



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

TEMA:

Análisis comparativo del rendimiento de los moduladores Mach-Zehnder y electroabsorción para comunicaciones ópticas

AUTOR:

Aguilera Arreaga, Josue Luis

Trabajo de Titulación previo a la obtención del Grado Académico de
MAGÍSTER EN TELECOMUNICACIONES

TUTOR:

Palacios Meléndez, Edwin Fernando

Guayaquil, Ecuador

24 de Septiembre del 2018



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Magíster **Aguilera Arreaga, Josue Luis** como requerimiento parcial para la obtención del Grado Académico de **MAGÍSTER EN TELECOMUNICACIONES**.

TUTOR

Palacios Meléndez, Edwin Fernando

DIRECTOR DEL PROGRAMA

Romero Paz, Manuel de Jesús

Guayaquil, a los 24 días del mes de septiembre del año 2018



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, **Aguilera Arreaga, Josue Luis**

DECLARÓ QUE:

La tesis “**Análisis comparativo del rendimiento de los moduladores Mach-Zehnder y electroabsorción para comunicaciones ópticas**”, previa a la obtención del grado Académico de **Magíster en Telecomunicaciones**, ha sido desarrollado, respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizó del contenido, veracidad y alcance científico de la tesis del Grado Académico en mención.

Guayaquil, a los 24 días del mes de septiembre del año 2018

EL AUTOR

Aguilera Arreaga, Josue Luis



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

AUTORIZACIÓN

Yo, **Aguilera Arreaga, Josue Luis**

Autorizó a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución de la Tesis de Maestría titulada: “**Análisis comparativo del rendimiento de los moduladores Mach-Zehnder y electroabsorción para comunicaciones ópticas**”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, a los 24 días del mes de septiembre del año 2018

EL AUTOR

Aguilera Arreaga, Josue Luis

REPORTE DE URKUND

URKUND

Documento	Aguilar_Josue_MET.docx (D40709148)
Presentado	2018-08-03 10:49 (-05:00)
Presentado por	fernandopm23@hotmail.com
Recibido	edwin.palacios.ucsg@analysis.orkund.com
Mensaje	Revisión TT de Josue Aguilera Arreaga Mostrar el mensaje completo 1% de estas 27 páginas, se componen de texto presente en 2 fuentes.

Lista de fuentes		Bloques
+	Categoría	Enlace/nombre de archivo
+		http://repositorio.ucsg.edu.ec/bitstream...
+	>	TESIS NB.docx
+		TESIS.docx
+		10088-Mego Romero, Sandro Servulo_.pdf
+		https://cio.repositorioinstitucional.mx/js...
Fuentes alternativas		

Reiniciar Exportar Compartir

1 Advertencias

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL
SISTEMA DE POSGRADO MAESTRÍA EN
TELECOMUNICACIONES

TEMA: Análisis comparativo del rendimiento de los
moduladores Mach-Zehnder y electroabsorción para
comunicaciones ópticas

AUTOR: Aguilera Arreaga, Josue Luis



Trabajo de Titulación previo a la obtención del Grado
Académico de Magíster en Telecomunicaciones

TUTOR: Palacios Meléndez, Edwin Fernando

Guayaquil, Ecuador

Dedicatoria

El trabajo realizado para la finalización del curso de Maestría en Telecomunicaciones va dedicado para mis padres que sin su apoyo esto no sería posible.

Agradecimientos

Mi agradecimiento primero a Dios, por ser quién me ha formado y fortalecido durante toda mi vida.

A mi tutor y amigo, M. Sc. Fernando Palacios Meléndez que su amistad desde los estudios de Ingeniería y hasta la presente ha sido de gran utilidad para finalizar el trabajo de titulación.



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

f. _____

M. Sc. PALACIOS MELÉNDEZ, EDWIN FERNANDO
TUTOR

f. _____

M. Sc. CÓRDOVA RIVADENEIRA, LUIS SILVIO
REVISOR

f. _____

M. Sc. ZAMORA CEDEÑO, NESTOR ARMANDO
REVISOR

f. _____

M. Sc. ROMERO PAZ, MANUEL DE JESÚS
DIRECTOR DEL PROGRAMA

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE FIGURAS.....	XI
Resumen	XIV
Abstract	XV
Capítulo 1: Generalidades del proyecto de grado.	16
1.1. Introducción.....	16
1.2. Antecedentes.	17
1.3. Definición del problema	18
1.4. Objetivos	18
1.4.1. Objetivo General:.....	18
1.4.2. Objetivos específicos:.....	18
1.5. Hipótesis	19
1.6. Metodología de investigación.	19
Capítulo 2: Fundamentos Teóricos.	20
2.1. Transmisor óptico.....	20
2.1.1. Láser semiconductor de onda continua	20
2.1.2. Láseres de semiconductor de realimentación distribuida,	23
2.1.3. Láseres semiconductores de modulación directa.	24
2.1.4. Láseres de semiconductores pulsados.....	25
2.1.5. Modulación externa.	27
2.1.5.1. Modulador Mach-Zehnder.	27
2.1.5.2. Modulador Mach-Zehnder de doble accionamiento.	30
2.1.6. Moduladores de electroabsorción.....	31
2.2. Fibra óptica.	31
2.2.1. Atenuación de la fibra.....	33
2.2.2. Dispersión de fibra.....	35
2.2.3. Fibra no lineal.....	39
2.3. Receptores ópticos.....	41
2.3.1. Principio de fotodetección.....	42
2.3.2. Parámetros de la fotodetección.	43
2.3.3. Fotodiodo PIN.	45
2.4. Amplificadores ópticos.....	46

ÍNDICE DE FIGURAS

Capítulo 2:

Figura 2. 1: Principio de funcionamiento de un láser.....	21
Figura 2. 2: Estructura de un láser semiconductor simple.....	22
Figura 2. 3: Estructura de un láser semiconductor DFB.....	24
Figura 2. 4: Potencia óptica de salida del láser de semiconductor frente a la corriente de entrada.....	25
Figura 2. 5: Esquema de un láser de ganancia conmutada.....	26
Figura 2. 6: Esquema de un modulador Mach-Zehnder.....	28
Figura 2. 7: Esquema del modulador Mach-Zehnder de doble accionamiento (DD-MZM).....	30
Figura 2. 8: Estructura de una fibra monomodo que muestra su sección transversal y el perfil de índice de refracción.....	32
Figura 2. 9: Pérdidas en SMF versus longitud de onda.....	34
Figura 2. 10: Dispersión de fibra versus longitud de onda/frecuencia.....	36
Figura 2. 11: Pulsos ópticos antes y después de la transmisión a través de un enlace de fibra óptica.....	39
Figura 2. 12: Evolución espectral de un pulso óptico a lo largo de la fibra.....	40
Figura 2. 13: El principio de funcionamiento del fotodetector.....	42
Figura 2. 14: Estructura de un fotodiodo de unión P-N.....	44
Figura 2. 15: Estructura de un fotodiodo PIN.....	45
Figura 2. 16: Principio básico de la amplificación de fibra dopada.....	47
Figura 2. 17: Estructura de un EDFA típico.....	48
Figura 2. 18: Principio de funcionamiento de un filtro de rejilla ajustable.....	49
Figura 2. 19: Estructura de un AWG típico.....	51
Figura 2. 20: Principio de funcionamiento de un filtro FP.....	52
Figura 2. 21: Un acoplador de fibra fusionada.....	53
Figura 2. 22: Principio de funcionamiento de un aislador.....	55
Figura 2. 23: Principio de funcionamiento de un circulador.....	56

Capítulo 3:

Figura 3. 1: Diseño de simulación para el modulador Mach-Zehnder.....	57
---	----

Figura 3. 2: Diseño de simulación para el modulador de electroabsorción...	57
Figura 3. 3: Espectro de la potencia de salida del modulador Mach-Zehnder.	58
Figura 3. 4: Espectro de la potencia de salida del modulador de electroabsorción.	58
Figura 3. 5: Diseño de simulación del mecanismo en el que se examina el efecto de ruido en moduladores Mach-Zehnder.....	59
Figura 3. 6: Espectro de potencia del ruido en moduladores Mach-Zehnder.	60
Figura 3. 7: Diseño de simulación del mecanismo en el que se examina el efecto de ruido en moduladores de electroabsorción.....	60
Figura 3. 8: Espectro de potencia del ruido en moduladores de electroabsorción.	61
Figura 3. 9: Diseño de simulación del dispositivo ER con un factor de 30 dB.	62
Figura 3. 10: Potencia de salida del sistema con un factor ER de 30 dB.	62
Figura 3. 11: Diseño de simulación del dispositivo ER con un factor de 5 dB.	63
Figura 3. 12: Potencia de salida del sistema con un factor ER de 5 dB.	63
Figura 3. 13: Dispositivo ER con factor de 5 dB y potencia de entrada de 10 dBm.	64
Figura 3. 14: Característica de salida del sistema con factor ER de 5 dB y potencia de entrada de 10 dBm	65
Figura 3. 15: Dispositivo ER con factor de 5 dB y potencia de entrada de 200 dBm.	65
Figura 3. 16: Característica de salida del sistema con factor ER de 5 dB y potencia de entrada de 200 dBm.	66
Figura 3. 17:	66
Figura 3. 18: Dispositivo en el cual el voltaje de polarización se aplica como 0 V.	67
Figura 3. 19: Señal de salida del circuito donde la tensión de polarización se aplica como 0 V.	67
Figura 3. 20: Dispositivo en el cual el voltaje de polarización se aplica como -1 V.	68

Figura 3. 21: Señal de salida del sistema donde el voltaje de polarización se aplica como 1 V.	68
Figura 3. 22: Diseño del mecanismo por el cual se examina el efecto de pérdida de ruta.	70
Figura 3. 23: Señal de salida del modulador en el canal sin pérdidas.	71
Figura 3. 24: Señal de salida del modulador en el canal con pérdidas.	71
Figura 3. 25: Señal de salida del modulador en el canal con pérdidas.	72

Resumen

En los últimos años, ha surgido la necesidad de capacidad debido al aumento del tráfico en las redes de comunicación. Las redes ópticas han sido en gran medida la solución a esta necesidad gracias a la característica de frecuencia que opera en el nivel de THz. En redes ópticas, el rendimiento de la transmisión de datos se incrementa al usar elementos de circuito tales como acopladores ópticos, sensores ópticos, amplificadores ópticos, filtros ópticos y moduladores ópticos. En este estudio, se analiza el principio de funcionamiento de los moduladores ópticos que es uno de los dispositivos de circuitos ópticos y se investiga la importancia de los moduladores ópticos. Los efectos de la fase, la amplitud y la frecuencia de la señal transmitida en los moduladores ópticos son simulados por el software del simulador OptiSystem 7.0. En el primer capítulo se introduce a las generalidades del trabajo. En el segundo capítulo se describe los fundamentos teóricos de moduladores ópticos y otros dispositivos ópticos. Y finalmente, se diseña la simulación de los moduladores para analizar los resultados obtenidos y ver los impactos en el rendimiento.

Palabras claves: Comunicaciones, Acopladores, Sensores, Amplificadores, Moduladores, Mach-Zehnder

Abstract

In recent years, the need for capacity has arisen due to the increase in traffic in communication networks. Optical networks have been largely the solution to this need thanks to the frequency characteristic that operates at the THz level. In optical networks, the performance of data transmission is increased by using circuit elements such as optical couplers, optical sensors, optical amplifiers, optical filters and optical modulators. In this study, the principle of operation of the optical modulators, which is one of the optical circuit devices, is analyzed and the importance of the optical modulators is investigated. The effects of the phase, amplitude and frequency of the signal transmitted in the optical modulators are simulated by the software of the OptiSystem 7.0 simulator. In the first chapter it is introduced to the generalities of work. The second chapter describes the theoretical foundations of optical modulators and other optical devices. And finally, the simulation of the modulators is designed to analyze the results obtained and see the impacts on performance.

Keywords: Communications, Couplers, Sensors, Amplifiers, Modulators,

Capítulo 1: Generalidades del proyecto de grado.

1.1. Introducción.

Un sistema de comunicación transmite información de un lugar a otro, separados por unos pocos kilómetros o por distancias transoceánicas. La información a menudo es transportada por una onda portadora electromagnética cuya frecuencia puede variar desde unos pocos MHz hasta varios cientos de THz. Los sistemas de comunicación óptica usan altas frecuencias de portadora (~100 THz) en la región visible o casi infrarroja del espectro electromagnético. A veces se los llama sistemas de ondas luminosas para distinguirlos de los sistemas de microondas, cuya frecuencia de portadora suele ser más pequeña en cinco órdenes de magnitud (~1 GHz). (Agrawal, 2002)

Los primeros años de las comunicaciones ópticas se caracterizaron por un desarrollo constante de la tecnología, una tasa moderada de aumento de la tasa de bits en el único canal óptico compatible con estos sistemas y el cambio gradual de las ventanas de transmisión de frecuencia óptica de 800 a 1300 y finalmente a 1550 nm. De manera general, las comunicaciones ópticas se han desarrollado continuamente durante las últimas cuatro décadas y hoy representan una industria madura.

Para Volk, Sterle, Sedlar, & Kos, (2010) indican que las nuevas aplicaciones y servicios requieren más y más datos, y los usuarios esperan la entrega instantánea y correcta de dichos datos, sin tener que esperar y experimentar errores, lo que conlleva a requerimientos de sistemas de comunicaciones ópticos cada vez más sofisticados. En otras palabras, los usuarios están interesados principalmente en la velocidad y la calidad de los servicios, lo que les proporciona una buena experiencia de usuario.

En este contexto, es necesario tener en cuenta que debajo de los requisitos de un usuario hay muchos niveles de comunicación. Los operadores de las redes de telecomunicaciones deben garantizar el buen funcionamiento de sus sistemas, que enfrentan los desafíos de un aumento

constante en el tráfico de datos que debe transferirse lo más rápido posible y con la menor demora posible.

1.2. Antecedentes.

Durante el proceso investigativo previo al desarrollo del trabajo de titulación, se realiza la búsqueda de información relevante en revistas científicas donde abordan las temáticas del presente documento, que son los moduladores EAM y Mach-Zehnder utilizados en sistemas de comunicaciones ópticas. A continuación, se describen trabajos relacionados al tema de titulación:

- a. Los autores Connelly, Romero-Vivas, Meehan, & Krzczanowicz, (2015) publicaron el trabajo denominado “Modelado de generadores de pulsos moduladores de electroabsorción y Mach-Zehnder de extracción del factor chirp”. Este artículo describe modelos simples de la respuesta del modulador y utiliza un método de caracterización de pulso lineal para medir la intensidad y la fase del pulso. Las medidas de chirp experimentales se usan junto con los modelos para determinar el factor de chirp del modulador.
- b. El autor Chiu, (2015) publica su trabajo denominado “Estudio sobre la amplitud de modulación óptica de PAM de 4 niveles con modulador de electroabsorción. El artículo presenta y revisa el diseño del modulador de electroabsorción de alta velocidad y alta extinción. Basado en la estructura de la guía de ondas, la reducción tanto de la capacitancia parásita como de la impedancia del revestimiento pudo mejorar el rendimiento de microondas y el ancho de banda de EAM. Con la región activa de grabado selectivo de destalonado, se puede lograr una baja pérdida óptica y de microondas para mejorar aún más la modulación de EAM. Al aplicar la relación de desplazamiento de banda alta en el pozo cuántico, la región activa de EAM, el excitón fuerte y el alto confinamiento del portador aumentaron la eficacia de la modulación.
- c. Los autores Razak, Haroon, Menon, Shaari, & Arsad, (2014) publicaron el trabajo denominado “Diseño y optimización de un interferómetro Mach-Zehnder (MZI) para moduladores ópticos”. Este

artículo presenta una investigación de los parámetros más influyentes en el diseño de un Interferómetro Mach Zehnder (MZI) en silicio sobre aislante (*Silicon-On-Insulator, SOI*) usando el método Taguchi. La unión Y simétrica se emplea en el diseño del MZI. Mientras tanto, los parámetros que afectan el diseño de un MZI como el área de la guía de onda, el desplazamiento en la dirección X (I_x), el desplazamiento en la dirección Z (I_z) y la longitud del brazo se consideraron y variaron para fines de optimización. El diseño y la optimización de la estructura MZI pasiva es crucial antes de la implementación de los dispositivos activos.

1.3. Definición del problema

En el repositorio de la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil no existen trabajos de titulación relacionados al empleo de moduladores Mach-Zehnder y electroabsorción. Por tal motivo, surge la necesidad de realizar un sistema de simulación para realizar el análisis comparativo del rendimiento de los moduladores Mach-Zehnder y electroabsorción para comunicaciones ópticas

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo General:

Analizar comparativamente el rendimiento de los moduladores Mach-Zehnder y electroabsorción para comunicaciones ópticas utilizando la plataforma de simulación OptiSystem.

1.4.2. Objetivos específicos:

- ✓ Describir los fundamentos teóricos de los componentes de un sistema de comunicación óptica.
- ✓ Realizar los escenarios de simulación de los moduladores EAM y Mach-Zehnder utilizando el simulador OptiSystem.
- ✓ Analizar los resultados obtenidos a través de la comparativa de los moduladores EAM y Mach-Zehnder.

1.5. Hipótesis

A través del presente trabajo se pretende brindar una herramienta de simulación de modulación óptica, tal como, EAM y Mach-Zehnder y a la vez ser la base fundamental para posibles estudios investigativos del empleo de los moduladores ópticos en mención.

1.6. Metodología de investigación.

El presente estudio se lleva a cabo para abordar los problemas de investigación. Por lo tanto, el método de investigación se establece a partir del proceso de investigación formulado a partir de la revisión de la literatura previa. Es decir, que este trabajo se realizó en diferentes fases: (1) revisión de la literatura o fundamentación teórica, enfoque cuantitativo y validación de los resultados obtenidos del trabajo.

Capítulo 2: Fundamentos Teóricos.

