.5 Gb/s con una secuencia pseudo aleatoria de longitud $2^{10}-1$. De esta manera, se guardó en la memoria del osciloscopio la señal presente a la entrada del retardador óptico y se comparó con la señal obtenida a la salida del mismo conforme el micrómetro fue desplazado de 0 a 25 mm en pasos de 5 mm. Los resultados de estas mediciones se muestran en la figura 75.

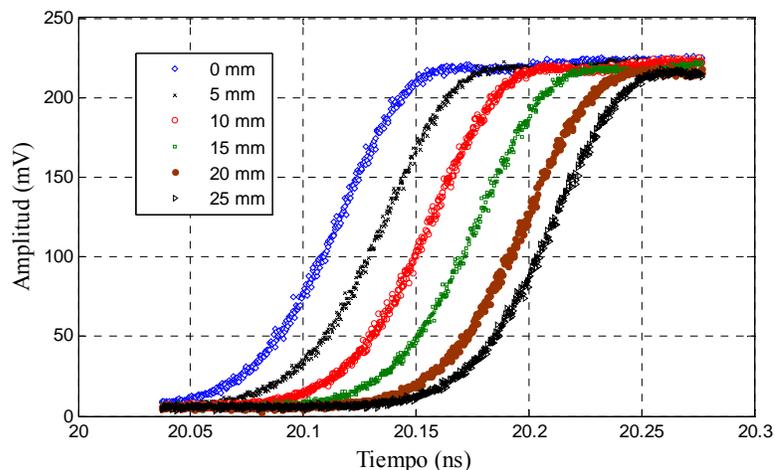


Figura 75. Retardo experimentado por el flanco de subida de un bit de la señal pseudo-aleatoria, al variar el micrómetro de 0 a 25 mm en pasos de 5 mm.

En la figura anterior se observa un retardo máximo de la señal de aproximadamente 83 ps, al desplazar el micrómetro de 0 a 25 mm. No obstante, es importante señalar que aun cuando el micrómetro se encuentra en 0 mm el dispositivo genera un retardo de 10.56 ns correspondientes a los caminos por fibra óptica (patchcords) del ODL. Las pérdidas ocasionadas por estos dispositivos son de 0.3 y 0.6 dB para el ODL1 y ODL2, respectivamente.

A.6 Moduladores de intensidad

Los moduladores de intensidad externos MACH 10 utilizados en este trabajo (ver figura 76) están basados en un interferómetro Mach Zender, mediante el cual se divide el haz de onda continua de entrada al dispositivo en dos trayectorias, una de las cuales tiene un modulador de fase o un elemento que presenta el efecto electro-óptico, es decir, que cambia su índice de refracción en función del voltaje aplicado, en este caso el material utilizado es el niobato de litio (LiNbO_3). De esta forma, al combinar nuevamente las dos trayectorias y al modificar el campo eléctrico aplicado en una de ellas, se puede controlar la diferencia de fase entre las señales ópticas de salida para que éstas interfieran de manera constructiva o destructiva y así variar la amplitud o la intensidad de la luz a la salida del modulador. La caracterización de estos dispositivos, los cuales fueron utilizados para llevar a cabo la

evaluación en régimen dinámico del restador, consistió básicamente en medir la tasa de extinción provista por cada modulador (Mod.1 y Mod.2) y en verificar la dependencia que exhibe la misma a la polarización de entrada.



Figura 76. Imagen del modulador MACH10.

En las gráficas 77 (a) y (b) se muestran las tasas de extinción provistas por los moduladores 1 y 2, para una polarización lineal del haz de onda continua de entrada; coincidente con el eje lento de la fibra birrefringente del modulador (---), y para un estado de polarización no lineal de entrada (···).

