TESIS DEFENDIDA POR

Josué Amílcar Parra Cetina

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. Horacio Soto Ortiz

Director del Comité

Dr. Arturo Arvizu Mondragón

Miembro del Comité

Dr. Miguel Enrique Martínez Rosas

Miembro del Comité

Dr. David Salazar Miranda

Miembro del Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Coordinadora del programa de posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Director de Estudios de Posgrado

10 de *Diciembre* de 2008

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA

PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

SUMADOR TOTALMENTE ÓPTICO DE DOS ENTRADAS LÓGICAS CON ACARREO

TESIS

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

Presenta:

JOSUÉ AMÍLCAR PARRA CETINA

Ensenada, Baja California, México, Diciembre de 2008.

RESUMEN de la tesis de **Josué Amílcar Parra Cetina,** 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.

SUMADOR TOTALMENTE ÓPTICO DE DOS ENTRADAS LÓGICAS CON ACARREO

Resumen aprobado por:

Dr. Horacio Soto Ortiz
Director de Tesis

La creciente demanda de los servicios de telecomunicaciones (voz, datos, video, internet, etc.), ha ocasionado un incremento en el tráfico de información, haciendo necesario la creación de redes de comunicaciones de mayor velocidad y ancho de banda. Debido a lo anterior, hay un creciente interés en desarrollar componentes ópticos que procesen las señales en el dominio totalmente óptico, siendo un elemento clave para tal fin, el Amplificador Óptico de Semiconductor (AOS). Las puertas lógicas totalmente ópticas basadas en fenómenos no lineales que se suscitan en los Amplificadores Ópticos de Semiconductor (AOS) han demostrado un gran potencial en términos de alta velocidad, bajo consumo de potencia, facilidad de integración óptica y escalabilidad. Este último aspecto es crucial para desarrollar bloques lógicos complejos de procesamiento totalmente ópticos que sustituirán a los circuitos electrónicos de bajas velocidades existentes y que permitirán evolucionar hacia las redes transparentes del futuro.

En este proyecto de tesis se desarrolló un bloque que efectúa la adición con acarreo de dos señales lógicas de entradas de 2.5 Gbit/s, utilizando como fenómeno no lineal a la Modulación Cruzada de la Polarización (XPolM) dentro de un único AOS. Este bloque tiene aplicaciones potenciales en los subsistemas de procesamiento totalmente ópticos. Específicamente, los sumadores pueden conformar sistemas “sencillos” capaces de desempeñar operaciones lógicas complejas como conteo, verificación de sumas, identificación de encabezados, etc., pero también se pueden combinar con otros circuitos lógicos para realizar ALUs y procesadores, entre otras funciones.

Palabras Clave: Amplificador Óptico de Semiconductor, Modulación Cruzada de la Polarización, Sumador.

ABSTRACT of the thesis presented by **Josué Amílcar Parra Cetina** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in Electronics and Telecommunications with orientation in Telecommunications. Ensenada, Baja California, México Diciembre de 2008.

ALL OPTICAL ADDER OF TWO LOGIAL INPUTS WITH CARRY BIT

Abstract approved by:

Dr. Horacio Soto Ortiz
Thesis director

The growing demand in telecommunication services (voice, data, video, internet, etc.), has given rise to an increase in the information traffic, taking to the necessity for creating communication networks of higher speed and wider bandwidth. Due to the last, there is a persisting interest in developing optical components that process the signals in the optical domain, being a key element for that purpose the Semiconductor Optical Amplifier (SOA). All optical logic gates based in non linear phenomena that arouse inside the Semiconductor Optical Amplifiers (SOAs) have demonstrated a great potential in terms of high speed, slow energy consumption, ease optical integration and scalability. This last feature is crucial to develop complex logical blocks of all optical processing that will replace to the already existing slow speed electronic circuits and shall allow to evolve toward the future transparent networks.

In this thesis project, a logical block that accomplishes the addition with carry of two logical inputs of 2.5 Gbit/s was develop, using the Cross Polarization Modulation (XPolM) as a non linear phenomena inside a unique SOA. This block has potential applications in all optical processing subsystems. Specifically, the adders can build “simple” systems, which are capable for performing complex logical operations such as counting, check sum, header recognition, etc, besides they can be combined with other logical circuits for realizing ALUs and processors, among other functions.

Keywords: Semiconductor Optical Amplifier, Cross Polarization Modulation, adder.

Dedicatorias

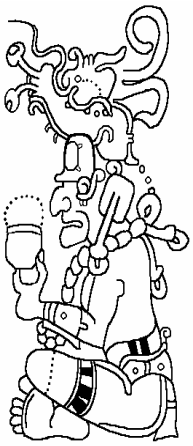
Este trabajo lo dedico con todo mi amor, cariño y admiración, a mis padres Nicolás Parra y Noemí Cetina, ustedes son el motor e inspiración de mi ser, son mi motivación y fuente de fortaleza para dar todo mi esfuerzo. Todo lo que he logrado hasta ahora es por ustedes, muchas gracias.

A mis hermanos Nicolás, Jacob y Paula, a mis tías Adela, Ligia y demás familiares, quienes a pesar de la distancia, siempre me apoyaron.

“ZAMNÁ”

“Cultivad las artes y las ciencias como lo habéis hecho hasta estos tiempos. Conservad vuestra fama y vuestro talento para las cosas bellas y sed la admiración de los otros pueblos”

“Ya'abkunse'ex jats'uts ba'alo'ob yéetel ka'anal xooko'ob je'e bix a beetmile'ex tak te' k'iino'oba'. Kalant a k'ajóolanile'ex yéetel ba'ax a wojle'ex yo'olal ba'ax jats'utstako'ob utia'al ka'aj a jak'óolte'ex uláak' kaajo'ob”.



Agradecimientos.

Agradezco enormemente y de manera especial a mi director de tesis, el Dr. Horacio Soto Ortiz, por sus consejos, tiempo, paciencia y dedicación para el desarrollo y cumplimiento de este trabajo. Sus observaciones y consejos, los tendré siempre presentes a lo largo de mi desempeño profesional.

Agradezco a los miembros del comité de tesis, Dr. Arturo Arvizu Mondragón, Dr. Miguel Martínez Rosas, Dr. David Salazar Miranda, por sus consejos y recomendaciones, que permitieron enriquecer el presente trabajo.

También quiero agradecer al M.C Ramón Muraoka Espíritu, por su apoyo para la realización experimental del presente trabajo, y sus viajes a los balloons shoping center.

Un agradecimiento especial al M.C Ramón Maldonado Basilio, por sus consejos y la amistad brindada. Eres un ejemplo a seguir.

Agradezco a mis amigos del depa, Aurelio, Ramiro y Horacio. A mis amigas Julieta, Diana y Abigail, muchísimas gracias por brindarme su valiosa amistad, siempre podrán contar conmigo.

A mis compañeros y amigos del cicese: Irwin, César (Shakiras), Jesús (Chuy), Israel (la Betty), Antonio, Marcial, Juan Pablo, Alberto, José Luis y Jorge Flores. A las secretarias de los departamentos de Electrónica y de Computación y demás personal del CICESE.

A los miembros del equipo de fútbol “Beach-Olas” por las golizas recibidas, pero divertidas; también a los integrantes del equipo de softbol “Electrónica”, y de vólibol “Thundercats”.

Agradezco al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE), por la formación profesional que me permitió obtener.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT), por la beca otorgada que me permitió realizar los estudios de maestría.

CONTENIDO

Página

Resumen español…….. i

Resumen inglés……. ii

Dedicatorias…….. iii

Agradecimientos……... iv

Contenido…….. v

Lista de Figuras…… viii

Lista de Tablas……. xiv

Capítulo I. Introducción…….. 1

I.1 Antecedentes…… 1

I.2 Objetivos…….. 7

I.3 Organización del trabajo…….. 8

Capítulo II. Fundamentos Teóricos ……... 10

II.1 Introducción……. 10

II.2 Polarización de la luz…….. 11

II.2.1 Luz y Polarización…… 11

II.2.2 Tipos de polarización……... 12

II.2.3 Representaciones de los estados de polarización de las señales ópticas….. 14

II.2.3.1 La matriz y el vector de Jones…….. 14

II.2.3.2 La Elipse de Polarización…….. 15

II.2.3.3 El vector de Stokes…….. 17

CONTENIDO (continuación)

Página

II.2.3.4 La esfera de Poincaré…….. 19

II.3 Conceptos generales de los Amplificadores Ópticos de Semiconductor…… 20

II.4 Fenómenos no lineales que se manifiestan en los AOSs…… 25

II.4.1 Auto Rotación no lineal de la Polarización (SNPR) y Modulación Cruzada de la Polarización (XPolM)……. 27

II.4.1.1 Birrefringencia Inducida…… 28

II.4.1.2 Modificación de las ganancias modales…… 30

II.4.1.3 Modificación de los ejes propios……... 32

Capítulo III. Bancos experimentales asociados al sumador para las caracterizaciones de la SNPR y XPolM en el AOS……... 36

III.1 Introducción……... 36

III.2 Caracterizaciones del AOS utilizado en el trabajo……. 37

III.2.1 Características del AOS…….. 37

III.2.2 Caracterizaciones del AOS…… 37

III.3 Caracterización de la Auto Rotación no lineal de la Polarización……. 43

III.4 Caracterización de la XPolM……. 46

III.5 Resumen……. 49

Capítulo IV. Estudio experimental en estado estático de un sumador totalmente óptico de dos entradas lógicas con acarreo basado en la XPolM. 50

IV.1 Introducción……... 50

IV.2 Tabla de Verdad de un sumador con acarreo……. 50

CONTENIDO (continuación)

Página

IV.3 Bancos experimentales utilizados para caracterizar al sumador en estado estático……... 52

IV.3.1 Banco experimental 1 utilizado para caracterizar al sumador en estado estático..... 52

IV.3.2 Resultados del banco experimental 1 utilizado para caracterizar al sumador en estado estático…… 54

IV.3.3 Banco experimental 2 utilizado para caracterizar al sumador en estado estático……... 57

IV.3.4 Resultados del Banco experimental 2 utilizado para caracterizar al sumador en estado estático……. 59

IV.4 Resumen……. 60

Capítulo V. Estudio experimental en estado dinámico de un sumador totalmente óptico de dos entradas lógicas con acarreo basado en la XPolM. 62

V.1 Introducción……... 62

V.2 Banco experimental para caracterizar al sumador en estado dinámico…….. 62

V.3 Resultados experimentales del sumador en estado dinámico……. 68

V.4 Resumen ……. 70

Capítulo VI. Conclusiones…….. 72

VI.1 Conclusiones……..... 72

VI.2 Trabajo Futuro……..... 74

Referencias…… 75

Apéndice A. Caracterizaciones de dispositivos……..... 79

Apéndice B. Estimación de las pérdidas por inserción y captura……... 91

LISTA DE FIGURAS

Figura		**Página**
1	Curva de atenuación de la fibra óptica estándar……...	2
2	Ejemplo de un sistema opaco…….....	4
3	Ejemplo de un sistema transparente……..	4
4	Estados de polarización: lineal, circular y elíptico, que ocurren dependiendo de las relaciones que existen entre las magnitudes y fases de las componentes del campo eléctrico (E_x y E_y) de una onda electromagnética……	13
5	Características de la elipse de polarización……..	17
6	Representación de algunos estados de polarización, por medio de los parámetros de Stokes normalizados, sobre la esfera de Poincaré……..	20
7	Diagrama de energía de una unión de doble heteroestructura……...	21
8	Procesos asociados con las transiciones radiativas: (a) Emisión espontánea, (b) Emisión estimulada, y (c) Absorción……...	22
9	Esquematización del cambio en el estado de polarización del haz insertado en el AOS, debido a la birrefringencia inducida, la perturbación de las ganancias modales y la modificación de los ejes propios……...	27
10	Estructura del AOS…….....	29
11	Representación del cambio en el estado de polarización de una señal a la salida del AOS, por efecto de la birrefringencia inducida……..	30
12	Cambio en el estado de polarización del haz de entrada a la salida del AOS, por efecto de la modificación de las ganancias modales, cuando la señal de entrada está compuesta de dos componentes ortogonales, siendo amplificadas sus componentes en diferente proporción……..	32
13	(a) Representación de los modos excitados a la entrada del AOS. (b) Esquema representativo de la interferencia de los modos de orden	

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura **Página**

	superior a lo largo de la región activa del AOS…….....	33
14	Representación de la propagación en zig-zag del máximo de intensidad del campo eléctrico en los ejes TE y TM de la guía de onda del AOS…….....	34
15	Formación de un trayecto casi-helicoidal de alto índice de refracción, que causa la modificación del estado de polarización del haz de entrada a la salida del AOS……	35
16	Fotografía del AOS utilizado en el trabajo……	37
17	Esquema para la obtención del espectro de la EEA del AOS……...	38
18	Espectros de la EEA en ambas facetas del AOS. …….	38
19	Esquema para determinar la polarización del espectro de la EEA en la faceta izquierda del AOS bajo estudio……..	40
20	Gráfica comparativa de los espectros de potencia de la EEA después de haber sido propagados a través de un polarizador lineal orientado a 0° y 90°……...	40
21	Gráfica comparativa del cambio en la amplitud del espectro de potencia de la EEA en la faceta izquierda, por modificaciones en la temperatura del chip……..	41
22	Esquema experimental usado para medir la ganancia en pequeña señal del AOS…….....	42
23	Gráfica de la ganancia en pequeña señal del AOS……...	42
24	Banco experimental para la caracterización de la auto rotación no lineal de la polarización…….	43
25	Evolución del desplazamiento angular experimentado por la señal de prueba a la salida del AOS para diferentes orientaciones de su polarización lineal de entrada, cuando su longitud de onda fue de 1558.4 nm……..	44

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura **Página**

26 Evolución del desplazamiento angular experimentado por la señal de prueba a la salida del AOS para diferentes orientaciones de su polarización lineal de entrada, cuando su longitud de onda fue de 1560 nm……. 44

27 Evolución del desplazamiento angular para una longitud de onda de 1558.4 nm…….. 45

28 Evolución del desplazamiento angular para una longitud de onda de 1560 nm……. 45

29 Esquema experimental para las pruebas de potencia……..... 46

30 Evolución del desplazamiento angular real del estado de polarización de salida de la señal de prueba obtenido al “prender” y ”apagar” el haz de control en función de la potencia total insertada al AOS, para señales de prueba y control con longitudes de onda de 1558.4 y 1560 nm, respectivamente…….. 48

31 Evolución del desplazamiento angular real del estado de polarización de salida de la señal de prueba obtenido al “prender” y ”apagar” el haz de control en función de la potencia total insertada al AOS, para señales de prueba y control con longitudes de onda de 1560 y 1558.4 nm, respectivamente…….. 48

32 Sumador, compuesto de una puerta AND y una XOR……. 51

33 Diagrama de tiempos de un sumador con acarreo……. 51

34 Banco experimental 1. Esquema de un sumador propuesto con un PBS……..... 52

35 Fotografía del banco experimental 1. Fotografía de un sumador propuesto con un PBS……... 52

36 Espectros de salida de los bits de acarreo (a) y suma (b) para las diferentes combinaciones de amplitudes de las señales de entrada con longitudes de onda de 1558.4 nm…….. 55

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura **Página**

37 Espectros de salida de los bits de acarreo (a) y suma (b) para las diferentes combinaciones de amplitudes de las señales de entrada con longitudes de onda de 1560 nm……. 55

38 Espectros de salida de los bits de acarreo (a) y suma (b) para las diferentes combinaciones de amplitudes de las señales de entrada con longitudes de onda de 1558.4 nm…….. 56

39 Espectros de salida de los bits de acarreo (a) y suma (b) para las diferentes combinaciones de amplitudes de las señales de entrada con longitudes de onda de 1560 nm……. 57

40 Banco Experimental 2. Esquema de un sumador propuesto con un BS de 3 dB……..... 58

41 Banco Experimental 2. Fotografía de un sumador propuesto con un BS de 3 dB……. 58

42 Espectros de salida de los bits de acarreo (a) y suma (b) para las diferentes combinaciones de amplitudes de las señales de entrada con longitudes de onda de 1558.4 nm…….. 59

43 Espectros de salida de los bits de acarreo (a) y suma (b) para las diferentes combinaciones de amplitudes de las señales de entrada con longitudes de onda de 1560 nm……. 60

44 Esquema experimental del sumador totalmente óptico……. 64

45 Datos modulados: (a) señal A, (b) señal B……... 65

46 Sincronía de los flancos de subida de dos bits, correspondientes a las señales de datos A y B……... 67

47 (a) Señales de entrada A y B, (b) suma, y (c) acarreo……... 69

48 Fotografía de los bits de suma (a) y acarreo (b), obtenida de la pantalla del osciloscopio…… 70

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura **Página**

49 Esquema experimental para la obtención de la EEA del EDFA……... 79

50 EEA del EDFA NP2000-PS, en rojo la región lineal de amplificación……. 80

51 Controladores de polarización (a) por espacio libre, formado con placas retardadoras independientes, (b) basados en fibra óptica……... 81

52 Banco experimental para la sintetización de polarizaciones arbitrarias con el CB……... 82

53 Comportamiento del divisor de haz (BS)…….. 82

54 Banco experimental utilizado para determinar el cambio de polarización que produce el BS a su salida, en los estados de polarización de las señales insertadas desde sus facetas de transmisión directa y reflexión…….. 84

55 Señales a la salida del BS: (a) transmisión directa, (b) transmisión en reflexión……..... 84

56 Divisor de haz sensible a la polarización (PBS)…… 84

57 Banco experimental para la caracterización del PBS……..... 85

58 Curvas de transmisión de potencia a la salida del PBS, en transmisión directa y reflexión versus orientación en la polarización de la señal de entrada……... 85

59 Comparación del desfasamiento de los flancos de subida de un bit, al variar la distancia entre las placas desde 0 mm hasta 25 mm para 2.5 Gbit/s……. 86

60 Diagrama esquemático para el MZM. La curva de transmisión del MZM forma pulsos periódicos de interferencia en la intensidad de salida como una función del voltaje aplicado…… 87

61 Gráfica comparativa de amplitudes a la salida del modulador 3, por cambios en las polarizaciones de la señal de entrada…… 88

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura **Página**

62 Gráfica comparativa de amplitudes a la salida del modulador 4, por cambios en las polarizaciones de la señal de entrada…… 88

63 (a) Señal modulada a la salida del modulador 3, (b) Señal modulada a la salida del modulador 4…….. 89

64 Gráfica comparativa de amplitudes a la salida del modulador 4, por variaciones en la potencia de la señal de entrada para una secuencia de datos de 1010…… 89

65 Diagrama esquemático de la fuente de alimentación……..... 90

66 Fotografía de la fuente…….. 90

67 Montaje del AOS, y lentes objetivo para inserción y captura de señales ópticas……... 91

68 Arreglo en espacio libre para inserción y captura de señales ópticas en el AOS……... 92

69 Fotografía del fotodetector……..... 92

70 Fotografía del montaje del fotodetector sobre una base móvil 3 D…... 93

71 Procedimiento de medición de los perfiles de la EEA en ambas facetas del AOS……. 93

72 Perfiles gaussianos de intensidad en *x* y *y*, a la entrada y salida del AOS (facetas derecha e izquierda, respectivamente)……..... 94

73 Ensanchamiento de un haz gaussiano propagándose en z……. 96

LISTA DE TABLAS

Tabla		**Página**
I	Tablas de verdad: (a) XOR y AND, (b) suma y acarreo. En (a), los valores de salida para las puertas XOR y AND se demuestran con álgebra booleana, donde: (*) corresponde a un producto, (¯) al dato negado y (+) a la suma de los valores……..	51
II	Pérdidas por inserción y captura……	100

Capítulo I

Introducción

I.1 Antecedentes.

La evolución de la infraestructura de las redes de información es gobernada por el rápido crecimiento de los servicios de Internet, datos, imágenes y video tanto en el sector público como en el privado. Con un crecimiento anual del tráfico de Internet de entre un 200 y un 400%, se espera que el tráfico de voz represente sólo el 1% del tráfico total [Kaiser,1999].

Los servicios de video e imágenes vía teléfonos móviles también han tenido un crecimiento muy marcado, mostrando que hay una real y latente demanda de nuevos servicios innovadores. Algunos de éstos, requerirán una conectividad con un gran ancho de banda y necesitarán respaldar grandes cantidades de datos personales; lo que llevará al incremento en la demanda de accesos rápidos y exigirá una mayor capacidad de la red [Chinlon, 2006].

Para poder satisfacer los requerimientos actuales y futuros en cuanto a capacidad de las redes, es necesario el advenimiento de tecnologías y componentes que conformen las nuevas redes de telecomunicaciones. Uno de tales componentes es la fibra óptica como medio de transmisión, debido a que provee un excelente medio para transferir grandes cantidades de información (aproximadamente 50 Tbit/s) [Borella, 1997].

Además de proveer un gran ancho de banda (ver figura 1), la fibra óptica tiene bajo costo, produce tasas de error de bit extremadamente bajas (fracciones de bit que son recibidos con tasas de error, típicas de 10^{-12} en comparación con tasas de 10^{-6} que producen los cables de cobre), presenta baja atenuación (0.2 dB/Km alrededor de 1550 nm), es capaz de transmitir señales de baja potencia y requiere un espacio físico pequeño para su instalación.

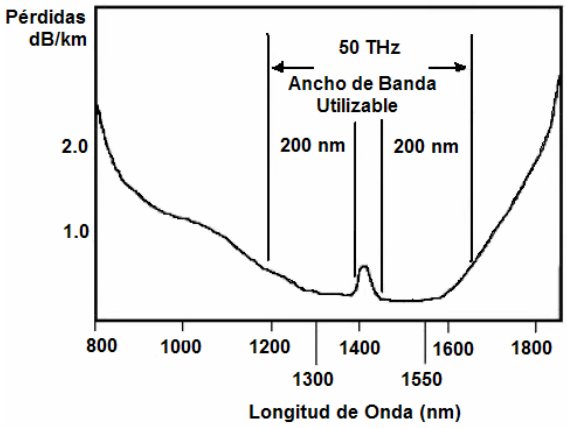


Figura 1: Curva de atenuación de la fibra óptica estándar.

Por otra parte, las fibras ópticas son más seguras, comparadas con los cables de cobre, debido a que la luz no se radía fuera de éstas, por lo que es muy difícil intervenirlas sin que esto sea detectado, son inmunes a la interferencia electromagnética y en la mayoría de los casos de interés presentan una diafonía ("crosstalk") despreciable. Así, las redes basadas en fibras ópticas, además de aprovechar el gran ancho de banda provisto por éstas últimas, son inherentemente más rápidas que las redes tradicionales. En efecto, las longitudes de onda de las señales electromagnéticas permiten que más "bits ópticos" de información puedan ser contenidos, en una longitud dada de fibra óptica, en comparación con los "bits eléctricos" contenidos en la misma longitud pero de un cable de cobre [Ram y Gurusamy, 2001].

En los primeros sistemas ópticos de transmisión, la Multicanalización por División de Espacio Óptico (OSPM - Optical Space-Division Multiplexing) fue usada para aprovechar los beneficios de la fibra, sin embargo, esta técnica resultó ser ineficiente, ya que cada fibra porta un sólo canal con una longitud de onda específica. Posteriormente, fueron introducidas nuevas técnicas usadas para explotar el ancho de banda provisto por la fibra; como ejemplos se pueden citar a: la Multicanalización por División de Tiempo Óptico (OTDM-Optical Time Division Multiplexing) y la Multicanalización por División de Longitud de Onda (WDM- Wavelength Division Multiplexing).

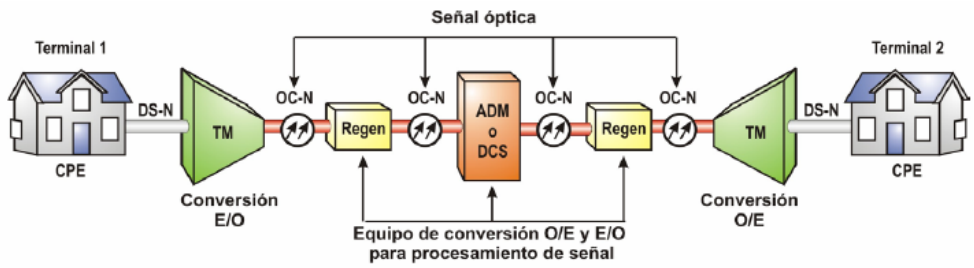
En la técnica OTDM diferentes canales son intercalados en tiempo, construyendo de esta manera una secuencia de altas tasas de bits, la cual es portada por una sola longitud de onda [Takara, 2001; Yaliv, 2001].

En la técnica WDM el espectro de transmisión óptico disponible es dividido en bandas de longitudes de onda (o frecuencias), siendo cada una de éstas un canal de comunicaciones con una velocidad que es regida por la tasa electrónica pico de transmisión [Brackett, 1990; Borella, 1997; Chan, 1998; Ram y Gurusamy, 2001]. Típicamente, utilizando la técnica WDM es posible transmitir información sobre una sola fibra, enviando varias señales de 10 Gbit/s.

Actualmente WDM es la técnica de multicanalización más utilizada en los nuevos sistemas comerciales de transmisión óptica debido a que explota con mayor facilidad el ancho de banda de la fibra en comparación con otros esquemas. La técnica WDM fue introducida a principios de 1970, su uso original fue el de mejorar la capacidad de los enlaces punto a punto instalados. Con el advenimiento de láseres sintonizables a finales de 1980, con anchos de línea extremadamente angostos, fue posible tener señales con espaciamientos muy pequeños en el dominio espectral. Dando origen al término WDM denso (DWDM-DenseWDM) [Brackett, 1990; Kaiser, 1999]. Así, hoy en día es común transmitir 45 canales de 2.5, 10 o 40 Gbit/s espaciados entre sí por 100 GHz (0.8 nm), en una gama de longitudes de onda acotada de 1528.77 a 1563 nm (banda C) [Aloisio, 2004] o bien 128

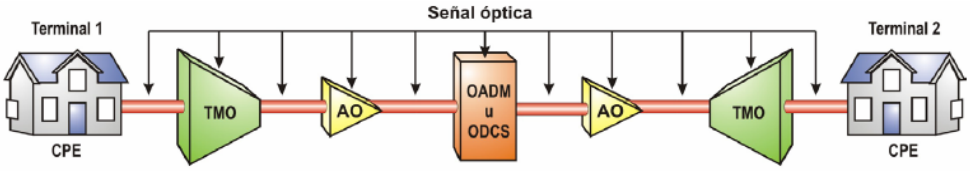
canales utilizando otras bandas. En particular, la técnica DWDM es idónea para establecer enlaces que requieren de una ultra alta capacidad, como por ejemplo la requerida en las redes metropolitanas de nuestros tiempos.

A pesar de la disponibilidad de todas las técnicas de multicanalización antes mencionadas, el cuello de botella en la transmisión de datos es la baja velocidad con la cual se efectúan las conversiones opto-electrónicas (O/E) o electro-ópticas (E/O) requeridas en cada nodo de las redes tradicionales basadas en fibra óptica [Seung-Woo,1996], también conocidas como opacas (ver figura 2). Por este motivo, en la actualidad se efectúan grandes esfuerzos por desarrollar las redes fotónicas de tercera generación o transparentes en donde todo el procesamiento de las señales se lleva a cabo en el dominio óptico (ver figura 3).



TM= Terminal de Multicanalización/Demulticanalización
CPE= Equipo Local del Cliente
Regen= Regenerador
ADM= Multicanalizador de Inserción/Extracción
E/O= Electro/Óptica
O/E= Opto/Eléctrica

Figura 2: Ejemplo de un sistema opaco.



CPE= Equipo Local del Cliente
TMO= Terminal de Multicanalización/Demulticanalización Óptica
AO= Amplificador Óptico
OADM= Multicanalizador de Inserción/Extracción Óptico
ODCS= Conmutador Óptico

Figura 3: Ejemplo de un sistema transparente.

Las redes ópticas transparentes (TON's-Transparent Optical Networks), proporcionan varias importantes ventajas para las comunicaciones en terabits y las redes de datos ultra-rápidos como son:

1) La capacidad de ancho de banda de la red se incrementa al evitar los cuellos de botella de las conversiones O/E o E/O en cada nodo.

2) El control del ruteo es simplificado al procesar sólo una pequeña fracción de la información que fluye por cada nodo (ejemplo: encabezado de paquetes).

3) Se eliminan los complicados algoritmos de compartimiento de recursos y control de flujo.