2.1. Transmisor óptico

La función básica de un transmisor óptico es convertir una señal electrónica en una señal óptica, por lo tanto, realizar la conversión eléctrica a óptica (EO). El componente principal de un transmisor óptico es la fuente de luz llamada láser. Por ejemplo, los láseres de semiconductores se utilizan comúnmente como fuentes ópticas para la conversión EO. Tiene muchas ventajas que incluyen bajo costo, tamaño pequeño, confiabilidad e idoneidad para señales eléctricas de alta frecuencia (hasta 25 GHz) cuando se modulan directamente. En las siguientes subsecciones se describen los tipos y principios de funcionamiento de los láseres semiconductores.

2.1.1. Láser semiconductor de onda continua

Un láser es un dispositivo que emite o amplifica radiaciones coherentes en la región infrarroja, visible o ultravioleta del espectro. Una fuente de láser explota el principio de emisión estimulada, donde los electrones excitados en un estado de energía superior son estimulados por un fotón incidente. Debido a esta estimulación, el electrón cae a un estado de energía más bajo y al mismo tiempo libera otro fotón de exactamente las mismas características que el que fue estimulado.

Después de la emisión estimulada, los fotones oscilan en la cavidad del láser, tal como se observa en la figura 2.1. La cavidad del láser proporciona un mecanismo de retroalimentación al reflejar la mayoría de los fotones en la cavidad, pero algunos de los fotones escapan a través de las paredes de la cavidad diseñadas apropiadamente que tienen una reflectividad reducida. Estos fotones escapados dan lugar a luz coherente a una longitud de onda específica que depende del material particular utilizado en el medio de ganancia.

Los electrones en el estado excitado también pueden emitir fotones espontáneamente, es decir, sin ninguna estimulación. Esta emisión espontánea de fotones es una fuente de ruido en los láseres. Para que una

fuelle de láser emita luz continuamente, la tasa de emisión estimulada indicada por R_{stim} siempre debe ser mayor que la tasa de emisión espontánea indicada como R_{spon} . Matemáticamente, la siguiente relación debe ser satisfecha:

$$R_{stim}/R_{spon} = \left\{ \exp\left(\frac{hf}{k_B T}\right) - 1 \right\}^{-1} \gg 1,$$

Donde h es la constante de Plank, f es la frecuencia de la luz emitida, k_B es la constante de Boltzmann y T es la temperatura absoluta. La ecuación anterior se puede cumplir si el número de electrones en el estado excitado es mayor que el número de electrones en el estado fundamental. En el caso de los láseres semiconductores, los materiales semiconductores intrínsecos constituyen el medio de ganancia

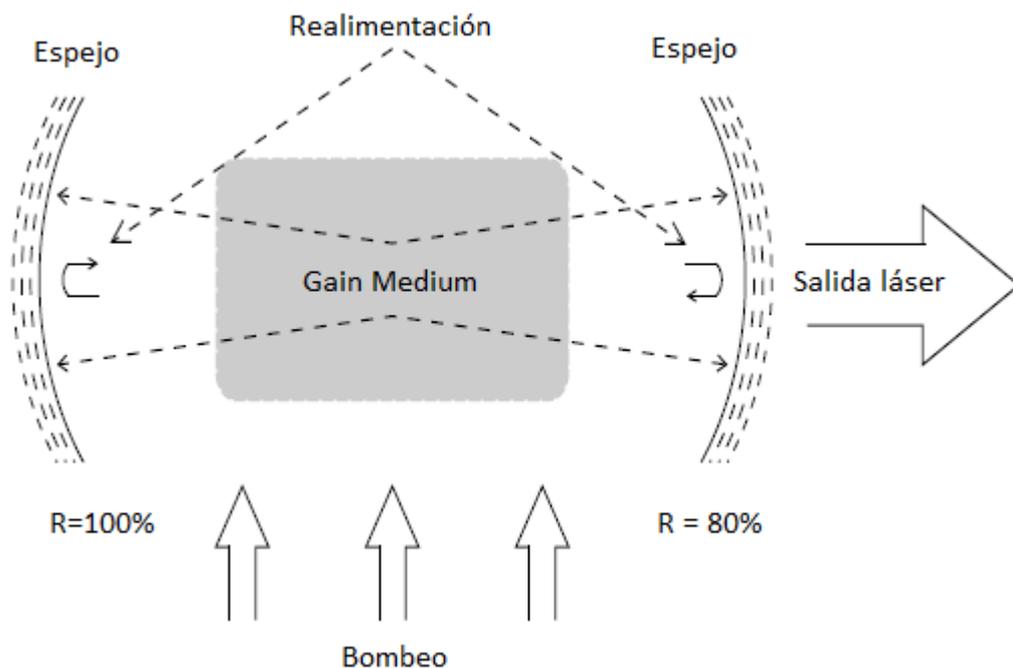


Figura 2. 1: Principio de funcionamiento de un láser.
Fuente: (Svelto & Hanna, 1998)

De la figura 2.1 dado que los materiales semiconductores intrínsecos tienen una baja concentración de electrones y huecos libres, están dopados con impurezas para formar materiales tipo n y p, que tienen una alta concentración de electrones y huecos, respectivamente. Cuando los

materiales de tipo n y p se ponen en contacto entre sí, se forma una unión p-n, como se muestra en la figura 2.2.

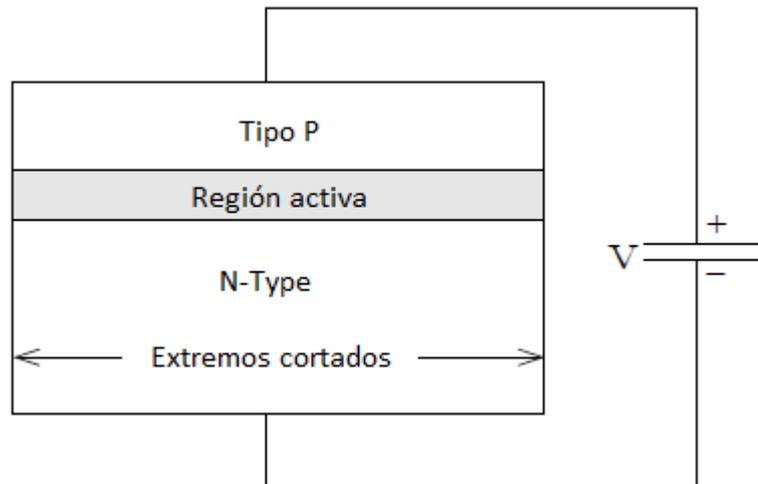


Figura 2. 2: Estructura de un láser semiconductor simple.

Fuente: (Siegman, 1986)

Los electrones y huecos se difunden a través de la unión hasta que se alcanza un estado de equilibrio, en cuyo punto no tiene lugar ninguna otra difusión. En este estado de equilibrio, existe un fuerte campo eléctrico a través de la unión debido a la presencia de electrones y huecos con carga opuesta en los dos lados de la unión. Al aplicar una tensión eléctrica al semiconductor p-n (véase la figura 2.2), el campo eléctrico a través de la unión p-n se reduce.

Esto resulta en la difusión de electrones y huecos a través de la unión. Cada vez que un electrón cruza la unión y se difunde en un hueco, libera energía en forma de luz. La longitud de onda de la luz emitida depende de la intensidad del campo eléctrico a través de la unión, que a su vez puede controlarse mediante el nivel de dopaje utilizado en los materiales tipo n y p.

En el caso de los láseres semiconductores, la reflexión de la luz requerida para la retroalimentación óptica observado en la figura 2.1 se logra a través de los extremos cortados del bloque semiconductor, tal como se muestra en la figura 2.2. Mientras, que el cambio del índice de refracción entre el extremo del láser y el material externo, que típicamente refleja el 30% de la luz de vuelta al medio de ganancia.

Al igual que todos los demás componentes de semiconductores, los láseres también generan ruido, que comúnmente se conoce como ruido de intensidad relativa (*Relative Intensity Noise, RIN*). La terminología RIN representa colectivamente el ruido debido a las variaciones en la intensidad, fase y frecuencia de la luz láser. Existen dos razones de dominio para estas variaciones, a saber, la emisión espontánea y la combinación de electrón-hueco.

De nuevo, la emisión espontánea es un fenómeno en el que el electrón excitado en un estado de energía superior salta a un estado de energía inferior sin estimulación, y por lo tanto libera un fotón de fase y frecuencias aleatorias. La combinación de electrón-hueco, que también se denomina ruido de disparo se produce debido al llenado de huecos con los electrones libres en el material semiconductor.

2.1.2. Láseres de semiconductor de realimentación distribuida,

El tipo más común de láseres de semiconductores utilizados en comunicaciones ópticas está constituido por el láser de realimentación distribuida (*Distributed FeedBack, DFB*). Como lo implica la terminología, la retroalimentación en el caso de los láseres DFB se logra no solo por las facetas finales, sino que se distribuye a lo largo de toda la longitud de la región activa, tal como se muestra en la figura 2.3.

El reflejo de la luz se logra a través de una rejilla apropiada, que se compone de porciones de índices de refracción bajos y altos alternativos repetidos periódicamente a lo largo de la longitud del semiconductor. Parte de la luz se refleja en cada cambio del índice de refracción, independientemente de cuán gradual o abrupto sea el cambio en el índice de refracción. Dependiendo de la periodicidad específica de la rejilla de índice alto/bajo (véase la figura 2.3), la luz reflejada de una cierta longitud de onda puede agregarse constructivamente debido a la fase de interferencia de forma coherente y por lo tanto el láser emitido consiste predominantemente en luz de esta longitud de onda particular.

Se pueden fabricar láseres de diferentes longitudes de onda ajustando adecuadamente la periodicidad antes mencionada de la rejilla que se observa en la figura 2.3 dentro de la región activa.

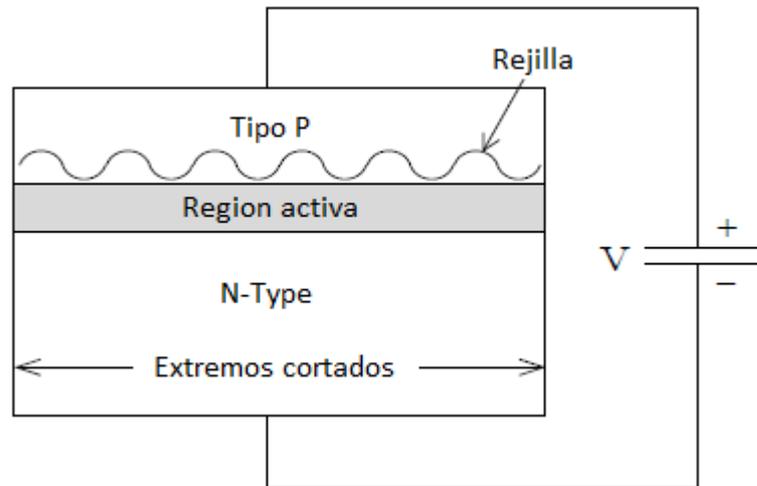


Figura 2. 3: Estructura de un láser semiconductor DFB.
Fuente: (Amemiya et al., 2011)

2.1.3. Láseres semiconductores de modulación directa.

El método más simple y barato de conversión EO es el de la modulación directa de un láser de onda continua (Continuos Wave, CW). Como se menciona en la sección 2.1.1, los láseres semiconductores de la figura 2.2 están polarizados apropiadamente para que emitan luz. Si la señal electrónica de RF a transmitir a través de la fibra se aplica a un láser polarizado adecuadamente, la potencia óptica de salida del láser varía casi linealmente con la señal de RF que se le aplica.

Sin embargo, hay una región lineal limitada en la respuesta del láser a una tensión de RF aplicada a ella. La potencia óptica de salida frente a la corriente de entrada de un láser de semiconductor típico junto con los parámetros característicos que se muestra en la figura 2.4. Se puede ver que se requiere un cierto valor mínimo de corriente de entrada referido como corriente umbral I_{th} , antes de que el láser comience a emitir una cantidad considerable de luz.

También hay un cierto valor de corriente de entrada, más allá del cual se satura la potencia óptica de salida del láser. Este valor de corriente se

denomina corriente de saturación I_{sat} . Entre las corrientes I_{th} e I_{sat} existe una región lineal, donde un cambio en la corriente de entrada produce un cambio proporcional en la potencia de salida del láser. Para acomodar las variaciones de pico a pico completas en la señal de RF de entrada, el láser tiene que ser polarizado al punto de operación de I_{bias} usando una fuente de CC. La señal de RF se superpone a la fuente de CC.

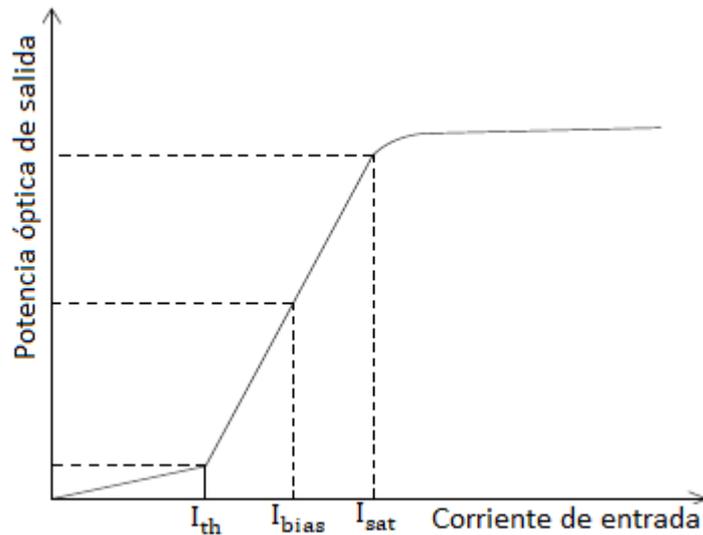


Figura 2. 4: Potencia óptica de salida del láser de semiconductor frente a la corriente de entrada.
Elaborado por: Autor.

Matemáticamente, la potencia óptica de salida se relaciona con la corriente de entrada mediante la siguiente ecuación:

$$P_{op} = \frac{hf}{q} \eta L (I - I_{th}),$$

Donde, ηL denota la eficiencia cuántica del láser; h denota la constante de Planck; f es la frecuencia del fotón emitido y q es la carga de un electrón.

2.1.4. Láseres de semiconductores pulsados.

En los sistemas de comunicación óptica de banda base que dependen de multiplexación por división de tiempo (*Time Division Multiplexing, TDM*) para la transmisión de múltiples canales, típicamente se utilizan láseres semiconductores pulsados. Los pulsos ópticos se generan mediante la conmutación de ganancia aplicada al diodo láser DFB, cuyo esquema se observa en la figura 2.5.

La ganancia de conmutación utiliza una señal sinusoidal periódica de alta frecuencia para generar impulsos ópticos de la misma velocidad de repetición que la señal sinusoidal aplicada, que se muestra en la gráfica estilizada de la figura 2.5.

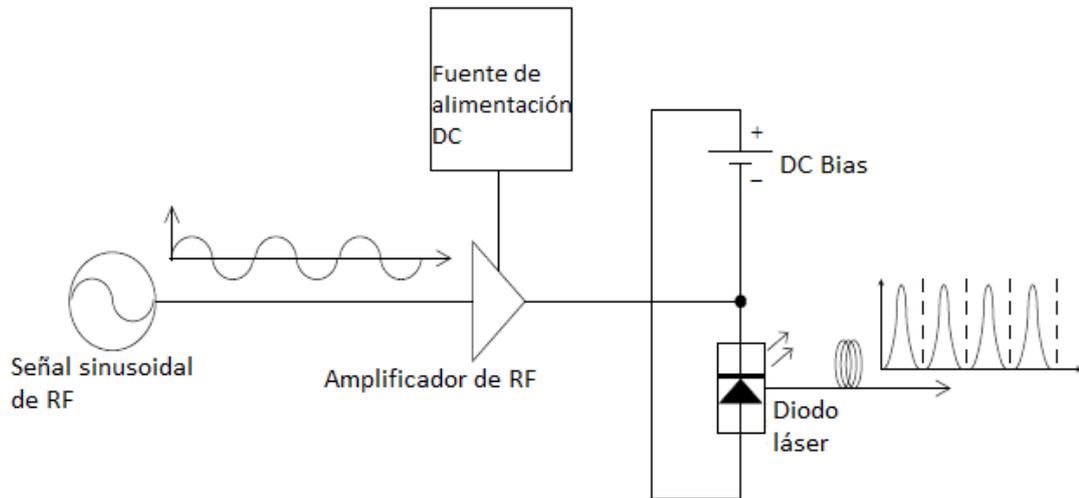


Figura 2. 5: Esquema de un láser de ganancia conmutada.
Fuente: (Siegman, 1986)

Los pulsos ópticos generados pueden tener una duración de impulso que es mucho más corta que el período de tiempo de la señal sinusoidal utilizada para impulsar el láser CW. El LD-DFB está predispuesto en un punto de funcionamiento que está justo por debajo de su nivel de umbral, donde el láser libera solo emisiones espontáneas. Cuando, por ejemplo, una señal de RF sinusoidal se superpone a la polarización de CC, vista como I_{bias} en la figura 2.4, el ciclo de voltaje positivo de la señal sinusoidal se suma a la polarización de CC y aumenta la corriente más allá del nivel de umbral.

Por lo tanto, se activa la emisión estimulada del LD-DFB, que toma el nombre de "láser". Durante este período, se genera una gran cantidad de fotones que da como resultado una caída de la densidad de la portadora por debajo del nivel del umbral. En consecuencia, la emisión estimulada por el LD-DFB se reduce antes de que se complete el ciclo positivo de la señal de RF. Por otra parte, el ciclo positivo de la señal de RF va seguido de un ciclo negativo, durante el cual la corriente de inyección se reduce a un nivel bajo. Finalmente, la densidad de portadora se incrementa durante el período, cuando el LD-DFB no está activo.

En el siguiente ciclo positivo, se emite otro pulso de láser y este proceso continúa hasta que se apagan las señales electrónicas aplicadas al láser. Por lo tanto, el proceso de cambio de ganancia se puede usar para la generación eficiente de pulsos ópticos de corta duración a la velocidad de repetición de la señal de RF sinusoidal aplicada, tal como se muestra en la gráfica estilizada de la figura 2.5.