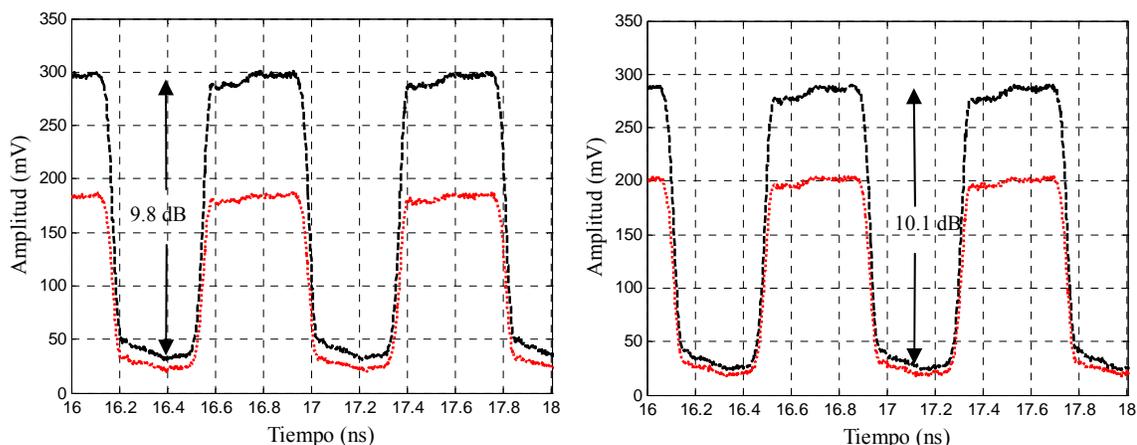


Figura 77. (a) y (b) Representan las señales moduladas con codificación NRZ a 2.5Gb/s obtenidas a las salidas de los moduladores 1 y 2, respectivamente, para dos diferentes estados de polarización del haz de onda continua de entrada.

Las tasas obtenidas para los moduladores 1 y 2 fueron de 9.8 y 10.1 dB, respectivamente.

Apéndice B

Cálculo de pérdidas por inserción y captura del arreglo en espacio libre en el cual se colocó el AOS

Partiendo de la correcta operación del AOS (control de temperatura y corriente de inyección), se procedió a estimar el valor de las pérdidas por inserción y captura del arreglo en espacio libre para cada una de las facetas del Amplificador. Esto con el propósito de determinar con la mayor exactitud posible las amplitudes de las señales que entran y salen por cada una de las facetas del dispositivo y de esta manera verificar que los niveles de potencia inyectados en la región activa del AOS son realmente significativos para producir un fuerte efecto de los fenómenos no lineales bajo estudio. Para lograr lo anterior, es necesario realizar el cálculo de la potencia óptica que se pierde en la inserción de una señal a la entrada del amplificador, así como la potencia óptica perdida en la captura de esta señal a la salida del AOS, de acuerdo a la figura 78.

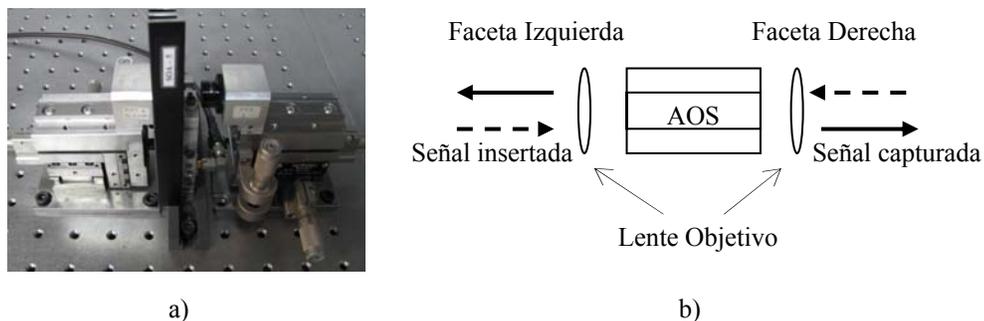


Figura 78. Arreglo en espacio libre para inserción y captura de señales ópticas en el AOS: (a) Montaje empleado y (b) Diagrama esquemático.

El procedimiento utilizado para el cálculo de las pérdidas por inserción y captura, consiste en la medición de los perfiles de intensidad de la emisión espontánea amplificada (EEA) de ambas facetas del amplificador, y del cálculo del perfil de intensidad gaussiano del lente objetivo a partir del valor de su apertura numérica [Beas Bujanos, 2003]. De esta manera,

mediante la comparación de estos perfiles, se pueden determinar las pérdidas de inserción y captura para el arreglo empleado en este trabajo.

B.1 Medición del perfil de intensidad de la EEA del AOS.

La medición del perfil de intensidad de la EEA del AOS se realizó por medio de un fotodetector Thorlabs DET3-GE, el cual se conectó a una carga Z de 75Ω . La sensibilidad S del detector es de 0.75 A/W y la superficie de la zona de medición es de 0.2 mm^2 , suficientemente pequeña para considerar una medición puntual de potencia. La intensidad óptica medida está dada por la ecuación (53).

$$I = \frac{i}{\phi \cdot S} = \frac{V}{\phi \cdot S \cdot Z} \quad (53)$$

Donde i es la corriente generada por el fotodetector, V es el voltaje medido en la carga Z cuando el detector se posiciona en una cierta coordenada (x, y) y ϕ es la sección transversal del fotodetector.