Como conclusión de todo lo explicado anteriormente, se puede decir que el incremento del tráfico de datos y las ventajas que ofrecen las fibras ópticas para la transmisión de datos son las razones básicas que están detrás del interés en desarrollar componentes ópticos para los sistemas de comunicaciones fotónicos. En particular, la concepción de componentes capaces de procesar las señales en el dominio totalmente óptico es hoy por hoy un tema de investigación obligado en los principales laboratorios del mundo que trabajan con las comunicaciones ópticas. Un elemento clave para lograr el desarrollo de los componentes que procesan a las señales en el dominio completamente óptico es el Amplificador Óptico de Semiconductor (AOS). En efecto, las grandes ventajas de estos dispositivos es su habilidad para amplificar y procesar señales ópticas en una amplia gama espectral, soportan altas tasas de bits, requieren de una energía pequeña para funcionar, son compactos y fácilmente integrables con otros componentes ópticos pasivos y activos, lo que permite concebir bloques de funciones complejas. Por ejemplo, para brindar alternativas al diseño de las redes modernas, se han incrementado los esfuerzos en la realización de bloques lógicos de procesamiento totalmente ópticos que sustituirán a los circuitos electrónicos de bajas velocidades. De hecho, las puertas lógicas totalmente ópticas son elementos cruciales en las redes transparentes del futuro para desempeñar funciones tales como el

direccionamiento, la demulticanalización, y la conmutación, entre otras. Muchas aproximaciones se han propuesto para elaborar funciones lógicas totalmente ópticas basadas en efectos no lineales en materiales semiconductores, pero también en fibras ópticas [Chinlon, 2006; Kaiser, 1999].

En particular, las puertas lógicas totalmente ópticas basadas en fenómenos no lineales que se suscitan en los Amplificadores Ópticos de Semiconductor (AOS) han demostrado un gran potencial en términos de alta velocidad, bajo consumo de potencia, integración óptica y escalabilidad. Este último aspecto es crucial ya que para desarrollar bloques complejos de procesamiento como sumadores completos, contadores, verificadores de paridad, etc., es necesario utilizar múltiples puertas lógicas acopladas [Tsiokos, 2004].

En este proyecto de tesis se pretende desarrollar un bloque lógico que efectúe la adición con acarreo de dos señales lógicas de entradas, el cual tiene aplicaciones potenciales en los subsistemas de procesamiento totalmente ópticos. Específicamente, los sumadores pueden conformar sistemas “sencillos” capaces de desempeñar operaciones lógicas complejas como conteo, verificación de sumas, identificación de encabezados, etc. [Dong, 2006], pero también se pueden combinar con otros circuitos lógicos para realizar sumadores-restadores, multiplicadores, ALUs y procesadores.

Algunos de los diseños propuestos para medios sumadores, son: (1) Usando dos amplificadores ópticos de semiconductor en un lazo de espejo, uno configurado como una puerta AND y otro como una puerta XOR [Pei-li, 2006], (2) Usando tres demulticanalizadores asimétricos ópticos, uno actuando como una puerta AND y los otros dos formando una configuración XOR [Poustie,1998], (3) Usando cuatro amplificadores ópticos de semiconductor, dos de ellos integrados dentro de un interferómetro Mach-Zehnder formando una AND y los otros dos formando una XOR [Hun, 2006] y (4) Usando dos AOSs, en configuraciones interferométricas no lineales ultra-rápidas [Tsiokos, 2004; Dong, 2006]. Muchas de estas técnicas requieren de diversas componentes para su realización física [Kumar, 2006; Hun, 2006].

En el Grupo de Comunicaciones Ópticas de la División de Física Aplicada del CICESE se ha demostrado experimentalmente la realización de puertas lógicas totalmente ópticas tipo NOR, AND, XOR, y NXOR utilizando los fenómenos de la Modulación Cruzada de la Polarización (XPolM), la Modulación Cruzada de la Ganancia (XGM), la Mezcla de cuatro Ondas (FWM), etc., en un AOS. Asimismo, el grupo ha utilizado interferómetros ultra-rápidos para demostrar la realización de circuitos más complejos como un medio sumador (sumador sin acarreo).

Para este proyecto se pretende realizar un sumador completo totalmente óptico con acarreo de dos entradas lógicas compuesto de un sólo amplificador óptico de semiconductor utilizando el mecanismo de la birrefringencia inducida y las propiedades de un divisor de haz sensible a la polarización. A nuestro conocimiento, este dispositivo será uno de los circuitos secuenciales totalmente óptico más simple para efectuar la suma con acarreo. La demostración será realizada con señales ópticas lógicas de entrada pseudoaleatorias de 2.5 Gbit/s de diferentes longitudes de onda.

I.2 Objetivos.

El proyecto de tesis de maestría propuesto tiene como objetivos:

- Demostrar la operación de un sumador con acarreo totalmente óptico de dos entradas lógicas, el cual es un elemento escalable clave dentro de las comunicaciones fotónicas para el control de nodos y para la generación de direcciones. Se utilizará como elemento principal, un Amplificador Óptico de Semiconductor (AOS).

- Diseñar el banco experimental, el cual estará conformado, de manera didáctica, por una puerta lógica XOR y una AND, las que en realidad se pretenden implementar

en un sólo bloque aprovechando las propiedades ópticas de los dispositivos por emplear.

- Implementar el sumador propuesto y evaluar su funcionamiento en estado estático, esto es, se demostrará el funcionamiento de las operaciones de suma y de acarreo con señales constantes o que se fluctuarán manualmente.

- Implementar el sumador propuesto y evaluar su funcionamiento con señales pseudoaleatorias de 2.5 Gbit/s, esto es, se verificará el funcionamiento dinámico de la operación de suma y de acarreo.

I.3 Organización del trabajo.

El Trabajo se organiza del siguiente modo. En el capítulo II, se mencionan unas nociones teóricas sobre la polarización de la luz, así como métodos para representarla y medirla, luego se describe brevemente al AOS, en cuanto a su estructura física, características principales y procesos internos. Por último, se analizan los efectos principales que originan a la Rotación no lineal de la Polarización.

En el capítulo III, se describen brevemente las características del elemento principal para el desarrollo de este proyecto, el cual es el Amplificador Óptico de Semiconductor (AOS); luego, se describen los bancos experimentales para evaluar el efecto de la Auto Rotación no lineal de la Polarización (SNPR - Self-induced Non-linear Polarization Rotation) utilizando una sola señal potente de prueba introducida dentro del amplificador. Posteriormente, y en base al primer estudio, se realizan caracterizaciones de la XPolM con dos señales (prueba y control), introducidas simultáneamente en el AOS, bajo las mismas condiciones y apegadas lo más posible a las deseadas para la implementación del sumador, éstas condiciones se mencionan a lo largo del capítulo.

En el capítulo IV, se aborda la caracterización estática del sumador totalmente óptico de dos entradas lógicas con acarreo usando el fenómeno de la Modulación Cruzada de la Polarización (XPolM), propuesto en este trabajo de tesis.

En el capítulo V, se realiza la caracterización dinámica del sumador totalmente óptico de dos entradas lógicas con acarreo, usando el fenómeno de la Modulación Cruzada de la Polarización (XPolM), evaluando su funcionamiento a 2.5 Gbit/s.

En el capítulo VI, se exponen las conclusiones generales del trabajo de tesis, así como las aportaciones que éste deja, además se sugieren trabajos futuros que pueden efectuarse en base a lo realizado.

En el apéndice A, se presenta la caracterización de algunos dispositivos utilizados en los bancos experimentales.

En el apéndice B, se presenta el procedimiento seguido para calcular las pérdidas por inserción y captura de una señal óptica que interactúa con el AOS para el arreglo en espacio libre utilizado en el trabajo de tesis.

Capítulo II

Fundamentos Teóricos

II.1 Introducción.

Los Amplificadores Ópticos de Semiconductor (AOS), como su nombre lo indica, son dispositivos a base de semiconductores capaces de amplificar la luz. Su aplicación original era la de compensar las pérdidas en los sistemas de comunicaciones ópticas, sin embargo, su comportamiento no lineal hizo que no fueran una elección viable para este fin. No obstante, éste comportamiento no lineal los ha convertido en una pieza clave del procesamiento de señales en el dominio óptico.

Como se mencionó en el capítulo 1, debido a la versatilidad y al potencial, en términos de alta velocidad, bajo consumo de potencia e integración óptica, los Amplificadores Ópticos de Semiconductor, son elementos fundamentales para el desarrollo de los sistemas completamente ópticos del futuro. En base a estas características, radica la importancia de conocer en su estructura básica a los AOSs y sobre todo, comprender los fenómenos no lineales que se suscitan en ellos. Dentro de los principales fenómenos nos enfocaremos a los relacionados con la Rotación no lineal de la Polarización, que involucra tanto a la Auto-Rotación no lineal de la Polarización (SNPR, por sus siglas en inglés), como a la Modulación Cruzada de la Polarización (XPolM, por sus siglas en inglés).

En este capítulo, comenzaremos dando unas nociones teóricas sobre la polarización de la luz, así como métodos para representarla y medirla, ya que resultará importante para

comprender, de la mejor manera, la Rotación no lineal de la Polarización, efecto principal en el desarrollo del presente trabajo de tesis. Luego se describe brevemente al AOS, en cuanto a su estructura física, características principales y procesos internos. Por último, analizaremos los efectos principales que originan a la Auto-Rotación no lineal de la Polarización y a la Modulación Cruzada de la Polarización.

II.2 Polarización de la luz.

II.2.1 Luz y Polarización.

La luz es una onda electromagnética, compuesta de un campo eléctrico **E** y un campo magnético **H** que viajan juntos a la misma velocidad y en la misma dirección ***k***. **E** y **H** son cantidades vectoriales, lo que significa que pueden ser representados por flechas, tienen ambos una magnitud y una dirección de orientación. Las ecuaciones de Maxwell nos dicen que el campo eléctrico **E** y el campo magnético **H** están relacionados entre sí, y para ondas planas sinusoidales, con campos eléctricos y magnéticos con direcciones ortogonales entre ellos, se obtienen soluciones sencillas. Sabiendo que **E** puede determinar a **H**, usualmente se trabaja con **E** y definimos la polarización de la onda, como la orientación de vibración de este campo.

El campo eléctrico **E**, de una señal óptica puede descomponerse en dos componentes ortogonales, $E_x(t)$ y $E_y(t)$:

$$E_x(t) = A_x \cos(\omega t + \phi_x) \tag{1}$$

$$E_y(t) = A_y \cos(\omega t + \phi_y) \tag{2}$$

Siendo el campo eléctrico total igual a:

$$E_r(t) = E_x(t) + E_y(t) = \mathrm{Re}(A_x \exp^{j(\omega t)} + A_y \exp^{j(\omega t + \Delta\phi)}) \tag{3}$$

donde: A_n es la magnitud del vector E_n, ω es la frecuencia óptica en radianes por segundo, ϕ_n es la fase absoluta de E_n, $\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$, es la diferencia de las fases entre las componentes, y $n = x, y$.

Las relaciones entre las magnitudes y las fases relativas de las componentes vectoriales del campo eléctrico **E**, pueden determinar el estado de polarización (SOP, por sus siglas en inglés) de una señal óptica, el cual se discutirá en el siguiente apartado.

II.2.2 Tipos de polarización.

Hay básicamente tres tipos de estados de polarización: lineal, circular y elíptico. Éstos términos describen la trayectoria del desplazamiento del vector de campo eléctrico conforme se propaga en el espacio, como se muestra en la figura 4. La polarización lineal se produce cuando la diferencia de fase que existe entre las componentes del campo eléctrico es cero ó π. En este caso, la relación que hay entre las amplitudes de ambas componentes determina la dirección de la oscilación del vector de campo eléctrico o bien de la polarización lineal. Así, si por ejemplo, $A_x = 0$, entonces el plano de polarización será el "y", obteniéndose una polarización lineal vertical.

Si la magnitud de las componentes del campo eléctrico permanecen iguales ($A_x = A_y$), pero la diferencia de fase es de $\Delta\phi = \pm\pi/2$, se obtiene una onda electromagnética con una polarización circular. En este caso, el vector del campo eléctrico describe un barrido circular durante cada ciclo de la onda. En particular, cuando $\Delta\phi = +\pi/2$, el campo eléctrico rota en el sentido de las manecillas del reloj y se dice que la luz tiene una polarización circular mano izquierda. Para el caso donde $\Delta\phi = -\pi/2$, la rotación del

campo eléctrico es en sentido contrario al de las manecillas del reloj y se tiene una polarización circular mano derecha[1].

Por otra parte, se puede mencionar que la polarización elíptica es el tipo de polarización más general, siendo las polarizaciones lineal y circular dos casos particulares de ésta. En este caso la relación de amplitudes y de fases entre las componentes del campo eléctrico puede ser cualquier combinación, siempre y cuando no coincidan con los casos particulares ya mencionados, en la figura 4 podemos ver un ejemplo, donde ($A_x = A_y$) y $\Delta\phi = \pi/4$.

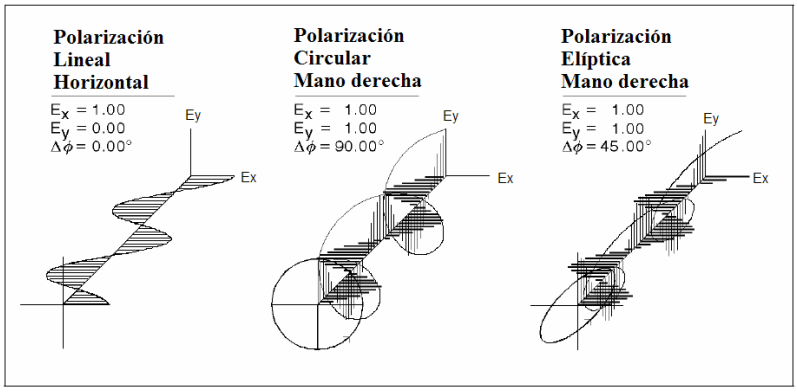


Figura 4: Estados de polarización: lineal, circular y elíptico, que ocurren dependiendo de las relaciones que existen entre las magnitudes y fases de las componentes del campo eléctrico (E_x **y** E_y **) de una onda electromagnética**.

Un concepto importante cuando se habla de haces polarizados, es el grado de polarización (DOP-Degree of Polarization), el cual es el porcentaje de la potencia total promedio de una señal óptica que está polarizado.

$$DOP = 100 \text{ x } Potencia\ polarizada/Potencia\ Total$$

[1] Las convenciones de los sentidos de rotación de la polarización dependen del tema del libro consultado. El que en este caso damos, es con respecto al usado en el manual del analizador de polarización HP8509B.

II.2.3 Representaciones de los estados de polarización de las señales ópticas.

Existen diferentes métodos para describir los estados de polarización de una señal óptica. A continuación presentamos breves descripciones de algunos de los métodos más usados en la actualidad.

II.2.3.1 La matriz y el vector de Jones.

Una onda plana monocromática de frecuencia υ, viajando en la dirección z, puede ser representada en términos de una exponencial compleja, cuyo argumento contiene a υ y al tiempo, y de las envolventes complejas $E_x = A_x \exp(j\phi x)$ y $E_y = A_y \exp(j\phi y)$ de las componentes x y y del campo eléctrico. Estas envolventes complejas se pueden representar en forma de un vector columna de dos elementos $J = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix}$, conocido como el vector de Jones, el cual describe el estado de polarización de cualquier señal óptica. Así, dentro del elemento superior del vector se encuentran expresadas la amplitud y la fase de la componente x, mientras que en el elemento inferior se tienen estos parámetros pero para la componente y. Además, el vector de Jones permite determinar la intensidad total de una onda a través de la expresión siguiente:

$$I = (|A_x|^2 + |A_y|^2)/2\eta \tag{4}$$

donde η es la impedancia del medio.

Por otra parte, la relación de amplitudes $|A_y|/|A_x|$ y la diferencia de fases $\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$, que se pueden derivar de los elementos del vector de Jones, permiten determinar la orientación y la forma del estado de polarización de la señal bajo estudio.

El vector de Jones es válido únicamente para luz completamente polarizada (DOP=100%), y no aplica para luz no polarizada o polarizada parcialmente. Uno de los usos principales del vector de Jones es en el cálculo del cambio, en el estado de polarización, que sufre un haz al pasar por un componente óptico, del cual se conoce su matriz de transferencia. De hecho, la multiplicación de esta matriz por el vector de Jones del haz incidente resulta en el vector de Jones del haz emergente [Shurcliff, 1964] como se muestra en la ecuación siguiente:

$$\begin{bmatrix} E_{ox} \\ E_{oy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} \\ J_{21} & J_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{ix} \\ E_{iy} \end{bmatrix} \tag{5}$$

donde: J_{ik} son los elementos de la matriz de transferencia, E_{on} y E_{in} son las componentes del campo eléctrico de salida y de entrada respectivamente, donde $n = x, y$.

En la ecuación anterior, la matriz de transferencia es también conocida como la matriz de Jones de un componente óptico y es definida para una longitud de onda específica. Así, en un sistema óptico lineal, cada componente tiene asociado una matriz de Jones que al ser multiplicada por las matrices de transferencia de los demás componentes resulta en la matriz de Jones total (J), de manera que:

$$E_o = JE_i\,, \tag{6}$$

II.2.3.2 La Elipse de Polarización.

Las expresiones (1) y (2) que se establecieron al principio de este capítulo como una función de las componentes E_x y E_y del vector de campo eléctrico $E_r(t)$, son también las ecuaciones paramétricas de la elipse:

$$\frac{E^2{}_x}{A^2{}_x} + \frac{E^2{}_y}{A^2{}_y} - 2\cos\Delta\phi \frac{E_x E_y}{A_x A_y} = sen^2 \Delta\phi \tag{7}$$

donde $\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$, es la diferencia de las fases de las componentes E_x y E_y, A_n es la magnitud de estas componentes y $n = x, y$.

En un punto fijo a lo largo del eje *z*, la punta del vector de campo eléctrico $E_r(t)$ rota periódicamente en el plano *x*-*y*, trazando, en el caso general, una elipse determinada por la ecuación 7. El campo eléctrico rota conforme la onda avanza, repitiendo su movimiento periódicamente por cada distancia correspondiente a la longitud de onda $\lambda = c/v$. La forma de la elipse depende así de dos parámetros, la relación de las magnitudes A_y / A_x y la diferencia de fases $\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$ [Saleh, 1991].

Cualquier forma de polarización de la luz se caracteriza por el azimuth, la elipticidad, la relación de los ejes menor y mayor, y el sentido de rotación de la elipse. El azimuth α es el ángulo que el eje mayor de la sección cruzada de la elipse describe con respecto al eje horizontal (*x*). Los ángulos son positivos cuando se mide en sentido contrario a las manecillas del reloj desde el eje *x*. El término excentricidad, es comúnmente usado en lugar de elipticidad (χ) para describir el grado de adelgazamiento de la elipse de polarización.

Matemáticamente, la excentricidad está dada por $(a^2 - b^2)^{1/2} / a$, donde a es la longitud del semi-eje mayor y b la longitud del semi-eje menor. Por tanto, mientras más excéntrica sea la elipse, más delgada será, es decir, la magnitud de la elipticidad decrece conforme la excentricidad aumenta. En particular, la elipticidad está definida por la relación b/a [Kliger, 1990]. La elipse de polarización es solamente aplicable para describir la luz que se encuentra completamente polarizada. Por esta razón, la elipse de polarización es una idealización del verdadero comportamiento de la luz [Collet, 1993].

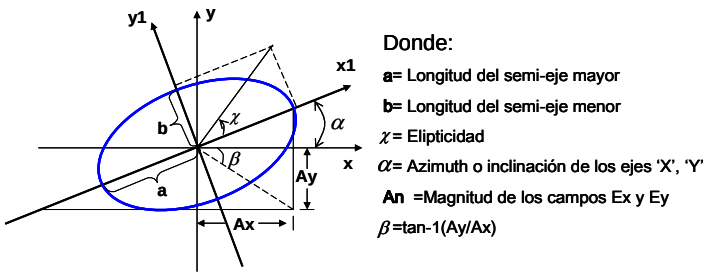


Figura 5: Características de la elipse de polarización.

II.2.3.3 El vector de Stokes.

El vector de Stokes es una matriz real de dimensión 4X1, que contiene cuatro números llamados parámetros de Stokes: S0, S1, S2, S3; los cuales describen completamente cualquier estado de polarización de una señal óptica. Específicamente S0 determina la intensidad total, S1 describe la cantidad de polarización lineal horizontal o vertical, S2 da a conocer la cantidad de polarización lineal a +45° ó −45° y finalmente S3 proporciona la cantidad de polarización circular mano derecha o izquierda contenida en el haz bajo estudio.

Cuando un haz óptico está completamente o parcialmente polarizado (DOP ≤100%) el cuadrado de su intensidad es igual o mayor que la suma de los cuadrados de los parámetros S1, S2 y S3, así: $S_0^{\,2} \geq S_1^{\,2} + S_2^{\,2} + S_3^{\,2}$ [shurcliff, 1964].

Los parámetros de Stokes también pueden ser representados de forma normalizada con respecto a S0 de manera que sus valores numéricos quedan comprendidos entre -1 y 1. Así los parámetros de Stokes normalizados son definidos a través de la siguiente ecuación general:

$$s_x = S_x / S_0 . \qquad (8)$$

donde x= 1, 2, 3.

Por otra parte los parámetros de Stokes están relacionados al DOP por la ecuación (9):

$$DOP = \left(S^2{}_1 + S^2{}_2 + S^2{}_3\right)^{1/2} / S_0 = \left(s^2{}_1 + s^2{}_2 + s^2{}_3\right)^{1/2} \tag{9}$$

Además, es posible expresar los parámetros de Stokes normalizados en términos de las componentes horizontal y vertical del campo eléctrico y de la diferencia de fases que existe entre estos, a través de las ecuaciones siguientes [Shurcliff, 1964]:

$$S_0 = (A^2{}_x + A^2{}_y) \tag{10}$$

$$s_1 = (A^2{}_x - A^2{}_y)/S_0 \tag{11}$$

$$s_2 = 2A_x A_y \cos(\Delta\phi)/S_0 \tag{12}$$

$$s_3 = 2A_x A_y sen(\Delta\phi)/S_0 \tag{13}$$

donde:

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x \tag{14}$$

$$A_x = \sqrt{\frac{S_0(1+s_1)}{2}} \tag{15}$$

$$A_y = \sqrt{\frac{S_0(1-s_1)}{2}} \tag{16}$$

$$\Delta\phi = \arctan\left(\frac{s_3}{s_2}\right) \tag{17}$$

De las ecuaciones (10), (11), (12), (13), se puede resaltar lo siguiente: en la expresión (10), la suma $(A^2{}_x + A^2{}_y)$ es simplemente A^2, es decir, es el cuadrado de la magnitud del campo eléctrico total, por lo tanto representa su intensidad. La expresión (11) adquiere un valor de +1 o de -1 cuando el campo está totalmente contenido en la componente horizontal o en la vertical, respectivamente. La expresión (12) presenta un valor de +1 o de -1 cuando todo el campo eléctrico está polarizado linealmente en una dirección de +45 o de -45°, respectivamente. Finalmente la expresión (13) adquiere un valor de +1 o de -1 cuando todo el campo eléctrico muestra una polarización circular mano derecha o mano izquierda, respectivamente.

II.2.3.4 La esfera de Poincaré.

Los parámetros de Stokes normalizados pueden ser usados para representar el estado de polarización de una señal óptica sobre una esfera de radio unitario. En la figura 6, se presenta dicha representación conocida como la esfera de Poincaré, siendo la magnitud de las coordenadas que definen un punto sobre ésta la de los diferentes parámetros de Stokes normalizados cuyos valores parten del centro de la esfera. En particular, los puntos que caen en el ecuador representan estados de polarización lineales, en los polos manifiestan estados de polarización circulares y en los otros puntos sobre la esfera, indican estados de polarización elípticos (ver figura 6) [Collet, 1993; Manual HP8509, 2001]. Puntos cercanos sobre la esfera de Poincaré representan estados de polarización que son similares, por el contrario, polarizaciones ortogonales están localizadas de manera diametralmente opuesta en la esfera [Shurcliff, 1964].

De la ecuación (9), se puede ver que la magnitud del vector de Stokes normalizado es igual al DOP; lo que significa, que señales con un DOP diferente del 100% no caen en la cáscara de la esfera.

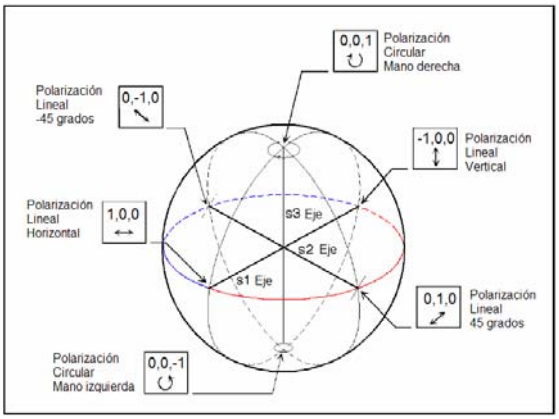


Figura 6: Representación de algunos estados de polarización, por medio de los parámetros de Stokes normalizados, sobre la esfera de Poincaré.

De todo lo anterior se desprende que la esfera de Poincaré es un formato de visualización excelente para observar los cambios en los estados de polarización de una señal, ya que éstos pueden ser vistos al mismo tiempo.

II.3 Conceptos generales de los Amplificadores Ópticos de Semiconductor.

El Amplificador Óptico de Semiconductor (AOS), es un dispositivo capaz de amplificar un haz óptico a medida que éste se propaga dentro de él. En el caso específico de un AOS masivo, éste consiste de una región activa monomodal que puede ser del tipo enterrada o de risco. En general, la estructura de estos dispositivos es similar a la de los láseres Fabry-Perot de semiconductor con facetas clivadas, pero con una capa delgada de material dieléctrico antireflejante (AR-Antireflection Coating), depositada en cada una de éstas, para reducir la reflectividad e incrementar la intensidad de la luz transmitida [Kenichi, 2006; Collar, 1990]. Entre los principales parámetros que definen el funcionamiento de los amplificadores ópticos de semiconductor están: la ganancia óptica, el ancho de banda óptico, la potencia de saturación de salida, la figura de ruido y la emisión espontánea amplificada (EEA). Asimismo, hay tres aspectos tecnológicos principales que rigen el

desempeño de un AOS, los cuales son: el valor de la reflectividad residual de sus facetas, la sensibilidad de la ganancia a la polarización del haz de entrada y el confinamiento de la guía de onda del AOS [Occhi, 2002; Kenichi, 2006].

La estructura actual de los láseres de semiconductor y la de los Amplificadores Ópticos de Semiconductor masivos utiliza una unión de doble heteroestructura. Es decir, la capa que forma a la región activa es de un semiconductor intrínseco y es colocada entre dos capas de un material semiconductor diferente, que presenta una banda prohibida (gap) mayor así como un índice de refracción menor a la de ésta.

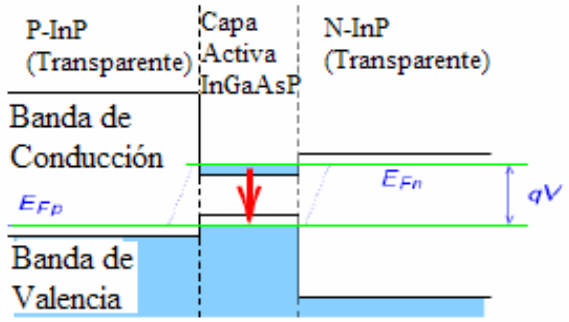


Figura 7: Diagrama de energía de una unión de doble heteroestructura.

En la figura 7, se puede apreciar que ésta estructura forma un pozo de potencial en la zona de la unión, lo que asegura un confinamiento de portadores libres a lo largo y ancho de esta región. Por otro lado, dado que el índice de refracción de las capas que rodean a la región activa, es inferior al de ésta, la estructura forma una guía de onda óptica que permite el confinamiento de fotones. Esta estructura de doble heterounión ofrece entonces, las mejores condiciones para implementar un láser o un Amplificador Óptico de Semiconductor.

En la región activa de los AOSs, los electrones, cuya energía está representada en la banda de conducción, pierden su energía a través de diversos mecanismos, lo cual permite que la energía de los electrones sea ahora representada en la banda de valencia. Estos cambios de energía se pueden clasificar en transiciones radiativas y no radiativas. Las transiciones radiativas se presentan cuando un electrón, cuya energía pasa de ser representada de la

banda de conducción a la de valencia, libera su exceso de energía en forma de un fotón. Los procesos ópticos asociados con las transiciones radiativas son: la emisión espontánea y la emisión estimulada. Las transiciones no radiativas se caracterizan por la ausencia de un fotón en el proceso de cambio de energía de los electrones [Agrawal, 1986]. Es en este sentido que el fenómeno de absorción es asociado con las transiciones radiativas, ya que, a pesar de que no hay emisión de luz en el proceso de cambio de energía de los electrones, si hay un fotón que transmite su energía, como se explicará más adelante.