2.1.5. Modulación externa.

Aunque la modulación directa de los láseres de semiconductores es un método de baja complejidad y económico para generar señales ópticas de intensidad modulada, se limita a señales electrónicas de baja frecuencia. La modulación directa de un láser a altas frecuencias cercanas a la frecuencia de resonancia de relajación del láser aumenta la generación de láser RIN, lo que da lugar a variaciones en la fase de la señal óptica, un efecto denominado ruido de fase.

El retardo de grupo de la señal se define como la primera derivada de la fase óptica con respecto a la frecuencia óptica y el parámetro de dispersión es una medida de la segunda derivada de la fase óptica con respecto a la frecuencia óptica. Por lo tanto, el ruido de fase de la señal óptica dará como resultado diferentes velocidades de grupo mientras se desplaza a través de una fibra dispersiva. En consecuencia, las variaciones en las velocidades de grupo darán lugar a una modulación de intensidad de la señal óptica.

En el caso de comunicaciones ópticas digitales que transmiten impulsos ópticos sobre fibras largas, el ruido de fase del láser tiende a convertirse en el factor que limita la distancia máxima antes de que se requiera la regeneración. Con el fin de evitar las degradaciones impuestas por la modulación directa del láser utilizando señales de gran ancho de banda, normalmente se usan moduladores externos.

2.1.5.1. Modulador Mach-Zehnder.

El tipo de modulador óptico más utilizado comercialmente es el modulador Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Modulator, MZM*). El esquema de

un típico MZM de una sola unidad se muestra en la figura 2.6, que es una reminiscencia del Interferómetro de Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Interferometers, MZI*). De la figura 2.6, la entrada óptica del MZM se divide en ruta 1 y ruta 2 con la ayuda de las guías de onda ópticas. Inicialmente, las señales ópticas en cada ruta o camino tienen la misma fase ϕ_1 y ϕ_2 , por lo tanto, $\phi_1 - \phi_2 = 0$.

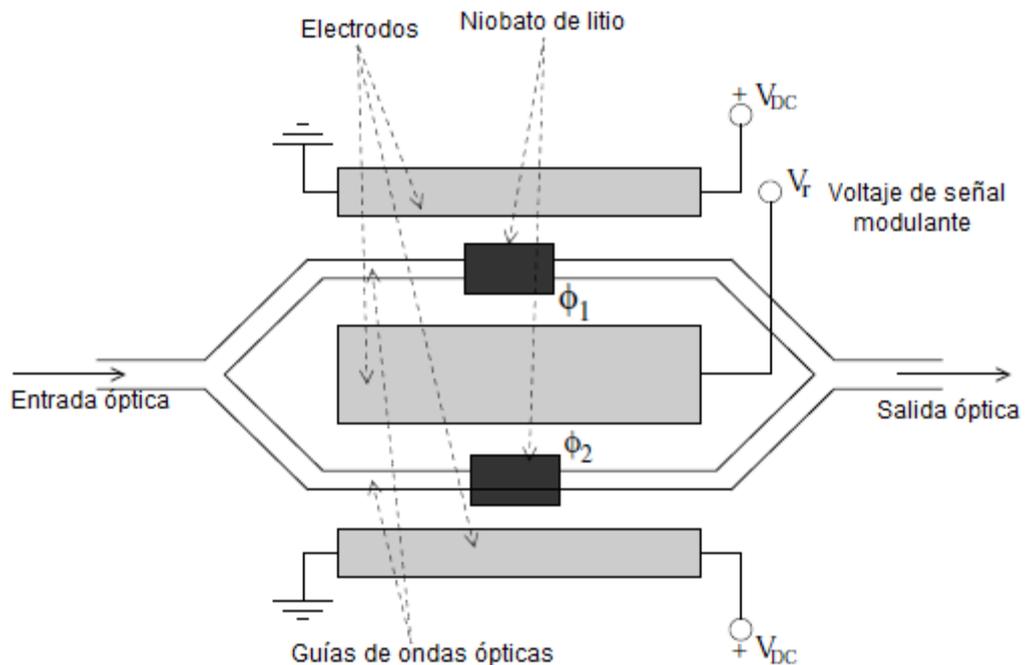


Figura 2. 6: Esquema de un modificador Mach-Zehnder.
Fuente: (Binh & Shraga, 2005)

También, se puede observar en la figura 2.6 que cada guía de onda óptica está rodeada por electrodos que están conectados a la tensión de polarización de CC y a la tensión de señal de modulación. Estos voltajes se utilizan para variar la fase de la señal óptica en las rutas 1 y 2 con la ayuda del llamado efecto electroóptico. Este fenómeno ocurre típicamente en medios ópticos no lineales tales como cristales ópticos, donde la aplicación de un campo eléctrico externo cambia el índice de refracción del cristal.

Ahora, cuando la luz pasa a través de dicho cristal, su fase se modula debido a la variación en el índice de refracción causada por las variaciones de amplitud del voltaje de modulación aplicado. En ausencia del voltaje de modulación (véase la figura 2.6), los voltajes de polarización de CC mantienen

el índice de refracción de los cristales en valores tales que no se impone ninguna variación de fase en las señales de las rutas 1 y 2.

Con la aplicación de la tensión de modulación, la fase de las señales ópticas en las rutas 1 y 2 cambian en proporción a la amplitud de la tensión de modulación aplicada. Cuando las señales ópticas moduladas de fase en las rutas 1 y 2 se superponen a la derecha (ver figura 2.6), dan como resultado una señal óptica cuya amplitud depende de la diferencia de fase entre las señales de la ruta 1 y la ruta 2. Por lo tanto, la variación de amplitud del voltaje de la señal de modulación se usa para imponer las variaciones de fase ϕ_1 y ϕ_2 en las señales ópticas de las rutas 1 y 2, respectivamente.

La diferencia en la fase ϕ_1 y ϕ_2 da como resultado variaciones de amplitud de la señal óptica a la salida del MZM. Este tipo de MZM se denomina MZM de una sola unidad, ya que la misma tensión de modulación se aplica a ambos brazos del MZM, tal como se observa en la figura 2.6.

El cristal óptico no lineal más ampliamente utilizado en el diseño de MZM es el cristal de niobato de litio (LiNbO_3). La razón de la popularidad de LiNbO_3 , es su capacidad para operar a alta frecuencia, así como su acoplamiento eficiente con fibras ópticas y la contaminación inducida por el chirrido (chirping) de las señales ópticas. Chirp se define como la variación lineal en la frecuencia instantánea del pulso óptico con el tiempo. La potencia óptica en la salida del MZM en términos de la potencia óptica de entrada puede escribirse como:

$$P_o(t) = P_i(t) \cdot \cos^2[\Delta\phi(t)],$$

Donde $P_i(t)$, $P_o(t)$ y $\phi(t)$ son la potencia óptica de entrada, la potencia óptica de salida y la diferencia de fase total entre las señales ópticas en los dos brazos del MZM (véase la figura 2.6). La diferencia de fase en los dos brazos se puede escribir como:

$$\Delta\phi(t) = \frac{\phi_1(t) - \phi_2(t)}{2}$$

Donde $\phi_1(t)$ y $\phi_2(t)$ son las diferencias de fase en la ruta 1 y ruta 2 del MZM debido a la tensión de modulación.

2.1.5.2. Modulador Mach-Zehnder de doble accionamiento.

A diferencia del MZM de una sola unidad de la figura 2.6, el MZM de doble accionamiento (DD-MZM) permite la aplicación de diferentes voltajes, es decir, V_{r1} y V_{r2} a los brazos superiores e inferiores del MZI, tal como se muestra en la figura 2.7. Se puede observar desde el esquema que un DD-MZM tiene electrodos separados para la tensión de polarización de CC y las señales de RF. Esto permite la aplicación de cambios de fase independientes a las dos señales ópticas en los brazos del MZM.

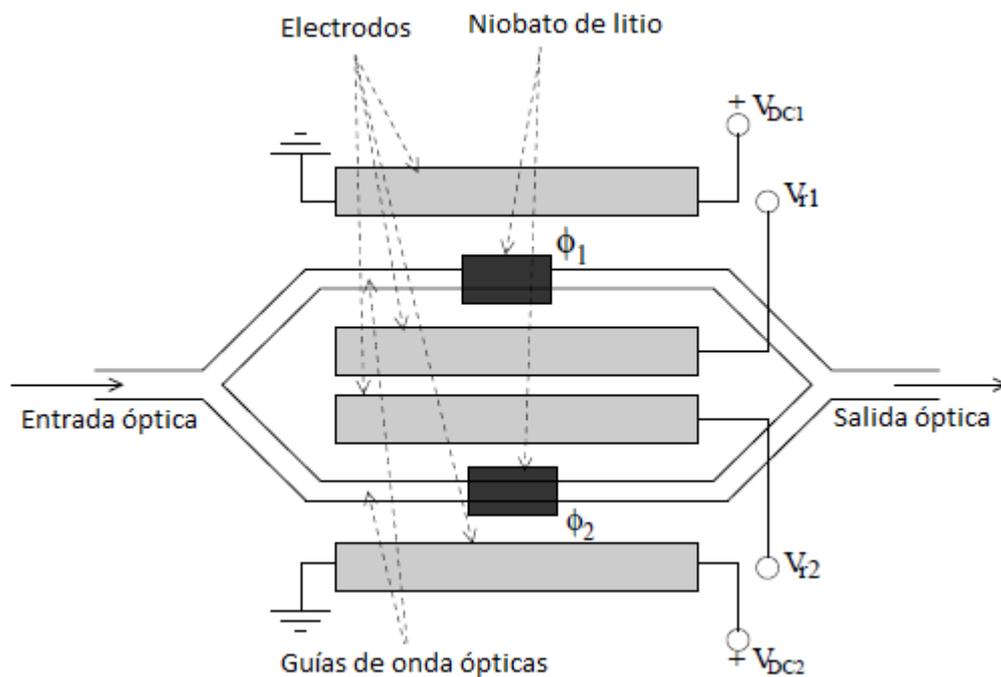


Figura 2. 7: Esquema del modulador Mach-Zehnder de doble accionamiento (DD-MZM).

Fuente: (Cao et al., 2014)

Como beneficio, el DD-MZM se puede utilizar para generar varios tipos de señales moduladas, como por ejemplo la modulación de banda lateral única (*Single-Side-Band, SSB*). La modulación de SSB se logra aplicando una tensión de CC adecuada a uno de los electrodos de CC, mientras se pone a tierra el otro electrodo de CC. Al mismo tiempo, ambos electrodos de la señal de RF se controlan dividiendo la misma señal de RF y cambiando la fase de una de las señales divididas por π .

2.1.6. Moduladores de electroabsorción.

El tercer tipo principal de moduladores de intensidad óptica está constituido por el modulador de electroabsorción (Electro-Absorption Modulator, EAM), donde el coeficiente de absorción de un material se modula en respuesta a la tensión externa. La absorción de luz del material modula directamente la intensidad de la señal óptica que pasa a través de él.

Los EAM se fabrican principalmente con materiales semiconductores, como, por ejemplo, el Arseniuro de Indio y Galio (InGaAs) y el Arseniuro de Indio y Aluminio (InAlAs). Los mismos materiales se usan para fabricar láseres y semiconductores PD. Por lo tanto, los EAM fabricados a partir de estos materiales semiconductores son eminentemente adecuados para la integración con los láseres semiconductores y los PD usados en el enlace óptico.

Por tanto, la relación matemática del campo óptico de salida de un EAM frente al campo óptico de entrada se puede escribir como:

$$E_o(t) = E_i \cdot TF_{EAM} \cdot \exp\left(\frac{j\rho}{2} \cdot \ln TF_{EAM}\right)$$

Donde $E_o(t)$ y $E_i(t)$ representan los campos ópticos de entrada y salida respectivamente, TF_{EAM} representa la función de transferencia de potencia del modulador, mientras que ρ es el factor de chirp. La función de transferencia de potencia del EAM se puede escribir como:

$$TF_{EAM} = (1 - m) + m \cdot D(t),$$

Donde m es el índice de modulación del modulador y $D(t)$ es el valor instantáneo de la señal de datos que se le aplica.

2.2. Fibra óptica.

Las fibras ópticas se utilizan como el medio de transmisión más popular en los sistemas de comunicación óptica. Las fibras ópticas explotan el principio de Reflexión Total Interna (*Total Internal Reflection, TIR*), donde la luz que ingresa a la fibra en un cierto ángulo permanece confinada al núcleo

debido a las reflexiones desde el límite del núcleo. La razón para el reflejo de la luz en el límite del núcleo es el cambio significativo en el índice de refracción en el límite del núcleo.

Como se muestra en la figura 2.8, una fibra óptica está hecha de silicio y tiene forma cilíndrica, que consta de dos secciones, el núcleo interno y revestimiento exterior. El índice de refracción del revestimiento se hace significativamente más bajo que el del núcleo. Dado que un cambio en el índice de refracción resulta en el reflejo de la luz, la luz ingresa en un cierto ángulo dentro de la fibra que permanece confinada al núcleo.

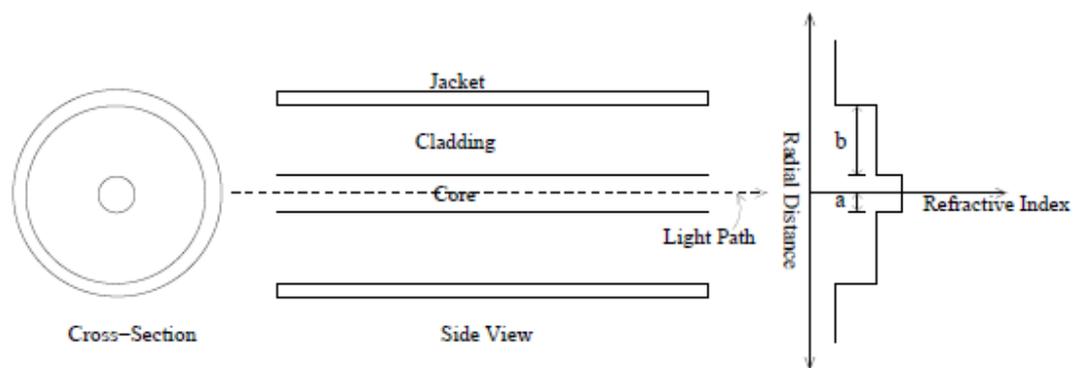


Figura 2. 8: Estructura de una fibra monomodo que muestra su sección transversal y el perfil de índice de refracción.

Fuente: (Sakari, 2002)

El tipo más común de fibra utilizada en comunicaciones ópticas, a saber, es la fibra monomodo (*Single-Mode Fiber, SMF*), que se mostró en la figura 2.8. Se lo conoce como modo único, ya que permite que solo pase un modo de luz debido a su pequeño radio de núcleo. Si el radio del núcleo está en el orden de la longitud de onda de la luz utilizada, solo un único modo de luz viaja a través de él siguiendo una trayectoria casi recta sin reflejos.

Mientras que el perfil de índice de refracción (véase la figura 2.8) generalmente obedece a un perfil de índice de paso, ya que el índice de refracción del núcleo es un escalón más alto que el del revestimiento, es decir, no hay una transición gradual entre ellos. También, el diámetro del núcleo de una SMF típica es de 8 a 10 μm y su diámetro de revestimiento es de 125 μm . Dado que el radio del núcleo de la SMF es comparable a la longitud de onda

de la luz utilizada en las comunicaciones ópticas, y el TIR ya no es responsable del confinamiento de la luz en la SMF.

Mientras, que el índice de refracción es el cambio de paso de la SMF lo que ayuda a confinar la luz a la fibra. En un medio de transmisión que tiene un índice de refracción homogéneo, la luz se extiende debido al fenómeno de la difracción. Por lo tanto, el ancho de un haz de luz que viaja a través de un medio homogéneo aumentará, pero afortunadamente el ancho del haz se puede controlar diseñando cuidadosamente el perfil de índice de refracción del medio.

Si el índice de refracción del medio cerca del centro del haz se mantiene alto en comparación con la periferia, entonces la luz en el centro viaja más despacio que en la periferia. La velocidad reducida de la luz en el centro en comparación con la de la periferia permite que el medio mantenga la luz enfocada, evitando que se extienda. El perfil de índice de refracción de la SMF (véase la Figura 2.8) se diseñó para mantener la luz enfocada, de modo que se desplaza a lo largo del núcleo a grandes distancias.

Como cualquier otro medio de transmisión, la fibra óptica también impone deterioros en la señal que se transmite a través de ella, que incluyen atenuación, dispersión y no linealidad. En las siguientes secciones, se describe cada uno de ellos en detalle.

2.2.1. Atenuación de la fibra.

La fibra atenúa cualquier señal que pasa a través de ella. Hay dos razones principales para la atenuación de la fibra, a saber, la absorción de material y la dispersión de Rayleigh. La absorción del material se puede dividir en dos categorías, absorción intrínseca y absorción extrínseca. La absorción intrínseca se debe al propio silicio, que se utiliza para fabricar la fibra, mientras que la absorción extrínseca se debe a las impurezas del silicio. La absorción de material existe debido a las resonancias electrónicas o vibratorias dentro del material de fibra.

La atenuación debida a la absorción intrínseca en el silicio ocurre debido a la resonancia electrónica que se produce para las longitudes de onda en la región ultravioleta, mientras que se debe a la resonancia vibratoria para las longitudes de onda en la región infrarroja. La principal impureza que causa la absorción extrínseca es la presencia de vapores de agua en el silicio.

Estos vapores causan picos de atenuación cerca de la región de longitud de onda de $2,73 \mu\text{m}$ debido a la resonancia vibratoria de los iones de oxígeno e hidrógeno (OH). La dependencia de la absorción de material en la longitud de onda de la luz puede observarse en la figura 2.9, que muestra la cantidad de atenuación en dB/km frente a la longitud de onda para diferentes fuentes de absorción de material. De la figura 2.9 la absorción intrínseca ocurre solo en la región ultravioleta, así como en la infrarroja y permanece pequeña en magnitud.