B.1.1 Procedimiento de Medición

El fotodetector se fijó sobre un posicionador móvil 3D y se colocó a una distancia “ z ” del AOS, tratando de alinear la posición del detector con el centro de la faceta del amplificador. Enseguida, el AOS fue polarizado y controlado en temperatura. Una vez que se estabilizaron estos parámetros, se procedió a realizar mediciones de voltaje (para una posición fija en z) cuando el fotodetector era desplazado sobre los ejes “ x ” y “ y ”, respectivamente (ver figura 79). De este modo usando la ecuación (53), se calculó la intensidad óptica en las direcciones “ x ” y “ y ”. Este procedimiento se realizó para la faceta izquierda ($z = 7 \text{ mm}$) y derecha del amplificador ($z = 3.5 \text{ mm}$).

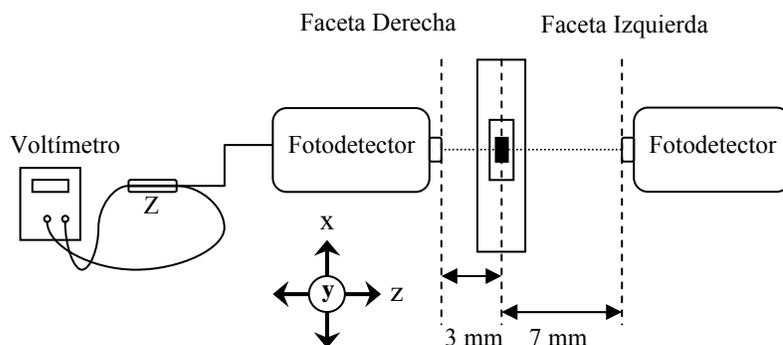


Figura 79. Esquema experimental usado para la medición de los perfiles de intensidad de la EEA del AOS.

En base a los datos experimentales obtenidos, se realizaron las gráficas de la figura 80, las cuales contienen los perfiles gaussianos normalizados de intensidad óptica de la EEA para ambas facetas del amplificador y cada uno de los ejes en que se efectuó el desplazamiento del fotodetector. Para la obtención de estas gráficas, se determinó la intensidad óptica máxima medida, este valor fue centrado en “0” y tomado como referencia para normalizar, es decir, para distribuir los valores de intensidad entre 0 y 1. Usando la normalización de intensidad, se evita recurrir a los datos de sensibilidad del fotodetector. Las gráficas de la figura 80, además presentan el perfil gaussiano ideal de cada serie de datos. La expresión de la distribución gaussiana utilizada para la obtención de dicho perfil es de la forma de la ecuación (54).

$$f(x) = \exp\left(-\frac{2x^2}{\omega^2(z)}\right) \quad (54)$$

Donde $\omega(z)$ es la distancia que hay entre el centro de la gaussiana y un punto en el eje “x” o “y” para el cual la amplitud de la función decrece 0.1353 ($1/e^2$) veces de su valor máximo (Altan, 2003).

El perfil gaussiano ideal se obtiene encontrando el parámetro $\omega(z)$ de la función $f(x)$, el cual minimiza el error cuadrático entre la serie de mediciones (en x o y de la faceta izquierda o derecha del AOS) y la expresión ideal. Esto se hace definiendo un parámetro

experimental y realizando la optimización alrededor de ese punto (programa en MatLab, mostrado en B.5).