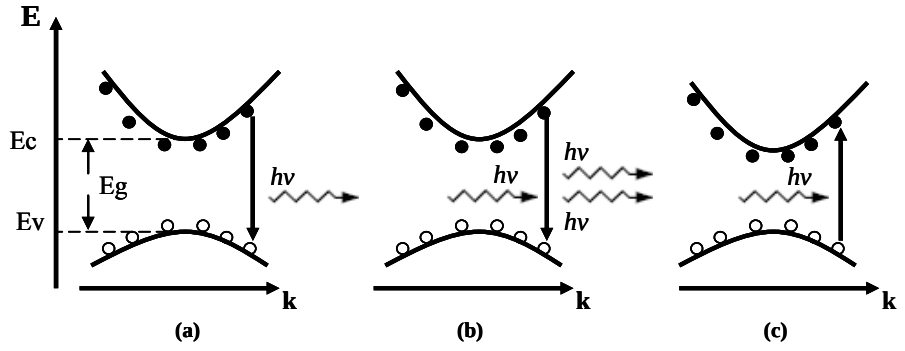


Figura 8: Procesos asociados con las transiciones radiativas: (a) Emisión espontánea, (b) Emisión estimulada, y (c) Absorción.

En la emisión espontánea (ver figura 8(a)), un electrón en la banda de conducción se relaja espontáneamente hacia la banda de valencia liberando su exceso de energía en forma de un fotón de energía aleatoria que produce una onda electromagnética con cualquier fase, polarización y dirección de propagación posible [Verdeyen, 1995; Numai, 2004; Agrawal, 1986]. La emisión espontánea le da origen a la Emisión Espontánea Amplificada (EEA), la cual consiste en la amplificación de los fotones que son emitidos espontáneamente a lo largo de la guía de onda activa del AOS, a través del mecanismo de la emisión estimulada. De hecho, la emisión estimulada es la clave de la operación del AOS (ver figura 8(b)). Ocurre cuando un fotón con energía igual a la energía de transición de un electrón, cuya energía es representada en la banda de conducción, interactúa con éste, y provoca que se relaje hacia la banda de valencia, liberando su exceso de energía en forma de un fotón. Como resultado de la emisión estimulada se obtienen dos fotones: el fotón incidente y el fotón liberado. Dada la conservación del momento, la onda asociada al fotón liberado posee

las mismas características que la asociada al fotón incidente, es decir, sus longitudes de onda, fases, polarizaciones y direcciones de propagación son las mismas [Verdeyen, 1995; Numai, 2004]. De esta manera, a través de la emisión estimulada se incrementa el número de fotones, aumentando la amplitud del campo óptico coherente que se propaga dentro de la región activa del AOS.

El fenómeno de absorción (ver figura 8(c)), ocurre cuando un fotón, cuya energía es idéntica a la de transición, de la banda de valencia a la de conducción, de un electrón interactúa con éste cediéndole toda su energía. Es decir, el fotón es absorbido y el electrón es excitado, pasando su energía de ser representada de la banda de valencia a la de conducción. Este proceso ocurre cuando la probabilidad de ocupación de electrones es mayor en la banda de valencia que en la banda de conducción, esto es, cuando la inversión de población se ha perdido. La absorción (y también la emisión) de un fotón puede realizarse solamente cuando éste tiene una energía mayor a la de la banda prohibida E_g .

En equilibrio térmico hay más electrones que ocupan estados de energía en la banda de valencia que en la banda de conducción, por tanto, la absorción es el fenómeno más probable de suscitarse cuando un haz óptico incide en el material. A fin de obtener una ganancia óptica neta, se tiene que hacer que el número de electrones, cuya energía es representada en la banda de conducción, sea mayor que aquel cuya energía es representada en la banda de valencia. Esta condición es la inversión de población, ya que la mayoría de los electrones tienen a su energía representada en la banda de conducción, de manera inversa a lo que sucede en el equilibrio térmico. Lo anterior se logra al excitar a los electrones de la banda de valencia a través de un bombeo eléctrico o corriente de inyección. Para que las transiciones radiativas (emisión de fotones) se presenten eficientemente, es necesario que el semiconductor sea directo, esto es, que los estados de mínima de energía de las bandas de conducción y de valencia tengan el mismo vector de onda, o bien, que geométricamente estén alineados en la representación de bandas parabólicas. La razón se basa en el hecho de que la energía y el momento se deben conservar en cualquier reacción [Verdeyen, 1995].

Los materiales usados para la fabricación de los AOSs son compuestos hechos con elementos del tercero y quinto grupo de la tabla periódica (elementos III-V), los cuales presentan una banda prohibida directa. Usando materiales de AlGaAs y InGaAsP, el intervalo de longitudes de onda, que un AOS puede amplificar es de 700 a 1600 nm. Por otra parte, AOSs, basados en AlInGaAs/InP han sido especialmente utilizados para trabajar en la ventana de los 1550 nm [Occhi, 2002].

Los AOSs son clasificados en dos grupos: Los Amplificadores Fabry-Perot (FPA- Fabry-Perot Amplifiers) y los Amplificadores de Onda Progresiva (TWA – Traveling Wave Amplifiers). En la década de los sesentas se desarrollaron los amplificadores láser Fabry-Perot, los cuales presentan reflectividades residuales en sus facetas del orden de 10^{-3}. Posteriormente, en los ochentas, se redujo la reflectividad residual de las facetas de estos amplificadores a 10^{-5} y se desarrollaron los AOSs en forma de amplificadores de onda progresiva.

Por esta razón, el FPA requiere que la frecuencia óptica de la señal de entrada coincida con la de uno de los modos resonantes de la cavidad Fabry-Perot que se crea por la alta reflectividad de sus facetas. Así, el FPA es un amplificador de banda limitada, con rizos angostos en su espectro de ganancia. Por otro lado, el TWA opera en un régimen de amplificación de simple paso, tiene la ventaja de contar con un amplio ancho de banda de ganancia y presenta resonancias despreciables [Saitoh, 1988]. Debido a todo lo anterior, los TWA son los amplificadores que se utilizan en los sistemas de comunicaciones ópticas [Kazovsky, 1996] y por esta razón, las discusiones presentadas en este trabajo se enfocarán exclusivamente a los TWA.

Es importante mencionar que en un inicio, la manera con la cual se redujo la reflectividad de las facetas de los AOSs fue a través del depósito de una película dieléctrica antireflejante. Con el fin de fabricar TWAs más estables, hoy en día se utilizan además otros métodos para reducir las reflexiones en los extremos del amplificador, los cuales son:

1) La inclinación de 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 (ángulos típicos entre 5° y 12°).

2) La conclusión de la guía de onda, unos cuantos micrómetros, antes de llegar a las facetas, con el objeto de expandir el perfil del modo, de esta manera, sólo una pequeña parte del campo óptico es reflejada hacia la región activa [Eisenstein, 1989; Kazovsky, 1996; Holtmann, 1997; Shim, 2002; Kenichi, 2006; Zah, 1990; Vassallo, 1989].

II.4 Fenómenos no lineales que se manifiestan en los AOSs.

El interés por entender y modelar los fenómenos físicos que se presentan dentro de los Amplificadores Ópticos de Semiconductor, nació del hecho de que este tipo de dispositivos son atractivos para efectuar procesamientos de señales en el dominio completamente óptico, los cuales son útiles para las nuevas redes de comunicaciones ópticas.

Básicamente estos fenómenos se deben a la perturbación de la densidad y distribución de energía de los portadores, provocadas por el haz o los haces que se propagan dentro de la región activa del amplificador. Los principales fenómenos físicos utilizados para el procesamiento de señales en el dominio completamente óptico son:

- *Auto Modulación de la Ganancia (SGM - Self Gain Modulation)*
- *Auto Modulación de la Fase (SPM - Self Phase Modulation).*
- *Auto Rotación no Lineal de la Polarización (SNPR – Self-induced Non-linear Polarization Rotation).*
- *Mezcla de Cuatro Ondas (FWM – Four-Wave Mixing).*
- *Modulación Cruzada de la Ganancia (XGM – Cross-Gain Modulation)*
- *Modulación Cruzada de la Fase (XPM – Cross-Phase Modulation).*

- *Modulación Cruzada de la Polarización (XPolM – Cross-Polarization Modulation).*

Para éste proyecto de tesis, los mecanismos en los cuales nos enfocaremos para desarrollar el Sumador propuesto serán:

- La Modulación Cruzada de la Polarización (*XPolM-Cross-Polarization Modulation*).
- La Auto Rotación no lineal de la Polarización (*SNPR – Self-induced Non-linear Polarization Rotation*).

En general, se puede decir que los dos fenómenos antes mencionados son casos particulares del fenómeno de la Rotación no lineal de la Polarización, el cual consiste en modificar el estado de polarización de un haz a través de un mecanismo no lineal. Este fenómeno se ha venido estudiando durante la última década, al principio fue explicado por medio de una birrefringencia no lineal inducida por un haz de alta potencia [Snow, 1992]. Posteriormente se explicó a partir del esfuerzo por tensión que se produce al crecer dos semiconductores de redes cristalinas diferentes, lo cual provoca ganancias diferentes para cada una de las componentes ortogonales del campo eléctrico de la señal que se propaga dentro de un AOS masivo. Lo anterior se explica por la formación de dos poblaciones de huecos distintas, que se recombinan selectivamente con electrones que fueron estimulados por fotones describiendo una onda de polarización lineal horizontal o vertical [Dorren, 2003]. Así, si un AOS es perturbado por una señal con dos componentes de polarización, las ganancias para las componentes E_x y E_y, que son distintas, producen un consumo diferente de portadores disponibles para amplificar a cada una de éstas, estableciéndose además un cambio desigual en los índices de refracción asociados a cada una de ellas. Lo anterior resulta en un cambio en la diferencia de fases que existe entre las componentes del campo eléctrico, lo cual deriva en una rotación de la polarización.

Por otro lado, en la referencia [Soto Ortiz, 2004] se explica el fenómeno, particularizando en la XPolM, en función de tres principales causas: La perturbación de las ganancias modales de la guía de onda del amplificador, la modificación de los ejes propios de la misma, y la inducción de una birrefringencia no lineal en ésta (ver figura 9).

Tomando en cuenta esta última teoría a continuación se hará una descripción detallada de los fenómenos que causan a la Auto Rotación no lineal de la Polarización (SNPR) y a la Modulación Cruzada de la Polarización. Cabe mencionar que la diferencia entre uno y otro fenómeno es únicamente el número de haces ópticos incidentes en el medio no lineal.

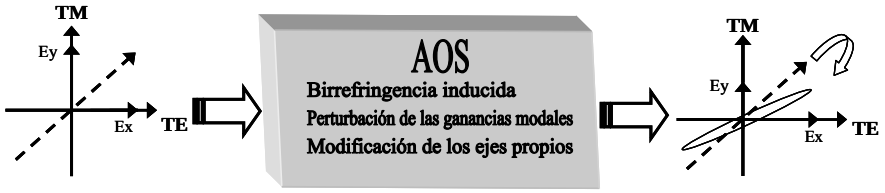


Figura 9: Esquematización del cambio en el estado de polarización del haz insertado en el AOS, debido a la birrefringencia inducida, la perturbación de las ganancias modales y la modificación de los ejes propios.

II.4.1 Auto Rotación no lineal de la Polarización (SNPR) y Modulación Cruzada de la Polarización (XPolM).

Se entiende como SNPR a la modificación del estado de polarización de un haz que el mismo se autoinduce en función de su potencia, estado de polarización y longitud de onda, al propagarse dentro de un AOS. Por otra parte se conoce como XPolM al fenómeno que se observa cuando se introducen simultáneamente en un Amplificador Óptico de Semiconductor dos haces, denominados: haz de control y haz de sonda o prueba. El fenómeno consiste en que el estado de polarización del haz de sonda se ve afectado por la longitud de onda, la potencia y el estado de polarización del haz de control.

Como se mencionó anteriormente, en la referencia [Soto Ortiz, 2004] se explica la XPolM a partir de 3 mecanismos principales, los cuales se detallan a continuación.

II.4.1.1 Birrefringencia Inducida.

Debido a que un AOS está generalmente compuesto por diversas capas de materiales semiconductores crecidas a partir de un sustrato, los cambios de índice de refracción que se presentan sobre el eje *x* no son los mismos que se exhiben en el eje *y*. Es decir, la estructura del AOS no es simétrica en el eje *x* con respecto al eje *y*, como se puede observar en la figura 10. Por esta razón, los modos fundamentales de propagación transverso eléctrico y magnético TE_{00} y TM_{00} de la guía de onda se propagan a velocidades diferentes. En efecto, los perfiles espaciales de intensidad de los modos TE_{00} y TM_{00} abarcan, respectivamente, a todos los semiconductores de la estructura en la dirección *x* y *y*, lo que origina que se propaguen de manera equifase con una velocidad igual a la de la luz dividida entre un índice efectivo, que dada la disimetría estructural, tanto en dimensiones, como en índices locales, es diferente para cada uno de los modos antes mencionados. En otras palabras, la arquitectura asimétrica del AOS produce una birrefringencia estructural [Soto Ortiz, 1999; Soto Ortiz, 2004; Maldonado Basilio, 2008].

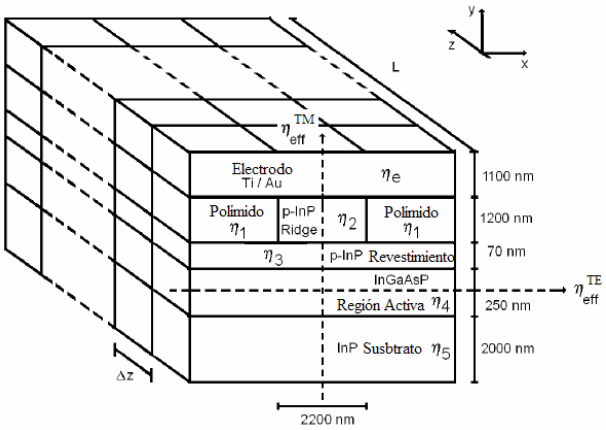


Figura 10: Estructura del AOS.

Por lo tanto, si se introduce al AOS una señal óptica con dos componentes de polarización y con una potencia tan pequeña que no perturbe considerablemente al medio, por la birrefringencia estructural, estas componentes experimentarán un desfasamiento progresivo conforme se vayan propagando dentro de la región activa del AOS. Como resultado, se

tendrá que el estado de polarización del haz bajo estudio, a la salida del amplificador, será diferente al estado de polarización que éste tenía a la entrada del amplificador. Si ahora se incrementa considerablemente la potencia del haz de entrada, éste provocará una distribución longitudinal no homogénea del índice de refracción de la región activa, cambiando el índice local de ésta y por tanto los índices efectivos TE y TM. Debido a que la estructura es no simétrica, un cambio local en el índice de refracción de la región activa, provoca una fluctuación distinta en cada uno de los índices efectivos para los modos TE y TM. Lo anterior dará como consecuencia que se modifique la birrefringencia estructural (o la relación η_{TE} / η_{TM}) y se cree una birrefringencia inducida [Soto Ortiz, 1999; Soto Ortiz, 2004]. Ese cambio en la birrefringencia inducida es una función de la potencia de la señal aplicada al AOS, dando como consecuencia que el estado de polarización del haz, a la salida del amplificador, varíe en función de la potencia óptica de inyección [Manning, 2001]. Por tanto, si el estado de polarización del haz de entrada es lineal orientado a 45°, éste puede cambiar a un estado elíptico a la salida del AOS, como se puede ver esquemáticamente en la figura 11. Claramente este mecanismo contribuye a la manifestación de la SNPR, pero también puede producir, a la salida del amplificador, una modificación del estado de polarización de un segundo haz inyectado dentro del AOS con dos componentes de polarización y una potencia débil. En efecto, cuando el primer haz está presente dentro del amplificador, el estado de polarización del segundo, a la salida del AOS, es modificado por la birrefringencia que induce el primero. Si posteriormente el primer haz es apagado, la birrefringencia inducida es reducida drásticamente y el estado de polarización del segundo haz, a la salida del amplificador, recupera el estado de polarización impuesto por la birrefringencia estructural, perturbada únicamente por la emisión espontánea amplificada y la débil potencia del segundo haz [Soto Ortiz, 1999; Soto Ortiz, 2004]. En otras palabras, este mecanismo también contribuye a la manifestación de la XPolM.

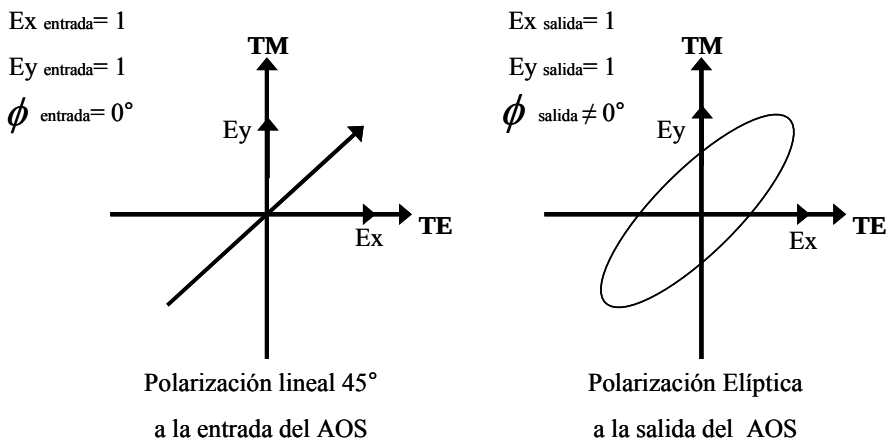


Figura 11: Representación del cambio en el estado de polarización de una señal a la salida del AOS, por efecto de la birrefringencia inducida.

II.4.1.2 Modificación de las ganancias modales.

Como se mencionó anteriormente, debido a la estructura no simétrica del AOS, hay dos índices de refracción efectivos diferentes (η_{effTM} , y η_{effTE}), uno para cada eje propio de la guía de onda del AOS no perturbado. Lo anterior produce el establecimiento de dos guías de onda virtuales distintas, una para el eje *x* y otra para el *y*, cada una con diferentes características de guiado y por tanto con distintos factores de confinamiento ($\Gamma_{TE} \neq \Gamma_{TM}$). Este escenario, da como resultado dos ganancias de simple paso diferentes (G_{TE} y G_{TM}), una para cada componente del campo eléctrico que se propaga dentro del amplificador [Visser, 1996; Soto Ortiz, 2004]. A través de la ecuación (18) podemos ver la relación entre esos parámetros:

$$G_{TE,TM} = \exp(\Gamma_{TE,TM} gL - \alpha L) \tag{18}$$

donde: G, es la Ganancia de simple paso, Γ es el factor de confinamiento, g es la ganancia material, α son las pérdidas y L es la longitud de la región activa. En particular el factor

de confinamiento se define como el cociente de la potencia guiada entre la potencia total contenida en el modo bajo estudio.

Así, si el haz introducido está compuesto de dos componentes ortogonales distintas de cero, cada una se amplificará en diferente proporción, lo que provocará un cambio en el estado de polarización del haz de entrada a la salida del amplificador, tal como se muestra en la figura 12. Cuando la potencia del haz aumente, el índice local de la región activa lo hará también, los índices efectivos se perturbarán de diferente manera y se producirán cambios distintos en los factores de confinamiento TE y TM que producirán un desbalance en las ganancias modales. A la salida del amplificador se tendrá entonces un estado de polarización que fluctúa, por este mecanismo, contribución a la SNPR, en función de la potencia del haz de entrada.

De manera similar a como se explicó anteriormente, si se introduce un segundo haz débil al amplificador con dos componentes de polarización, la potencia del primer haz puede cambiar su estado de polarización a la salida del AOS. Efectivamente, cuando el primer haz está presente dentro del amplificador, el estado de polarización del segundo haz a la salida del AOS es modificado por el fuerte desbalance inducido en las ganancias modales. No obstante, cuando el primer haz es apagado, este desbalance se reduce drásticamente y el estado de polarización del segundo haz, a la salida del AOS, recupera el estado de polarización impuesto por el desbalance estructural perturbado por su débil potencia y la de la EEA [Soto Ortiz, 2004]. Es decir, este mecanismo también contribuye a la manifestación de la XPolM.

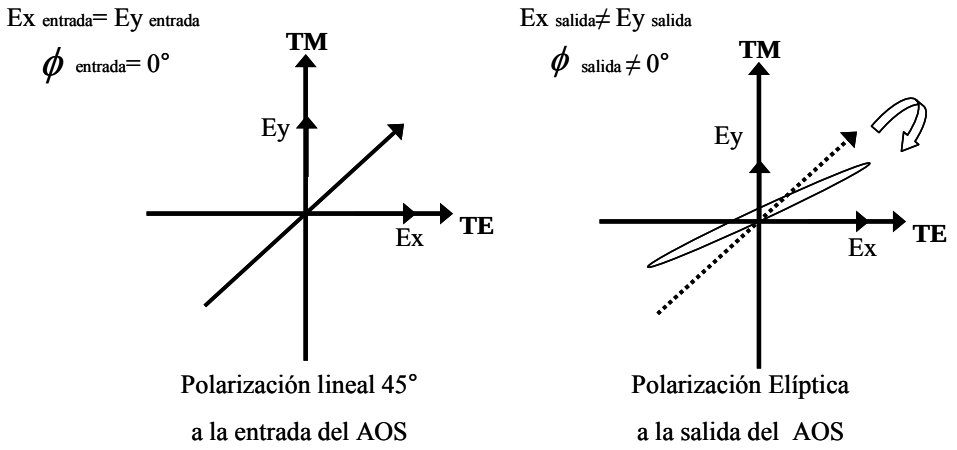
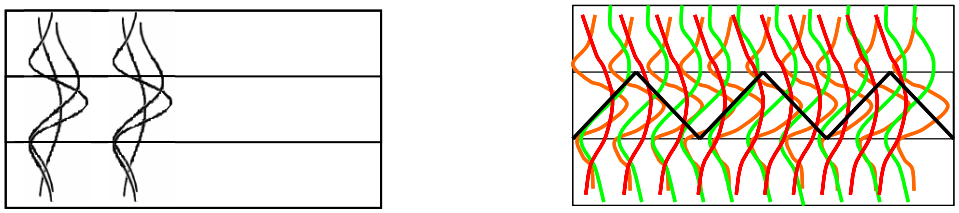


Figura 12: Cambio en el estado de polarización del haz de entrada a la salida del AOS, por efecto de la modificación de las ganancias modales, cuando la señal de entrada está compuesta de dos componentes ortogonales, siendo amplificadas sus componentes en diferente proporción.

II.4.1.3 Modificación de los ejes propios.

El fenómeno de la modificación de los ejes propios puede ser interpretado como sigue: cuando un haz es introducido dentro de la región activa o guía de onda de un AOS, es amplificado progresivamente por el mecanismo de la emisión estimulada, el cual en conjunto con la EEA, produce una distribución longitudinal no homogénea de la densidad de portadores, y por lo tanto una distribución longitudinal no homogénea del índice de refracción de la región activa. Si la reducción en la densidad de portadores producida por la amplificación del haz es fuerte, de hecho, mayor que la provocada por la EEA, entonces el índice de refracción de la región activa a la salida del amplificador es mayor que el índice de refracción a la entrada del mismo. Cuando la potencia del haz de entrada es relativamente alta, el índice de refracción se incrementa progresivamente (hacia la salida del amplificador), haciendo la guía de onda más fuerte, provocando que sea capaz ya no sólo de guiar al modo fundamental, sino también a modos de mayor orden. En otras palabras, se produce un comportamiento multimodal (esto es, los modos de orden mayor son afectados por factores de confinamiento y ganancias que permiten su guiado) [Wang, 1991], el cual se hace presente desde la entrada del AOS, pero es mucho más exacerbado a la salida del mismo [Soto Ortiz, 2004]. Debido a la inclinación de la región activa del AOS,

los modos de mayor orden son excitados a la entrada de la guía de onda y son propagados dentro de la misma, con diferentes constantes de propagación. Además, las fases de esos modos de mayor orden varían con el tiempo, presentándose interferencias constructivas y destructivas en cada parte de la guía de onda durante su propagación, como puede verse en la figura 13.



(a) **(b)**

Figura 13: (a) Representación de los modos excitados a la entrada del AOS. (b) Esquema representativo de la interferencia de los modos de orden superior a lo largo de la región activa del AOS.

La interferencia entre los modos dentro de la guía de onda, produce una distribución transversal no homogénea de la intensidad del campo eléctrico total, cuyo valor máximo se propaga en una trayectoria casi-helicoidal. En efecto, la interferencia modal produce que el máximo de intensidad del campo eléctrico vaya zig-zagueando simultáneamente tanto en la dirección *x* como en la *y* (ver figura 14), lo que en tres dimensiones produciría una trayectoria en forma de "tornillo".

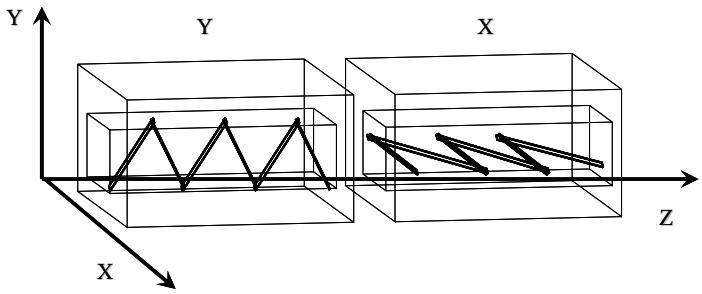


Figura 14: Representación de la propagación en zig-zag del máximo de intensidad del campo eléctrico en los ejes TE y TM de la guía de onda del AOS.

Lo anterior, genera un alto consumo de portadores en esta trayectoria, estableciéndose una distribución transversal no homogénea del índice de refracción cuyo valor máximo es distribuido también casi-helicoidalmente a lo largo de la guía de onda del AOS (ver figura 15). Así, partiendo de que se tiene una guía de onda rectangular se crea internamente un esbozo de guía de onda en forma helicoidal. En otras palabras, la adición coherente de los modos con diferentes constantes de propagación provoca que la guía de onda sea desprovista de los ejes propios TE y TM. Como en el caso de la actividad óptica, los ejes propios lineales de polarización desaparecen o no se sostienen más, resultando en lo que podría interpretarse como una conversión efectiva de modos TE/TM. Por consiguiente, si se introduce al amplificador un haz potente, con una sola componente de polarización, coincidente con alguno de los ejes propios lineales de la guía de onda no perturbada, aparecerá una nueva componente ortogonal en el campo eléctrico de salida, producto del acoplamiento entre modos.

Es decir, el estado de polarización de entrada no se conserva a la salida del amplificador, debido a la modificación de los ejes propios de la guía de onda, como se puede ver en la figura 15. Claramente, el efecto descrito se exacerba si se incrementa la potencia del haz de entrada, lo cual produce una guía de onda casi-helicoidal de mayor contraste y por tanto se incrementa el acoplamiento entre modos. Dicho de otra manera, el cambio en el estado de polarización que sufre el haz de entrada depende de su potencia, por lo que este mecanismo también es uno de los responsables de la manifestación de la SNPR.

Ahora bien, si un segundo haz, de potencia débil, es introducido simultáneamente dentro del AOS con una polarización lineal, horizontal o vertical, su estado de polarización será modificado a la salida del amplificador ya que su propagación se efectúa dentro de una guía carente de ejes lineales de polarización. Este comportamiento se mantiene mientras el primer haz que perturba a la guía de onda esté presente en el amplificador. Sin embargo, cuando el primer haz 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]. Es decir el mecanismo de la modificación de los ejes propios es una contribución al fenómeno de la XPolM.

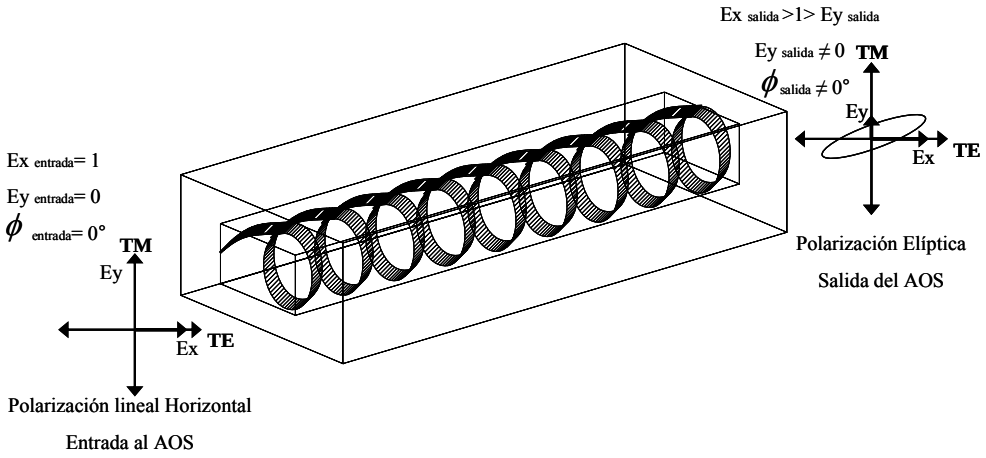


Figura 15: Formación de un trayecto casi-helicoidal de alto índice de refracción, que causa la modificación del estado de polarización del haz de entrada a la salida del AOS.