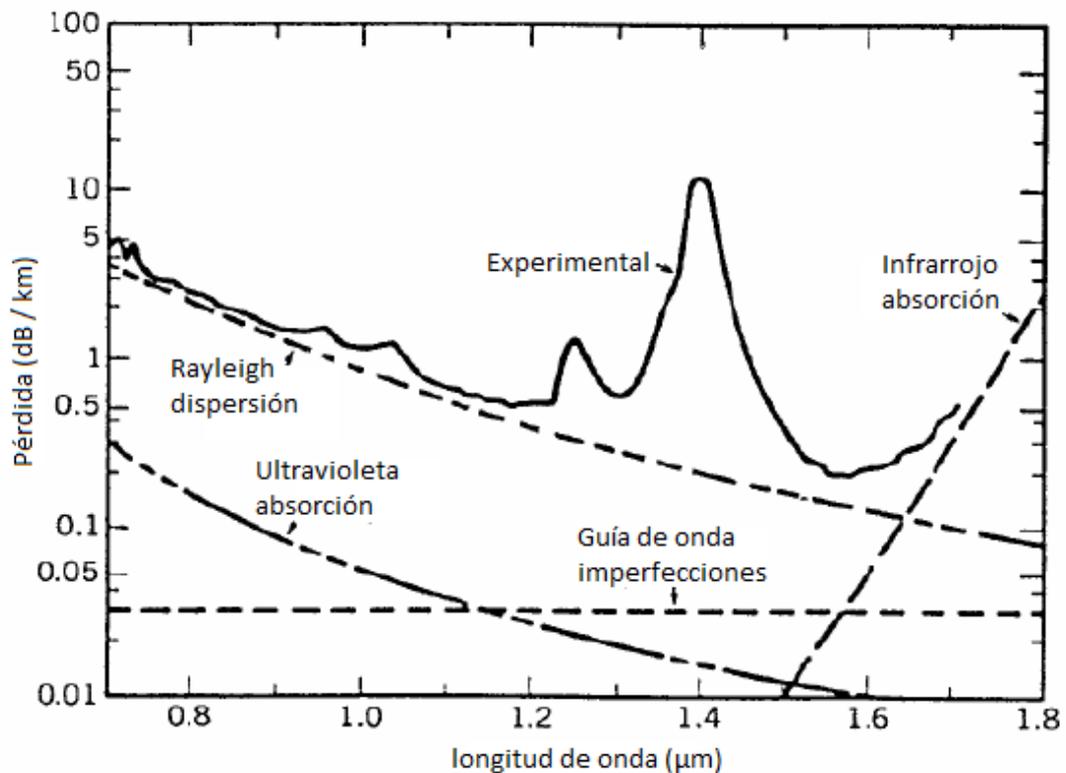


Figura 2. 9: Pérdidas en SMF versus longitud de onda.
Fuente: (Criollo C., 2015)

La segunda fuente principal de atenuación en fibras ópticas es la dispersión de Rayleigh, que se produce debido a variaciones menores del índice de refracción dentro del núcleo de la fibra. Estas faltas de

homogeneidades del índice de refracción se deben a variaciones en la densidad de sílice dentro del núcleo, que son causadas por la fabricación imperfecta de la fibra.

Una pequeña parte de la luz que viaja a través de la fibra se refleja cada vez que se encuentra un cambio en el índice de refracción. Como la luz reflejada no se recibe en el otro extremo, la dispersión de Rayleigh es una causa importante de atenuación de la señal óptica. De la figura 2.9 se puede observar que la atenuación causada por la dispersión de Rayleigh es considerablemente más alta que la de la absorción de material.

La atenuación inducida por la dispersión de Rayleigh aumenta inversamente proporcionalmente con la cuarta potencia de la longitud de onda. Por lo tanto, la atenuación debida a la dispersión de Rayleigh es menor a longitudes de onda más altas. La figura 2.9 también muestra la atenuación total debido al efecto combinado de todas las fuentes de absorciones. La atenuación global α de la fibra se puede escribir matemáticamente como:

$$\alpha = \frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right),$$

Donde P_{in} y P_{out} son las potencias ópticas de entrada y salida de una fibra de longitud L . Una vez más, los picos observados en las parcelas experimentales se deben a la absorción extrínseca causada por los vapores de agua en la sílice. Para mantener la atenuación de la señal a un valor bajo, las longitudes de onda de luz elegidas en comunicaciones ópticas están en las bandas de $1,3 \mu m$ y $1,5 \mu m$. De la figura 2.9, se observa que la sensación general de la fibra es tan baja como 0.2 dB/km en estas regiones.

2.2.2. Dispersión de fibra.

La dispersión de fibra es un fenómeno en el que la luz de diferentes longitudes de onda viaja a diferentes velocidades dentro de la fibra. El motivo de la dispersión es la dependencia de la longitud de onda del índice de refracción de la sílice utilizada para fabricar la fibra óptica. Una señal óptica,

ya sea CW o pulsada, siempre está compuesta por un rango finito de longitudes de onda.

Por lo tanto, debido a las variaciones del índice de refracción, cada longitud de onda viaja a una velocidad diferente a lo largo de la longitud de la fibra. Por lo tanto, los pulsos ópticos recibidos a la salida de la fibra típicamente se ensanchan debido a la dispersión. La figura 2.10 muestra la variación de la dispersión con la longitud de onda de la señal óptica. Se puede observar que la dispersión es negativa para longitudes de onda por debajo de 1310 nm y se vuelve positiva para longitudes de onda superiores a 1310 nm . Sin embargo, la pendiente de la dispersión frente a la gráfica de longitud de onda, que también se denomina pendiente de dispersión, permanece positiva en todo el rango de longitudes de onda.

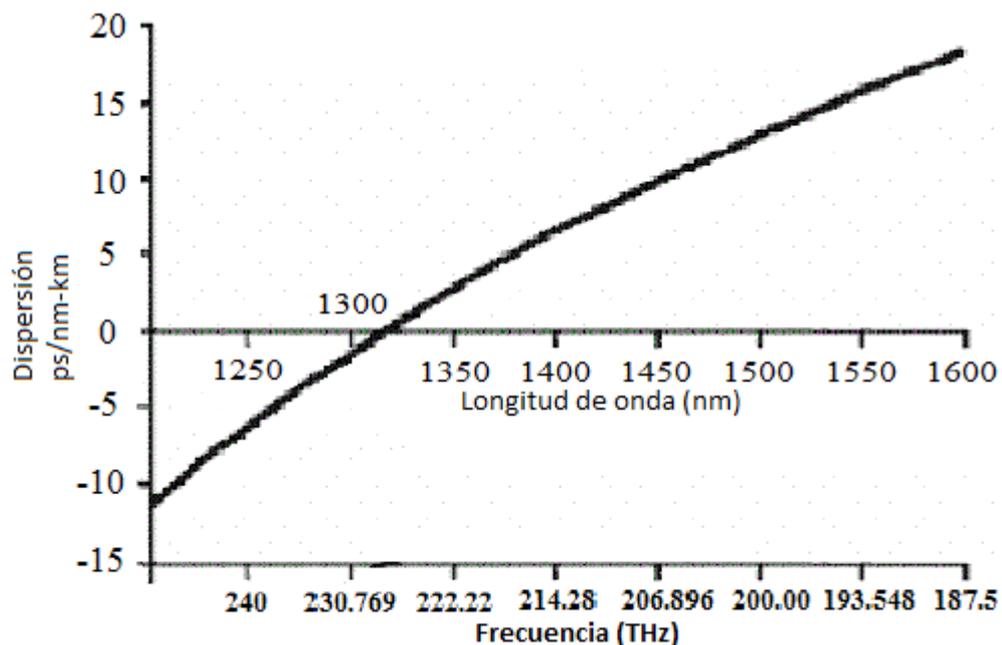


Figura 2. 10: Dispersión de fibra versus longitud de onda/frecuencia.
Fuente: (Agrawal, 2001)

La longitud de onda de 1310 nm , donde la dispersión cambia de signo, generalmente se denomina longitud de onda de dispersión nula. Dado que la dispersión es la derivada del índice de refracción grupal de sílice con respecto a la longitud de onda, el cambio de signo indica que el índice de grupo disminuye con un aumento en la longitud de onda hasta 1310 nm y aumenta para longitudes de onda más allá de 1310 nm .

Por lo tanto, la velocidad del grupo de la señal óptica, que es inversamente proporcional al índice de refracción del grupo, se incrementa con un aumento en la longitud de onda hasta 1310 nm , y disminuye para un aumento en la longitud de onda más allá de 1310 nm . El efecto de la dispersión es diferente para los sistemas de comunicación analógicos y digitales. Ya que los sistemas analógicos usan láseres CW, no experimentan una ampliación notable de la señal en el dominio del tiempo mientras viajan a través de una fibra dispersiva.

Las señales CW tienen un ancho de banda estrecho, por lo tanto, las longitudes de onda en los bordes del ancho espectral tienen una pequeña diferencia entre ellas. Debido a esta pequeña diferencia en las longitudes de onda, su velocidad en la fibra óptica es casi similar, evitando así el ensanchamiento de la señal en el dominio del tiempo. En cambio, la dispersión afecta a los sistemas analógicos de una manera diferente. Cuando una señal CW se modula en intensidad con una señal electrónica, se forman bandas laterales en ambos lados de la frecuencia portadora CW.

Las bandas laterales están ubicadas en un cambio de frecuencia que es igual a la frecuencia de la señal electrónica. Debido a la diferencia en las frecuencias de las bandas laterales, la dispersión de fibra induce cambios de fase variables en estas bandas laterales mientras que la señal analógica viaja a través de la fibra. En el receptor, la recepción heterodino tiene lugar como parte del proceso de fotodetección. Por lo tanto, la salida del fotodetector (Photo-Detector, PD) es la suma de la intensidad de las dos bandas laterales recibidas.

Para el escenario, donde la fase del par de bandas laterales recibidas es opuesta debido a experimentar diferentes cantidades de dispersión, la señal de salida del PD se vuelve casi cero debido a la superposición destructiva de las señales de banda lateral. Por el contrario, cuando los cambios de fase de las dos bandas laterales son iguales, la salida del PD llega a ser máxima debido a la superposición constructiva de las señales de banda lateral. Por lo tanto, la salida del PD varía en función de la diferencia de fase entre las dos

bandas laterales. La relación entre la potencia P_{rf} detectada en la salida del PD para una fibra que tiene una longitud L y un parámetro de dispersión D viene dada por:

$$P_{rf} \propto \cos \left[\pi L c D \left(\frac{f_{rf}}{f} \right)^2 \right],$$

Donde c es la velocidad de la luz, f_{rf} es la frecuencia de la señal de RF y f es la frecuencia central de la portadora óptica. Observe a partir de la ecuación anterior que la calidad de las señales de RF recibidas se verá afectada, dependiendo de sus frecuencias centrales y de la dispersión kilométrica de la fibra.

Ahora si se considera el efecto de la dispersión en el caso de los sistemas de comunicación en banda base que utilizan pulsos ópticos para transmitir los datos digitales. Los pulsos ópticos tienen un ancho de pulso estrecho pero finito que da como resultado un amplio espectro. El efecto de una dispersión de fibra kilométrica fija es más pronunciado en pulsos más estrechos que tienen un amplio espectro.

Debido a la presencia de una amplia gama de frecuencias, el componente de frecuencia en un extremo de un amplio espectro viaja a una velocidad diferente en comparación con el componente de frecuencia en el extremo superior. Esto amplía los pulsos en el dominio del tiempo, lo que podría superponerse con los pulsos adyacentes.

La figura 2.11 muestra la superposición de pulsos adyacentes en el dominio del tiempo debido a la dispersión, donde los pulsos ópticos en el transmisor están dentro del tiempo asignado a cada bit. Sin embargo, después de que la señal se transmitió a través de una fibra dispersiva, cada pulso se amplía en el dominio del tiempo y las colas de dos pulsos adyacentes podrían superponerse, imponiendo así potencialmente errores de detección. Dado que los sistemas TDM ópticos de alta velocidad de bits requieren anchos de

impulso cortos, sufren los efectos de la dispersión. El aumento de la longitud de la fibra degrada aún más la dispersión.

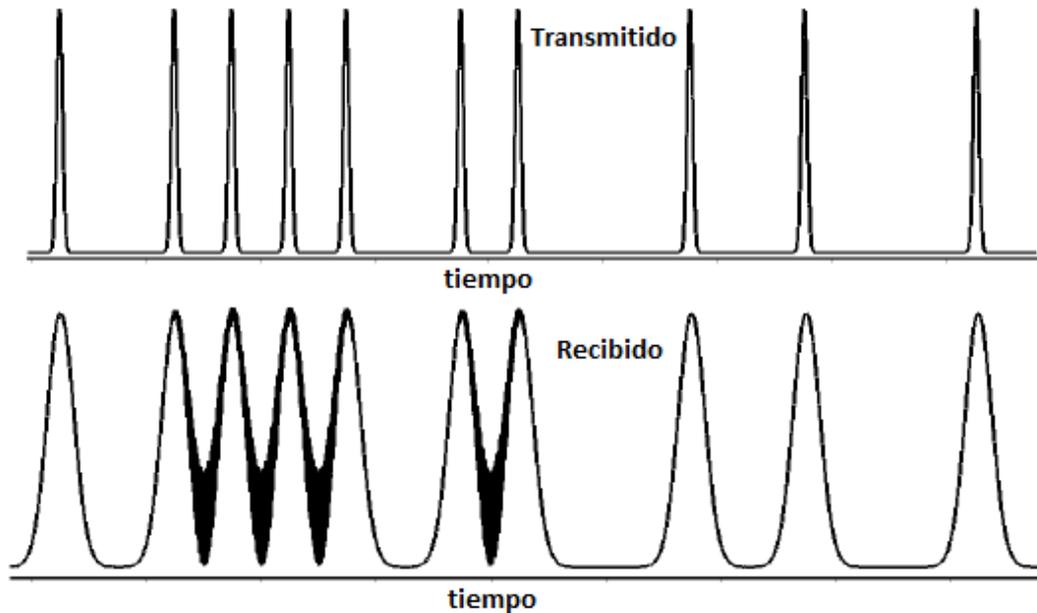


Figura 2. 11: Pulsos ópticos antes y después de la transmisión a través de un enlace de fibra óptica.

Fuente: (Jachetta, 2007)

2.2.3. Fibra no lineal.

Como cualquier otro medio dieléctrico, la respuesta de la fibra óptica se vuelve no lineal al aumentar la intensidad de la luz que viaja a través de ella. La no linealidad de una fibra se cuantifica en términos de su parámetro de no linealidad definido como:

$$\gamma = \frac{n_2 \omega_o}{c A_{eff}},$$

Donde n_2 es el índice de no linealidad de la fibra, A_{eff} es el área efectiva del núcleo de la fibra, ω_o es la frecuencia de la luz y c es la velocidad de la luz en el vacío. Obsérvese que el parámetro de no linealidad puede variarse ajustando el índice de no linealidad o el área efectiva del núcleo de fibra. El índice de no linealidad n_2 depende del material de la fibra y puede controlarse mediante la adición de impurezas a la sílice. La no linealidad de la fibra típicamente da como resultados armónicos de la señal y, por lo tanto, amplía el espectro de la señal óptica. Cuando una señal óptica que tiene un ancho

de banda espectral finito viaja a través de una fibra, la fase de cada componente espectral también se ve afectada por la no linealidad de la fibra.

Este cambio de fase de las componentes espectrales da como resultado nuevas frecuencias y, por lo tanto, da lugar a la ampliación del espectro. El ensanchamiento espectral impuesto por la no linealidad se ve agravado por el aumento de la potencia de la señal óptica. El fenómeno de ensanchamiento espectral se muestra en la figura 2.12, donde el espectro de un pulso óptico se muestra a diferentes distancias a lo largo de la fibra, demostrando que, al aumentar la longitud de la fibra, el espectro de la señal se amplifica.

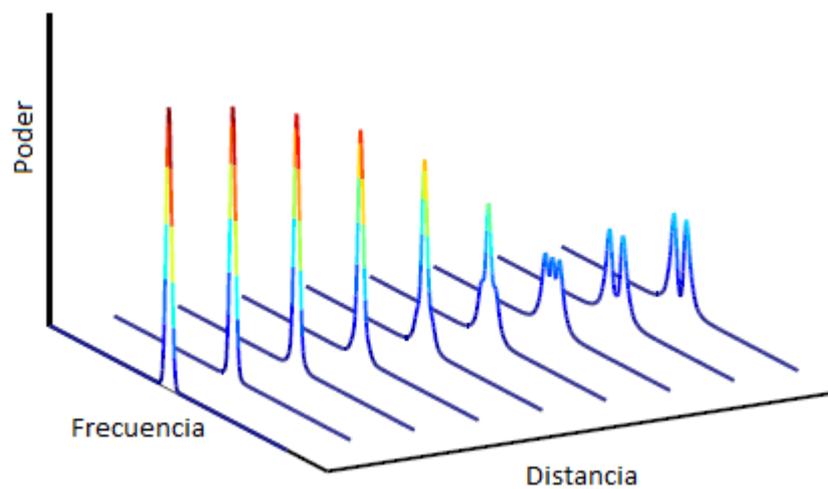


Figura 2. 12: Evolución espectral de un pulso óptico a lo largo de la fibra.
Fuente: (Hirooka & Nakazawa, 2012)

Como el ensanchamiento espectral ocurre debido al cambio en la fase espectral de la señal a lo largo de la longitud de la fibra, se denomina modulación de fase. Cuando la modulación de fase es impuesta por la propia intensidad excesiva de la señal, se la denomina modulación de fase autónoma (*Self Phase Modulation, SPM*).