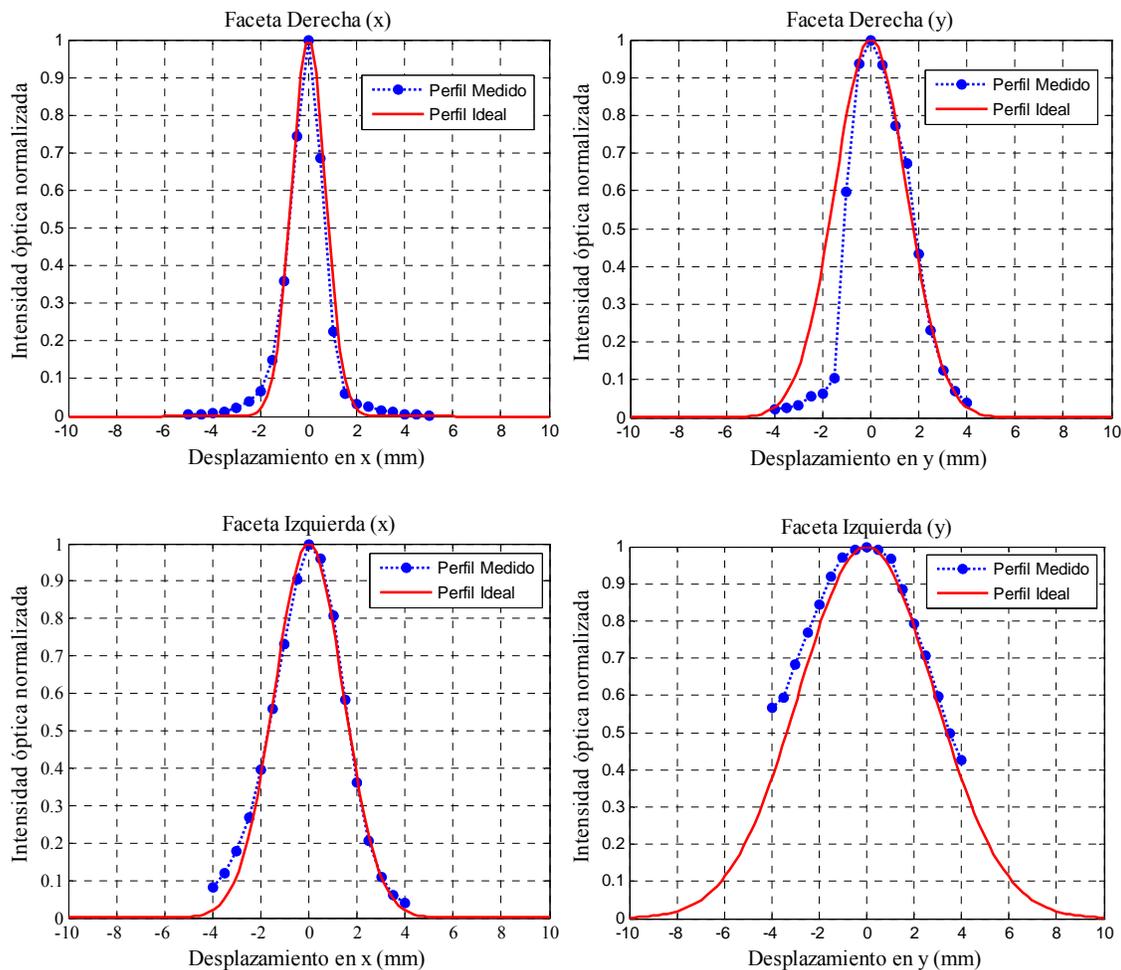


Figura 80. Perfiles gaussianos de intensidad en “x” y “y” para ambas facetas del AOS.

B.1.2 Corrección de la divergencia del haz

Los datos para calcular el perfil gaussiano de intensidad de la EEA se midieron a diferentes distancias de las facetas del amplificador, sin embargo, para el cálculo de las pérdidas por inserción, es necesario encontrar la gaussiana en las respectivas facetas del AOS (en $z = 0$). Para determinar el tamaño de la mancha “spot size” de intensidad en los límites de las facetas izquierda y derecha del amplificador, es necesario realizar una corrección tomando

en cuenta la divergencia que sufre el haz al propagarse en z . Para la corrección recurrimos a la ecuación (55), que describe la evolución de la amplitud de un haz gaussiano conforme éste se propaga en la dirección z [Verdeyen, 1995].

$$E(x,y,z) = E_0 \left(\frac{\omega_0}{\omega(z)} \right) \exp \left[- \left(\frac{r}{\omega} \right)^2 \right] \quad (55)$$

Donde “ x ”, “ y ” y “ z ” son las tres coordenadas espaciales, E_0 es la amplitud del haz en el origen (en el plano $z = 0$), ω_0 es el parámetro gaussiano en $z = 0$, $\omega(z)$ es el “spot size” conforme el haz se propaga en el eje z , y r representa la distancia sobre los ejes “ x ” o “ y ”, de acuerdo a la figura 81.

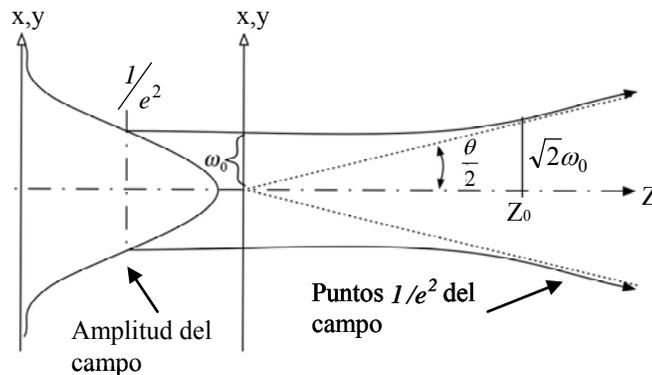


Figura 81. Ensanchamiento de un haz gaussiano propagándose en z .