En conclusión, se puede establecer que los tres mecanismos antes analizados son contribuciones simultáneas a la manifestación de los fenómenos de la SNPR y la XPolM y que su efecto depende de la potencia del haz perturbador.

Capítulo III

Bancos experimentales asociados al sumador para las caracterizaciones de la SNPR y XPolM en el AOS.

III.1 Introducción.

Éste capítulo comienza con una breve descripción de las características de nuestro elemento principal para el desarrollo de este proyecto, el cual es el Amplificador Óptico de Semiconductor (AOS); así como de los principales bancos experimentales para realizar las caracterizaciones más significativas, afín de conocerlo mejor. Pasando luego, a la descripción de los bancos experimentales para evaluar el efecto de la Auto Rotación no lineal de la Polarización (SNPR - Self-induced Non-linear Polarization Rotation) utilizando una sola señal potente de prueba introducida dentro del amplificador. Se realizan mediciones para condiciones específicas de longitud de onda, orientación de la polarización, potencia óptica entrante al AOS, así como cuantificaciones de los parámetros de Stokes de la señal a la salida del mismo, ya que a partir de éstos, es posible obtener datos más relevantes. Posteriormente, y en base al primer estudio, se realizan caracterizaciones de la XPolM con dos señales (prueba y control), introducidas simultáneamente en el AOS, bajo las mismas condiciones y apegadas lo más posible a las deseadas para la implementación del sumador, éstas condiciones se mencionan a lo largo del capítulo. Finalizando con un resumen de lo visto a lo largo del capítulo.

III.2 Caracterizaciones del AOS utilizado en el trabajo.

III.2.1 Características del AOS.

El AOS utilizado es el dispositivo comercial producido por la compañía OptoSpeed, modelo SOA1550CRI/X-1500. El amplificador cuenta con las siguientes dimensiones físicas: longitud de 1.5 mm, ancho de 2.2 μm y altura de 250 nm, además opera en la gama de los 1550 nm (ver figura 16). El dispositivo fue diseñado para tener baja reflectividad en sus facetas, alta ganancia, baja dependencia a la polarización, bajo rizo y una alta potencia de saturación. Las características de alta ganancia y bajo rizo se logran teniendo una región activa larga e inclinada 12º, con respecto al plano de inyección óptica, cuyas facetas han sido tratadas con una doble capa de películas antireflejantes [Opto Speed, 2000].

El AOS se controló a una temperatura de 20º C, se alimentó directamente con una corriente de 400 mA, atendiendo a las recomendaciones del fabricante. El control de temperatura y de corriente se realizó utilizando un controlador ILX Lightwave LDT 5910B, y una fuente LDC500 de Thorlabs, respectivamente.

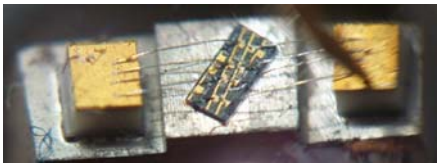


Figura 16: Fotografía del AOS utilizado en el trabajo.

III.2.2 Caracterizaciones del AOS.

La Emisión Espontánea Amplificada del AOS, es uno de los parámetros a tener en consideración, ya que su presencia tiene dos efectos principales: añade ruido a las señales y reduce la densidad de portadores en el dispositivo. El consumo de portadores por la EEA inducida, causa una reducción de la ganancia e incrementa la tasa de recombinación estimulada, lo que acorta los tiempos de recuperación de la ganancia. El

mecanismo de la emisión espontánea tiene un carácter estocástico; aunque para el caso particular en donde un haz potente sature fuertemente al amplificador, ésta puede ser despreciada. En la figura 17, se muestra el esquema implementado para la obtención del espectro de la EEA para ambas facetas del AOS bajo estudio. Para éste experimento el AOS es alimentado con una corriente de 400 mA y controlado en temperatura a 20 °C.

Se coloca una lente objetivo enfrente de cada faceta para capturar los respectivos haces que salen del amplificador, colimarlos y enviarlos hacia unas fibras ópticas, terminadas en lentillas de GRIN, conectadas a un Analizador de Espectros Ópticos (AEO) donde se visualiza el espectro de la EEA.

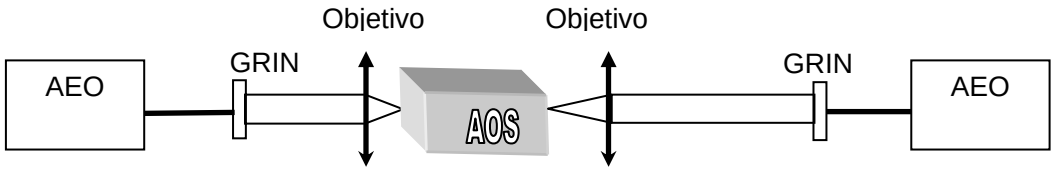


Figura 17: Esquema para la obtención del espectro de la EEA del AOS.

Las gráficas de los espectros de la EEA de ambas facetas del AOS, se muestran en la figura 18.

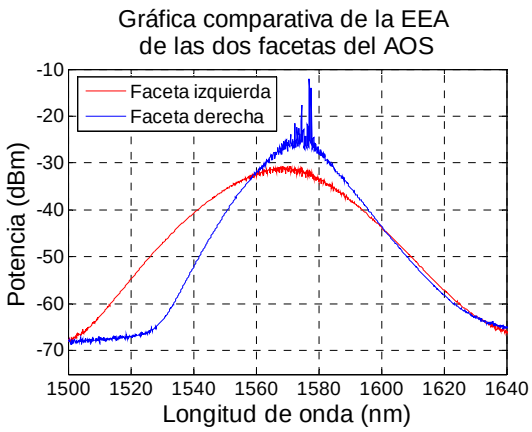


Figura 18: Espectros de la EEA en ambas facetas del AOS.

Como se puede observar en la figura 18, para la faceta derecha (curva en color azul), se tiene la presencia de unos rizos muy pronunciados cerca del pico del espectro de EEA,

los cuales se producen por la degradación que han sufrido con el tiempo las películas antireflejantes de las facetas.

Tomando para nuestros experimentos el espectro de la EEA correspondiente a la faceta izquierda del AOS (ver figura 18), la cual se utilizará como salida, podemos resaltar los siguientes datos a tener en cuenta para nuestra aplicación final:

- Longitud de onda pico del espectro de la EEA: 1568.7 nm
- Ancho de banda: 25 nm
- Potencia del pico del espectro de la EEA:-31.08 dBm (tomando en cuenta las pérdidas por captura).
- Amplitud del rizo: 0.5 dB

El último parámetro mencionado, es el rizo del espectro de la EEA, el cual es causado por las reflexiones residuales de las facetas del amplificador, las cuales deberían ser tan bajas como fuera posible.

La EEA no tiene una polarización específica, sin embargo, dado que la guía de onda del amplificador favorece la propagación del modo TE, ésta presenta una polarización lineal horizontal que predomina sobre la lineal vertical. Lo anterior se puede verificar por medio del banco experimental presentado en la figura 19, en donde se realiza la medición de la polarización de la EEA, únicamente para la faceta izquierda del AOS. Por medio del polarizador (Pol.) se hace un barrido de polarizaciones lineales desde 0° hasta 360°, midiendo para cada ángulo el espectro de la EEA. En la figura 20, se puede ver el resultado obtenido al comparar únicamente las polarizaciones lineales orientadas a 0° y 90°.

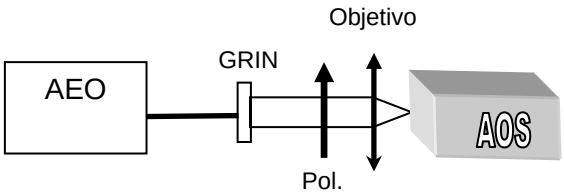


Figura 19: Esquema para determinar la polarización del espectro de la EEA en la faceta izquierda del AOS bajo estudio.

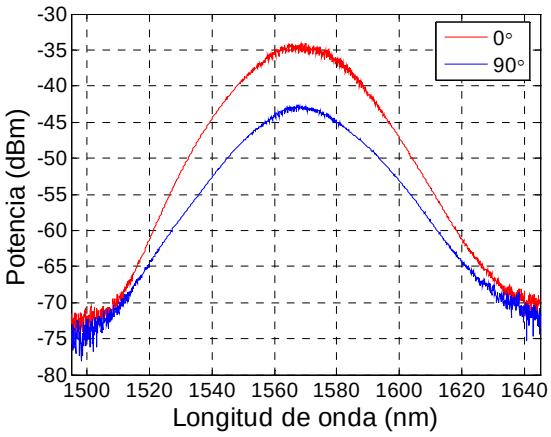


Figura 20: Gráfica comparativa de los espectros de potencia de la EEA después de haber sido propagados a través de un polarizador lineal orientado a 0° y 90°.

La diferencia en amplitud de los espectros se debe a que la ganancia difiere para las polarizaciones lineales orientadas a 0° y 90°, ya que el factor de confinamiento es diferente para cada una de estas, tal y como se estableció en el capítulo 2. Esta característica hace a la ganancia del amplificador dependiente del estado de polarización del haz de entrada.

Para determinar la dependencia de nuestro amplificador a cambios de temperatura, se mantiene fija la corriente de inyección y se varía la temperatura del chip, tal y como se puede ver en la figura 21, donde se observa un pequeño desplazamiento de la longitud de onda del pico del espectro de la EEA, así como una reducción de su potencia. El mismo efecto se presenta, si se mantiene fija la temperatura y se varía la corriente hasta su límite permitido (400 mA) en donde se alcanza la máxima potencia del pico del espectro de la EEA.

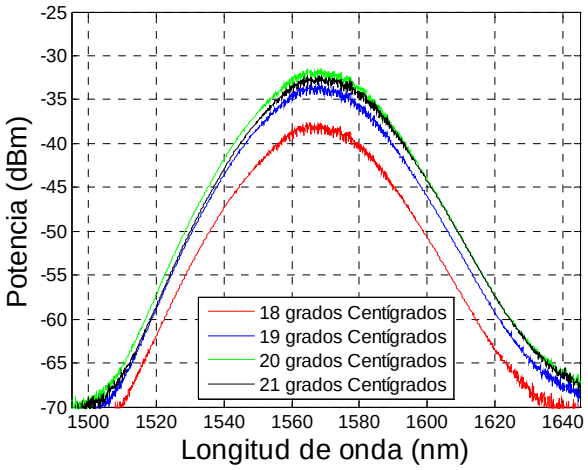


Figura 21: Gráfica comparativa del cambio en la amplitud del espectro de potencia de la EEA en la faceta izquierda, por modificaciones en la temperatura del chip.

Probablemente el parámetro operacional más importante de un amplificador óptico, en muchas aplicaciones, es su ganancia, la cual está definida como la relación que existe entre la potencia de salida de un haz con respecto a la de su entrada.

La ganancia de los AOSs se satura cuando la señal de entrada es muy grande. Así la máxima ganancia alcanzable en un amplificador óptico es la ganancia en pequeña señal (SSG, Small Signal Gain), ya que ésta, en efecto, se obtiene con un haz de entrada de débil potencia.

Es importante mencionar que en el caso de un amplificador largo, como el utilizado en este trabajo, la posición del pico de la curva de ganancia y su ancho de banda corresponden en buena medida a sus similares de su espectro de EEA. Por esta razón estos parámetros que se determinaron en párrafos anteriores para la EEA son válidos también para la curva de ganancia en pequeña señal.

En la figura 22, se muestra el esquema experimental implementado para la medición de la ganancia en pequeña señal del AOS bajo estudio, donde una señal CW es emitida por un láser a la longitud de onda deseada, luego es amplificada por medio de un EDFA, enseguida es introducida a un atenuador variable, con el cual se controla la potencia que será aplicada a la entrada del AOS. El procedimiento anterior se hace para polarizaciones lineales de la señal de entrada coincidentes con los ejes TE y TM de la

guía de onda. La polarización de entrada del haz CW se fija por medio de un polarizador (Pol.) al cual le llega un estado de polarización lineal, coincidente con su eje de transparencia, que arroja un controlador de polarización (CP). Finalmente, la potencia de la señal a la salida del AOS se mide por medio de un Analizador de Espectros Ópticos (AEO). La curva de ganancia versus potencia de entrada obtenida por medio de éste procedimiento, se puede ver en la figura 23.

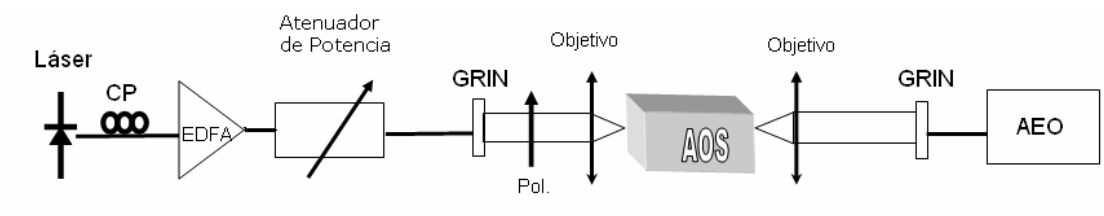


Figura 22: Esquema experimental usado para medir la ganancia en pequeña señal del AOS.

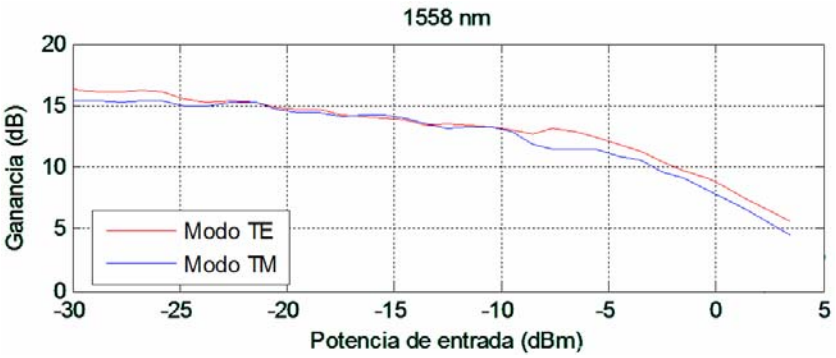


Figura 23: Gráfica de la ganancia en pequeña señal del AOS.

En esta figura se puede apreciar que para potencias de entrada pequeñas, donde la ganancia del dispositivo es igual a la de la SSG, este parámetro es del orden de 15 y 17 dB para polarizaciones lineales de entrada vertical y horizontal, respectivamente. Sin embargo, cuando la potencia de entrada comienza a incrementarse, la densidad de portadores decrece dentro del AOS y la ganancia comienza a disminuir paulatinamente.

En particular, la potencia de salida del haz CW, en la cual la ganancia del amplificador se reduce 3 dB por debajo de la SSG es llamada potencia de saturación de salida. En

nuestro caso, este parámetro es de -15 y -5 dBm para polarizaciones de entrada lineales orientadas horizontal y verticalmente, respectivamente.

III.3 Caracterización de la Auto Rotación no lineal de la Polarización.

En este apartado se realiza la caracterización de la auto rotación no lineal de la polarización (un sólo haz). El experimento (ver figura 24) se llevó a cabo para tres longitudes de onda, a saber: 1553 nm, 1558.4 nm y 1560 nm, pero para efectos de presentar la información estrictamente relevante, en este manuscrito únicamente se reportan los resultados para las dos últimas longitudes de onda mencionadas.

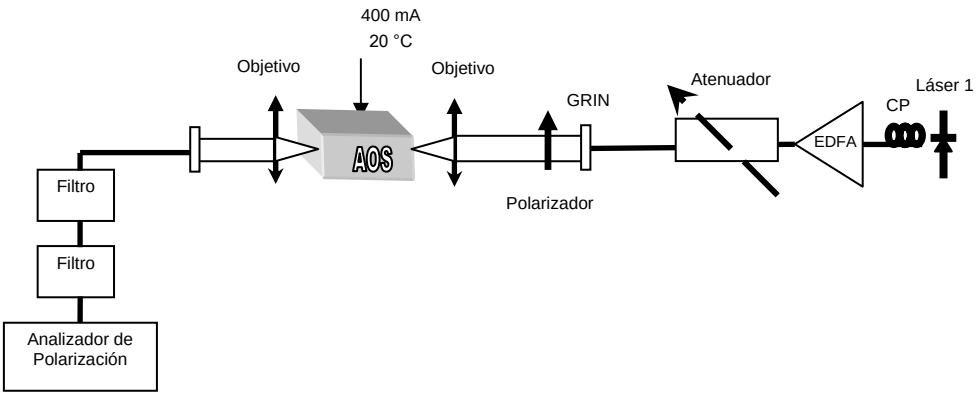


Figura 24: Banco experimental para la caracterización de la auto rotación no lineal de la polarización.

Como se puede apreciar en la figura 24, los esquemas ópticos de inyección y recuperación son idénticos a los utilizados en el apartado anterior (ver figura 22). No obstante, en este caso, la señal de prueba que emana el amplificador se hace pasar por un filtro pasa banda de 0.5 nm de ancho espectral, que elimina gran parte de la EEA del AOS, y posteriormente se introduce a un analizador de polarización. El experimento consiste en variar la orientación de la polarización lineal de entrada del haz de prueba de 0° a 180° en pasos de 15°, fluctuando en cada ocasión su potencia en decrementos de 1 dBm, desde 1.7 hasta -12.3 dBm, para las dos longitud de onda anteriormente mencionadas. Para cada combinación de estado de polarización, potencia y longitud de onda del haz de entrada se determina, en la esfera de Poincaré, su estado de

polarización de salida y se estima la distancia angular real que existe entre éste y el obtenido para la siguiente combinación resultante de disminuir un paso la potencia de entrada. Los resultados se pueden apreciar en las figuras 25 y 26.

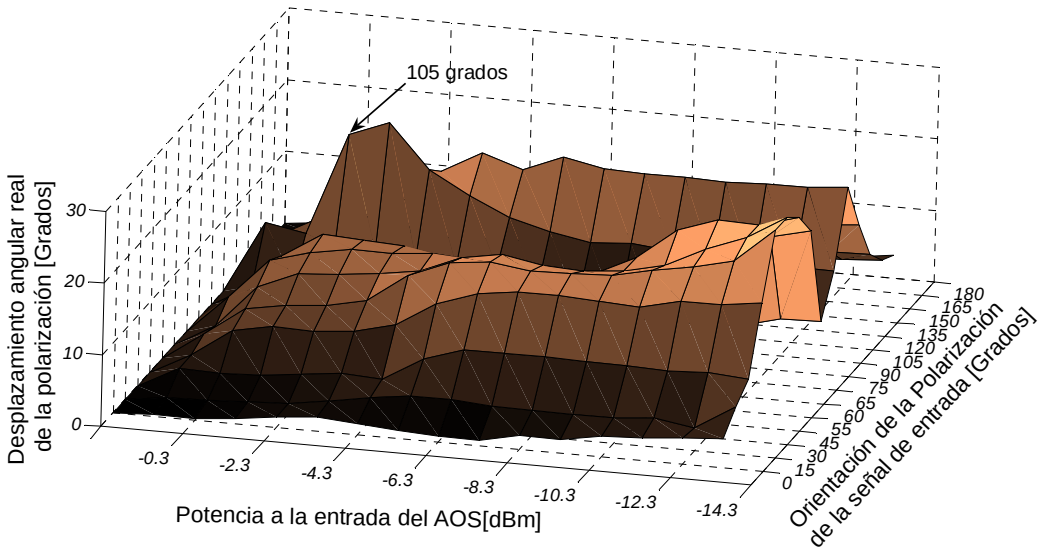


Figura 25: Evolución del desplazamiento angular experimentado por la señal de prueba a la salida del AOS para diferentes orientaciones de su polarización lineal de entrada, cuando su longitud de onda fue de 1558.4 nm.

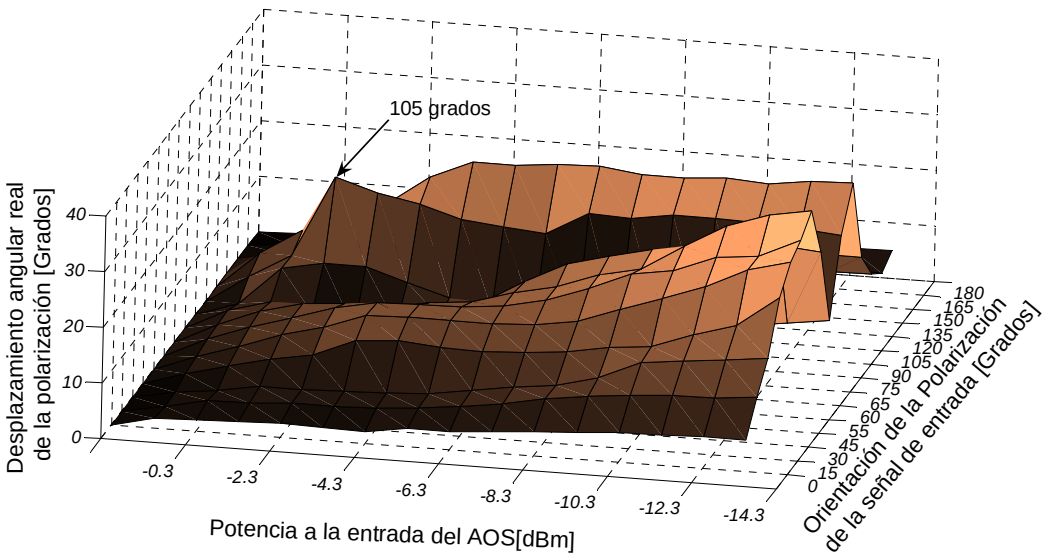


Figura 26: Evolución del desplazamiento angular experimentado por la señal de prueba a la salida del AOS para diferentes orientaciones de su polarización lineal de entrada, cuando su longitud de onda fue de 1560 nm.

En las dos gráficas anteriores es evidente la presencia de un pico de desplazamiento angular máximo, el cual se suscita cuando la orientación de la polarización de entrada de la señal de prueba es de 105° y su potencia está 3 dBm por debajo de la máxima aplicada (1.7 dBm para ambas longitudes de onda).

Por otra parte, para cada una de las longitudes de onda analizadas, las gráficas 27 y 28 muestran las evoluciones, con respecto a la orientación de la polarización de entrada del haz de prueba, del valor del desplazamiento angular que existe entre los dos estados de polarización que se generan cuando la potencia de este haz es máxima y la mitad de ésta.

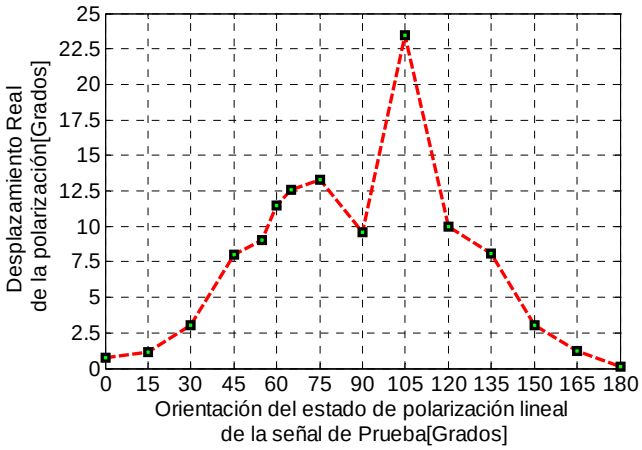


Figura 27: Evolución del desplazamiento angular para una longitud de onda de 1558.4 nm.

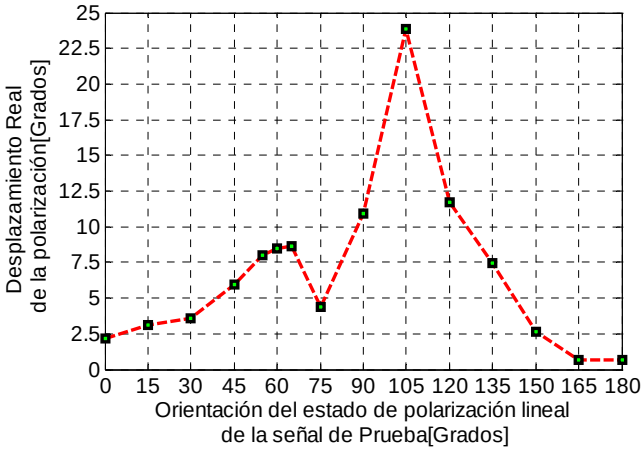


Figura 28: Evolución del desplazamiento angular para una longitud de onda de 1560 nm.

En ambos casos, el máximo desplazamiento angular ocurre cuando la polarización lineal de la señal de prueba es introducida con una orientación de 105°, como era de esperarse según lo observado en las gráficas 25 y 26. En particular, estos desplazamientos fueron de 23.43° y 23.7657° para las longitudes de onda del haz de prueba de 1558.4 y 1560 nm, respectivamente.

III. 4 Caracterización de la XPolM.

Para avanzar en la obtención de los parámetros que se deben considerar en el diseño del sumador propuesto en este trabajo de tesis, se implementó el esquema experimental de la figura 29, para caracterizar los cambios de polarización que produce la XPolM en lo que más tarde serán las señales lógicas de entrada.

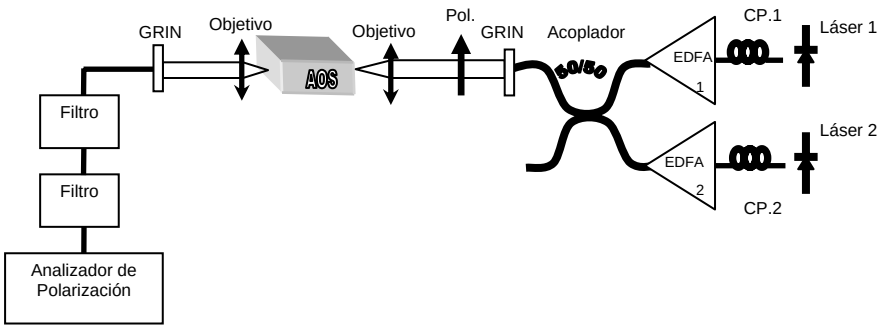


Figura 29: Esquema experimental para las pruebas de potencia.

En este caso se introdujeron al AOS dos señales CW, las cuales fueron extraídas de los láseres 1 y 2, controladas en polarización, amplificadas de forma independiente (utilizando dos EDFA's 1 y 2, respectivamente), y unidas por medio de un acoplador 50/50, para posteriormente ser colimadas a la salida de una fibra óptica terminada con una lentilla de GRIN y enviadas en espacio libre hacia el AOS. Antes de ser insertadas al amplificador, la polarización de ambas señales se convierte en una lineal orientada a 105°, por medio de un polarizador (Pol.) y de los controladores de polarización CP.1 y CP.2. Efectivamente, la orientación de la polarización de las señales de entrada se escoge idéntica a la que produjo el mayor desplazamiento angular en la caracterización de la rotación no lineal de la polarización, ya que ésta está regida por los mismos

fenómenos que gobiernan a la XPolM. No obstante, es importante notar que para que los resultados obtenidos para la rotación no lineal de la polarización sean explotables en la determinación de los parámetros que exacerban la manifestación de la XPolM, las longitudes de onda de las señales de entrada deben ser muy cercanas entre ellas así como próximas a la del haz que caracterizó al primer fenómeno.

En este caso, el experimento consiste en determinar el desplazamiento angular, en la esfera de Poincaré, que sufre el estado de polarización de una de las señales a la salida del AOS cuando la otra es “encendida” o “apagada”, es decir, cuando su potencia de entrada es fluctuada de 0 a un nivel máximo de potencia. Para lograr este objetivo, a la salida del amplificador, se filtra la longitud de onda de una de las señales, que nombraremos de prueba, se envía a un analizador de polarización y se apaga o enciende la otra señal (de forma manual, apagando o encendiendo el EDFA respectivo), llamada de Control. Cabe mencionar que la potencia máxima, o de estado encendido, para ambas señales fue siempre la misma, reduciéndose paulatinamente en pasos de 1 dBm, hasta que ya no se observó un desplazamiento angular en el estado de polarización de la señal de prueba al apagar y encender la señal de control. Así, las potencias de entrada al AOS, considerando las pérdidas por inserción, de ambas señales fueron fluctuadas de 0 a 0.5 dBm, siendo sus longitudes de onda de 1558.4 y 1560 nm para las señales de prueba y control, respectivamente. En un segundo experimento las longitudes de onda de estas señales fueron de 1560 y 1558.4 nm, es decir la señal de prueba se convirtió en la de control y viceversa.