Cuando dos señales ópticas viajan una al lado de la otra en el tiempo, como en los sistemas TDM, la intensidad de una señal tiene un efecto en la fase de la otra. Este tipo de modulación de fase se denomina modulación de fase cruzada (*Cross Phase Modulation, XPM*). Naturalmente, las fibras que tienen un alto parámetro de no linealidad causarán un ensanchamiento

espectral más sustancial de la señal óptica, lo cual es altamente indeseable en los sistemas de comunicación óptica.

Por lo tanto, las fibras diseñadas para la comunicación óptica tienden a tener un área del núcleo efectiva comparativamente grande para hacer que el parámetro no lineal sea lo más bajo posible (véase la ecuación anterior). El límite impuesto sobre el área efectiva está determinado por el ancho máximo tolerable que aún facilita la transmisión de un único modo de la señal óptica que se propaga a través de la fibra. La no linealidad de la fibra afecta principalmente a la familia de sistemas de comunicaciones digitales que utilizan pulsos ópticos.

Los pulsos ópticos que tienen un ascenso y una disminución bruscos en el dominio del tiempo tienen un amplio espectro y, por lo tanto, experimentan una SPM mayor. La relación entre el perfil de potencia del pulso óptico y el desplazamiento de frecuencia inducido por la distorsión de fase $\delta\omega_{SPM}$ impuesto por la SPM se puede escribir como:

$$\delta\omega_{SPM} = \gamma L_{eff} \frac{dP(t)}{dt},$$

Donde L_{eff} es la longitud efectiva de la fibra y $\frac{dP(t)}{dt}$ es la tasa de cambio del perfil de potencia del pulso óptico. Se puede observar en la anterior ecuación que el desplazamiento de frecuencia inducido por la SPM es alto para pulsos ópticos estrechos que exhiben una derivada alta. También muestra que el efecto de la no linealidad de la fibra es insignificante para sistemas ópticos analógicos que utilizan señales CW, ya que el valor de $\frac{dP(t)}{dt}$ para una señal CW de banda relativamente estrecha es típicamente bajo.

2.3. Receptores ópticos.

La tarea de un receptor óptico es realizar la conversión OE de su señal de entrada. En esta sección, se discute el proceso de fotodetección, los parámetros de un PD y el diseño de un PD comúnmente utilizado se denomina fotodiodo PIN.

2.3.1. Principio de fotodetección.

Los fotodetectores están hechos de materiales semiconductores. Cuando la luz cae sobre un material semiconductor, los fotones son absorbidos por los electrones en la banda de valencia del semiconductor. Estos electrones en la banda de valencia ganan energía del fotón absorbido y así se mueven a la banda de conducción del material semiconductor. Por lo tanto, se forma un par electrón-hueco que, al aplicar un potencial externo, da lugar al flujo de corriente eléctrica, denominado fotocorriente.

El proceso de fotodetección se muestra en la figura 2.13, donde un electrón absorbe un solo fotón para moverse dentro de la banda de conducción. Para que se produzca la transición de electrones, la energía del fotón incidente debe ser igual a la diferencia de energía entre la banda de valencia y la de conducción, como lo indica la línea vertical en la figura 2.13.

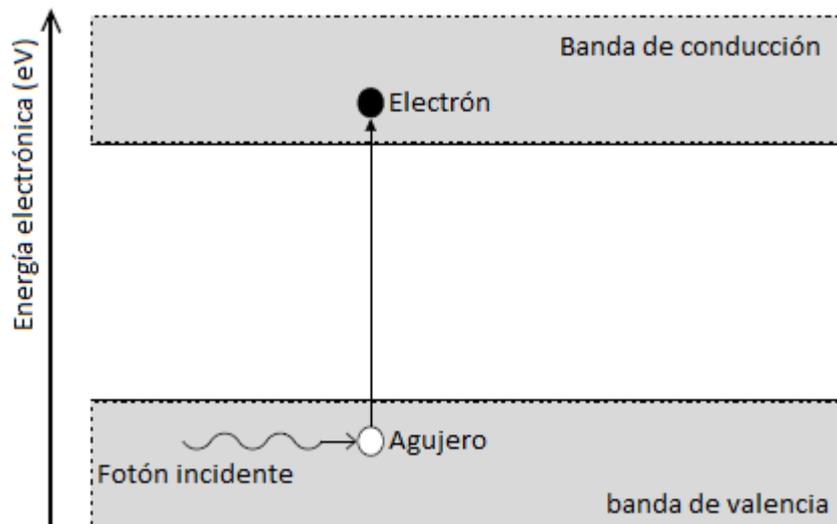


Figura 2. 13: El principio de funcionamiento del fotodetector.

Fuente: (Hirooka & Nakazawa, 2012)

La forma más simple de un PD se basa en una combinación de materiales de tipo p y n que forman una unión p-n. Cuando la luz cae sobre este tipo de unión p-n polarizada inversamente, se generan pares de electrón-hueco que fluyen en la dirección opuesta debido al voltaje aplicado. El ancho de la unión p-n determina la cantidad de flujo de corriente.

2.3.2. Parámetros de la fotodetección.

Ahora se describen algunos de los parámetros del PD, a saber, su capacidad de respuesta, eficiencia cuántica y ancho de banda. La respuesta R de un PD se define como la relación de la fotocorriente I_p generada, al P_{in} de potencia óptica incidente en el PD, que se formula como:

$$R = \frac{I_p}{P_{in}}.$$

La eficiencia cuántica η de un PD es una medida de cuán eficientemente el PD convierte la luz incidente en corriente eléctrica, es decir, como la relación entre la tasa de generación de electrones y la tasa de incidencia de fotones en el PD. La tasa de generación de electrones está dada por la relación del flujo de corriente

A la carga de un electrón, mientras que la tasa de incidencia de fotones viene dada por la relación entre la potencia incidente total y la energía absorbida, cuando un electrón salta de un nivel de energía más bajo a un nivel más alto. Por lo tanto, la eficiencia cuántica se puede expresar como:

$$\eta = \frac{I_p/q}{P_{in}/hf} = \frac{hf}{q} R,$$

Donde q es la carga del electrón, h es la constante de Plank y f es la frecuencia del fotón incidente. El ancho de banda de un PD predeterminado, con qué rapidez responde a los cambios en la luz incidente. El ancho de banda a su vez depende del tiempo de subida T_r , que se define como el tiempo que tarda la corriente en aumentar del 10% al 90% de su valor final para un cambio de paso en la potencia de la luz incidente.

Considerando que el PD se basa en la unión p-n (véase la figura 2.14), el tiempo de subida depende tanto de la constante de tiempo RC como del tiempo de tránsito del PD. La capacitancia C de un PD basada en la unión p-n está determinada por la longitud L_d de la región de empobrecimiento que separa los electrones y huecos con carga opuesta. El tiempo de tránsito es el

tiempo requerido para que un electrón viaje desde un extremo del PD al otro.

El tiempo de subida T_r de un PD se puede escribir como:

$$T_r = (In9)(T_{tr} + T_{RC}),$$

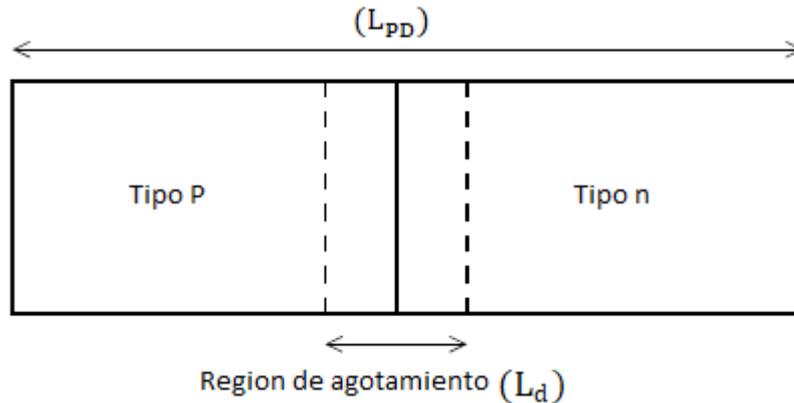


Figura 2. 14: Estructura de un fotodiodo de unión P-N.

Fuente: (Singaravelu & Alam, 2015)

Donde T_{tr} y T_{RC} indican el tiempo de tránsito y la constante de tiempo RC del PD. Los valores de T_{tr} y T_{RC} dependen del diseño del PD. Debido a la analogía entre el circuito del PD y RC, el ancho de banda del PD puede expresarse de forma similar a la del circuito RC como:

$$\Delta F = 1/[2\pi(T_{tr} + T_{RC})].$$

Esta última ecuación implica que el ancho de banda del PD puede aumentarse tanto al reducir la constante de tiempo RC como por el tiempo de tránsito del PD. La reducción en el tiempo de tránsito se puede lograr reduciendo la longitud L_{PD} del PD, ya que el tiempo de tránsito está relacionado con la L_{PD} por:

$$t_{tr} = L_{PD}/v_d,$$

Donde v_d es la velocidad de los electrones que se desplazan a lo largo de la longitud L_d de la región de agotamiento. Una reducción en la longitud del PD reduciría el área de superficie en la que cae la luz. Por lo tanto, la velocidad de generación de electrones disminuirá, lo que a su vez reducirá la capacidad de respuesta y la eficiencia del PD. Esto implica que hay una compensación entre el ancho de banda y la capacidad de respuesta del PD.

2.3.3. Fotodiodo PIN.

Además de la deriva de los electrones a través de la región de agotamiento, la fotocorriente también se puede generar a través de la difusión de electrones y huecos. Como se mencionó anteriormente, la corriente de deriva se genera debido a que la luz cae sobre la región de agotamiento del PD. De manera similar, la corriente de difusión es generada por la luz que cae sobre los materiales tipo n y p en el PD.

Los electrones y huecos generados en los materiales de tipo p y n, respectivamente, tienen que difundirse hacia el límite de la región de agotamiento, antes de que puedan derivar hacia los lados opuestos. Esta difusión de electrones y huecos es un proceso lento y, por lo tanto, retrasa la respuesta del PD a un cambio repentino en la intensidad de la luz incidente.

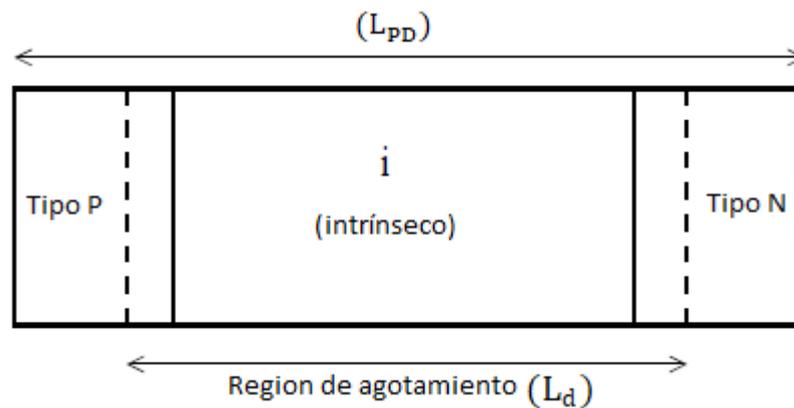


Figura 2. 15: Estructura de un fotodiodo PIN.

Fuente: (Singaravelu & Alam, 2015)

Para reducir la corriente de difusión, se puede disminuir la longitud de los materiales tipo p y n, haciendo que la corriente de deriva sea dominante sobre la corriente de difusión. Esto puede lograrse insertando un material semiconductor intrínseco entre los materiales de tipo n y p, aumentando así la longitud de la región de empobrecimiento, mientras se reduce la longitud de las regiones tipo n y p, tal como se muestra en la figura 2.15.

Debido a la estructura particular del PD, generalmente se llama fotodiodo PIN, donde P, I y N representan los materiales tipo p, intrínseco y tipo n, respectivamente.

2.4. Amplificadores ópticos.

Naturalmente, la fibra óptica atenúa la luz, como se discutió en la sección 2.2.1. Además, en una red óptica, existen múltiples componentes pasivos, como multiplexores de adición y extracción, filtros, divisores y acopladores, cuyas pérdidas de inserción reducen la potencia de la señal. Por lo tanto, se requieren amplificadores ópticos a intervalos regulares para mantener una potencia de señal adecuada a lo largo del enlace de transmisión.

El amplificador óptico más común utilizado en los sistemas de comunicación óptica es el amplificador de fibra dopada con erbio (*Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA*). Los EDFAs funcionan de manera similar a los láseres, concretamente bombeando un medio de ganancia, que está hecho de una fibra dopada con erbio. Como se mostró en la figura 2.1 que, como resultado del bombeo, los electrones en el medio de ganancia saltan a estados de mayor energía.

Estos electrones son estimulados por los fotones de una señal óptica entrante para saltar a un estado de menor energía, mientras liberan un fotón de las mismas características que el de la señal entrante. Por lo tanto, el fotón recién generado tendrá la misma fase, polarización y dirección de movimiento que el fotón incidente. Este proceso se denomina emisión estimulada y da como resultado un aumento en la potencia de la señal de entrada óptica. La longitud de onda de la luz emitida cuando un electrón salta de un estado de energía superior a la inferior depende del material utilizado para dopar la fibra.

Para el dopaje de Erblio, esta longitud de onda se encuentra en la región que abarca desde 1525 *nm* a 1570 *nm*, que coincide con la región de longitud de onda donde la atenuación de la fibra más (véase la figura 2.9). Por lo tanto, el Erblio es un dopante adecuado para amplificadores utilizados en comunicaciones ópticas. En el Erblio, los electrones pueden excitarse para alcanzar muchos niveles de energía diferentes, pero se debe considerar solo dos niveles, a saber, E_2 y E_3 que tienen una energía más alta que el nivel del suelo E_1 , tal como se muestra en la figura 2.16.

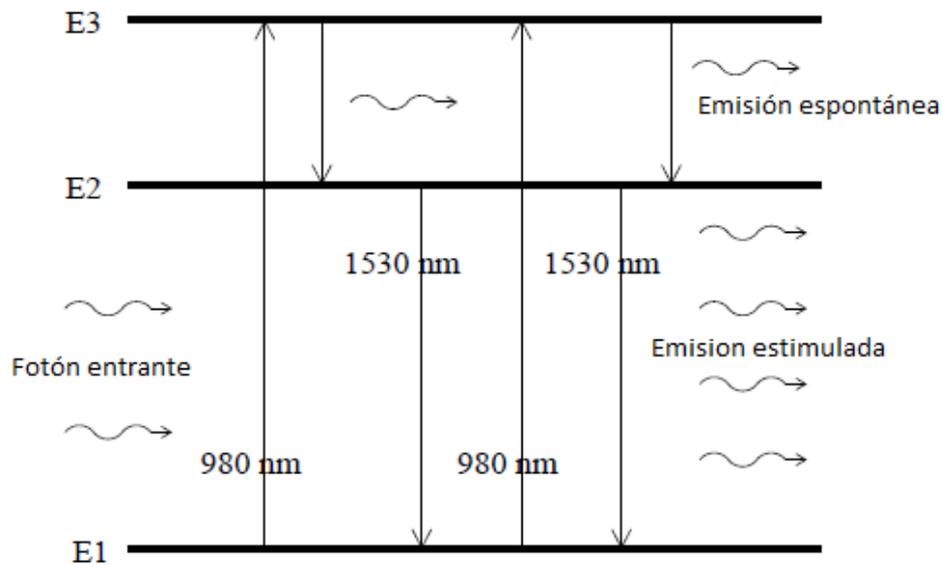


Figura 2. 16: Principio básico de la amplificación de fibra dopada.
Fuente: (Singaravelu & Alam, 2015)

Las flechas que apuntan hacia arriba en la figura 2.16 indican el bombeo de los iones de Erblio con la ayuda de un láser que tiene una longitud de onda de 980 nm, ya que el bombeo a 980 nm consume una potencia baja. Cuando el electrón se eleva al nivel E_3 , salta espontáneamente al nivel E_2 y luego al nivel E_1 . El tiempo de transición de E_3 a E_2 es mucho más corto que el de la transición de E_2 a E_1 . Por lo tanto, la mayoría de los electrones permanecen en el nivel E2 durante más tiempo y, por lo tanto, aumentan la probabilidad de amplificación de una señal de entrada en el rango de longitud de onda de 1525 nm a 1570 nm.

En la figura 2.17 se muestra la estructura de un EDFA típico. El medio de ganancia se divide en dos partes mediante el uso de dos segmentos de fibra dopada con erbio. Cada uno de los medios de ganancia se bombea utilizando diodos láser de bombeo de 980 nm que están acoplados a la fibra dopada con Erblio. Hay un aislador y un filtro óptico entre los dos segmentos de una fibra dopada con Erblio.

El objetivo del aislador es evitar que la luz se desplace hacia atrás hacia la fuente de señal, por ejemplo, debido a reflejos en la red óptica. El filtro se usa para rechazar el ruido fuera de banda de la señal. Después de pasar a

través de ambos segmentos de fibra dopados con Erblio, la señal óptica amplificada se filtra nuevamente para rechazar cualquier ruido fuera de banda introducido por el proceso de amplificación. Los componentes pasivos en el esquema que incluyen los filtros ópticos, el acoplador y el aislador son introducidos en las secciones 2.5 y 2.6.

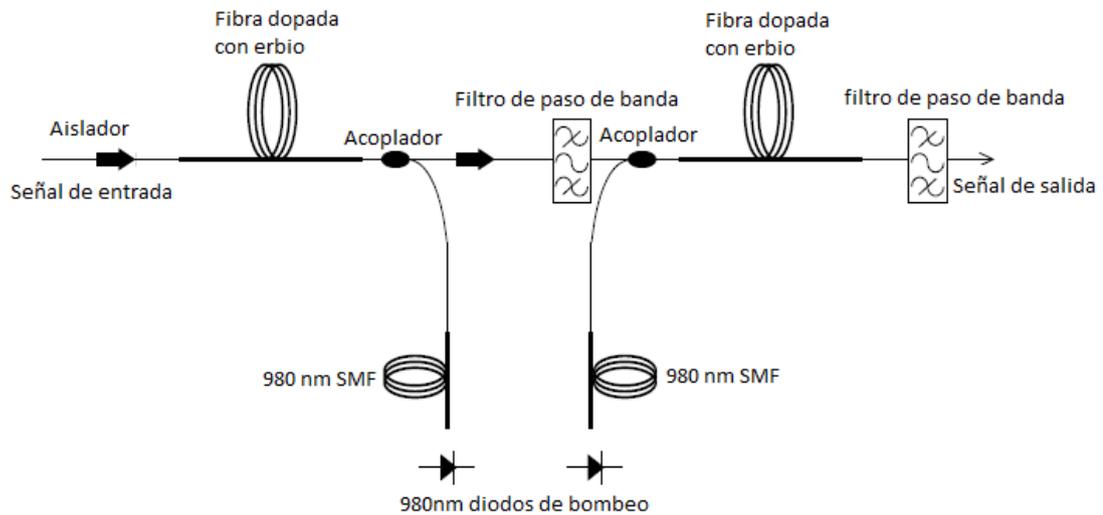


Figura 2. 17: Estructura de un EDFA típico.