Debido a que el haz se propaga a lo largo del eje z , el “spot size” $\omega(z)$ se incrementa, por lo tanto, los puntos $1/e^2$ se alejan del eje z , tal y como se muestra en el figura anterior. Además el haz se expande de su valor mínimo de ω_0 por un factor de $\sqrt{2}$ cuando $z = z_0$ de acuerdo a la ecuación (56) [Alda, 2003].

$$\omega^2(z) = \omega_o^2 \left[1 + \left(\frac{z}{z_o} \right)^2 \right] \quad (56)$$

Conforme el haz se propaga hacia valores grandes de z , el “spot size” es asintótico a las líneas punteadas mostradas en la figura 81, las cuales son descritas por la ecuación (57).

$$\omega(z \gg z_0) = \frac{\lambda_0 z}{\pi n \omega_0} \quad (57)$$

Donde λ_0 y n son la longitud de onda del haz y el índice de refracción en el espacio libre, respectivamente. En nuestro caso, el valor de $z_1 \gg z_0$, por lo tanto, podemos utilizar la ecuación anterior legítimamente, para calcular el incremento o la reducción del “spot size” conforme el haz se propaga en z . De esta forma, haciendo uso de la ecuación (57) trasladamos los perfiles de intensidad de la EEA desde $z_1 = 7$ mm ó 3 mm, según sea el caso, a $z = 0$ mm, quedando de la manera siguiente:

$$\omega_1 = \frac{\lambda_0 z_1}{\pi n \omega_0} \quad (58)$$

Donde ω_1 es el parámetro que satisface la gaussiana ideal en $z_1 = 7$ mm ó 3 mm (faceta izquierda ó derecha) para ambos perfiles de intensidad (“x” y “y”).

De este modo, despejando ω_0 en la ecuación (58) obtenemos:

$$\omega_0 = \frac{\lambda_0 z_1}{\pi n \omega_1} \quad (59)$$

Mediante la expresión (59) es posible calcular el valor del “spot size” ω_0 del haz gaussiano en el plano $z = 0$, es decir, justo en la faceta del AOS.

Finalmente, la expresión de la distribución gaussiana de intensidad en $z = 0$ es de la forma de la ecuación (60).

$$f(x) = \exp\left(-\frac{x^2}{\omega_0^2}\right) \quad (60)$$

B.2 Cálculo de las pérdidas por inserción.

Las pérdidas por inserción se definen como la potencia óptica que pierde un haz al ser insertado dentro de la región activa del AOS; en nuestro caso, haciendo uso de un lente objetivo. Para el cálculo de las pérdidas por inserción se usó el siguiente procedimiento:

1. Se calculó el valor de la potencia total de la distribución gaussiana tridimensional de intensidad de EEA en $z = 0$ (P_{T_EEA}), para la faceta izquierda y derecha del AOS. Esto se realizó integrando las distribuciones gaussianas bidimensionales de intensidad de la EEA para “x” y “y” por separado, a partir de las funciones $f(x)$ y $f(y)$ (ecuación (60)). De esta manera mediante la multiplicación de las potencias obtenidas con tales integrales se encontró la potencia total contenida en la gaussiana tridimensional.
2. Con la finalidad de encontrar el valor de la potencia óptica que es realmente guiada en la región activa del AOS para los modos de propagación TE y TM, se multiplicó el valor de la potencia total de la EEA en $z = 0$ (P_{T_EEA}) por el factor de confinamiento de los modos propios de propagación TE y TM de la guía del amplificador, respectivamente. Esto es debido a que el factor de confinamiento del modo de propagación representa la fracción de la potencia óptica total que es efectivamente guiada dentro de la guía del amplificador. Los valores de los factores de confinamiento aplicados en este caso fueron de: $\Gamma_{TE} = 0.43$ y $\Gamma_{TM} = 0.37$.
3. Una vez que se calcularon los valores de potencia de EEA guiada sin pérdidas en la región activa del AOS para los modos de propagación TE (P_{TE}) y TM (P_{TM}), se buscaron los límites en “x” y “y” de la distribución gaussiana de intensidad total de la EEA en $z = 0$, para los cuales la potencia integrada resultante es P_{TE} y P_{TM} . En cada caso, estos límites representan la zona de inserción sin pérdidas en la faceta del AOS para los modos TE y TM.
4. Enseguida, se calculó la potencia total contenida en la distribución gaussiana tridimensional de intensidad del lente objetivo. Para ello, primero se obtuvo el

parámetro ω_0' de los perfiles gaussianos de intensidad en “x” y “y” del lente objetivo a través de la ecuación (61).