Las figuras 34 y 35 muestran los resultados para ambos experimentos, los cuales permiten visualizar que para una potencia total de entrada de entre 3 y 4 dBm se obtienen los máximos desplazamientos angulares reales del estado de polarización de la señal de prueba correspondiente. Por esta razón, para el diseño del sumador propuesto, las señales lógicas de entrada deben tener un nivel alto o encendido de entre 0 y 0.5 dBm, a fin de obtener la mayor rotación de la polarización y por tanto la mejor tasa de extinción en la señal binaria de salida que representará su adición.

Cabe mencionar que este experimento se efectuó con señales de prueba y de control con diferentes longitudes de onda para poder discernir el efecto de la XPolM que una

produce sobre la otra y viceversa. Sin embargo, en el caso del sumador se utilizarán dos señales lógicas de entrada con longitudes de onda similares. En efecto, como se puede apreciar en las graficas 30 y 31, las evoluciones de los desplazamientos angulares reales del estado de polarización de la señal de prueba correspondiente no son idénticos, dado que las longitudes de onda de las señales de control y de prueba no son las mismas. Así, para tener evoluciones similares, y por tanto un sistema simétrico en cuanto a la acción que ejercerá la XPolM sobre una señal, a partir de la fluctuación de la potencia de la otra, es preciso que las longitudes de onda de ambas señales lógicas de entrada al sumador sean iguales.

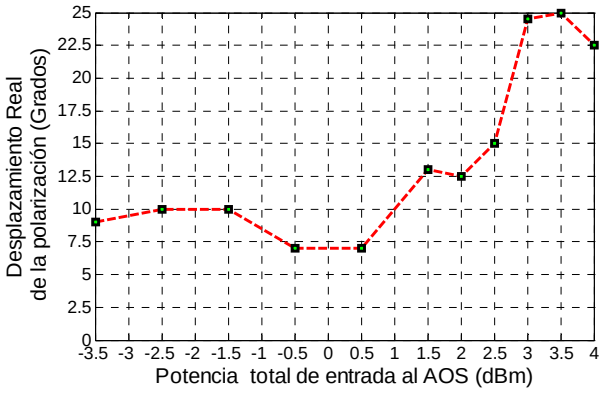


Figura 30: **Evolución del desplazamiento angular real del estado de polarización de salida de la señal de prueba obtenido al "prender" y "apagar" el haz de control en función de la potencia total insertada al AOS, para señales de prueba y control con longitudes de onda de 1558.4 y 1560 nm, respectivamente.**

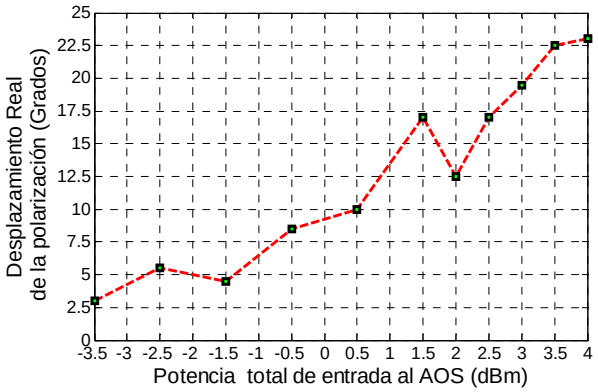


Figura 31: Evolución del desplazamiento angular real del estado de polarización de salida de la señal de prueba obtenido al "prender" y "apagar" el haz de control en función de la potencia total insertada al AOS, para señales de prueba y control con longitudes de onda de 1560 y 1558.4 nm, respectivamente.

III. 5 Resumen.

Este capítulo comenzó presentando las principales características del AOS por utilizar en este trabajo de tesis, así como las principales condiciones de operación del mismo. Posteriormente se presentaron algunas caracterizaciones de este dispositivo que permitieron seleccionar la potencia y las longitudes de onda de los haces por utilizar.

Posteriormente se caracterizaron las evoluciones, con respecto a la orientación de la polarización de entrada del haz de prueba, del valor del desplazamiento angular real que existe entre los dos estados de polarización que se generan cuando la potencia de este haz es máxima y la mitad de ésta. Bajo estas condiciones, de este experimento se pudo deducir que para una polarización lineal de entrada orientada a 105° se pueden obtener desplazamientos angulares reales del estado de polarización de salida del haz bajo prueba del orden de 24°. Esta orientación de 105° de la polarización lineal del haz de prueba se puede atribuir a que existe una modificación muy grande en los ejes propios del AOS ocasionada por la fuerte potencia que se le aplica. Tomando en cuenta esta orientación de la polarización del haz de prueba, se procedió a caracterizar la XPolM con dos haces binarios de diferentes longitudes de onda, idénticas potencias de estado encendido y polarizaciones lineales inclinadas 105°. En estas pruebas se observaron desplazamientos angulares reales en el estado de polarización de salida de cada una de las señales de entre 25° y 22° al fluctuar la potencia de la otra señal de un estado encendido, de valor de entre 0 a 0.5 dBm, al estado apagado.

Con todos los resultados reportados en el presente capítulo, es posible emprender el diseño del sumador propuesto para lo cual será necesario implementar un banco experimental que permita su caracterización en estado estático. Este banco así como los valores idóneos de potencias, longitudes de onda y polarizaciones de entrada se discuten en el capítulo siguiente.

Capítulo IV

Estudio experimental en estado estático de un sumador totalmente óptico de dos entradas lógicas con acarreo basado en la XPolM.

IV.1 Introducción.

En este capítulo, se aborda la caracterización estática del sumador totalmente óptico de dos entradas lógicas con acarreo, basado en el fenómeno de la Modulación Cruzada de la Polarización (XPolM), propuesto en este trabajo de tesis. En particular, se proponen dos bancos experimentales y se analizan las ventajas de uno sobre el otro, siendo las condiciones experimentales de operación (potencia, longitud de onda y estado de polarización) del haz de entrada adquiridas de los datos recabados en las caracterizaciones que se efectuaron en el capítulo anterior para la XPolM, y la auto rotación no lineal de la polarización. Finalmente, se concluye el capítulo con un resumen de las principales ideas planteadas en esta parte del manuscrito.

IV.2 Tabla de Verdad de un sumador con acarreo.

En electrónica un sumador puede ser visto como una combinación de dos puertas lógicas: una AND y una XOR, como se puede apreciar en la figura 32. Las tablas de verdad de estas puertas, así como la del sumador con acarreo, se muestran en la tabla I, donde se pone de manifiesto la relación que existe entre la salida de una puerta XOR y la función suma así como la salida de una puerta AND y la función acarreo.

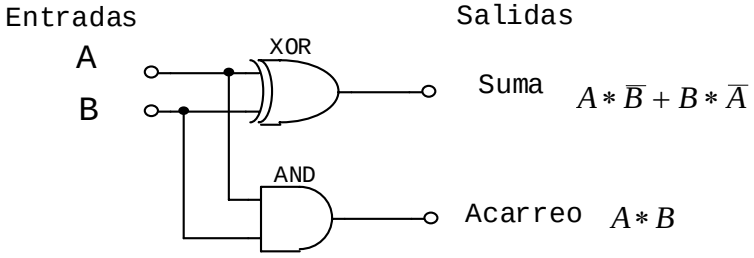


Figura 32: Sumador, compuesto de una puerta AND y una XOR.

Tabla I: Tablas de verdad: (a) XOR y AND, (b) suma y acarreo. En (a), los valores de salida para las puertas XOR y AND se demuestran con álgebra booleana, donde: (*) corresponde a un producto, (¯) al dato negado y (+) a la suma de los valores.

A	B	$A*\overline{B}+B*\overline{A}$ =XOR	$A*B$ =AND
0	**0**	$0*1+0*1=$ **0**	$0*0=$ **0**
0	**1**	$0*0+1*1=$ **1**	$0*1=$ **0**
1	**0**	$1*1+0*0=$ **1**	$1*0=$ **0**
1	**1**	$1*0+1*0=$ **0**	$1*1=$ **1**

(a)

A	B	Suma	Acarreo
0	**0**	**0**	**0**
0	**1**	**1**	**0**
1	**0**	**1**	**0**
1	**1**	**0**	**1**

(b)

Como ejemplo en el dominio del tiempo de la función suma, en la figura 33 se muestra un diagrama de tiempos, donde se muestran las señales binarias de entrada **A** y **B**, así como los bits de salida correspondientes a la suma y el acarreo. Además se puede distinguir una señal de reloj en color verde, la cual establece la sincronía del sistema, es decir determina el momento preciso en el que los bits de salida y las señales de entrada presentan un nivel válido.

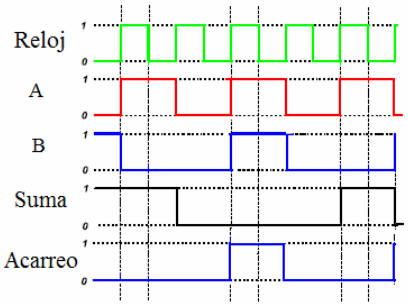


Figura 33: Diagrama de tiempos de un sumador con acarreo.

IV.3 Bancos experimentales utilizados para caracterizar al sumador en estado estático.

A continuación se presentan dos bancos experimentales para caracterizar al sumador propuesto con dos señales de entrada de estados de polarización, potencias y longitudes de onda iguales.

IV.3.1 Banco experimental 1 utilizado para caracterizar al sumador en estado estático.

En la figura 34, se muestra el primer banco experimental propuesto, el cual, usa un cubo divisor de haz sensible a la polarización (PBS- Polarizing Beamsplitter) a la salida del AOS, utilizado para generar en sus facetas de salida los bits de suma y acarreo. La figura 35, muestra una fotografía real del esquema.

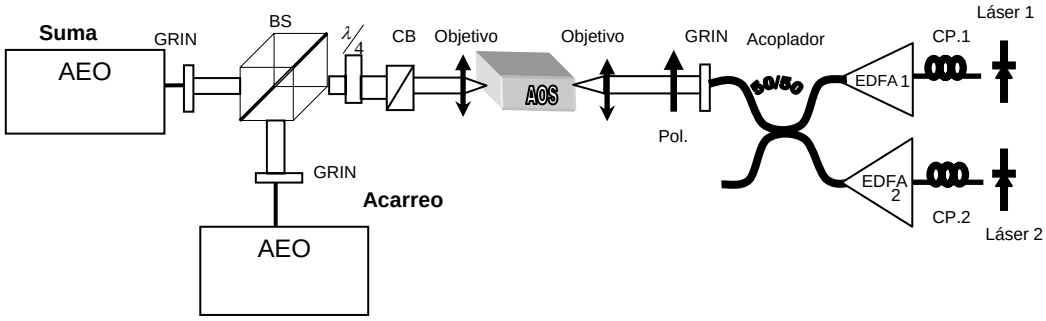


Figura 34: Banco experimental 1. Esquema de un sumador propuesto con un PBS.

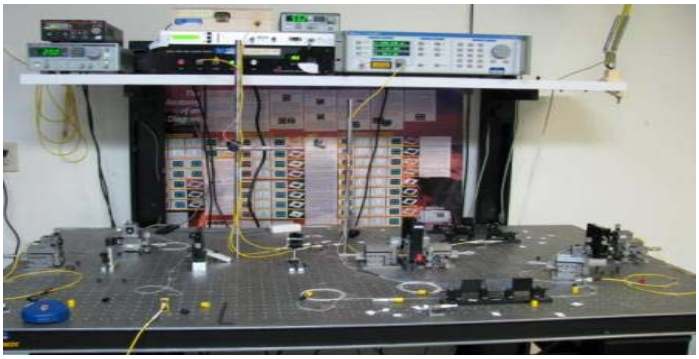


Figura 35: Fotografía del banco experimental 1. Fotografía de un sumador propuesto con un PBS.

En este caso, se emiten dos señales CW a través de los láseres 1 y 2, las cuales son amplificadas de forma independiente utilizando los EDFA's 1 y 2, respectivamente. Posteriormente estas señales son unidas por medio de un acoplador 50/50 y colimadas a la salida de una fibra óptica terminada con una lentilla de GRIN que las envía por espacio libre hacia el AOS. Antes de ser insertadas al amplificador, la polarización de ambas señales se convierte en una lineal orientada a 105°, por medio de un polarizador (Pol.) y de los respectivos controladores de polarización (CP.1 Y CP.2). Además, la potencia total generada por las dos señales de entrada al AOS, considerando las pérdidas por inserción, fue de entre 3 dBm y 4 dBm, y sus longitudes de onda de 1558.4 nm y 1560 nm. En efecto, estos parámetros fueron los que en los experimentos realizados en el capítulo 3, provocaron la manifestación más intensa de la XPolM.

Una vez que estos haces son insertados en el AOS, se produce un consumo importante de portadores en su región activa, lo que ocasiona una modificación del índice de refracción local y con ello una perturbación de los índices efectivos TE y TM que se traduce en una birrefringencia inducida. Asimismo, se perturban los factores de confinamiento TE y TM, lo cual se traduce en una perturbación de la anisotropía de la ganancia. Por otra parte, si el consumo de portadores es lo suficientemente importante para modificar a la guía de onda del amplificador de manera que ésta soporte modos de orden superior, también se observará una perturbación de los ejes propios del amplificador. Todos estos mecanismos contribuyen a la manifestación de la XPolM, tal y como se vio en el capítulo 2. La contribución de cada uno de estos fenómenos será más evidente dependiendo de las intensidades, orientación de la polarización y las longitudes de onda de las señales de entrada, y por tanto de la presencia de una de las señales o de ambas a la vez. Por consiguiente, el estado de polarización de la señal resultante a la salida del AOS se verá afectada por el número y características de las señales insertadas, así como por la combinación de los fenómenos anteriormente mencionados. Ahora bien, el valor del desplazamiento angular que existe, en la esfera de Poincaré, entre los dos estados de polarización generados cuando se tiene sólo una señal encendida y a ambas en alto, a la entrada del AOS, debe ser el mismo sin importar que la señal que genera el primer estado sea la **A** o la **B**. Lo anterior para que no haya diferencia en las potencias pico de los bits de suma y acarreo.

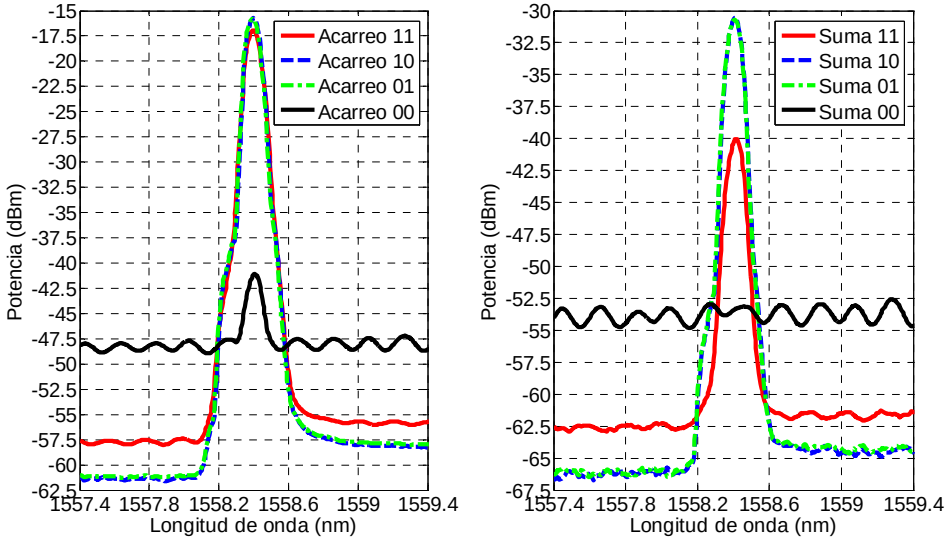
Por otra parte, los estados de polarización de las señales de salida del AOS, resultantes de las diferentes combinaciones de amplitud de las señales de entrada, son manipulados a través de un compensador de Berek (CB) y de una placa retardadora de $\lambda/4$, que constituyen un controlador de polarización en espacio libre, para obtener la polarización que se desea insertar en el PBS.

En particular, para obtener las máximas tasas de supresión de potencia, ya sea para el bit de suma o para el de acarreo, se sintetiza una polarización lineal perpendicular al eje del PBS que rechaza a esta polarización y que además genera el bit que se desea obtener. Así, cuando las dos señales de entrada se encuentran en alto, antes de entrar al PBS, se ajusta su polarización a una lineal inclinada a 90° para que sea ortogonal al eje del PBS que genera el bit de suma. Ahora bien, al haber únicamente una de las señales a la entrada del AOS (**01** ó **10)**, la polarización cambia antes del PBS y, dado que en este caso el desplazamiento angular que describe este cambio de polarización es del orden de 23.5° (ver capítulo 3), parte de la luz lo atravesará dando por resultado que el bit de suma adquiera un nivel alto (**1)**. Una vez hecho esto, se verifica la tasa de supresión resultante en la salida opuesta del PBS (bit de acarreo), la cual en efecto no puede ser muy grande, dado que el rechazo se hace con una polarización no lineal y además alejada 66.5° (90°- 23.5°) de la polarización lineal ortogonal al eje que produce el bit de acarreo. Si se desea una mayor tasa de extinción en este bit, entonces la polarización de entrada al PBS debe ser lineal y ortogonal al eje que lo genera, con la consecuente degradación en la tasa de supresión del bit de suma.

IV.3.2 Resultados del banco experimental 1 utilizado para caracterizar al sumador en estado estático.

En las figuras 36 y 37, se muestran los resultados obtenidos para las señales de entrada **A** y **B** con longitudes de onda idénticas de 1558.4 nm y 1560 nm. En ambos casos, estas señales fueron insertadas a la entrada del AOS con una polarización lineal de 105° y con una potencia de 0.5 dBm, lo que resultó en una potencia total de 3.5 dBm. Para

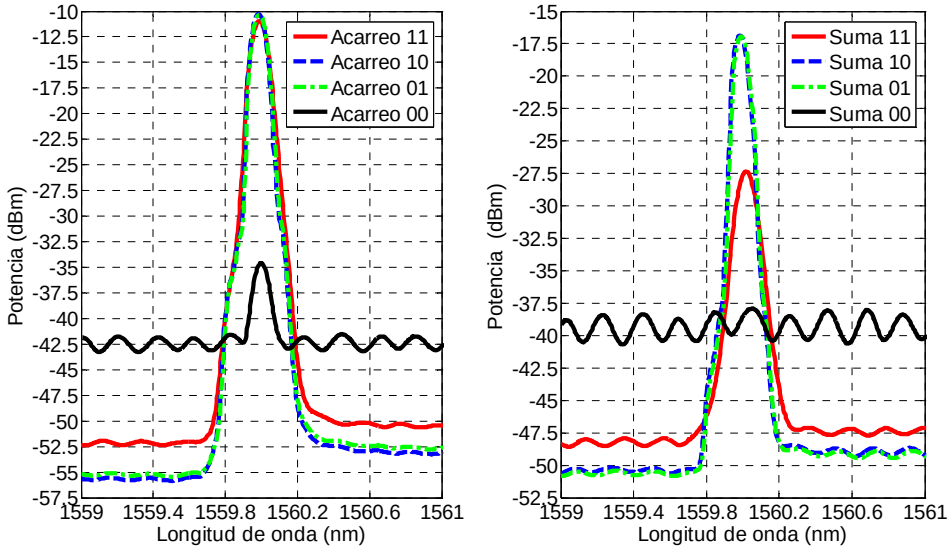
estas figuras, las partes (a) y (b) contienen los niveles correspondientes a los bits de acarreo y suma, respectivamente. En ambos casos, el sistema se ajustó para que la tasa de supresión de potencia fuera la mayor posible para el bit de suma, lo que produjo que este parámetro fuera subóptimo para el bit de acarreo.



(a) **(b)**

Figura 36: Espectros de salida de los bits de acarreo (a) y suma (b) para las diferentes combinaciones de amplitudes de las señales de entrada con longitudes de onda de 1558.4 nm.

.

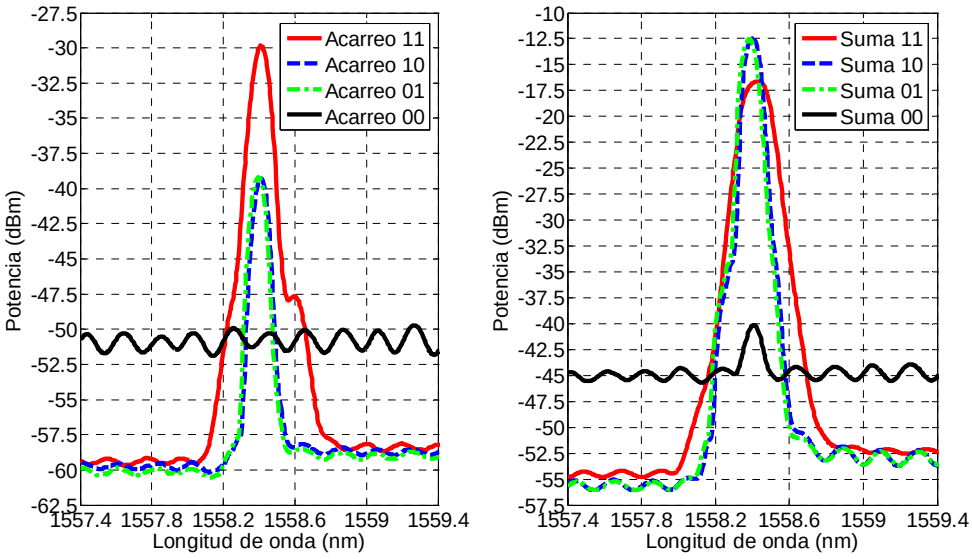


(a) **(b)**

Figura 37: Espectros de salida de los bits de acarreo (a) y suma (b) para las diferentes combinaciones de amplitudes de las señales de entrada con longitudes de onda de 1560 nm.

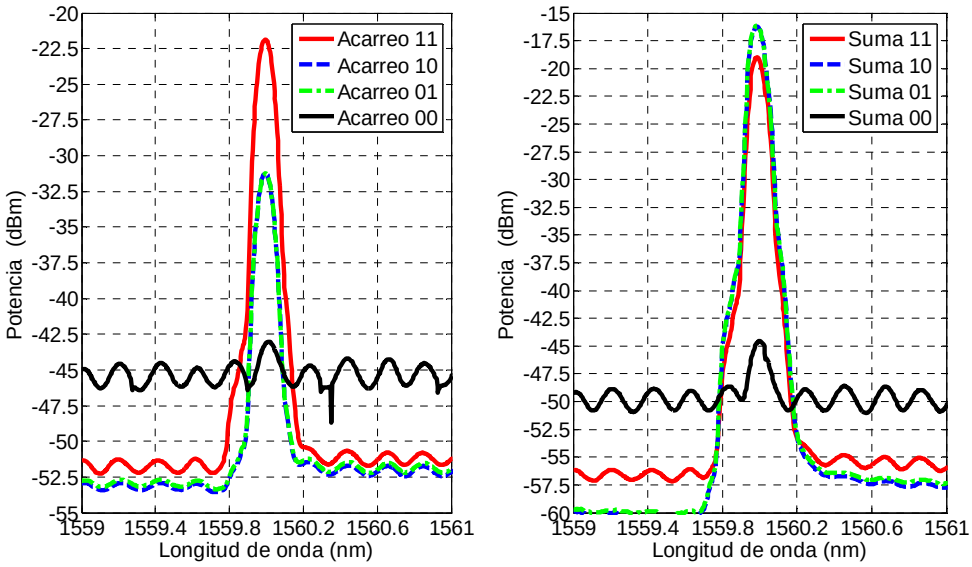
De las figuras 36 y 37 se puede deducir que las tasas de supresión de potencia para los bits de acarreo y suma fueron respectivamente de 1.12 y 9.35 dB para señales de entrada con una longitud de onda de 1558.4 nm y de 0.61 y 10.38 dB para señales de entrada con una longitud de onda de 1560 nm.

Por otra parte, en las figuras 38 y 39, se muestran los resultados correspondientes a las dos longitudes de onda analizadas, sin embargo, en este caso, el sistema se ajustó para que la tasa de supresión de potencia fuera la mayor posible para el bit de acarreo, es decir, ahora este parámetro fue subóptimo para el bit de suma.



(a) **(b)**

Figura 38: Espectros de salida de los bits de acarreo (a) y suma (b) para las diferentes combinaciones de amplitudes de las señales de entrada con longitudes de onda de 1558.4 nm.



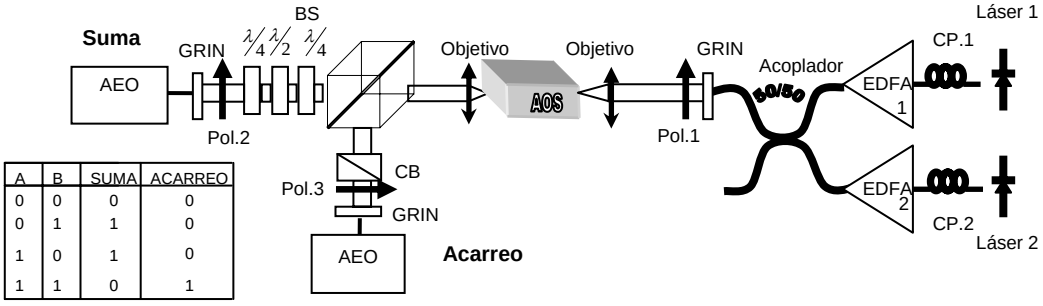
(a) **(b)**

Figura 39: Espectros de salida de los bits de acarreo (a) y suma (b) para las diferentes combinaciones de amplitudes de las señales de entrada con longitudes de onda de 1560 nm.

De las figuras 38 y 39 se puede deducir que, en forma contraria a lo obtenido anteriormente, las tasa de supresión de potencia para los bits de acarreo y suma fueron respectivamente de 9.39 y 4.09 dB para señales de entrada con una longitud de onda de 1558.4 nm y de 9.37 y 2.83 dB para señales de entrada con una longitud de onda de 1560 nm.

IV.3.3 Banco experimental 2 utilizado para caracterizar al sumador en estado estático.

Debido a la imposibilidad de poder ajustar al sistema para que éste produzca al mismo tiempo las tasas de supresión de potencia mayores posibles, para los bits de acarreo y suma, se implementó un nuevo banco experimental, el cual es mostrado en forma esquemática y en fotografía en las figuras 40 y 41.



A	B	SUMA	ACARREO
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Figura 40: Banco Experimental 2. Esquema de un sumador propuesto con un BS de 3 dB.

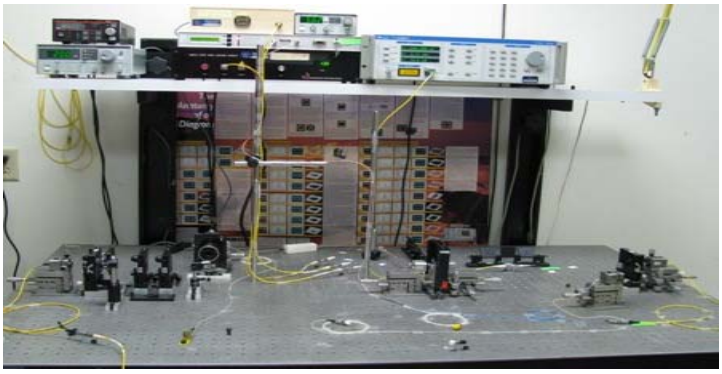


Figura 41: Banco Experimental 2. Fotografía de un sumador propuesto con un BS de 3 dB.