Fuente: (Finisar, 2009)

Al igual que los láseres, los amplificadores ópticos también generan algo de ruido, lo que reduce la relación señal/ruido de la señal de salida. La principal fuente de ruido es el denominado ruido de emisiones espontáneas amplificadas (*Amplified Spontaneous Noise, ASE*). La razón de este ruido es el salto espontáneo de electrones desde el estado de energía superior al estado de energía inferior, liberando un fotón de fase aleatoria y dirección aleatoria, tal como se indica en la esquina superior derecha de la figura 2.17.

2.5. Filtros ópticos.

Filtros ópticos, que pueden usarse, por ejemplo, para separar una única señal óptica multiplexada de una señal de multiplexación por división de longitud de onda (*Wavelength Division Multiplexing, WDM*). Los filtros ópticos también se usan ampliamente para rechazar el ruido ASE fuera de banda impuesto a las señales deseadas. Algunas de las características deseables de un filtro óptico son un alto rechazo de señal fuera de banda, operación independiente de la temperatura, baja pérdida de inserción, tamaño compacto

y bajo costo. En esta sección, se describen los cuatro filtros ópticos más comunes utilizados en las comunicaciones.

2.5.1. Filtros de rejilla.

Los filtros de rejilla aprovechan el fenómeno de la difracción de luz a diferentes longitudes de onda de una señal óptica de entrada. El filtro de rejilla de la figura 2.18 utiliza una rejilla de difracción, que es esencialmente un vidrio que tiene una sección transversal rectangular y múltiples hendiduras o arboledas. Cuando la luz compuesta de diferentes longitudes de onda incide sobre una rejilla de este tipo, pasa a través de las ranuras estrechas y se extiende a la salida debido a la difracción.

Por lo tanto, cada hendidura actúa efectivamente como una fuente de luz separada. Una cualidad importante de la rejilla de difracción es que, para un conjunto único de ángulos discretos, la luz difractada de las múltiples rendijas enfrentadas en diferentes direcciones está en fase. Esta relación de fase coherente da como resultado interferencia constructiva entre diversos frentes de onda difractados en puntos espacialmente separados en el lado opuesto de la rejilla de difracción. La condición para que la interferencia constructiva se produzca para una rejilla que tiene un espaciado de rendija uniforme de d entre dos rendijas consecutivas y una luz incidente de longitud de onda λ está dado por:

$$d \sin \theta = m\lambda$$

Donde m es el orden de difracción y θ es el ángulo de difracción

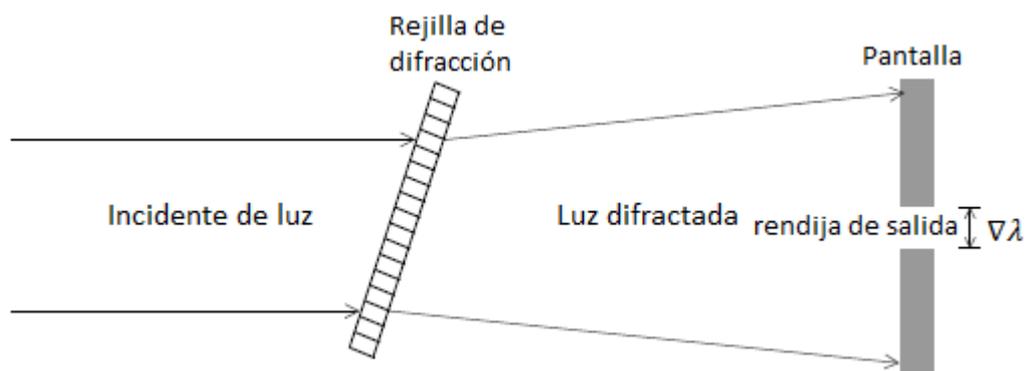


Figura 2. 18: Principio de funcionamiento de un filtro de rejilla ajustable.

Fuente: (Palmer & Loewen, 2014)

De nuevo, el principio de funcionamiento de un filtro de rejilla basado en una rejilla de difracción se puede entender a partir del diagrama simplificado de la figura 2.18. La señal óptica por filtrar incide sobre una rejilla de difracción, lo que da como resultado un patrón de difracción en el lado opuesto. El patrón de difracción está compuesto por múltiples puntos brillantes de luz en diferentes longitudes de onda separadas espacialmente.

La distancia espacial entre los diferentes puntos brillantes depende tanto del espacio entre rendijas de la rejilla como de la distancia de la pantalla utilizada para observar el patrón. Se puede filtrar un estrecho ancho de banda de luz utilizando una rendija de salida ubicada a cierta distancia de la rejilla de difracción. El ancho de banda retenido depende del tamaño de la rendija de salida.

Para construir un filtro de rejilla sintonizable, la rejilla de difracción se monta en una estructura mecánica que se puede girar externamente. Cuando la rejilla de difracción gira, el patrón de difracción en la pantalla también cambia, dando como resultado diferentes longitudes de onda retenida que salen de la rendija de salida.

2.5.2. Filtro de rejilla de guía de ondas ensamblado.

El filtro de rejilla descrito en la sección anterior usa una rejilla de difracción para lograr la dispersión espacial de la señal óptica de entrada. En esta sección, se discute el filtro de rejilla de guía de onda ensamblada (AWG), que utiliza guías de onda ópticas para lograr una separación espacial similar al filtro de rejilla. Los filtros AWG se basan en el principio de los interferómetros ópticos. El interferómetro más simple es el MZI, que se compone de dos acopladores ópticos conectados por dos guías de onda separadas para filtrar una sola longitud de onda, de una manera que recuerda al MZM de la figura 2.6.

De forma similar, el AWG se compone de dos acopladores ópticos que están conectados por más de dos guías de onda con el fin de filtrar múltiples longitudes de onda utilizando el principio que se muestra en la figura 2.19.

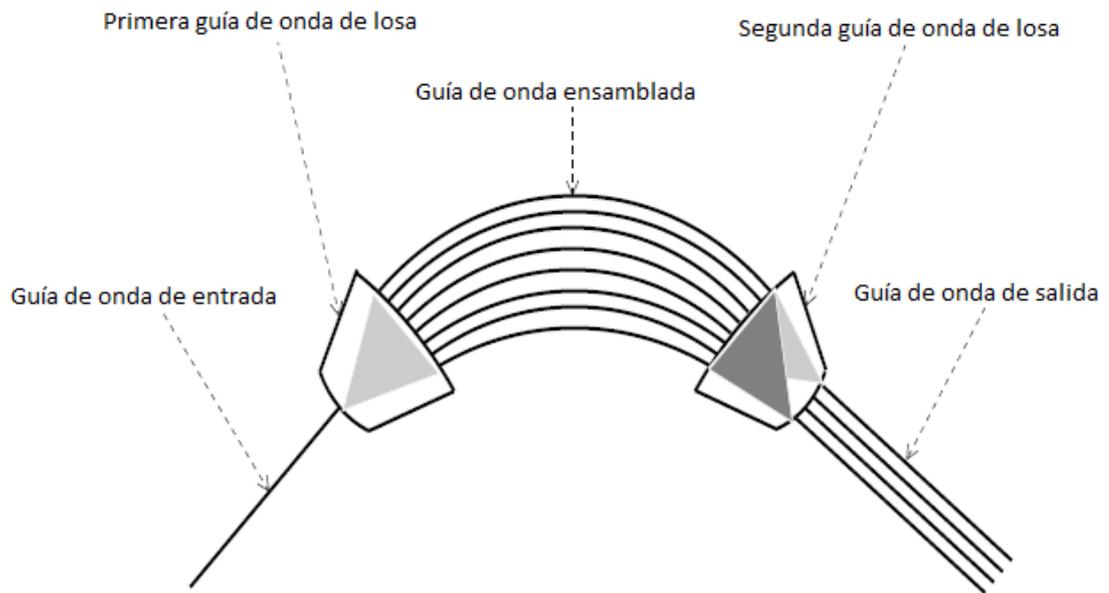


Figura 2. 19: Estructura de un AWG típico.
Fuente: (Uetsuka, 2004)

En la figura 2.19 se observa que el AWG consiste en guías de onda de entrada y salida, dos guías de onda de losa y un conjunto de guías de onda en matriz, que están compuestas de sílice. Cuando la señal óptica que pasa a través de la guía de ondas de entrada ingresa a la primera guía de ondas de la losa, diverge en la región de propagación libre de la guía de ondas de la losa, como se muestra en la figura 2.19.

La señal que se propaga en la primera guía de ondas de losa es capturada por el conjunto de guías de ondas dispuestas en forma de conjunto que funcionan como elementos dispersivos y están dispuestas para tener una diferencia de longitud constante entre las guías de onda adyacentes. La longitud de cada guía de onda se elige asegurando que una longitud de onda particular experimente la misma dispersión en cada guía de onda.

Por lo tanto, después de viajar a través de la región de propagación libre de la segunda guía de ondas de losa, todas las señales ópticas que tienen una longitud de onda particular enfocan de forma constructiva su salida en una sola guía de ondas de salida, como se observa en la figura 2.19.

La diferencia de longitud ΔL de las guías de onda ordenadas adyacentes requeridas para lograr el enfoque constructivo de todas las señales ópticas que tienen una longitud de onda particular se puede escribir como:

$$\Delta L = m \cdot \frac{\lambda_c}{n_g},$$

Donde m es el orden y n_g es el índice de refracción efectivo de la guía de ondas ordenada. La longitud de onda central de la señal óptica incidente se representa por λ_c en la ecuación anterior.

2.5.3. Filtros de Fabry-Perot

Un filtro de Fabry-Perot (FP) explota la interferencia de la luz en una cavidad resonante. La cavidad resonante del filtro FP consiste en dos espejos altamente reflectantes que se colocan paralelos entre sí a una distancia L , tal como se muestra en la figura 2.20.

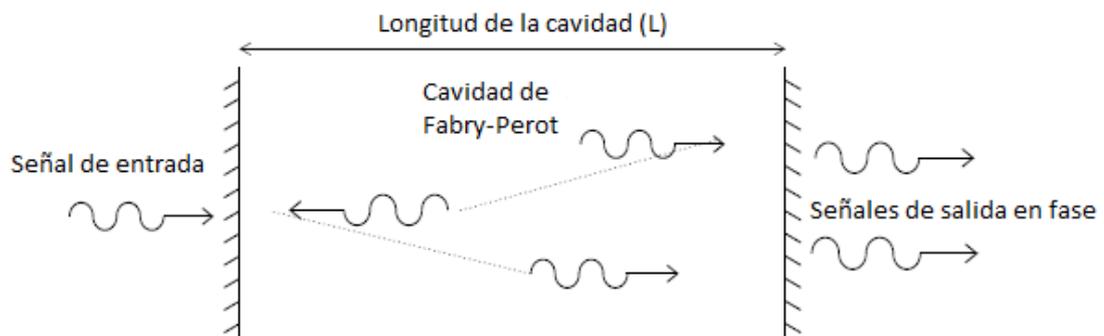


Figura 2. 20: Principio de funcionamiento de un filtro FP.
Fuente: (Ramasmami, Sivarajan, & Sasaki, 2010)

La luz de entrada ingresa a la cavidad a través del espejo izquierdo y, después de recorrer una distancia de L , cae sobre el lado reflectante del espejo derecho. Una parte de la luz sale por el espejo derecho, mientras que una parte se refleja en la cavidad. El porcentaje de luz refractada o reflejada depende de la reflectividad de los espejos.

La estructura de la cavidad resonante del filtro FP puede usarse para filtrar una longitud de onda particular eligiendo la longitud de la cavidad como un múltiplo entero de la mitad de la longitud de onda, es decir, $L = m\lambda/2$, Donde m es un número entero y λ es la longitud de onda que debe retenerse.

$$P_{TF} = \frac{\left(1 - \frac{A}{1-R}\right)^2}{\left(1 + \left(\frac{2\sqrt{R}}{1-R} \sin\left(\frac{2\pi nL}{\lambda}\right)\right)\right)^2}$$

Donde A y R son la pérdida de absorción y la reflectividad de cada espejo, respectivamente, y n es el índice de refracción de la cavidad.

2.6. Componentes ópticos pasivos.

Los componentes ópticos pasivos juegan un papel vital en una red óptica. Algunas de las principales tareas realizadas por los componentes pasivos son el acoplamiento o la división de señales, la multiplexión/demultiplexación de longitudes de onda y el aislamiento de reflexiones hacia atrás. En las siguientes secciones, se presentan los componentes ópticos pasivos más comúnmente utilizados en los sistemas de comunicación ópticos.

2.6.1. Acopladores ópticos/divisores y multiplexores/demultiplexores.

Los acopladores se usan para combinar o dividir señales ópticas, como se ve por ejemplo en la figura 2.17. El tipo más común de acopladores es el acoplador de fibra fusionada que se muestra en la figura 2.21 que se fabrica simplemente fusionando dos fibras ópticas. Cuando dos fibras se acercan una a otra y se alinean apropiadamente en paralelo, la luz se acopla de una a otra, donde la cantidad de acoplamiento depende de cuán cerca estén las fibras paralelas entre sí.

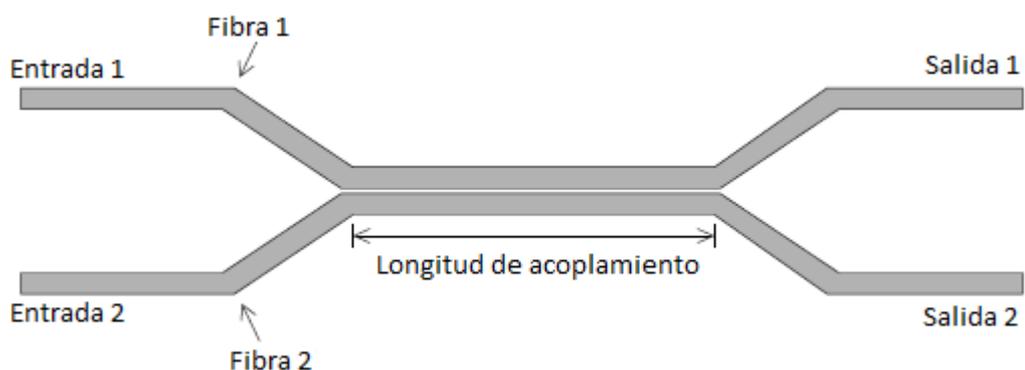


Figura 2. 21: Un acoplador de fibra fusionada.
Fuente: (Ramawami, Sivarajan, & Sasaki, 2010)

Se usa un par de extremos libres como puerto de entrada, mientras que el otro par libre se usa como puerto de salida, tal como se muestra en la figura 2.21. La cantidad de salida de luz de los dos puertos de salida puede controlarse ajustando la distancia entre las dos fibras fusionadas, así como variando las longitudes de acoplamiento en paralelo de las fibras.

El principio de un multiplexor es bastante similar al de un acoplador. Un multiplexor tiene múltiples entradas y una única salida. Un demultiplexor utiliza una combinación de divisores ópticos y filtros. El divisor se utiliza para dividir la señal de entrada en múltiples rutas, mientras que los filtros separan frecuencias particulares. El filtro AWG de la figura 2.19 se puede usar para multiplexar o demultiplexar señales ópticas. Además, el filtro FP de la figura 2.20 puede diseñarse para tener múltiples bandas de paso, repetidas periódicamente a diferentes frecuencias. El diseño se puede llevar a cabo seleccionando longitudes adecuadas y un índice de refracción para la cavidad que se muestra en la figura 2.20.

2.6.2. Aislador y circulador óptico.

El principio de funcionamiento de los aisladores ópticos y circuladores es similar. Un aislador permite que la luz pase a través de él en una dirección, mientras que atenúa la luz que pasa en la dirección opuesta. Los aisladores se usan principalmente a la entrada de amplificadores ópticos y láseres para protegerlos de cualquier luz reflejada hacia atrás, como se ve por ejemplo en la figura 2.17.

En una red óptica, la luz que viaja en una dirección particular puede reflejarse en la interfaz de los diferentes componentes en el enlace. Estas reflexiones se deben principalmente a un cambio del índice de refracción del componente particular. El principio de funcionamiento de un aislador independiente de polarización puede entenderse a partir de la figura 2.22. La señal de luz que está compuesta de dos estados de polarización ortogonal se pasa a través de un polarizador de recorrido espacial (SWP), que tiene diferentes índices de refracción para diferentes polarizaciones.