$$2\omega_0' \approx \frac{4}{\pi} \lambda F_{\#} \quad (61)$$

Donde:

$$F_{\#} = \frac{f}{D} = \frac{1}{2NA} \quad (62)$$

NA es el valor de apertura numérica (0.25) del lente objetivo y λ es el valor de la longitud de onda del haz que pasa a través del lente. De esta forma, sustituyendo (62) en (61) y reduciendo términos tenemos:

$$\omega_0' = \frac{\lambda}{\pi NA} \quad (63)$$

Posteriormente, se consideró una simetría en los perfiles gaussianos de intensidad bidimensionales en “x” y en “y”, y se determinó la distribución gaussiana tridimensional del lente objetivo, así como la potencia total contenida en éste (P_L).

5. Se calculó la porción de la potencia total proveniente del lente objetivo que es insertada sin pérdidas en las facetas del amplificador para los modos TE y TM. Esto se realizó integrando la distribución gaussiana tridimensional de intensidad del lente objetivo entre los límites “x” y “y” encontrados en el paso 3 para los modos TE (P_{TE_L}) y TM (P_{TM_L}).
6. Finalmente, se calcularon las pérdidas por inserción para el modo de propagación TE y TM con las ecuaciones (64) y (65), respectivamente.

$$L_{ins_TE} = 10 \log_{10} (P_{TE_L} / P_L) \quad (64)$$

$$L_{ins_TM} = 10 \log_{10} (P_{TM_L} / P_L) \quad (65)$$

Donde P_L es la potencia total contenida en la distribución gaussiana del lente objetivo, y P_{TE_L} y P_{TM_L} es la porción de potencia, de la potencia P_L que es insertada sin pérdidas en la faceta del amplificador para los modos TE y TM, respectivamente.

B.3 Cálculo de las pérdidas por captura.

Las pérdidas por captura se definen como la potencia óptica que pierde un haz saliente del amplificador al ser capturado; en nuestro caso, haciendo uso de un lente objetivo. Para el cálculo de las pérdidas por captura se usó el siguiente procedimiento:

1. Primero, se calculó el valor de la potencia total contenida en la distribución gaussiana tridimensional de intensidad de EEA en $z = 12$ mm (P_{TEEA}). Debido a que 12 mm (distancia focal) fue la distancia a la que se colocaron los lentes objetivos respecto a las facetas del amplificador en nuestro arreglo experimental.
2. Considerando que la mayor parte de la energía en una distribución gaussiana está contenida por un orden superior a $1/e^2$, valor donde la potencia es 0.1353 de su máximo. Entonces, se calculó la porción de potencia de la total contenida en la distribución gaussiana de intensidad de EEA en $z = 12$ mm, que se encuentra en los límites de $-\omega(z)$ a $\omega(z)$ (en x y en y) de la distribución gaussiana del lente objetivo. Esta porción de potencia de EEA (P_{EEA_cap}) fue considerada como la potencia que es capturada sin pérdidas por el lente objetivo.
3. Finalmente, se calcularon las pérdidas por captura con la relación de la ecuación (66).

$$L_{cap} = 10 \log_{10} (P_{EEA_cap} / P_{TEEA}) \quad (66)$$

Donde P_{EEA_cap} es la porción de potencia de la potencia total de la EEA en $z = 12$ mm que es capturada sin pérdidas por el lente objetivo, y P_{TEEA} es la potencia total de la EEA en $z = 12$ mm.

B.4 Resultados

Los resultados de la estimación de las pérdidas por inserción y captura del arreglo se presentan en la tabla XI.

Tabla XI. Pérdidas por inserción y captura.

	Pérdidas por inserción (dB)		Pérdidas por captura (dB)
	Modo TE	Modo TM	
Faceta Derecha	4.2342	7.7059	7.0432
Faceta Izquierda	4.2041	7.8442	7.2295