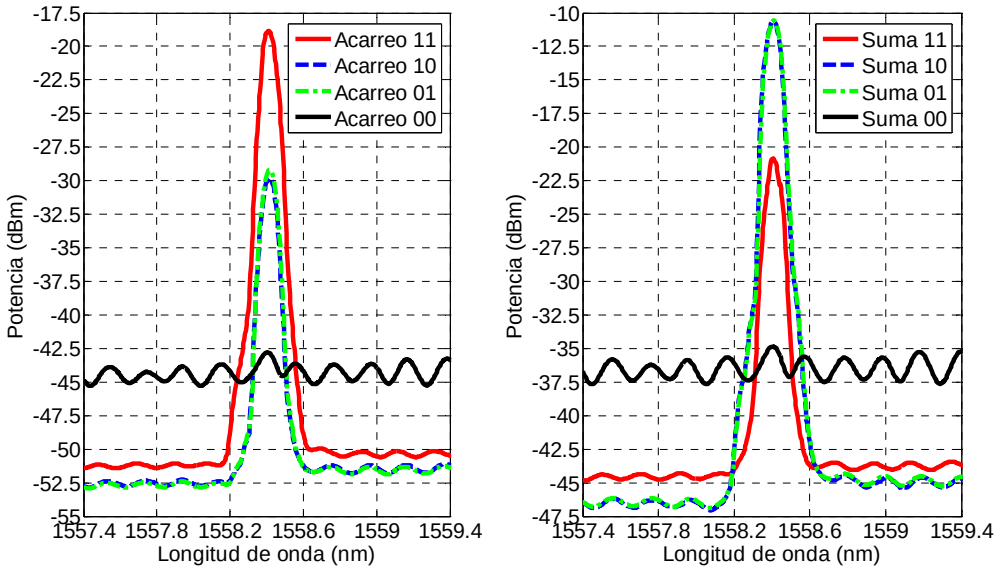
Como se puede apreciar en la figura 40, los esquemas ópticos de inyección y recuperación son idénticos a los utilizados en el apartado anterior (ver figura 34). No obstante, en este caso, la señal resultante a la salida del amplificador se hace pasar por un divisor de haz (BS- Beamsplitter) de 3 dB, que separa a la señal y la enruta hacia dos puertos de salida, para una manipulación independiente de la polarización. Donde en el lado de transmisión directa se obtiene el bit de suma y en el lado de reflexión el de acarreo.

El principio de operación de este sistema es idéntico al anterior, no obstante, dado que el divisor de haz, en este caso no es un elemento polarizante, en cada una de sus salidas se colocan un polarizador antecedido de un controlador de polarización. En particular, los controladores de polarización para las salidas que generan los bits de suma y de acarreo se sintetizan con 3 placas retardadoras ($\lambda/4, \lambda/2$ y $\lambda/4$) y con una placa retardadora $\lambda/4$ y un compensador de Berek.

Con este sistema es posible obtener un rechazo total en los polarizadores de los bits de suma y acarreo cuando ambas señales de entrada o solamente una de ellas se encuentren presentes, respectivamente. Consecuentemente, este sistema produce tasas de supresión de potencia que deben ser equivalentes para los bits de suma y acarreo.

IV.3.4 Resultados del Banco experimental 2 utilizado para caracterizar al sumador en estado estático.

En las figuras 42 y 43, se muestran los resultados obtenidos para las señales de entrada **A** y **B** con longitudes de onda idénticas de 1558.4 nm y 1560 nm. En ambos casos, estas señales se insertaron a la entrada del AOS con una polarización lineal de 105° y con una potencia de 0.5 dBm, lo que resulta en una potencia total de 3.5 dBm. Para estas figuras, las partes (a) y (b) contienen los niveles correspondientes a los bits de acarreo y suma, respectivamente.



(a) **(b)**

Figura 42: Espectros de salida de los bits de acarreo (a) y suma (b) para las diferentes combinaciones de amplitudes de las señales de entrada con longitudes de onda de 1558.4 nm.

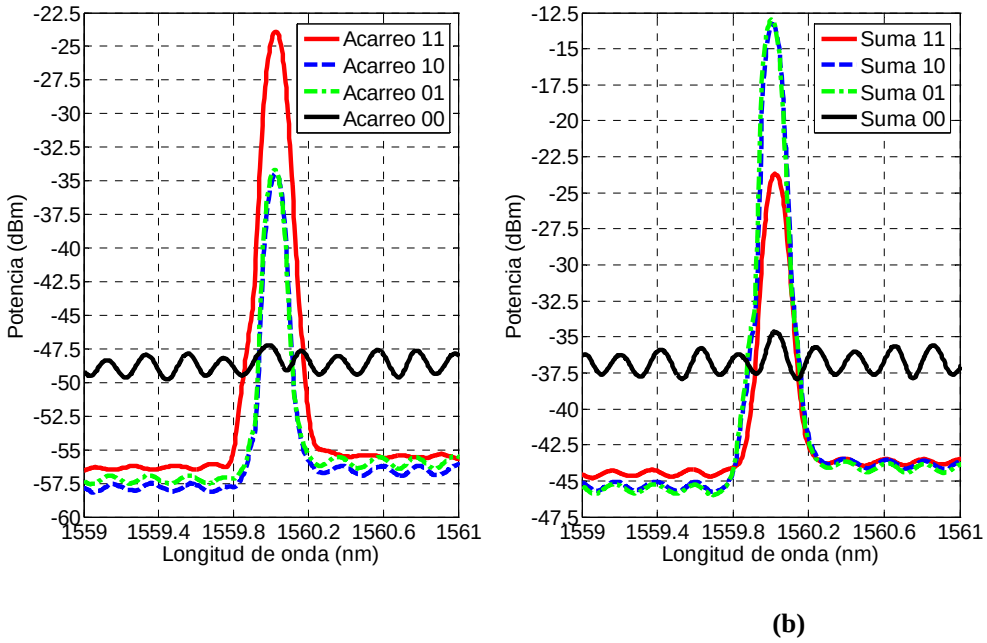


Figura 43: Espectros de salida de los bits de acarreo (a) y suma (b) para las diferentes combinaciones de amplitudes de las señales de entrada con longitudes de onda de 1560 nm.

De las figuras 42 y 43 se puede deducir que las tasas de supresión de potencia para los bits de acarreo y suma fueron respectivamente de 10.34 y 10.25 dB para señales de entrada con una longitud de onda de 1558.4 nm y de 10.33 y 10.39 dB para señales de entrada con una longitud de onda de 1560 nm.

IV.4 Resumen.

En este capítulo se presentaron dos bancos experimentales del sumador propuesto que permitieron su caracterización en estado estático. En ambos esquemas las señales de entrada se introdujeron en copropagación al AOS empleado con las mismas potencias, polarizaciones y longitudes de onda.

El primer esquema que contenía un controlador de polarización seguido de un PBS como elemento polarizante, no permitió ajustar al mismo tiempo al sistema para que éste produjera las tasas de supresión de potencia mayores posibles, para los bits de suma y acarreo. Esto es debido a que el máximo desplazamiento angular real que presentó el estado de polarización de las señales que entran al PBS es de tan solo 23.5° cuando

ambas señales de entrada están presentes y una de ellas es apagada. Efectivamente, en este esquema para tener las tasas de supresión de potencia mayores posibles en ambos bits, es estrictamente necesario que el máximo desplazamiento angular real, mencionado anteriormente, sea de 90°. Como esta condición no se puede cumplir, el PBS se cambió por un BS de 3 dB y dos polarizadores antecedidos de un controlador de polarización, con lo cual se pudo obtener un rechazo total en los polarizadores de los bits de suma y acarreo cuando ambas señales de entrada o solamente una de ellas estuvieron presentes, respectivamente. Consecuentemente, este sistema produjo tasas de supresión de potencia del orden de 10 dB para los bits de suma y acarreo.

Es importante mencionar que se realizaron pruebas para otras longitudes de onda un poco más alejadas a las presentadas en este capítulo, las cuales no fueron mostradas por efectos de presentar únicamente la información estrictamente más relevante. Sin embargo, el sumador funciona para longitudes de onda en el intervalo de 1553.5 hasta 1560 nm con tasas de 10 dB.

En vista de los resultados obtenidos en esta parte del manuscrito, la demostración experimental del sumador totalmente óptico de dos entradas lógicas con acarreo en estado dinámico, se presentará en el siguiente capítulo utilizando el segundo banco experimental.

Capítulo V

Estudio experimental en estado dinámico de un sumador totalmente óptico de dos entradas lógicas con acarreo basado en la XPolM.

V.1 Introducción.

En este capítulo, se aborda la caracterización dinámica del sumador totalmente óptico de dos entradas lógicas con acarreo, basado en el fenómeno de la Modulación Cruzada de la Polarización (XPolM), propuesto en este trabajo de tesis, demostrando experimentalmente su funcionamiento a 2.5 Gbit/s. Para esta caracterización, se propone un banco experimental que toma como esquema base, el realizado para la caracterización en estado estático con un BS de 3 dB. Finalmente se concluye el capítulo con un resumen de esta parte del manuscrito.

V.2 Banco experimental para caracterizar al sumador en estado dinámico.

Para el experimento del sumador en estado dinámico, se utilizan dos señales moduladas en amplitud con codificación no retorno a cero (NRZ –Non-Return-to-Zero), a una tasa de transmisión de datos de 2.5 Gbit/s. Por otra parte, cada una de las señales sigue caminos diferentes a lo largo del esquema hasta llegar al AOS. Los caminos (o brazos) que siguen las señales van a ser medios guiados por fibra óptica y por espacio libre.

Por tanto, manejando una tasa de transmisión de datos (B_r) de 2.5 Gbit/s, se calcula el período de un bit (T_b) utilizando la ecuación (19):

$$T_b = \frac{1}{B_r} \tag{19}$$

$$T_b = \frac{1}{B_r} = \frac{1}{2.5Gbit} = 0.4X10^{-9}\,s = 0.4ns$$

Por tanto un bit tiene una duración de 0.4 ns. En este experimento se aplicaron secuencias pseudoaleatorias de $2^7 - 1$ y $2^{10} - 1$, con las que se obtuvieron palabras de 127 y 1063 bits de longitud, respectivamente. El período por palabra, indica el tiempo en el cual se va repitiendo el mismo patrón de datos, el cual se calcula al multiplicar el período de un bit por el número de bits contenidos en una palabra, así, para $2^7 - 1$ y $2^{10} - 1$, se tienen períodos por palabra de 50.8 ns y 409.2 ns, respectivamente.

Los datos anteriores son importantes, porque además de proporcionar la información necesaria para sincronizar los bits de datos antes de insertarlos al AOS, posibilitan estimar los retardos que sufren las dos señales moduladas desde su entrada al AOS hasta su salida del mismo dispositivo. Además, al conocer los valores de los retardos que sufren las señales, es posible identificar los patrones de bits visualizados en el osciloscopio.

El esquema experimental mostrado en la figura 44, se elaboró para el estudio en estado dinámico del sumador totalmente óptico de dos entradas lógicas con acarreo.

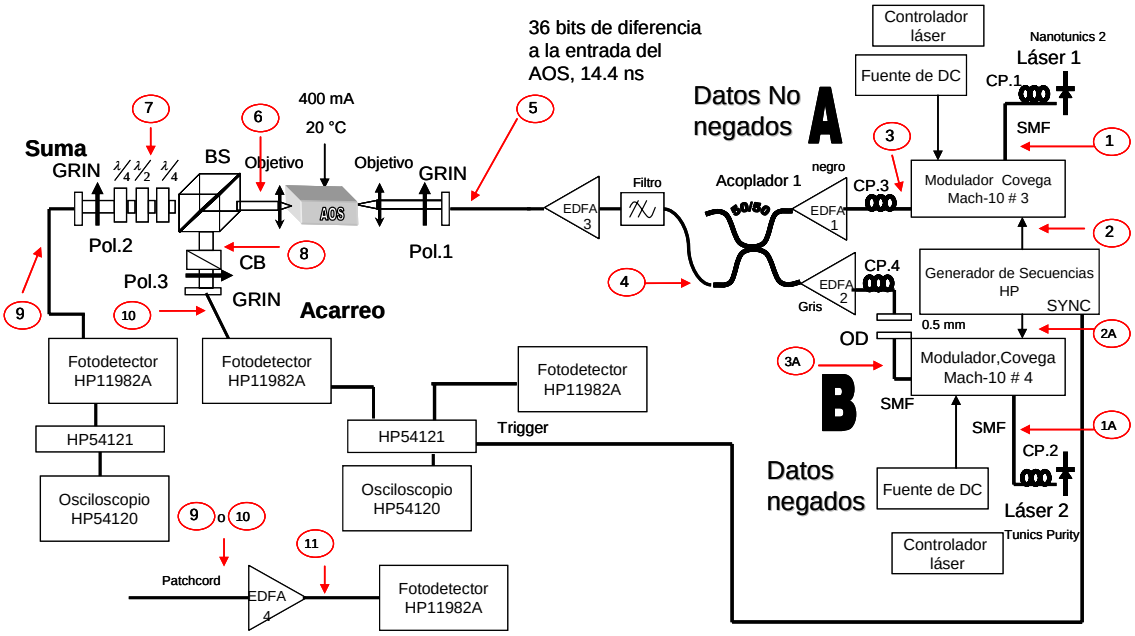


Figura 44: Esquema experimental del sumador totalmente óptico.

El láser 1, es un Nano-tunics, modelo 3645HE, y el láser 2 es un Tunics Purity ambos emitiendo a 0 dBm pico . Los moduladores 3 y 4 son moduladores de Niobato de Litio ($LiNbO_3$), fabricados por la compañía Covega, modelos Mach-10, cuyo manejador eléctrico RF (driver) y los circuitos controladores están integrados internamente en el mismo módulo. Opera a tasas de transmisión de hasta 12.5 Gbit/s con polarización de datos no invertidos (NRZ), proporciona una tasa de extinción de 10 dB y tiene pérdidas por inserción de 7.02 dB. El EDFA 1, es un Nuphoton Technologies NP2000-PS, los EDFA's 2 y 3 son de la marca Nuphoton Technologies NP2000-RS; el OD (Optical Delay- Retardador óptico) es un OZ-Optics, modelo ODL-200; el filtro utilizado es uno sintonizable pasabanda Newport TBF-1550nm de 1 nm de ancho espectral; el AOS es OptoSpeed, modelo SOA1550CRI/X-1500. También se cuenta con un generador de secuencias pseudoaleatorias HP 70841B, que va a ser el encargado de proporcionar la señal RF a los moduladores, el cual es sincronizado con un sintetizador de frecuencia HP 8341B. Además se tiene un fotodetector HP 11982A, y un osciloscopio HP 54120 con sus canales de entrada HP 54121.

A continuación se describe por etapas el funcionamiento del esquema experimental mostrado en la figura 44, para facilitar la explicación se utilizan como apoyo unos números en ciertas partes del mismo.

Los láseres 1 y 2, emiten en CW (puntos marcados con los números 1 y 1A). Posteriormente atraviesan sus respectivos controladores de polarización CP.1 y CP.2, por medio de los cuales se les fijan las polarizaciones alineadas con los ejes lentos de las fibras ópticas conectadas a las entradas de los moduladores 3 y 4 respectivamente (ver apéndice A). Al mismo tiempo que son insertadas las señales CW a su respectivo modulador, un generador de patrones pseudoaleatorios que está sincronizado con un sintetizador, les entrega un patrón de señales RF pseudoaleatorias de 2.5 Gbit/s (puntos marcados con los números 2 y 2A). Se usaron las salidas de RF tanto de datos no negados como negados, para modular las señales CW y obtener las señales de datos **A** y **B** respectivamente, tal y como puede verse en la figura 44.

En la figura 45, se muestran dos ejemplos de las señales moduladas **A** y **B**, tomadas en los puntos 3 y 3A, respectivamente, de acuerdo a la figura 44.

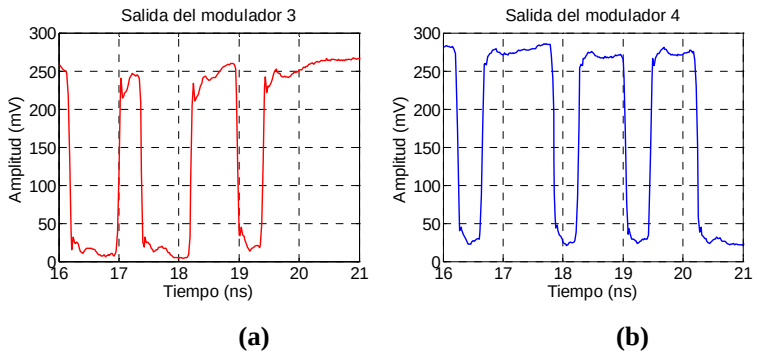


Figura 45: Datos modulados: (a) señal A, (b) señal B.

Una vez que estas señales salen de su respectivo modulador, pasan cada una de ellas por un controlador de polarización (CP. 3 y CP. 4, respectivamente), con los cuales se les fijan las polarizaciones lineales coincidentes con el eje de transparencia del polarizador 1(Pol.1) para ser insertadas al AOS, siendo orientadas a 105°. La señal **B**, antes de pasar por su controlador de polarización (CP. 4), atraviesa un retardador óptico (OD). Luego

de atravesar los respectivos controladores de polarización, cada señal es amplificada de forma independiente utilizando los EDFA's 1 y 2, respectivamente. Posteriormente las dos señales son unidas hacia un mismo camino por medio de un acoplador 50/50. La razón de utilizar estos EDFA's es para tener a la salida del acoplador las dos señales con la misma potencia pico. Una vez acopladas ambas señales (**A** y **B**), son filtradas para eliminar parte de la EEA añadida por los EDFA's 1 y 2. Para después ser amplificadas nuevamente por medio del EDFA 3, con el cual se ajustan y controlan las potencias de las dos señales por igual (punto marcado con el número 5). Además, la potencia aplicada a la entrada del AOS, considerando las pérdidas por inserción fueron de entre -8.5 y -8 dBm pico por señal ó para dar una potencia total de -5 dBm. Posteriormente las dos señales son colimadas a la salida de una fibra óptica terminada con una lentilla de GRIN y enviadas en espacio libre hacia el AOS.

Antes de insertar las señales **A** y **B** en el amplificador, sus bits deben ser sincronizados para justificar las diferentes trayectorias seguidas por las dos señales. Se conoce el período de un bit, el cual es de 0.4 ns ó 400 ps, además el retardador óptico (OD) utilizado sólo permite un ajuste de 80 ps. Por consiguiente, se tuvo que encontrar el mejor arreglo de los dispositivos ópticos utilizados en el esquema de tal manera que permitiera sincronizar los bits haciendo un ajuste fino con el OD, lo cual se logró y el OD se ajustó en una distancia de 5 mm, equivalente a un retardo de 16.67 ps.

En la figura 46, se muestra la sincronía de los flancos de subida de dos bits correspondientes a las señales **A** y **B**, al hacer un acercamiento por medio de un cambio de escala a 10 ps/div con el osciloscopio. El posible margen de error en el sincronismo de los bits es de $\pm 5ps$, lo cual, a la tasa de transmisión de datos de 2.5 Gbit/s o teniendo el período de bit de 0.4 ns, correspondería a un error del 1.25% en la sincronía de los bits.

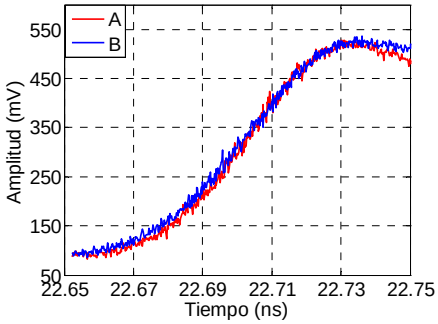


Figura 46: Sincronía de los flancos de subida de dos bits, correspondientes a las señales de datos A y B.

El ajuste en la sincronía de los bits de datos realizado con el OD, se verifica antes de la fibra óptica conectada a la lentilla de GRIN que envía la señal hacia la entrada del AOS, en el punto marcado con el número 5 de la figura 44, que además es el punto de referencia para tomar las señales de datos **A** y **B** a la entrada del AOS.

Por otra parte, las señales moduladas que entran al AOS presentan variaciones continuas de amplitud, ("1s" y "0s"), mismas que dependen de la tasa de transmisión de los bits, y de los patrones aplicados. Estas variaciones en las potencias de los haces de entrada al AOS, ocasionan que los mecanismos no lineales (analizados en el capítulo 2 y mencionados nuevamente en el capítulo 4) que desencadenan la manifestación de la XPolM, se presenten en forma dinámica. Como consecuencia, los estados de polarización de las señales a la salida del AOS (punto marcado con el número 6 de la figura 44) sufren una variación continua. Así, al separar y enrutar las señales resultantes a la salida del amplificador hacia dos puertos de salida, por medio del BS de 3 dB, sus estados de polarización pueden ser manipulados de forma independiente a través de las placas retardadoras y/o compensador de Berek (puntos marcados con los números 7 y 8, respectivamente). Estas polarizaciones se ajustan, con respecto a los ejes de transmisión de los polarizadores 2 y 3 (Pol.2 y Pol. 3) que proporcionan en sus salidas los bits de suma y acarreo, para obtener un rechazo total de la luz al tener a la entrada del AOS dos bits en alto o sólo uno de ellos, respectivamente. Los bits de suma y acarreo pueden obtenerse a las salidas de las fibras ópticas conectadas a las lentillas de GRIN de los lados de transmisión directa y de reflexión, (puntos marcados con los números 9 y 10, respectivamente). Sin embargo, estas señales son muy pequeñas, haciendo necesaria una amplificación de las mismas, para lo cual se utiliza el EDFA 4. Por consiguiente, los

bits de suma y de acarreo que se presentan en los resultados fueron recabados a la salida de este último EDFA, en el punto marcado con el número 11, de la figura 44.

V.3 Resultados experimentales del sumador en estado dinámico.

A continuación se listan en forma de resumen los principales datos a considerar para el esquema en estado dinámico.

- Tasa de transmisión de datos utilizada: 2.5 Gbit/s.
- Características de las señales ópticas aplicadas a la entrada del AOS: potencias en la gama de -8.5 a -8 dBm pico (por cada señal), con polarizaciones lineales orientadas a 105°, y longitudes de onda idénticas de 1560 nm.

En la figura 47 parte (a), se muestran dos patrones de datos modulados a la entrada del AOS, **A**: 1101011101100 (en color rojo) y **B**: 1110111011100 (en color azul). Las partes (b) y (c), contienen a los patrones de bits correspondientes a la suma: 0011100110000 (en color negro), y al acarreo: 1100011001100 (en color azul), respectivamente. Es importante notar que en cada uno de estos patrones aparece sobrepuesta la señal de reloj (en color verde), la cual fue colocada de esta manera para mostrar la sincronía con respecto a los bits de las cuatro señales arriba mencionadas, además de proveer la referencia a través de un tiempo después de sus flancos de bajada para la validación, e identificación de los bits de suma y acarreo. Los resultados mostrados en la figura 47 se obtuvieron del osciloscopio a través de su puerto GPIB, por medio de un programa de computadora.

Las tasas de extinción reportadas en este trabajo se calculan con la ecuación (20):

$$\text{Tasa de extinción (dB)} = 10\log\left(Amplitud(\text{"1"}) \big/ Amplitud(\text{"0"}) \right) \qquad (20)$$

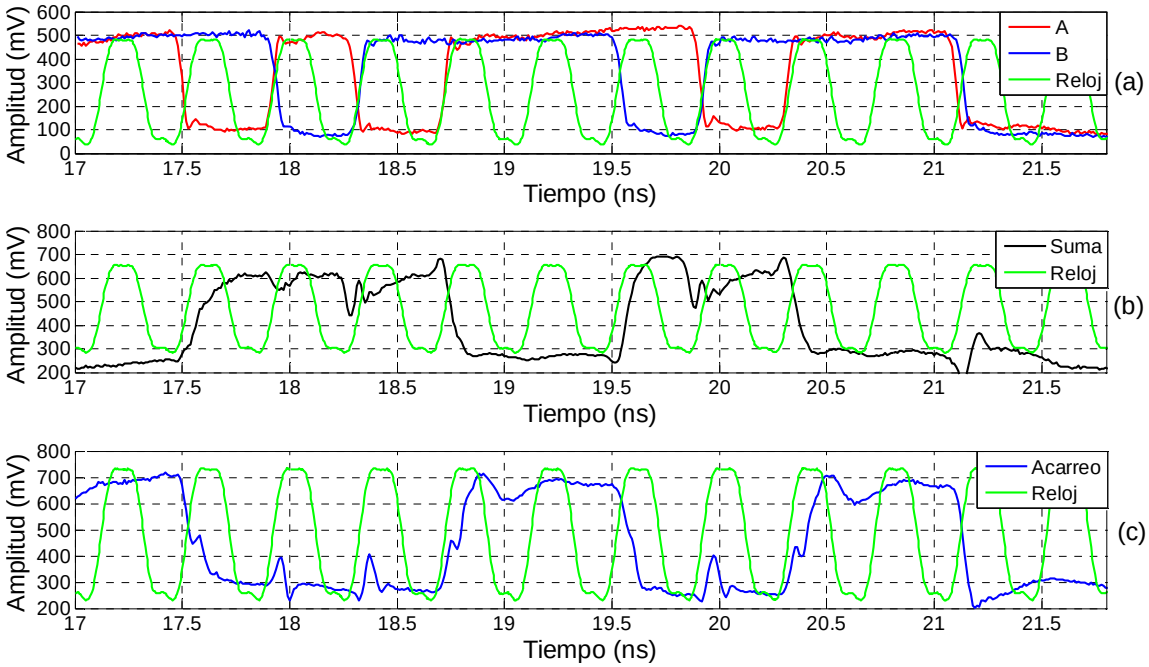


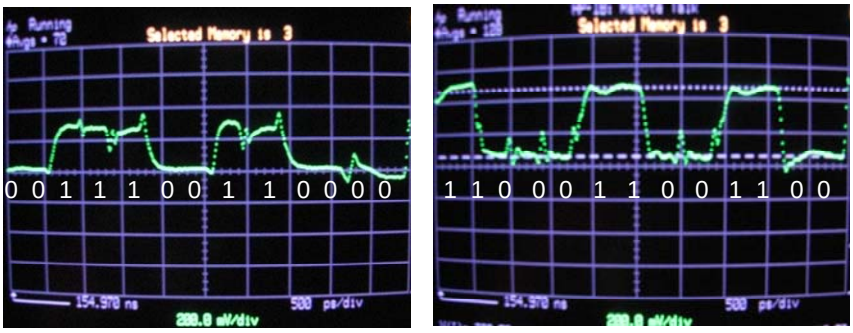
Figura 47: (a) Señales de entrada A y B, (b) suma, y (c) acarreo.

En base a la figura 47 y por medio de la ecuación 20, se calculan las tasas de extinción de los bits de suma y acarreo resultando de 3.01 dB y 3.68 dB, respectivamente.

Es importante notar las espigas formadas en los bits del acarreo (figura 47(c)), las cuales están relacionadas con los flancos de subida de las señales de entrada **A** y **B**, (ver figura 47(a)), siendo resultado del consumo abrupto de portadores y por tanto de la modificación e influencia de la ganancia del AOS.

No obstante, las espigas presentes en los bits del acarreo no representan un gran problema, dado que para la validación de los bits se utiliza un tiempo posterior a los flancos de bajada de la señal de reloj. De la figura 47(c) se verifica que las espigas quedan fuera del punto de referencia proporcionado por la señal de reloj.

En la figura 48 se muestra una fotografía, obtenida de la pantalla del osciloscopio, de los bits de suma y de acarreo.



(a) **(b)**

Figura 48: Fotografía de los bits de suma (a) y acarreo (b), obtenida de la pantalla del osciloscopio.

V.4 Resumen.

En este capítulo se mostró y explicó el banco experimental implementado para demostrar el funcionamiento en estado dinámico de un sumador totalmente óptico de dos entradas lógicas con acarreo a 2.5 Gbit/s. Este banco experimental toma como base el esquema diseñado para la caracterización estática que utiliza un BS de 3 dB mostrado en el capítulo 4, el cual sufrió modificaciones tanto en el número de elementos utilizados como en las características de las señales aplicadas a la entrada del AOS. Por ejemplo, las potencias de las señales a la entrada del amplificador pasaron de 0.5 dBm para la caracterización estática, a -8.5 dBm para la caracterización dinámica. Las modificaciones anteriores fueron con el fin de obtener los bits de suma y acarreo bien definidos, ya que las alteraciones en las características no lineales que sufre el AOS por parte de las señales de entrada, son diferentes para el análisis en estado dinámico que en estático.

Las tasas de extinción obtenidas para los bits de suma y acarreo fueron de 3.01 dB y 3.68 dB, respectivamente. Estas tasas de extinción pequeñas se deben a que la respuesta en frecuencia del AOS está limitada por el tiempo de vida de la densidad de portadores. Aunado a este hecho, la SNPR se opuso en cierta medida a que la XPolM, desarrollada con dos señales potentes de entrada, generara un cambio significativo en sus estados de polarización a la salida del AOS, lo cual ocasionó una débil transmisión en los polarizadores de las salidas de suma y acarreo. Además, debido a las altas potencias de las señales de entrada, la XGM se opuso a la generación de elevados niveles “altos” en

el bit de acarreo cuando éstas se encuentran encendidas de manera simultánea. El efecto impuesto por la XGM, se nota también en los niveles “bajos” de los bits de suma y acarreo, en los cuales aparecen unas pequeñas espigas, cuando se tiene a la entrada del AOS un bit en estado alto “**1**”, en el lugar donde se sitúa su flanco de subida.