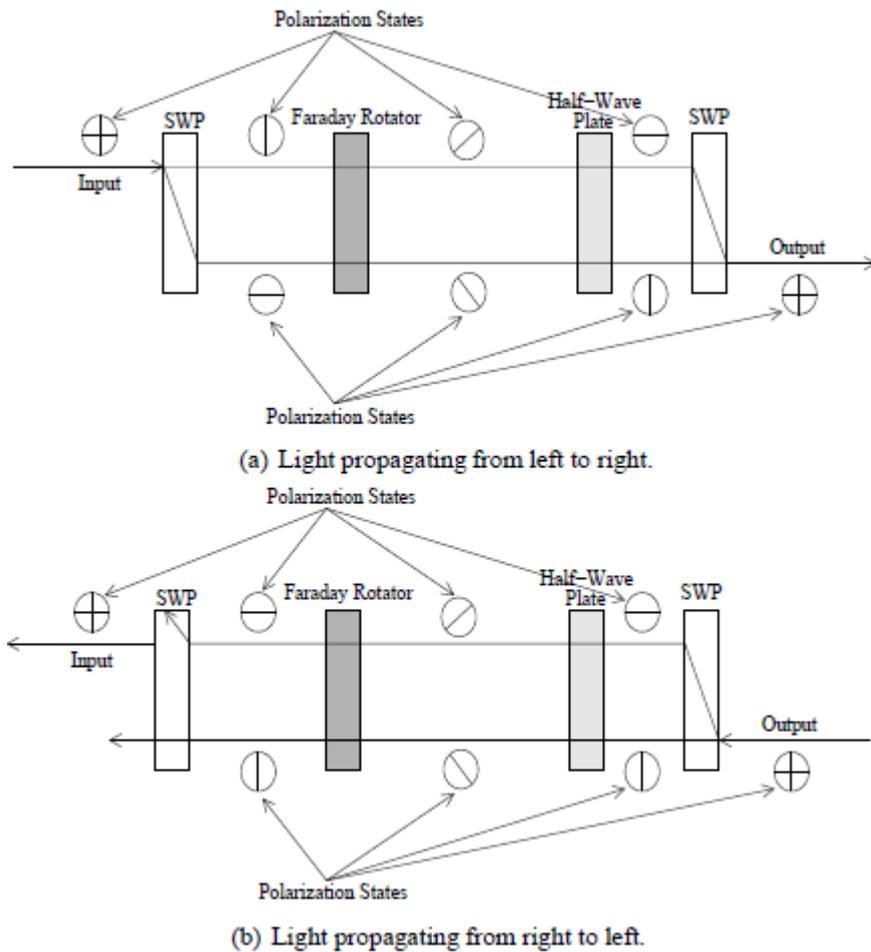


Figura 2. 22: Principio de funcionamiento de un aislador.
Fuente: (Ramaswami, Sivarajan, & Sasaki, 2010)

Esta variación en el índice de refracción da como resultado la separación espacial de las dos luces polarizadas ortogonalmente, mientras viaja a través del SWP. Los estados de polarización de la señal de luz se muestran mediante los círculos en la figura 2.22. A la salida del SWP, se generan dos señales de luz que tienen estados de polarización ortogonal. Estas dos señales se pasan a través de un rotador de Faraday, que rota el estado de polarización de cada una en 45° , como se observa en la figura 2.22a. El rotador de Faraday es un dispositivo no recíproco, por lo tanto, siempre gira el estado de polarización en 45° , independientemente de qué lado entre la luz en el rotador.

Después del rotador de Faraday, la luz pasa a través de una placa de media onda, que es un dispositivo recíproco, por lo que la luz que ingresa desde la izquierda gira 45° en el sentido de las agujas del reloj, mientras que

la luz que ingresa desde la derecha la dirección anti-horaria. Como se observa en la figura 2.22a, la combinación del rotador de Faraday y la placa de media onda cambia el eje de polarización en 90°.

En la salida, se usa otro SWP que opera de manera inversa al SWP utilizado en la entrada. Por lo tanto, las dos señales de luz con diferentes ejes de polarización se combinan para formar una sola señal. Por el contrario, para que la luz entre en la dirección opuesta, es decir, de derecha a izquierda, la combinación de la placa de media onda y el rotador de Faraday cancelan el efecto del otro. Por lo tanto, los estados de polarización permanecen sin cambios, lo que resulta en la dispersión de las dos señales de luz a la salida del SWP final, tal como se muestra en la figura 2.22b.

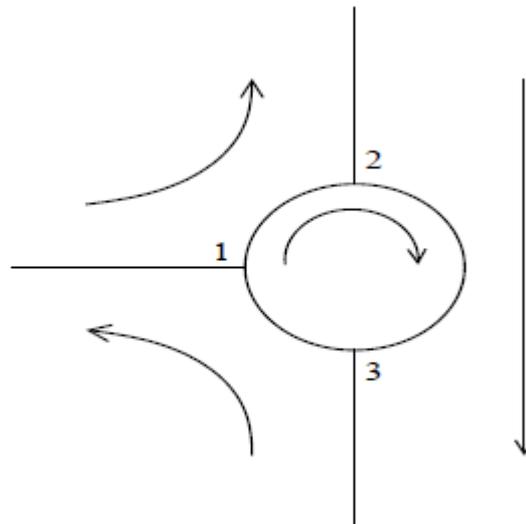


Figura 2. 23: Principio de funcionamiento de un circulator.
Fuente: (Ramaswami, Sivarajan, & Sasaki, 2010)

El principio de funcionamiento de un circulator es similar al del aislador que se ve en la figura 2.22. La única diferencia está en el número de puertos, con el aislador como dispositivo de dos puertos, mientras que el circulator puede tener 3 o 4 puertos, dependiendo de su aplicación específica. La figura 2.23 muestra el principio de funcionamiento de un circulator de tres puertos. Se puede observar en la figura 2.22 que la luz que ingresa desde el puerto 1, 2 y 3 sale a través del puerto 2, 3 y 1, respectivamente.

Capítulo 3: Simulación y Resultados Obtenidos.

3.1. Comparación de rendimiento de los moduladores Mach-Zender y electroabsorción.

En esta sección se incluyen dos simulaciones de la señal fuente de transmisión, llamado láser de onda continua (*Continuos Wave, CW*) y la frecuencia de la señal de entrada, la potencia y la fuente de suministro del modulador se mantienen constantes, tal como se muestra en las figuras 3.1 y 3.2. Por lo tanto, el efecto de cambiar el tipo de moduladora variable a la señal de salida se examina utilizando el analizador de espectro en la salida del modulador.

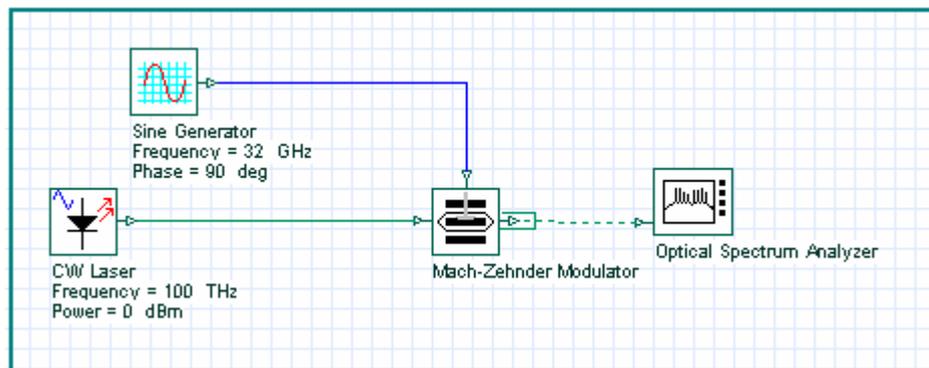


Figura 3. 1: Diseño de simulación para el modulador Mach-Zehnder.
Elaborado por: Autor

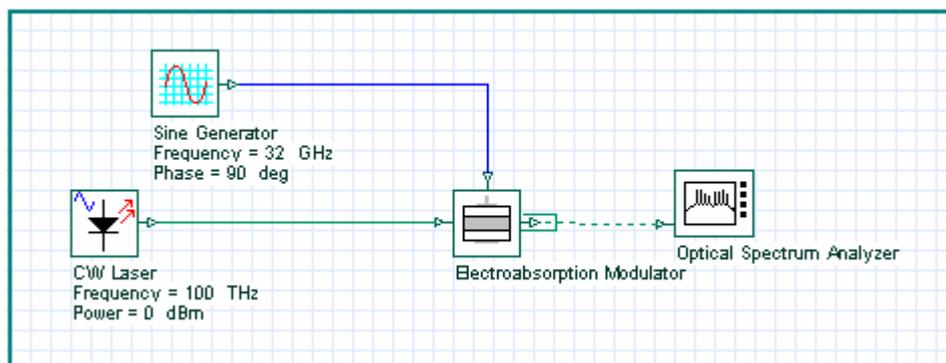


Figura 3. 2: Diseño de simulación para el modulador de electroabsorción.
Elaborado por: Autor

Para obtener las señales de salida de las figuras 3.1 y 3.2 se utilizó el analizador de espectro óptico y cuyos resultados se muestran en las figuras 3.3 y 3.4.

Optical Spectrum Analyzer

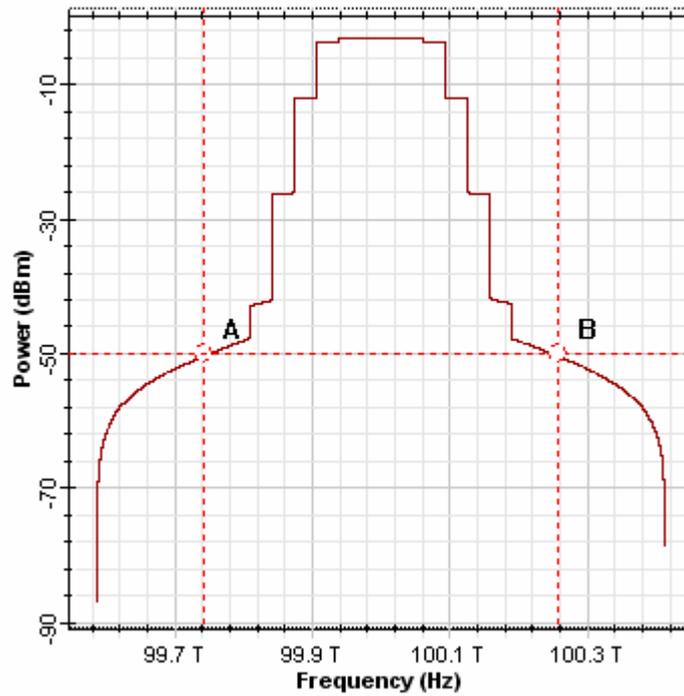


Figura 3. 3: Espectro de la potencia de salida del modulador Mach-Zehnder.
Elaborado por: Autor

Optical Spectrum Analyzer

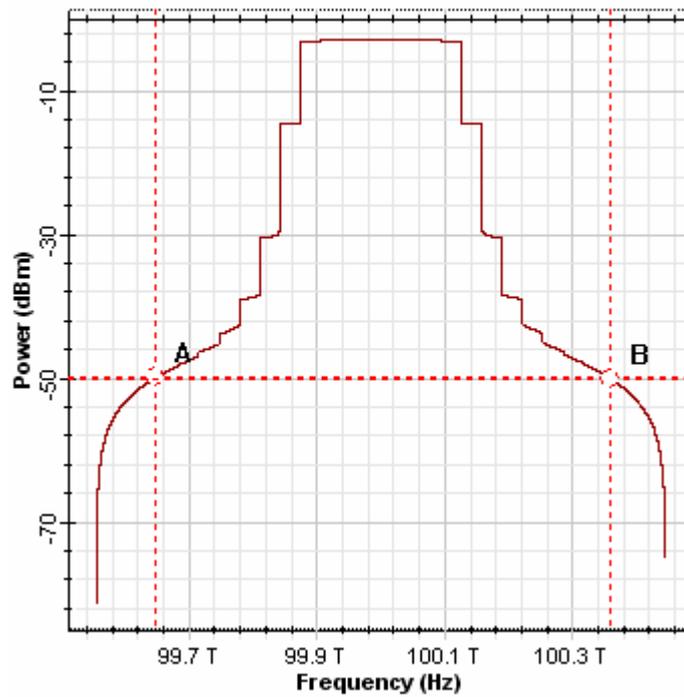


Figura 3. 4: Espectro de la potencia de salida del modulador de electroabsorción.
Elaborado por: Autor

De las figuras 3.3 y 3.4 se observa que no hay un cambio significativo en la potencia de la señal de salida, pero el ancho de banda de frecuencia es mayor en el modulador de electroabsorción (EAM) que en el modulador Mach-Zehnder. En ambas simulaciones, esto se hace tomando la proyección de los puntos donde la potencia de salida es -50 dBm en la banda de frecuencia.

En la salida del modulador de electroabsorción, la posición marcada en la banda de frecuencia está entre 99.64 THz y 100.36 THz, el ancho de banda es 0.72 THz, mientras que en la salida del modulador Mach-Zehnder está en la banda de frecuencia entre 99.74 THz y 100.26 THz cuyo ancho de banda es 0.52 THz. Como resultado, se observó que el efecto del factor chirp era mayor en el modulador EAM, y que esto altera al modulador EAM lejos de las características ideales.

3.2. Análisis de ruido en los moduladores Mach-Zehnder y electroabsorción.

En esta sección, las características del modulador Mach-Zehnder y EAM se han investigado añadiendo ruido en ciertos puntos de la marca de entrada además de los diseños vistos en la sección 3.1. En la figura 4.5, se agrega una señal de ruido de 10 THz de frecuencia a la señal de entrada del modulador Mach-Zehnder y se examina la potencia de ruido en la señal de salida. En la figura 3.6 se muestra la potencia de salida del analizador de espectro óptico para la señal de entrada con una frecuencia de 190 THz, cuyo valor resultó ser -64 dBm.

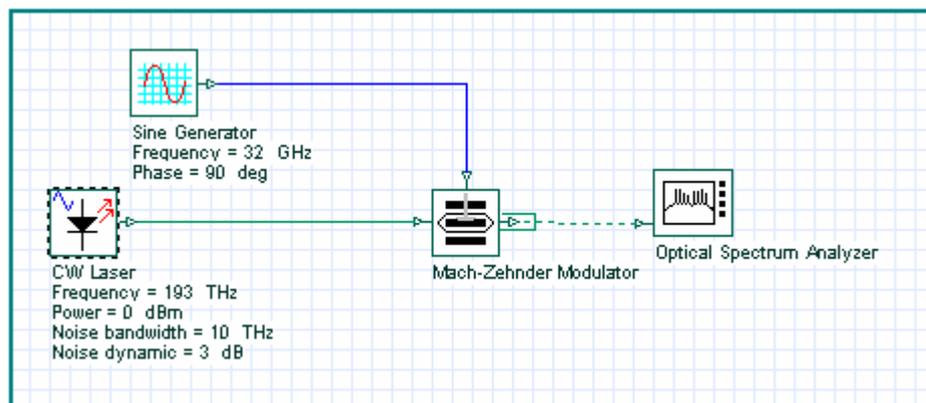


Figura 3. 5: Diseño de simulación del mecanismo en el que se examina el efecto de ruido en moduladores Mach-Zehnder

Elaborado por: Autor

Optical Spectrum Analyzer

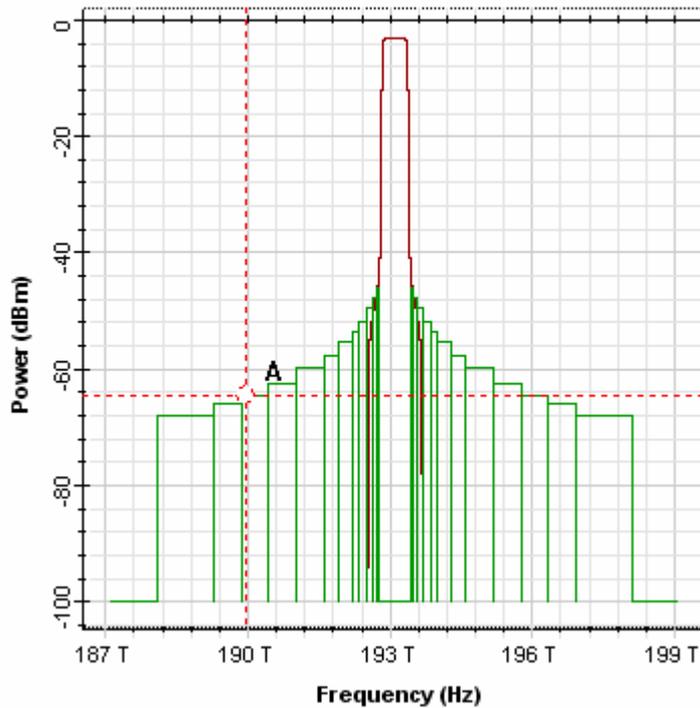


Figura 3. 6: Espectro de potencia del ruido en moduladores Mach-Zehnder.
Elaborado por: Autor

En la Figura 4.7, el modulador EML se aplica con una señal de entrada de frecuencia 193 THz y una señal de ruido de frecuencia 10 THz y se examina la potencia de ruido en la señal de salida. Como se muestra en la Figura 4.8, la potencia de salida monitorizada en el analizador de espectro óptico para una señal de entrada de frecuencia de 190 THz se determinó que era -68 dBm.

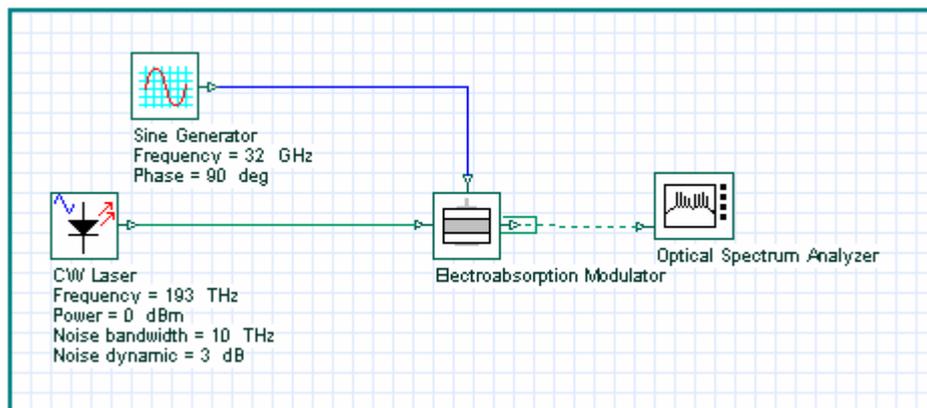


Figura 3. 7: Diseño de simulación del mecanismo en el que se examina el efecto de ruido en moduladores de electroabsorción.