B.5 Programa para la estimación de las pérdidas por inserción y captura del arreglo utilizado en este trabajo.

```
clear all;
clc;
hold off
%Constantes utilizadas
lamda=0.001557;
factorte=0.43;
factortm=0.37;
distanciafaceta=3;
lamdalente=0.001550;
NA=0.25;
%Datos obtenidos de las mediciones en x (Faceta derecha)
x=[0.19 0.29 0.46 0.68 1.07 1.9 3.4 7.55 18.01 37.31 50.14 34.39 11.27 3
1.65 1.31 0.81 0.53 0.33 0.2 0.17];
ejex=[1 1.5 2 2.5 3 3.5 4 4.5 5 5.5 6 6.5 7 7.5 8 8.5 9 9.5 10 10.5 11];
%Gráfico de valores de voltaje fotodetectados
ejx=ejex-6;
plot(ejx,x,'o:');
```

```

title('Voltajes Fotodetectados por la Faceta Derecha');
xlabel('Desplazamiento en x (mm)');
ylabel('Voltaje (mV)');

%Gráfico de la intensidad óptica calculada
I=(x/(0.75*75*0.2));
figure(2);
plot(ejx,I,'o:');
title('Perfil de intensidad medido en X (Faceta derecha)');
xlabel('Desplazamiento en x (mm)');
ylabel('Intensidad óptica');

%Normalización de la intensidad, para no recurrir a la sensibilidad del
detector
figure(3);
inormal=I/max(I);
plot(ejx,inormal,'o:');
title('Perfil de intensidad normalizado medido en X (Faceta derecha)');
xlabel('Desplazamiento en x (mm)');
ylabel('Intensidad óptica normalizada');
hold on

%Obtención del perfil gaussiano ideal optimizado
vs=50;
sigma=linspace(0,1,vs);
er=[];
for j=1:vs
    fc=exp((-sigma(j).*ejx.^2));
    er(j)=sum(abs(fc-inormal));
end
[v,p]=min(er);
x1=linspace(-10,10,100);
f=exp(-sigma(p).*x1.^2);
plot(x1,potenciaw1(x1),'r');

%Obtención del parámetro wlx para 1/e^2
for x3=0:.0000001:3
    f=exp(-sigma(p).*x3.^2);
    if (f>0.13532)&(f<0.13534)
        sss=x3;
    end
end
wlx=sss;
disp('la wlx (a 3mm)en mm es=');
disp(wlx);

%Cálculo de la cintura del haz para z>>z0 en la faceta del amplificador
disp('el radio del haz en la faceta wox (mm) es: ');
wox=(lamda.*distanciafaceta)./(wlx.*pi)
figure(4);
x5=-3.*wox:.00001:3.*wox;
%iox=((wlx)/(wox));
plot(x5,prueba2(x5));

```

```

title('Perfil gaussiano de intensidad para z=0');
xlabel('Desplazamiento en x (mm)');
ylabel('Intensidad óptica normalizada');

% %Integración de la función gaussiana f(x) en la faceta para 99% de la
potencia (1.5*wox)
disp('potencia del perfil en x de la faceta es:');
areal = quad(@prueba2,-1.5*wox,1.5*wox);

%Datos obtenidos de las mediciones en y (Faceta derecha)
y=[1.08 1.2 1.64 2.9 3.13 5.25 29.72 46.72 49.83 46.43 38.45 33.59 21.63
11.55 6.27 3.48 1.96];
ejey=[-8 -7.5 -7 -6.5 -6 -5.5 -5 -4.5 -4 -3.5 -3 -2.5 -2 -1.5 -1 -0.5 0];
%Gráfico de valores de voltaje fotodetectados
ejy=ejey+4;
figure(5);
plot(ejy,y,'o:');
title('Voltajes Fotodetectados por la Faceta Derecha');
xlabel('Desplazamiento en y (mm)');
ylabel('Voltaje (mV)');
%Gráfico de la intensidad óptica calculada
I2=(y/(0.75*75*0.2));
figure(6);
plot(ejy,I2,'o:');
title('Perfil de intensidad medido en Y (Faceta derecha)');
xlabel('Desplazamiento en y (mm)');
ylabel('Intensidad óptica');
%normalización de la intensidad, para no recurrir a la sensibilidad del
detector
figure(7);
i2normal=I2/max(I2);
plot(ejy,i2normal,'o:');
title('Perfil de intensidad normalizado medido en Y (Faceta derecha)');
xlabel('Desplazamiento en y (mm)');
ylabel('Intensidad óptica normalizada');
hold on;
%obtención del parámetro wly para 1/e^2
vs=50;
sigma=linspace(0,1,vs);
er=[];
for j=1:vs
    fc=exp((-sigma(j).*ejy.^2));
    er(j)=sum(abs(fc-i2normal));
end
[v,p]=min(er);
x1=linspace(-10,10,100);
f=exp(-sigma(p).*x1.^2);
plot(x1,potenciawly(x1),'k');
for x3=0:.0000001:4
    f=exp(-sigma(p).*x3.^2);
    if (f>0.13532)&(f<0.13534)
        sss2=x3;
    end
end
end