Capítulo VI

Conclusiones

VI.1 Conclusiones.

El objetivo principal de este trabajo de tesis fue el de diseñar y caracterizar, en estados estático y dinámico, un sumador de dos bits con acarreo totalmente óptico basado en el fenómeno de la Modulación Cruzada de la Polarización (XPolM). A continuación se puntualizan las conclusiones más importantes.

- Los resultados obtenidos de los bancos experimentales propuestos en el capítulo 3, proporcionaron las condiciones iniciales que deben observar las señales de entrada al AOS para permitir la caracterización del sumador en estado estático. En particular, debido a la ubicación del pico de la curva de ganancia del AOS empleado, así como del ancho espectral de ésta, las señales de entrada deben presentar longitudes de onda en el intervalo de los 1553.5 a 1560 nm. Lo anterior produce un fuerte consumo de portadores dentro de la región activa del AOS y por tanto cambios severos de su índice de refracción. Este escenario genera las mejores condiciones para resaltar los mecanismos de la birrefringencia inducida, la anisotropía de la ganancia y la modificación de los ejes propios de la guía de onda que permiten la manifestación de la XPolM.

- Por otra parte, del estudio de la SNPR se dedujo que la polarización de entrada de las señales ópticas que procesa el sumador debe ser lineal e inclinada a 105°. En efecto, para la gama de potencias ópticas de entrada requerida para que el sumador funcione, esta polarización produce una combinación, de los mecanismos que se citan arriba, dominada en este caso particular por la

modificación de los ejes propios de la guía de onda, que genera la XPolM más intensa.

- Asimismo, del estudio de la XPolM se dedujo que para alcanzar los cambios de polarización más significativos a la salida del AOS, de las señales que excitan a este fenómeno en el esquema del sumador en estado estático, la suma de sus potencias a la entrada del amplificador debe ser de 3 a 4 dBm.

- El sumador implementado con un BS de 3 dB en estado estático produjo tasas de supresión de potencia de 10 dB para los bits de suma y acarreo, lo cual no fue posible de lograr con el esquema desarrollado con un PBS. Lo anterior es debido a que con el esquema que utiliza un PBS es imposible sintetizar simultáneamente las polarizaciones, lineales ortogonales a los ejes de transparencia de los polarizadores de las salidas de suma y acarreo, que producen sus respectivos niveles bajos. Por consiguiente, se utilizó el primer esquema para la realización experimental del sumador en estado dinámico.

- La polarización de entrada de las señales ópticas que procesa el sumador en estado dinámico debe ser lineal e inclinada a 105° y en la gama de potencias de entre -8.5 a -8 dBm por señal o para dar una potencia total de -5 dBm, para generar la XPolM más intensa. El parámetro de la potencia de las señales a la entrada del AOS cambió con respecto al aplicado en el estático, sobre todo por la respuesta en frecuencia del AOS a los cambios dinámicos de amplitud de estas señales.

- La caracterización del sumador en estado dinámico fue efectuada a 2.5 Gbit/s. Por consiguiente el dispositivo es capaz de operar a tasas de bits equivalentes a un STS-48/STM-16 que satisfacen el estándar SONET/SDH.

- Las tasas de extinción obtenidas para los bits de suma y acarreo en estado dinámico fueron inferiores a 4 dB, debido a que la respuesta en frecuencia del AOS está limitada por el tiempo de vida de la densidad de portadores. Aunado a

este hecho, la SNPR se opuso a que la XPolM, desarrollada con las dos señales de entrada potentes, generara un cambio significativo en sus estados de polarización a la salida del AOS, lo cual ocasionó una débil transmisión en los polarizadores de las salidas de suma y acarreo. Además, debido a las altas potencias de las señales de entrada, la XGM se opuso a la generación de elevados niveles "altos" en el bit de acarreo cuando éstas se encuentran encendidas de manera simultánea.

- Es importante mencionar que existen reportes de sumadores con acarreo utilizando otros fenómenos no lineales desarrollados dentro de AOSs. Sin embargo, a nuestro conocimiento, el sumador diseñado en este trabajo es el primero con bit de acarreo que se demuestra explotando el fenómeno de la XPolM.

- El esquema presentado en este trabajo utiliza un solo AOS como elemento activo, lo que además de utilizar menos componentes ópticos que otros diseños propuestos, lo hace más sencillo de implementar tanto en el laboratorio, como eventualmente en óptica integrada.

VI.2 Trabajo Futuro.

Se proponen como trabajo futuro:

- Verificar el funcionamiento del sumador en estado dinámico a tasas de bits de 10 Gbit/s y 12.5 Gbit/s.

- Implementar el sumador como parte de un sistema más complejo que efectúe otras funciones lógicas secuenciales.

Referencias

Agrawal G. P., Dutta N. K. 1986. Long-Wavelength Semiconductor Lasers. Van Nostrand Reinhold Company. Primera edición. New York. 473 pp.

Agrawal G. P., 2002. Fiber-Optic Communication Systems. John Wiley &Sons, Inc. Tercera edición. New York. 546 pp.

Aloisio Alberto, Cevenini Francesco, Izzo Vincenzo. 2004. An Approach to DWDM for Real-Time Applications. IEEE Transactions on Nuclear Science. 51(3): 526-531 p.

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.

Brackett Charles A. 1990. Dense Wavelength Division Multiplexing Networks: Principles and Applications. IEEE Journal on Selected Areas Communications. 8(6): 948-964 p.

Chan Vincent W.S., Hall Katherine L., Modiano Eytan, Rauschenbach Kristin A. 1998. Architectures and Technologies for High-Speed Optical Data Networks. Journal of Lightwave Technology. 16(12): 2146-2168 p.

Chinlon Lin. 2006. Broadband Optical Access Networks and Fiber to the Home: Systems Technologies and Deployment Strategies. John Wiley & Sons, Inc. Primera edición. Chichester, West Sussex. 337 pp.

Collar A. J., Henshall G. D., Farré J., Mikkelsen B., Wang Z., Eskildsen L., Olesen D. S., y Stubkjaer K. E. 1990. Low Residual Reflectivity of Angled-Facet Semiconductor Laser Amplifiers. Photonics Technology Letters. 2(8): 553-555 p.

Collet Edward. 1993. Polarized Light: Fundamentals and Applications. Marcel Dekker, Inc. Primera edición. New York. 581 pp.

Dong Jianji, Fu Songnian, Zhang Xinliang, Shum P., Zhang Liren, Xu Jing y Huang Dexiu. 2006. Single SOA based all-optical adder assisted by optical bandpass filter: Theoretical analysis and performance optimization. Optics Communications. 270(2): 238-246 p.

Dorren H. J. S., Lenstra D., Liu Y., Hill M., y Khoe G. D. 2003. Nonlinear polarization rotation in semiconductor optical amplifiers: theory and application to all-optical flipflop memories. IEEE Journal of Quantum Electronics. 39(1): 141-147 p.

Eisenstein, Gadi. 1989. Semiconductor Optical Amplifiers. IEEE Circuits and Devices Magazine. 5(4): 25-30 p.

Hewlett Packard. User´s/Reference guide. HP8509A/B Ligthwave Polarization Analizers. 1994. Santa Rosa C.A.

Holtmann Christoph. 1997. Polarization Insensitive Semiconductor Optical Amplifiers in InGaAsP/InP for 1.3µm Wavelengths Exploiting Bulk Ridge Waveguide Structure: Device Development, Characteristics and Selected Applications. Hartung-Gorre Verlag Konstanz. 181 pp.

Hun Kim Sang, Hun Kim Jae, Won Choi Jae, Wan Son Chang, Tae Byun Young, Min Jhon Young, Lee Seok, Ha Woo Deok, y Ho Kim Sun. 2006. All-optical half adder using cross gain modulation in semiconductor optical amplifiers. Optics Express. 14(22): 10693-10698 p.

Kaiser Peter. 1999. Key Optoelectronic Components for Optical Networks**.** IEEE.LEOS/WDM Topical: 3-4 p.

Kazovsky L., Benedetto S. y Willner A. 1996. Optical Fiber Communication Systems. Artech House. Primera edición. Norwood MA. 690 pp.

Kenichi Iga, Yasuo Kokubun. 2006. Encyclopedic Handbook of Integrated Optics. Taylor & Francis Group. Primera edición. Boca Raton.507 pp.

Kliger David S., Lewis James W., Cora Randall. 1990. Polarized Light in Optics and Spectroscopy. Academic Press, Inc. Primera edición. Boston. 304 pp.

Kumar Saurabh, Willner Alan E., Gurkan Deniz, Parameswaran Krishnan R., Fejer Martin M. 2006. All-optical half adder using an SOA and a PPLN waveguide for signal processing in optical networks. Optics Express. 14(22): 10255-10260 p.

Maldonado Basilio R., Soto Ortiz H. Solis K. 2008. Simplified model for estimate the manifestation of the cross-polarization modulation developed in a semiconductor optical amplifier. Journal of Quantum Electronics. (sometido)

Manning R. J., Antonopoulos A., Le Roux R. y Kelly A. E. 2001. Experimental measurement of nonlinear polarisation rotation in semiconductor optical amplifiers. Electronics Letters. 37(4): 229-231 p.

Numai Takahiro. 2004. Fundamentals of Semiconductor lasers. Springer. Primera edición. New York. 259 pp.

Occhi L. 2002. Semiconductor Optical Amplifiers made of Ridge Waveguide Bulk InGaAsP/InP: Experimental Characterisation 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.

Pei-li Li, Huang De-xiu, Zhang Xin liang, y Zhu Guang-xi. 2006. Ultrahigh-speed all-optical half adder based on four-wave mixing in semiconductor optical amplifier. Optics Express. 14(24): 11839-11847 p.

Poustie A. J. , Blow K. J., Kelly A. E., Manning R. J. 1998. All-optical binary half-adder. Optics Communications. 156(1): 22-26 p.

Ram C. Siva, Gurusamy Mohan. 2001. WDM Optical Networks. Prentice Hall. Primera edición. New Jersey. 448 pp.

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.

Seung Woo Seo, Bergman Keren, Prucnal Paul R. 1996. Transparent Optical Networks with Time-Division Mutiplexing. IEEE Journal On Selected Areas In Communications. 14(5): 1039-1051 p.

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.

Shurcliff William A., Ballard Stanley S. 1964. Polarized Light. Van Nostrand Company. Primera edición. Canadá. 144 pp.

Snow P. A., Day I. E., White I. H., Penty R. V., Tsang H. K., Grant R. S., Su Z., Sibbet W., Soole J. B. D., Leblanc H. P., Gozdz A. S., Andreadakis N. C., y Caneau C. 1992. Demonstration of polarization rotation gate in GaAs/AlGaAs multiquantum well waveguides. Electronics Letters. 28(25): 2346-2348 p.

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., 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.

Takara H. 2001. High-speed Optical Time-Division-Multiplexed Signal Generation. Optical and Quantum Electronics. 33(7-10): 795-810 p.

Tsiokos D., Kehayas E., Vyrsokinos K., Houbavlis T., Stampoulidis L., Kanellos G. T., Pleros N., Guekos G., y Avramopoulos H. 2004. 10-Gb/s All-Optical Half-Adder With Interferometric SOA Gates. IEEE Photonics Technology Letters. 16(1): 284-286 p.

Vassallo C. 1989. Gain Ripple Minimisation and Higher-order modes in Semiconductor Optical Amplifiers . Electronics Letters. 25(12): 789-791 p.

Verdeyen Joseph T. 1995. Laser Electronics. Prentice Hall. Tercera edición. New Jersey. 818 pp.

Visser T. D., Demeulenaere B., Haes J., Lenstra D., Baets R., Blok H. 1996. Confinement and Modal Gain in Dielectric Waveguides**.** Journal of Ligthwave Technology. 14(5): 885-887 p.

Wang Z., Mikkelsen B, Stubkjaer K. E. 1991. Influence of Higher Order Modes on Angled-Facet Amplifiers. IEEE Photonics Technology Letters. 3(4): 366-368 p.

Yaliv Lv, Jintong Lin. 2001. Future All-optical Networks. IEEE Proceedings. 2: 193-198 p.

Zah C. E., Bhat R., Menocal S. G., Andreadakis N., Favire F., Caneau C., Koza M. A., y Lee T. P. 1990. 1.5μm gainasp angled-facet flared-waveguide travelling-wave laser amplifiers. IEEE Photonics Technology Letters. 2(1): 990–992 p.

Apéndice A

Caracterizaciones de dispositivos

A.1 Amplificador de Fibra Dopada con Erbio (EDFA).

El Amplificador de Fibra Dopada con Erbio. (EDFA- Erbium Doped Fiber Amplifier). Es un dispositivo que permite la amplificación de una señal óptica. El EDFA esta constituido principalmente por cinco componentes ópticos: una fibra dopada con erbio, un diodo láser para bombardear a la fibra, un acoplador de fibra dependiente de la longitud de onda, aisladores ópticos y en algunos casos de un filtro pasabanda óptico. Opera en la banda de 1.5 μm que utiliza la emisión estimulada de los iones de Erbio.

A.1.1 Obtención de la Emisión Espontánea Amplificada (EEA) del EDFA.

En la figura 49, se muestra el esquema experimental, implementado para obtener la curva del espectro de EEA, el cual es importante para la elección de las longitudes de onda a utilizar en los bancos experimentales del proyecto de tesis (las dos entradas lógicas del sumador). Debiendo coincidir su región lineal de amplificación con las longitudes de onda más cercanas al pico de la curva de ganancia del AOS.

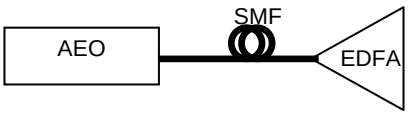


Figura 49: Esquema experimental para la obtención de la EEA del EDFA.

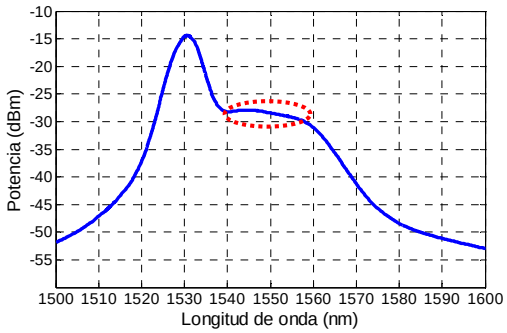


Figura 50: EEA del EDFA NP2000-PS, en rojo la región lineal de amplificación.

Por medio del espectro de EEA del EDFA (ver figura 50) se observa que su región lineal de amplificación está en la gama de 1540 a 1560 nm, por tanto tiene un ancho de banda espectral disponible de 20 nm. Todos los EDFA's utilizados en el trabajo de tesis operan en la misma región espectral.

A.2 Controladores de polarización.

Los controladores de polarización utilizados en los experimentos del presente trabajo de tesis son de dos tipos: basados en fibra óptica, también conocidos como fibrados, y por espacio libre.

A.2.1 Controladores de polarización por fibra óptica y por espacio libre.

Los basados en fibra óptica consisten de un arreglo de 3 rollos de fibra monomodo ($1/4\lambda$, $1/2\lambda$ y $1/4\lambda$); mientras que los de espacio libre se forman por medio de tres placas retardadoras de las mismas longitudes de onda descritas anteriormente. El primer rollo o placa puede convertir cualquier estado de polarización a una polarización lineal, el(a) segundo(a) puede rotarla, y el(a) tercero(a) convertirlo en el estado de polarización deseado.

Los controladores de polarización por fibra se basan en torsiones o esfuerzos que sufre la fibra óptica, lo cual provoca cambios en la densidad del material y por tanto del índice de refracción en los planos que contienen a los ejes de la fibra. Lo anterior produce dos ejes, uno lento o de mayor densidad y uno rápido de menor densidad, lo

que ocasiona que las componentes ortogonales del campo eléctrico se acoplen a estos ejes variantes y se propaguen a diferentes velocidades provocando desfasamientos entre los mismos. Como consecuencia se produce una rotación de la polarización de la señal óptica que viaja dentro de la fibra.

Los controladores de polarización por espacio libre utilizados en este trabajo fueron de dos tipos: usando un compensador de Berek y otro constituido de tres placas retardadoras independientes (ver figura 51). En ambos casos, se basan en cambios en la birrefringencia del medio que encuentra la señal de luz polarizada al pasar por las placas que lo componen.

Para caracterizar a los controladores de polarización, se introdujo al dispositivo una señal óptica con un estado de polarización arbitrario, y a través de la manipulación de los rollos de fibra o placas, se sintetizaron estados de polarización específicos para esta señal (lineales, circulares y elípticos) a su salida, mismos que fueron medidos usando un analizador de polarización HP 8509B.

(a) **(b)**

Figura 51: Controladores de polarización (a) por espacio libre, formado con placas retardadoras independientes, (b) basados en fibra óptica.

Las pérdidas producidas por los controladores de polarización por fibra y por espacio libre constituido por tres placas retardadoras fueron de 2 dB y 0.5 dB, respectivamente.

El compensador de Berek utilizado, es un New Focus modelo 5540. El dispositivo, consiste de una placa de material cristalino uniaxial con facetas que son perpendiculares al eje óptico. Este dispositivo puede convertir cualquier estado de polarización de una señal óptica incidente a otro estado de polarización diferente.

El compensador de Berek permite que el retraso y la orientación del plano de incidencia sean ajustados conveniente e independientemente usando dos anillos graduados, uno en cada lado del dispositivo, con los que se cambia la birrefringencia que encuentra la señal en su camino. El CB, es el similar a tener dos placas retardadoras (1/4λ, 1/2λ).

El compensador de Berek fue caracterizado de dos maneras: la primera, al medir las pérdidas que le ocasiona a un haz óptico que lo atraviesa, siendo de 0.5 dB; y la segunda haciendo uso del banco experimental mostrado en la figura 52. Donde con un controlador de polarización (C.P) y un polarizador (Pol.), se colocan polarizaciones lineales y luego por medio del CB se sintetizan polarizaciones arbitrarias a la salida del mismo, midiéndolas a través de un analizador de polarización HP 8509B, presentando gran flexibilidad para el ajuste de polarizaciones.

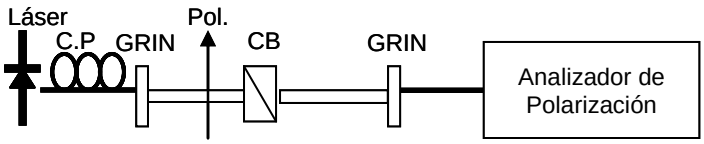


Figura 52: Banco experimental para la sintetización de polarizaciones arbitrarias con el CB.

A.3 Divisores de Haz (BS-BeamSplitters).

Un divisor de haz es un componente óptico que divide un haz de luz incidente en un haz reflejado y un haz transmitido (ver figura 53), o bien, acopla dos haces hacia la misma salida, cuando un haz es insertado en la faceta de reflexión y otro en la faceta de transmisión directa.

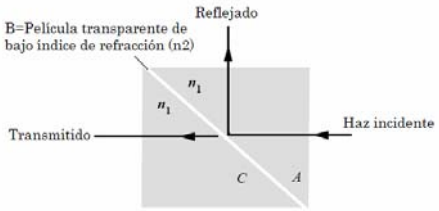


Figura 53: Comportamiento del divisor de haz (BS).

En este trabajo de tesis se utilizaron dos tipos de divisores de haz: uno sensible a la polarización (PBS-Polarizing Beamsplitter), y el otro fue no sensible a la polarización (BS) de 3 dB.

A.3.1 Divisor de haz (BS) de 3 dB.

En este tipo de BS si el haz que incidente tiene una dirección perpendicular con respecto a la superficie de la faceta, como el índice de refracción del cubo es diferente del índice de refracción del aire, una parte de la señal se refleja y otra parte se transmite (pasa). Para evitar la reflexión se colocan unas cubiertas antireflejantes en las facetas restantes. Si el haz de entrada llegara a incidir con un cierto ángulo, o que encuentre a la superficie de la faceta con un cierto ángulo, una parte se refleja en diferente dirección y otra parte pasa. Una vez dentro del cubo, encuentra una película de reflexión parcial de un material con diferente índice de refracción e inclinada 45°, lo que ocasiona que una parte se refleje en forma perpendicular con la señal que si se logra transmitir, obteniendo por consiguiente un haz reflejado y un haz refractado.

En los experimentos de este trabajo de tesis se usó un BS de 3 dB, el cual se caracterizó al insertar una señal por uno de los puertos de entrada y midiendo la cantidad de potencia resultante en sus facetas de salida, para determinar las pérdidas, las cuales fueron de 3.3 y 3.6 dB del lado de transmisión directa y reflexión, respectivamente.

Otra manera de caracterizar al BS, fue al insertarle dos señales, una del lado de transmisión en directa y otra por el lado de reflexión, a las cuales se le variaba el estado de polarización dentro del intervalo de 0° a 180° y por medio de un analizador de polarización se verificaba el estado de polarización resultante de atravesar el dispositivo. El esquema utilizado para realizar lo anterior se muestra en la figura 54, y los resultados obtenidos se muestran en la figura 55. La figura 55 (a) muestra la pequeña variación en el estado de polarización que sufre la señal al atravesar el BS desde el lado de transmisión en directa y la figura 55 (b) permite visualizar que hay una mayor modificación de la polarización a la salida del dispositivo cuando la señal lo atraviesa por el lado de reflexión.

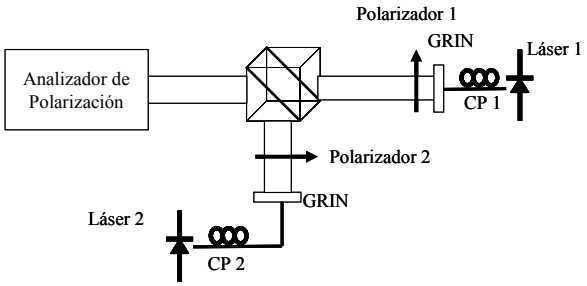
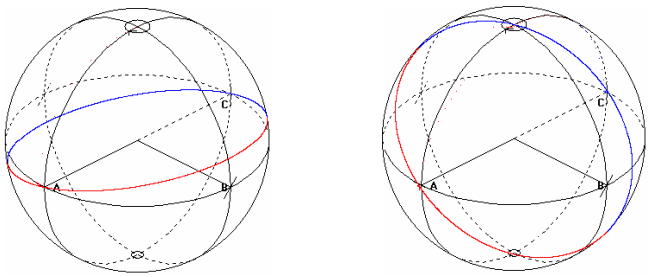


Figura 54: Banco experimental utilizado para determinar el cambio de polarización que produce el BS a su salida, en los estados de polarización de las señales insertadas desde sus facetas de transmisión directa y reflexión.



(a) **(b)**

Figura 55: Señales a la salida del BS: (a) transmisión directa, (b) transmisión en reflexión.

A.3.2 Divisor de haz sensible a la polarización (PBS).

El PBS divide un haz incidente en dos haces de luz polarizados ortogonalmente, tal y como se puede ver en la figura 56. El haz incidente, el reflejado, y el transmitido son perpendiculares a los lados del prisma. Las restantes facetas del cubo tienen capas antirreflejantes. El PBS se construye de igual forma que el BS, pero donde la película colocada en la unión de los prismas es de un material polarizante, el cual puede ser optimizado para una longitud de onda particular para dar un desempeño superior dependiendo de la aplicación particular.

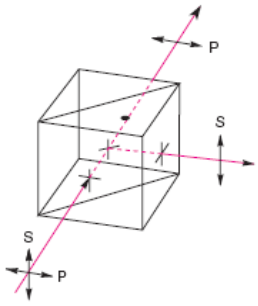


Figura 56: Divisor de haz sensible a la polarización (PBS).

Para caracterizar al dispositivo se implementó el esquema mostrado en la figura 57. Donde se hace incidir una señal de luz con una potencia conocida y cuya polarización es ajustada y modificada de 0° a 180° en pasos de 10°, y para cada ángulo de inserción se mide la potencia óptica a la salida del PBS. Los resultados de este experimento se muestran en la figura 58.

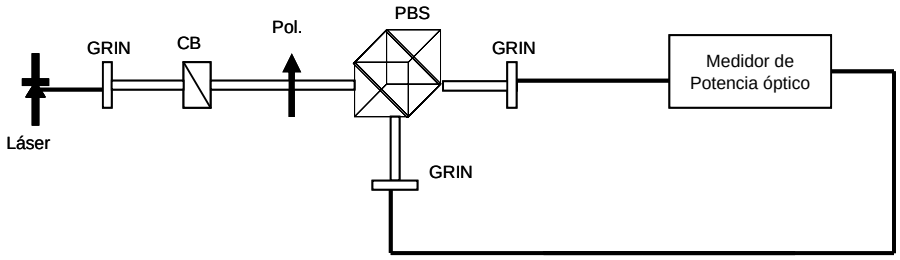


Figura 57: Banco experimental para la caracterización del PBS.

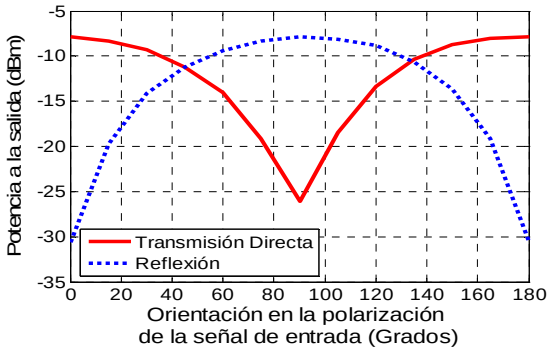
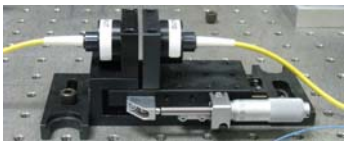


Figura 58: Curvas de transmisión de potencia a la salida del PBS, en transmisión directa y reflexión versus orientación en la polarización de la señal de entrada.

Las tasas de extinción obtenidas son de: 22.4 dB y 17.8 dB para las salidas en transmisión directa y reflexión, respectivamente. Además presentó pérdidas de 0.4 dB para ambas salidas.

A.4 Retardador óptico (ODL-Optical Delay).



Este dispositivo está compuesto por dos lentillas colimadoras, colocadas en dos placas separadas 25 mm, las cuales se ajustan por medio de un micrómetro. Cada una de las placas tiene conectado un tramo de fibra óptica de 1 m de longitud aproximadamente, los cuales son los puertos de entrada y salida respectivamente. Por tanto la función de este dispositivo es hacer que la luz que lo atraviesa viaje una distancia variable por espacio libre. Así, su repercusión se ve principalmente en el desempeño del sumador en estado dinámico, donde fue utilizado para compensar las diferentes trayectorias de las señales a ser insertadas en el AOS, al permitir sincronizar los bits de datos, por medio de un ajuste fino en el desplazamiento temporal de los bits.

Una manera de caracterizar este dispositivo es por la inserción de una secuencia de bits conocida a su entrada y midiendo a su salida el desplazamiento que sufre esa misma secuencia, por medio de un osciloscopio. Los resultados se muestran en la figura 59.

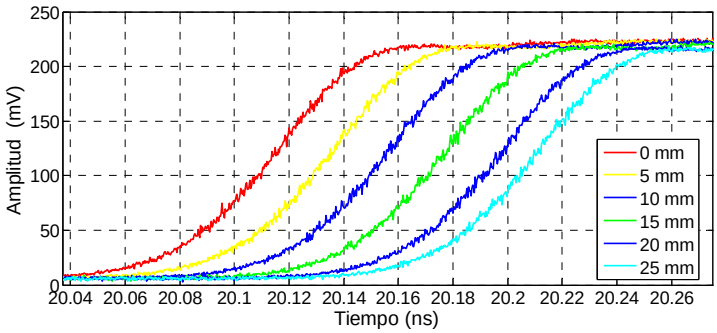


Figura 59: Comparación del desfasamiento de los flancos de subida de un bit, al variar la distancia entre las placas desde 0 mm hasta 25 mm para 2.5 Gbit/s.

De las gráficas y mediciones realizadas se pueden resumir las siguientes características del retardador óptico:

- Pérdidas por inserción del dispositivo: 0.4 dB.
- Retardo por inserción inducido por el dispositivo: 10.64 ns.
- Retardo inducido por los tramos de fibra óptica (patchcords) del OD: 10.56 ns.
- Retardo inducido por espacio libre: 80 ps.

A.5 Moduladores.

Los moduladores Mach-Zehnder (MZM- Mach-Zehnder Modulators), son fabricados frecuentemente en cristal de Niobato de Litio ($LiNbO_3$).

La figura 60 ilustra como opera el MZM. Una señal de luz CW proveniente de una fuente láser es acoplada dentro de la guía de onda en el cristal de Niobato de litio. Éstos moduladores operan por el efecto electro-óptico, en el cual el campo eléctrico aplicado cambia el índice de refracción. La guía hace que el haz se siga por dos caminos ópticos separados. Los electrodos de metal son fabricados sobre las guías de onda ópticas por las cuales se propagan los datos eléctricos. La señal eléctrica de datos induce una diferencia de fase de π para un 0 lógico, y sin diferencia de fase para un 1 lógico. La luz proveniente de los dos caminos se encuentra a la salida y se interfieren de tal forma que la diferencia de fase π lleva a una interferencia destructiva y el no desfasamiento lleva a una interferencia constructiva.

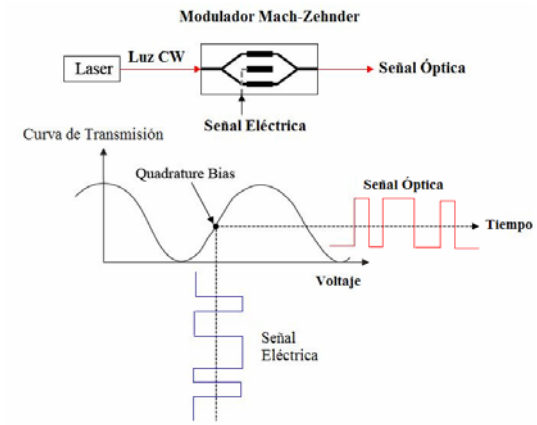


Figura 60: Diagrama esquemático para el MZM. La curva de transmisión del MZM forma pulsos periódicos de interferencia en la intensidad de salida como una función del voltaje aplicado.

El modulador de Niobato de Litio usado en este trabajo tiene pérdidas por inserción de 7 dB y una tasa de extinción máxima de 10 dB. Se requiere de una fibra de polarización preservada a la entrada del dispositivo para alcanzar la máxima tasa de extinción.

En el proyecto se utilizaron dos moduladores, marcados por los números 3 y 4. A continuación se presentan resultados de algunas caracterizaciones realizadas en ellos.

En las figuras 61 y 62, se muestra la diferencia en amplitud que sufre la señal a la salida de los moduladores 3 y 4, cuando la señal de entrada está alineada correctamente con respecto al eje lento de la fibra conectada a la entrada de los moduladores (máxima potencia alcanzada) y cuando está ortogonal a este eje (mínima potencia) al aplicar una potencia pico de 6 dBm, para una secuencia de datos pseudoaleatoria.

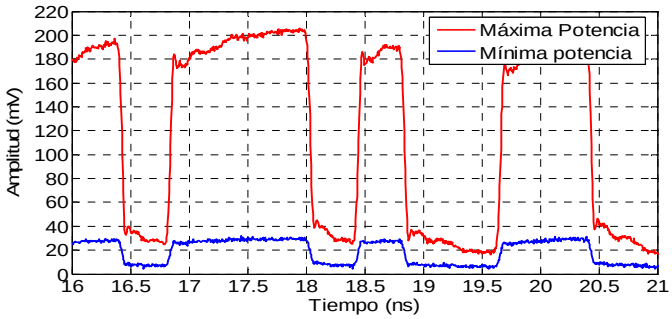


Figura 61: Gráfica comparativa de amplitudes a la salida del modulador 3, por cambios en las polarizaciones de la señal de entrada.

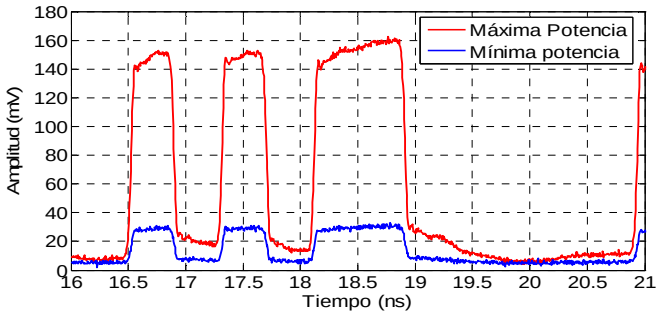


Figura 62: Gráfica comparativa de amplitudes a la salida del modulador 4, por cambios en las polarizaciones de la señal de entrada.

Así, es evidente la importancia de colocar la polarización de la señal de entrada CW alineada con el eje lento de la fibra de entrada de los moduladores, para obtener el

máximo desempeño del dispositivo. En la figura 63 se muestran las señales a la salida de los moduladores respectivos, con los que se trabajaron en los experimentos.

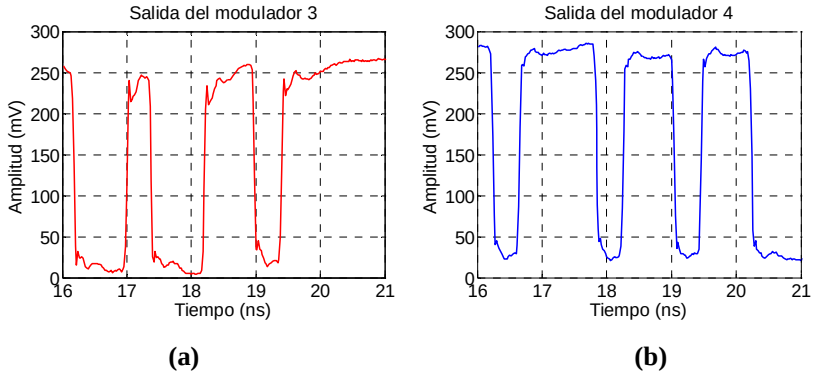


Figura 63: (a) Señal modulada a la salida del modulador 3, (b) Señal modulada a la salida del modulador 4.

Las tasas de extinción son de 10.68 dB y 9.56 dB, para los moduladores 3 y 4, respectivamente.

En la figura 64 se muestran los cambios en amplitud de la señal a la salida del modulador 4, por variaciones en la potencia de la señal de entrada CW, al atenuarla desde 6 dBm pico hasta -7 dBm pico, para una secuencia de datos alternos de 1010. El mismo comportamiento se presenta para el modulador 3.

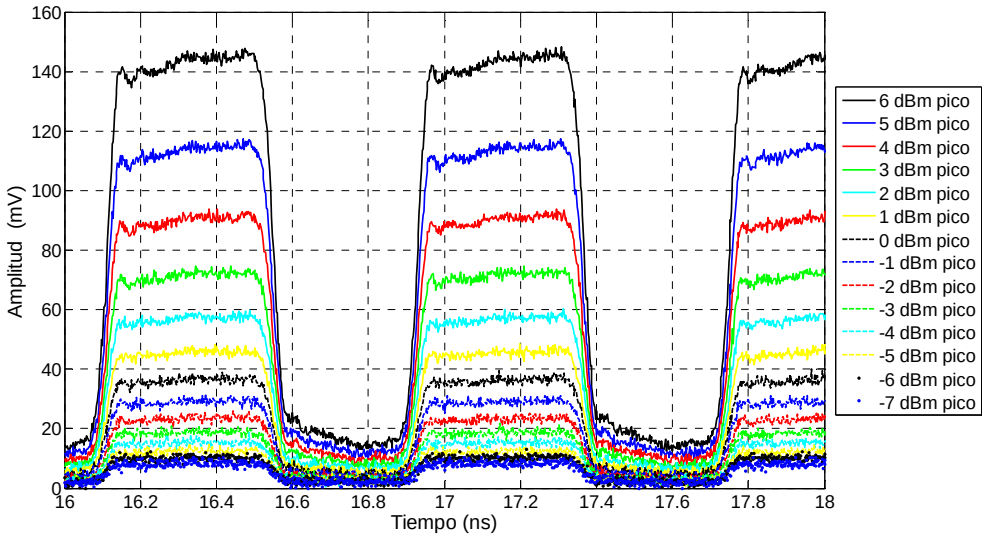


Figura 64: Gráfica comparativa de amplitudes a la salida del modulador 4, por variaciones en la potencia de la señal de entrada para una secuencia de datos de 1010.

A.5.1 Fuente de alimentación para los moduladores.

Debido a que los moduladores utilizados en este trabajo fueron de reciente adquisición, y además requieren ser alimentados con voltajes de: 9, -9 y 1.3 V. Se construyó una fuente de alimentación que proporcionara estos voltajes. En las figura 65 y 66, se muestran el diagrama esquemático de la fuente, y una fotografía real de la misma, respectivamente. La fuente requiere ser alimentada inicialmente por medio de voltajes de: ± 15 V, lo cual se realizó por medio de dos fuentes GW Instek GPS-18500. Una vez que se le proporcionan éstos voltajes a su entrada, la fuente diseñada entrega a su salida los voltajes mencionados anteriormente para los moduladores.

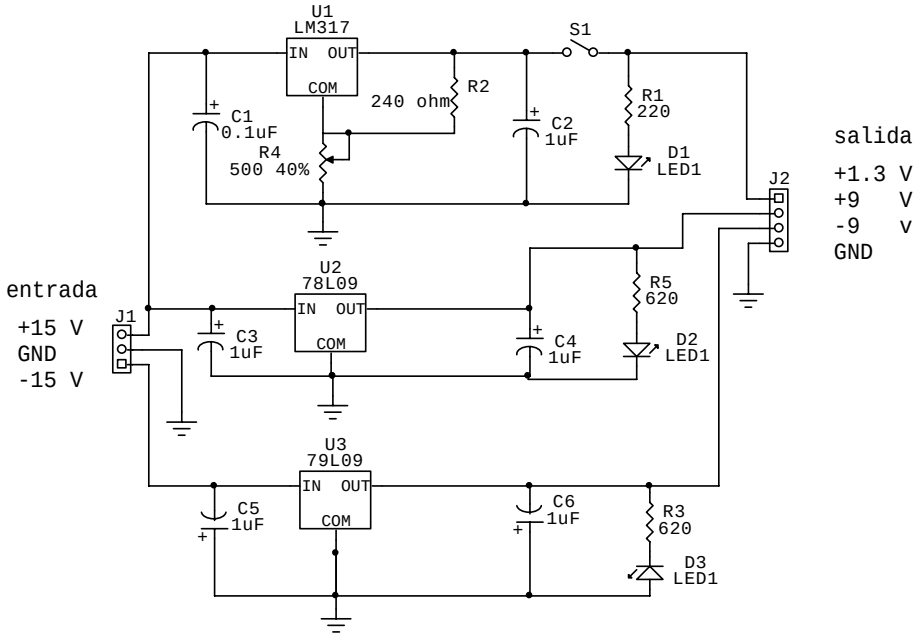


Figura 65: Diagrama esquemático de la fuente de alimentación.

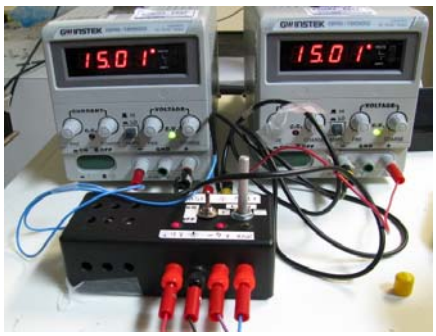


Figura 66: Fotografía de la fuente.

Apéndice B

Estimación de las pérdidas por inserción y captura

B.1 Procedimiento para el cálculo de las pérdidas por inserción y captura del arreglo en espacio libre.

Una vez establecidas las condiciones para la operación adecuada del AOS (control de temperatura (20 °C) y corriente de inyección (400 mA)), se procedió a calcular el valor de las pérdidas por inserción y captura del arreglo montado.

En este trabajo, las señales ópticas entrantes y salientes al AOS son insertadas y capturadas en espacio libre, respectivamente. Este arreglo en espacio libre permite tener mayor control sobre los estados de polarización de las señales ópticas insertadas y capturadas en el amplificador.

La inserción y captura se realiza mediante dos lentes objetivo F-L10B, los cuales tienen una apertura numérica de 0.25 y están colocados sobre un posicionador 3 D. El montaje del AOS, así como de las lentes objetivo se puede ver en la figura 67.

Figura 67: Montaje del AOS, y lentes objetivo para inserción y captura de señales ópticas.

En este trabajo experimental, es importante estimar el valor de potencia óptica entrante y saliente en el amplificador, para ello, se realiza el cálculo de la potencia óptica que se pierde en la inserción de una señal a la entrada del amplificador (faceta derecha), así como la potencia óptica perdida en su captura a la salida del mismo (faceta izquierda), de acuerdo a la figura 68.

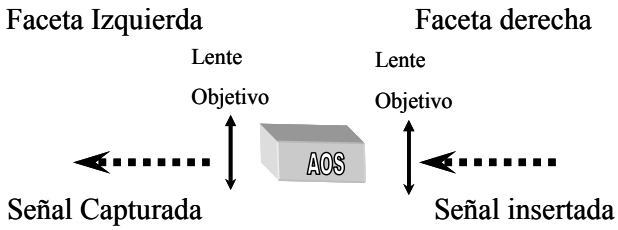


Figura 68: Arreglo en espacio libre para inserción y captura de señales ópticas en el AOS.

El procedimiento utilizado para el cálculo de las pérdidas por inserción y captura, consiste en la medición de los perfiles de intensidad de la EEA de ambas facetas del amplificador, y del cálculo del perfil de intensidad gaussiano de la lente objetivo. Por medio de la comparación de estos perfiles, como se explicará posteriormente, se determinan las pérdidas de inserción y captura para el arreglo en particular.

Así, primero se mide el perfil de intensidad de la EEA de ambas facetas del AOS, por medio de un fotodetector Thorlabs DET3-GE (ver figura 69), conectado a una carga Z de 75 Ω. La sensibilidad S del fotodetector es de 0.75 A/W y la superficie de la zona de medición es de 0.2 mm^2.

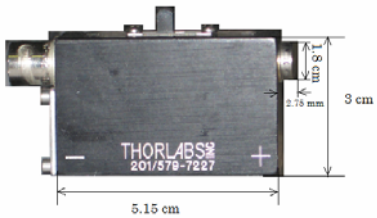


Figura 69: Fotografía del fotodetector.

El fotodetector se fijó sobre un posicionador móvil Newport 561D con tres grados de libertad, (ver figura 70), colocándose a una distancia z = 8.5 mm de la faceta derecha y

a z = 6 mm de la faceta izquierda. A continuación, el detector se alinea tanto en *x* como en *y*, con el centro de la faceta del amplificador, donde se tienen las máximas potencias y se realizan las mediciones de voltaje en la carga Z a medida que el fotodetector es desplazado sobre los ejes *x* y *y*, respectivamente, para cada una de las facetas del AOS como puede verse en la figura 71. Ahora, usando la ecuación (21), es posible calcular la intensidad óptica de la EEA del AOS para ambas direcciones *x* y *y*.

Figura 70: Fotografía del montaje del fotodetector sobre una base móvil 3 D.

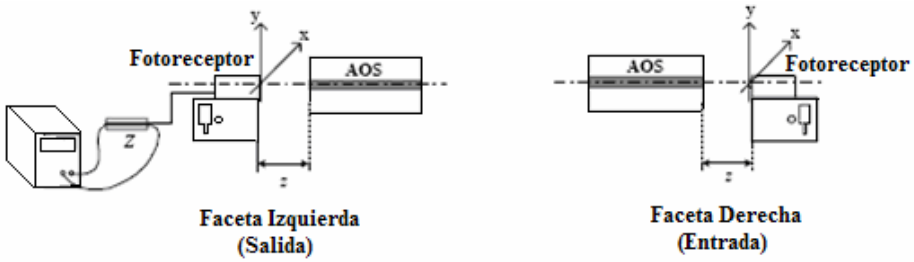


Figura 71: Procedimiento de medición de los perfiles de la EEA en ambas facetas del AOS.

$$I = \frac{i}{\phi \cdot S} = \frac{V}{\phi \cdot S \cdot Z} \tag{21}$$

Donde i, es la corriente generada por el fotodetector, V es el voltaje medido en la carga Z para cierta posición (*x*,*y*) del fotodiodo y ϕ es la sección transversal del fotodetector.

A partir de los datos experimentales obtenidos, se obtienen las gráficas de la figura 72, las cuales contienen los perfiles gaussianos normalizados de intensidad óptica de la EEA para las mediciones a lo largo de cada eje para ambas facetas del amplificador. Para ello, se normalizaron los valores obtenidos, dentro del intervalo de 0 a 1, donde el máximo valor se coloca en *x* o *y* = 0, según sea el caso. Usando la normalización de intensidad, se evita recurrir a los datos de sensibilidad del fotodetector.

Las gráficas de la figura 72, también presentan el perfil gaussiano ideal de cada serie de datos. La expresión de la distribución gaussiana utilizada para este caso es de la forma de la ecuación (22):

$$f(x) = \exp\left(-\frac{2x^2}{\omega^2(z)}\right) \tag{22}$$

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.

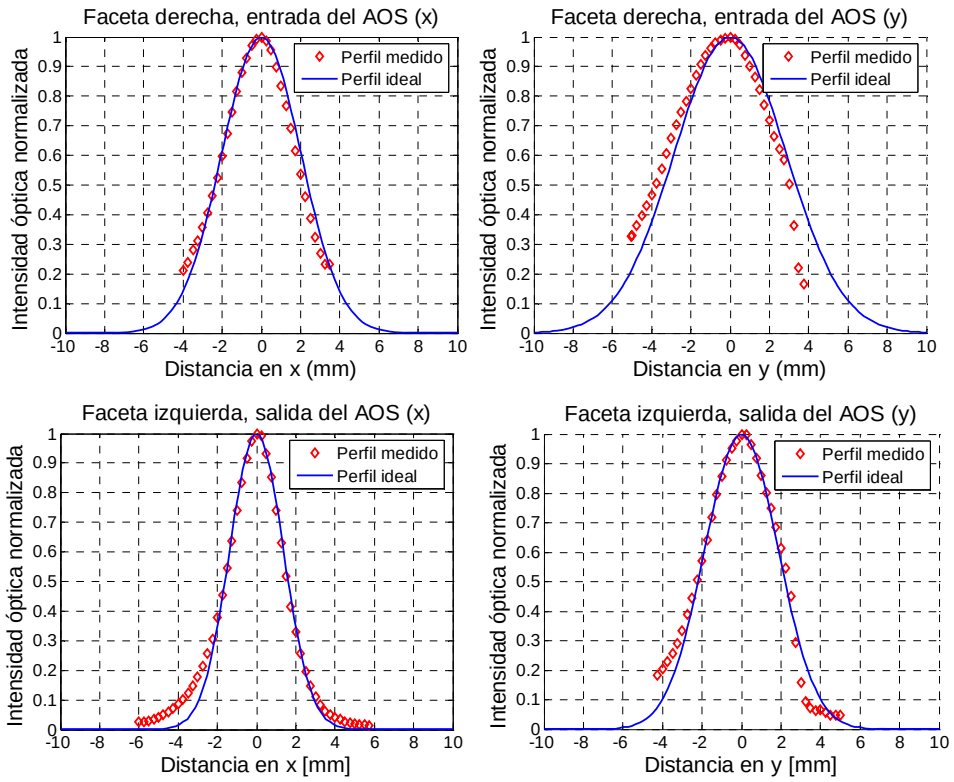


Figura 72: Perfiles gaussianos de intensidad en *x* y *y*, a la entrada y salida del AOS (facetas derecha e izquierda, respectivamente).

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 las facetas de entrada y salida del AOS) y la expresión ideal.

B.1.1 Corrección de la divergencia del haz.

Los datos medidos para calcular el perfil gaussiano de intensidad de la EEA se realizaron a una distancia de z = 8.5 *mm* de la faceta derecha y a z = 6 *mm* de la faceta izquierda, como se mencionó anteriormente. No obstante, para el cálculo de las pérdidas por inserción, es necesario encontrar la gaussiana en las facetas del amplificador (en el plano z = 0).

Para determinar el tamaño de la mancha ("spot size") de intensidad en los límites de las facetas de entrada y salida del amplificador, es necesario realizar una corrección tomando en cuenta la divergencia que sufre el haz al propagarse en *z*. Para la corrección se utiliza la ecuación (23), que describe la evolución de la amplitud de un haz gaussiano conforme éste se propaga en la dirección z [Verdeyen, 1995].

$$E(x.y,z) = E_0\left(\frac{\omega_0}{\omega(z)}\right)\exp\left[-\left(\frac{r}{\omega}\right)^2\right] \tag{23}$$

Donde *x*, *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. El parámetro ω_0 corresponde al mínimo "spot size" (la menor anchura de la gaussiana), esto es, el parámetro de la gaussiana en la cual la energía del haz se encuentra mayormente concentrada. Finalmente, $\omega(z)$ 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 73.

Debido a que el haz se propaga a lo largo del eje *z*, el "spot size" $\omega(z)$ se incrementa tal como se muestra en la figura 73; por lo tanto, los puntos 1/e se alejan del eje *z*. Además en la misma figura se muestra que 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 (24) [Verdeyen, 1995].

$$\omega^2(z) = \omega_o^2\left[1+\left(\frac{z}{z_o}\right)^2\right] \tag{24}$$

A medida que el haz se propaga hacia valores grandes de z, el "spot size" es asintótico a las líneas punteadas mostradas en la figura 73 y descritas por la ecuación (25).

$$\omega(z >> z_0) = \frac{\lambda_0 z}{\pi n \omega_0} \tag{25}$$

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 $z_1 >> z_0$, por lo tanto, es válido utilizar la ecuación (25), para calcular las variaciones del "spot size" conforme el haz se propaga en *z*.

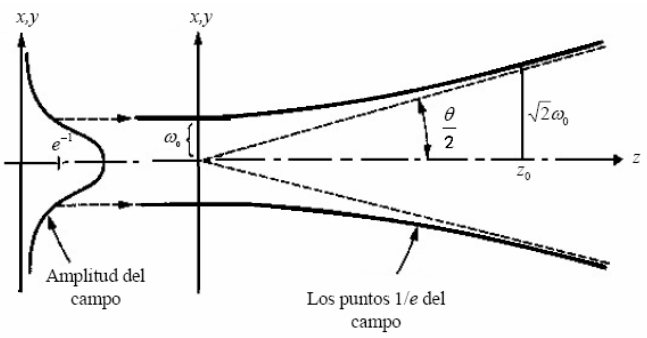


Figura 73: Ensanchamiento de un haz gaussiano propagándose en z.

En base a lo anterior, para transportar los perfiles de intensidad de la EEA de z_1 = 8.5 *mm* ó z_1 = 6 *mm* (dependiendo de la faceta analizada) a z =0 mm se utiliza la ecuación (25) quedando de la forma siguiente:

$$\omega_1 = \frac{\lambda_0 z_1}{\pi n w_0} \tag{26}$$

donde:

$$\omega_1 = \sqrt{2}a \tag{27}$$

a es el parámetro que satisface la gaussiana ideal en z_1 = 8.5 *mm* en la faceta derecha ó z_1 = 6 *mm* en la faceta izquierda, para cada medición de intensidad presentada en la figura 72. Entonces, utilizando la ecuación (28), se calcula el valor del "spot size" ω_0 del haz gaussiano en el plano z = 0, esto es, en el plano de la faceta del amplificador.

$$\omega_0 = \frac{\lambda_0 z_1}{\sqrt{2}\pi n a} \tag{28}$$

Finalmente, la expresión de la distribución gaussiana de intensidad en z = 0 es de la forma de la ecuación (29):

$$f(x) = \exp\left(-\frac{x^2}{\omega_0^2}\right) \tag{29}$$

B.1.2 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 guía de onda del AOS; en nuestro caso, haciendo uso de una lente objetivo. Para el cálculo de las pérdidas por inserción se usó el siguiente procedimiento:

1.- Primero, se calcula el valor de la potencia total de la distribución gaussiana de intensidad de EEA en z = 0 (P_{T_EEA}), para la faceta izquierda y derecha del AOS. Esto se realizó al integrar la distribución gaussiana tridimensional de intensidad de la EEA de la faceta del AOS obtenida a partir de las funciones f (x) y f (y) (ecuación (22)).

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 multiplica 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 realmente guiada

dentro de la guía del amplificador. Los valores de los factores de confinamiento aplicados en este caso fueron de: Γ_{TE} = 0.43 y Γ_{TM} = 0.37.

3.- Una vez que se calculan los valores de potencia de la EEA guiada sin pérdidas en la región activa del AOS para los modos de propagación TE (P_{TE}) y TM (P_{TM}), se buscan 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 calcula la potencia total contenida en la distribución gaussiana tridimensional de intensidad de la lente objetivo. Primero, se obtiene el parámetro *a* de los perfiles gaussianos de intensidad en *x* y *y* de la lente objetivo a través de la ecuación (30):

$$a = \frac{\lambda}{\sqrt{2}\pi NA} \tag{30}$$

donde NA es el valor de apertura numérica (0.25), y λ es el valor de la longitud de onda del haz que pasa a través del lente. Posteriormente se calcula el spot size (W_{lente}), por medio de la ecuación (31):

$$W_{lente} = \sqrt{2}a \tag{31}$$

Luego, se considera una simetría en los perfiles gaussianos de intensidad bidimensionales en *x* y en *y*; y se determina la distribución gaussiana tridimensional de la lente objetivo, así como la potencia total contenida en éste (P_{TLente}).

5.- Se calcula la porción de la potencia total proveniente de la lente objetivo que es insertada sin pérdidas en las facetas del amplificador para los modos TE y TM. Esto se realiza al integrar la distribución gaussiana tridimensional de intensidad de la 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 calculan las pérdidas por inserción para los modos de propagación TE y TM con las ecuaciones (32) y (33), respectivamente.

$$L_{ins_TE} = 10\log_{10}\left(P_{TE_L} / P_{Tlente}\right) \tag{32}$$

$$L_{ins_TM} = 10\log_{10}\left(P_{TM_L} / P_{Tlente}\right) \tag{33}$$

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

B.1.3 Cálculo de 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 una lente objetivo. Para el cálculo de las pérdidas por captura se usó el siguiente procedimiento:

1.- Primero, se calcula el valor de la potencia total contenida en la distribución gaussiana tridimensional de intensidad de EEA en z = 12 mm (P_{T_EEA}). Debido a que 12 mm fue la distancia a la que se colocaron las lentes objetivo respecto a las facetas del amplificador en nuestro arreglo experimental (ver figura 67).

2.- Considerando que la mayor parte de la energía en una distribución gaussiana está contenida por un orden superior a e^{-2}, valor donde la potencia es 13.5% de su máximo. Entonces, se calculó la porción de potencia de la potencia total contenida en la distribución gaussiana de intensidad de EEA en z = 12 mm, que se encuentra en los

límites del diámetro de la lente objetivo. Esta porción de potencia de EEA (P_{EEA_cap}) fue considerada como la potencia que es capturada sin pérdidas por la lente objetivo.

3.- Finalmente, se calcularon las pérdidas por captura con la ecuación (34).

$$L_{cap} = 10\log_{10}\left(P_{EEA_cap} / P_{T_EEA}\right) \tag{34}$$

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 la lente objetivo, y P_{T_EEA} es la potencia total de la EEA.

Es importante remarcar que en el cálculo de pérdidas por captura no se consideró el factor de confinamiento de los modos TE y TM, debido a que en este caso no importa que potencia de la EEA es guiada o no dentro de la región activa del AOS, sino simplemente, que porción de potencia de la total de la EEA a la salida del AOS es capturada por la lente objetivo.

B.1.4 Resultados finales.

Los resultados numéricos del cálculo de pérdidas de inserción y captura se presentan en la tabla II.

Tabla II: Pérdidas por inserción y captura.

	Pérdidas por Inserción [dB]		Pérdidas por Captura [dB]
	Modo TE	Modo TM	
Faceta Derecha	4.4326	6.4917	4.1613
Faceta Izquierda	3.9634	5.982	3.7824

A partir de los resultados obtenidos, es posible tener una estimación aproximada de los valores de potencia efectiva incidente y saliente del amplificador.

NOTA: Los cálculos requeridos en esta parte del trabajo fueron realizados utilizando la herramienta de programación MATLAB.

B.1.5 Hipótesis utilizadas.

Las hipótesis utilizadas para los cálculos anteriores fueron:

• La lente fue perfectamente enfocada a la radiación de la EEA en ambas facetas del AOS.
• El diámetro del "spot size" del haz que incide en las lentes es igual al diámetro de éstos.
• El haz incidente fue exactamente alineado con el centro de la guía del AOS. Debido a las condiciones experimentales utilizadas, estas suposiciones no son del todo exactas, sin embargo, se considera que son satisfechas en buena medida.