```

```

wly=sss2;
disp('la wly (a 3mm) en mm es=');
disp(wly);
hold on
%cálculo de la cintura del haz para z>>z0 en la faceta del amplificador
disp('el radio del haz en la faceta woy (mm) es: ');
woy=(lamda.*distanciafaceta)./(wly.*pi)
figure(8);
x6=-3.*woy:.00001:3.*woy;
plot(x6,pruebaint222(x6));
disp('el area del haz en y de la faceta es:');
area2 = quad(@pruebaint222,-1.5*woy,1.5*woy )
%potencia total de la distribución gaussiana de intensidad de EEA en z=0
% ptEEA=areal*area2
%porcentaje de potencia confinada en 'x' y en 'y'
pte=areal*factorte
ptm=area2*factortm
%Encontrar los limites de la gaussiana en x y y para los cuales la
potencia integrada resultante es PTE y PTM.
for x6=0:.00000001:1.5.*woy;
    areapru = quad(@pruebaint222,-x6,x6);
    if (areapru<ptm)
        limitetm=x6
    end
end
for x5=0:.00000001:1.5.*wox;
    areate = quad(@prueba2,-x5,x5);
    if (areate<pte)
        limitete=x5
    end
end
%Obtención del PARAMETRO "w0" para los perfiles gaussianos de intensidad
del
lente objetivo en x,y FL10B en micrómetros
a=lamdalente./(pi.*NA)
%Distribución gaussiana del lente objetivo considerando simetría en ambos
%ejes
wleny=1.4142*a
figure(9);
x9=-3.*wleny:.00001:3.*wleny;
f9=exp(-(2*x9.^2)./(wleny.^2));
plot(x9,pruebaint22(x9));
arealeny = quad(@pruebaint22,-1.5*wleny,1.5*wleny)
wlenx=1.4142*a
figure(10);
x10=-3.*wlenx:.00001:3.*wlenx;
f9=exp(-(2*x10.^2)./(wlenx.^2));
plot(x10,pruebaint33(x10));
arealeny = quad(@pruebaint33,-1.5*wlenx,1.5*wlenx)
%porción de potencia efectivamente inyectada
ptm1 = quad(@pruebaint2,-limitetm,limitetm)
ptel = quad(@pruebaint2,-limitete,limitete)
%pérdidas de insercion en TE y TM

```

```

LinsTE=10*log10(ptel/arealenx)
LinsTM=10*log10(ptml/arealeny)

%CAPTURA
distanciafacetafinal=12;
wcapx=(lamda.*distanciafacetafinal)./(wox.*pi);
wcapy=(lamda.*distanciafacetafinal)./(woy.*pi);
c1=-3.*wcapy:.00001:3.*wcapy;
fc1=exp(-(2*c1.^2)./(wcapy.^2));
figure (11);
plot(c1,captu(c1));
ax=wcapx./1.4142;
ay=wcapy./1.4142;
areacapy = quad(@captu,-2*ay,2*ay)
c2=-3.*wcapx:.00001:3.*wcapx;
fc2=exp(-(2*c2.^2)./(wcapx.^2));
plot(c2,captu2(c2));
areacapx = quad(@captu2,-2*ax,2*ax)
potEEA=areacapy *areacapx
  wlencapx=(lamdalente.*distanciafacetafinal)./(wlenx.*pi);
  wlencapy=(lamdalente.*distanciafacetafinal)./(wleny.*pi);
  x99=-3.*wlencapy:.00001:3.*wlencapy;
  arealenycap = quad(@pruebaint22cap,-2*ay,2*ay)
  x100=-3.*wlencapx:.00001:3.*wlencapx;
  arealenxcap = quad(@pruebaint33cap,-2*ax,2*ax)
  potobj=arealenycap*arealenxcap
  perdcap=10*log10(potobj/potEEA)

%%%%%%%%%% Funciones
function f=potenciaw1(x1)
ejx=ejex-6;
I=(x/(0.75*75*0.2));
inormal=I/max(I);
vs=50;
sigma=linspace(0,1,vs);
er=[];
for j=1:vs
    fc=exp((-sigma(j).*ejx.^2));
    er(j)=sum(abs(fc-inormal));
end
[v,p]=min(er);
f=exp(-sigma(p).*x1.^2);
function f=prueba2(x5)
f=exp(-(2*x5.^2)./(wox.^2));
function f=pruebaint222(x6)
f=exp(-(2*x6.^2)./(woy.^2));
function f=pruebaint33(x10)
f=exp(-(2*x10.^2)./(wlenx.^2));
function f=pruebaint2(x9)
f=exp(-(x9.^2)./(wleny.^2));

```

Para la faceta izquierda es el mismo algoritmo, solamente se modifican los datos medidos y el valor distanciafaceta=7.