Elaborado por: Autor

Optical Spectrum Analyzer

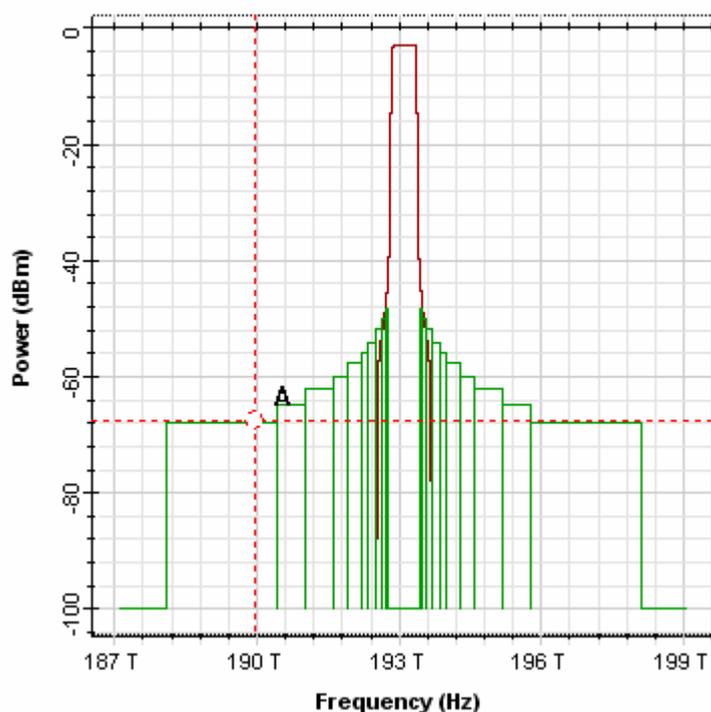


Figura 3. 8: Espectro de potencia del ruido en moduladores de electroabsorción.
Elaborado por: Autor

Si la señal de entrada es ruidosa en los sistemas mostrados en las figuras 3.5, 3.6 y 3.7, se examinan las señales de salida de los moduladores Mach-Zender y EaM. En ambos moduladores, se agregó una señal de ruido de 10 THz de frecuencia a la señal de entrada con 193 THz de frecuencia y se encontró que la potencia de ruido en la señal de salida era más alta en el modulador Mach-Zender. También, se observó que la potencia a 190 THz era -64 dBm en el modulador Mach-Zender y -68 dBm en EAM. En presencia de ruido en la señal de entrada, el modulador Mach-Zender es más ruidoso en la salida, lo que sugiere que estos moduladores son más adecuados para entornos silenciosos ideales.

3.3. Análisis del efecto de amortiguación en moduladores ópticos.

En esta simulación, las características de potencia de salida del modulador Mach-Zender con diferentes valores de ER se evaluaron mediante OptiSystem 7.0 para investigar el factor ER. En la entrada al modulador Mach-Zender, se utiliza un láser continuo estándar con una potencia de 10 dBm y una frecuencia de 200 THz. En la figura 3.9, se observa el aparato ER con un

factor de 30 dB en la característica del analizador de espectro óptico de la potencia de salida del sistema (véase la figura 3.10). En la figura 3.11, se prepara un aparato con un factor ER de 5 dB con los otros parámetros que se mantienen constantes, y la característica de potencia de salida del sistema se observa mediante el analizador de espectro óptico. La variación de la potencia de salida con respecto a la frecuencia se muestra en la figura 3.12.

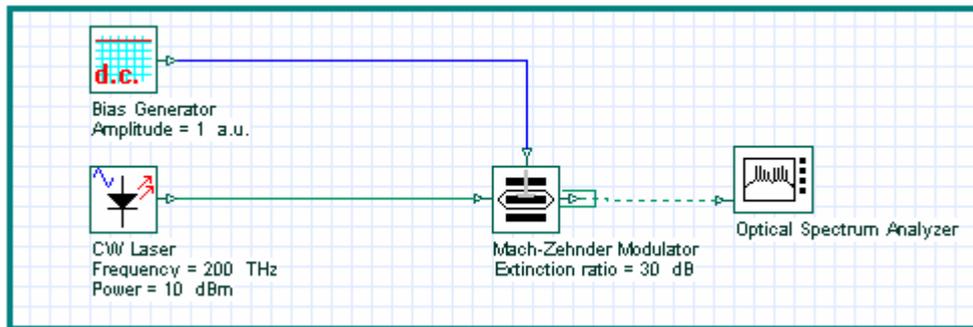


Figura 3. 9: Diseño de simulación del dispositivo ER con un factor de 30 dB.
Elaborado por: Autor

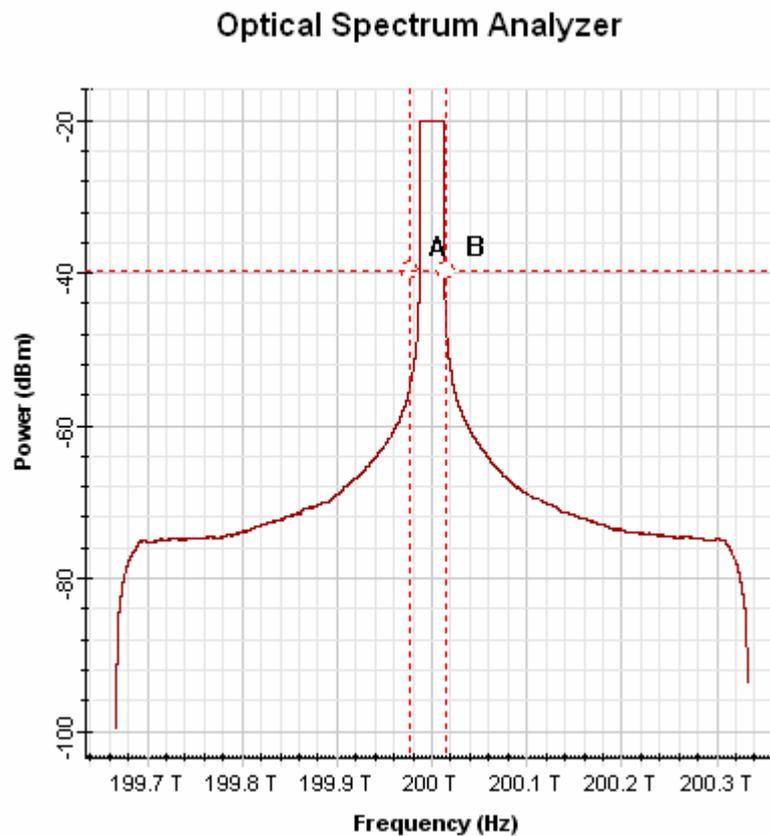


Figura 3. 10: Potencia de salida del sistema con un factor ER de 30 dB.
Elaborado por: Autor

La salida del analizador de espectro se muestra en la figura 3.10 y los puntos A y B, donde la potencia óptica es -40 dBm, están marcados para observar correctamente el ancho de banda de frecuencia.

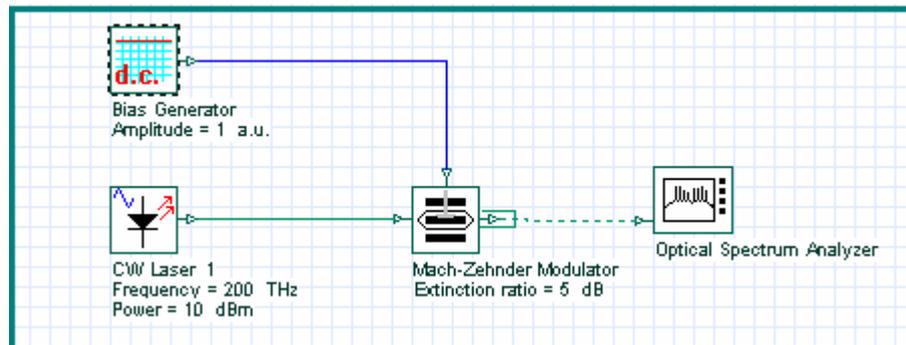


Figura 3. 11: Diseño de simulación del dispositivo ER con un factor de 5 dB.
Elaborado por: Autor

Optical Spectrum Analyzer

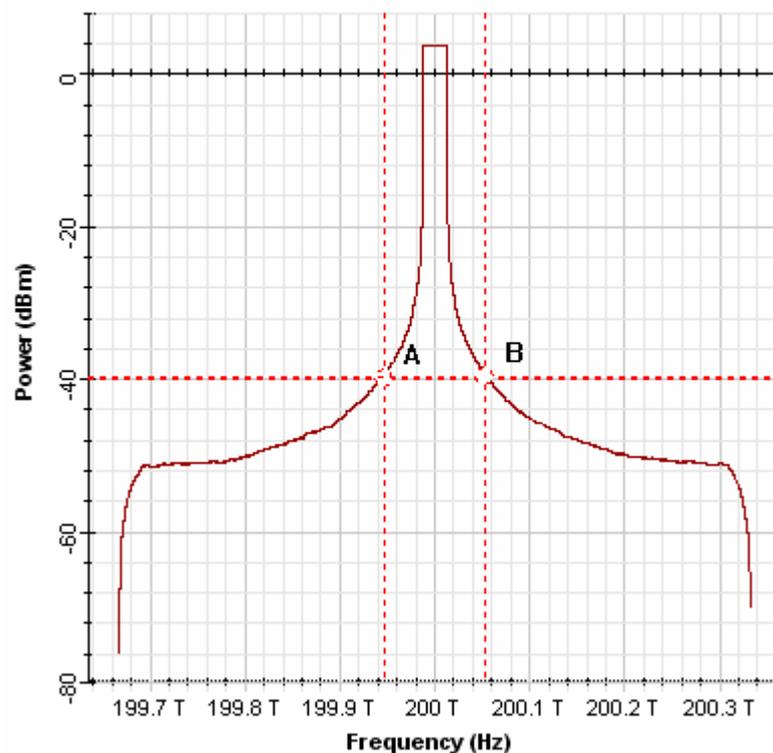


Figura 3. 12: Potencia de salida del sistema con un factor ER de 5 dB.
Elaborado por: Autor

En las simulaciones de esta sección, el efecto del factor ER se analiza en el modulador Mach-Zehnder, que es uno de los elementos básicos de la comunicación óptica y ampliamente utilizado en la industria. En la figura 3.12 la posición de la señal de salida en la banda de frecuencia en el punto donde la potencia de salida es -40 dBm está entre 199.95 THz y 200.05 THz y el

ancho de banda es 0.1 THz, mientras, que en la figura 3.11 la potencia de salida es -40 dBm en el punto donde la señal de salida está ubicada en la banda de frecuencia. 200.02 THz y el ancho de banda es 0.4 THz.

Si el valor de ER aumenta infinitamente en las condiciones ideales, se obtiene el resultado de que la marca original se conserva mejor y se minimiza el chirp, y el aumento del factor ER de 5 dB a 30 dB en este rango de frecuencia. Se observó que proporcionó una ganancia de hasta 60%. Para moduladores más eficientes, se ha determinado que el factor ER debe mantenerse lo más alto posible.

3.4. Efectos de la potencia promedio en las señales de salida en moduladores ópticos.

En los diseños de esta sección, se examina la influencia del aumento de potencia promedio en la señal original, pero manteniendo constante el factor ER. Para ver el efecto de la potencia promedio, se simula el dispositivo con la potencia de entrada de 10 dBm tal como se muestra en la figura 3.13 y la característica de salida del dispositivo se muestra en la figura 3.14.

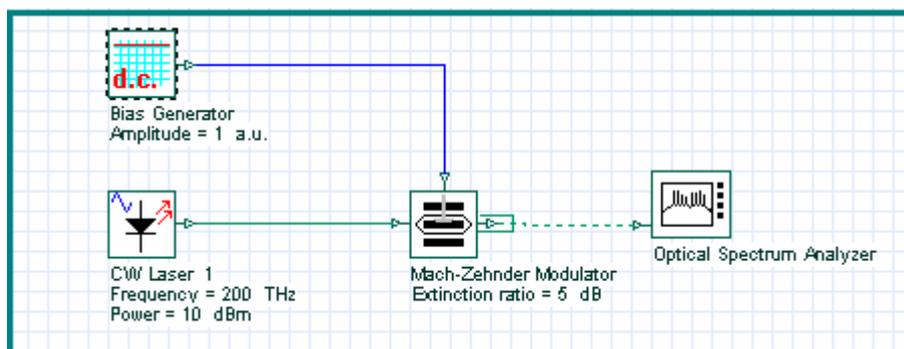


Figura 3. 13: Dispositivo ER con factor de 5 dB y potencia de entrada de 10 dBm.
Elaborado por: Autor

En la figura 3.14 se muestran los valores máximo y mínimo de la amplitud de la señal que son 8.68 dBm y -105.17 dBm, respectivamente. En consecuencia, la diferencia entre los puntos máximo y mínimo de la amplitud es 113.85 dBm.

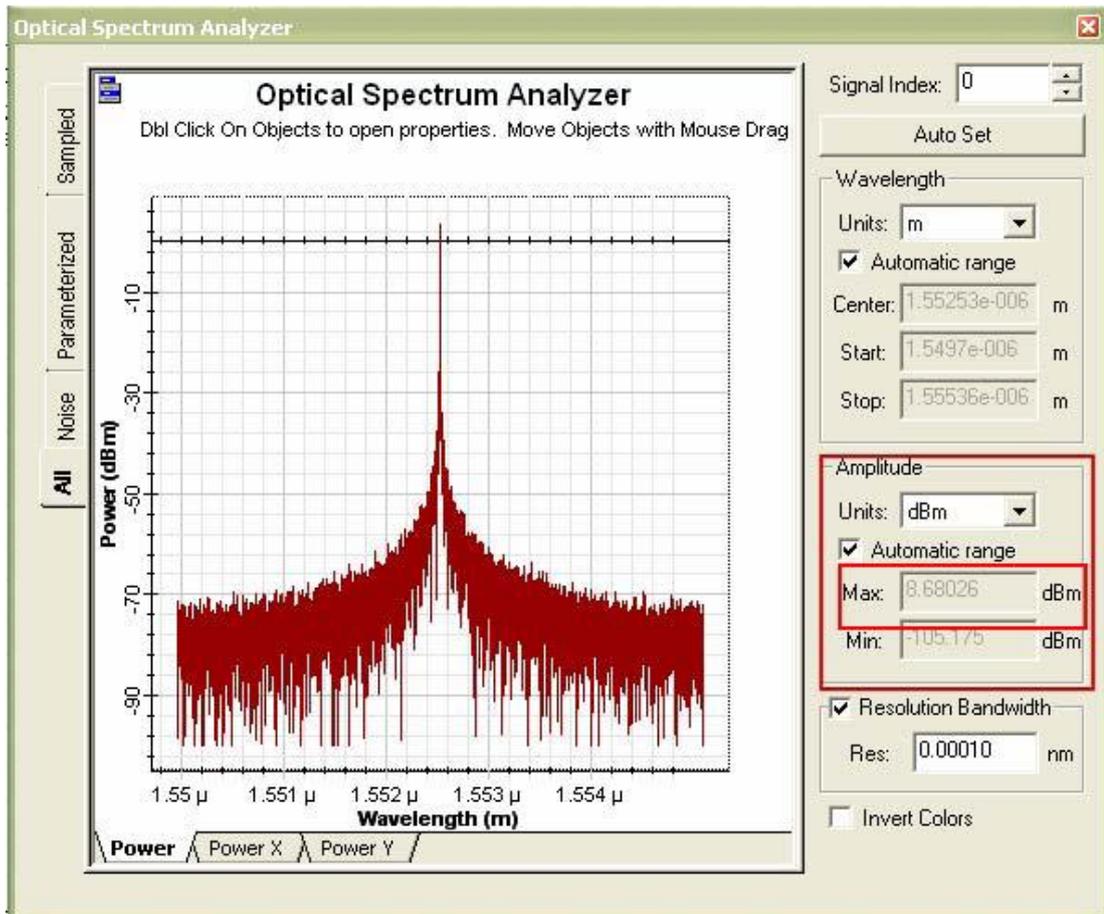


Figura 3. 14: Característica de salida del sistema con factor ER de 5 dB y potencia de entrada de 10 dBm
Elaborado por: Autor

En el diseño de simulación mostrada en la figura 3.15, la potencia de entrada aumenta a 200 dBm, siempre que el factor ER sea de 5 dB.

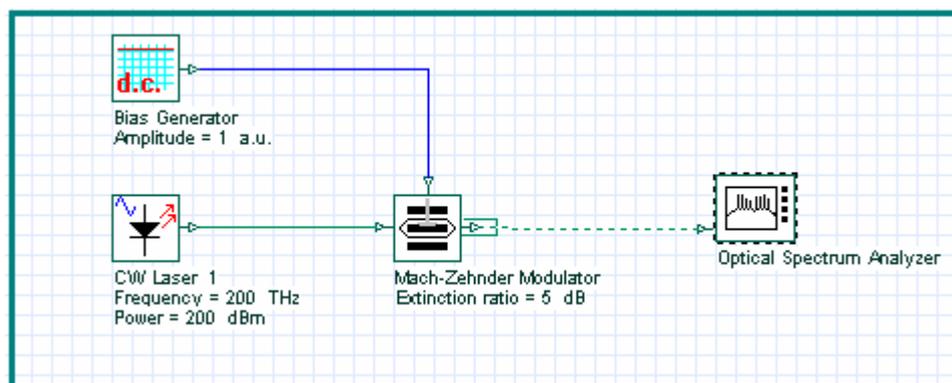


Figura 3. 15: Dispositivo ER con factor de 5 dB y potencia de entrada de 200 dBm.
Elaborado por: Autor

En la figura 3.16 se muestra la amplitud máxima y mínima de la señal a 199.77 dBm y 61.91 dBm a la salida del analizador de espectro. En

consecuencia, la diferencia entre los puntos máximo y mínimo de la amplitud es de 137.86 dBm.

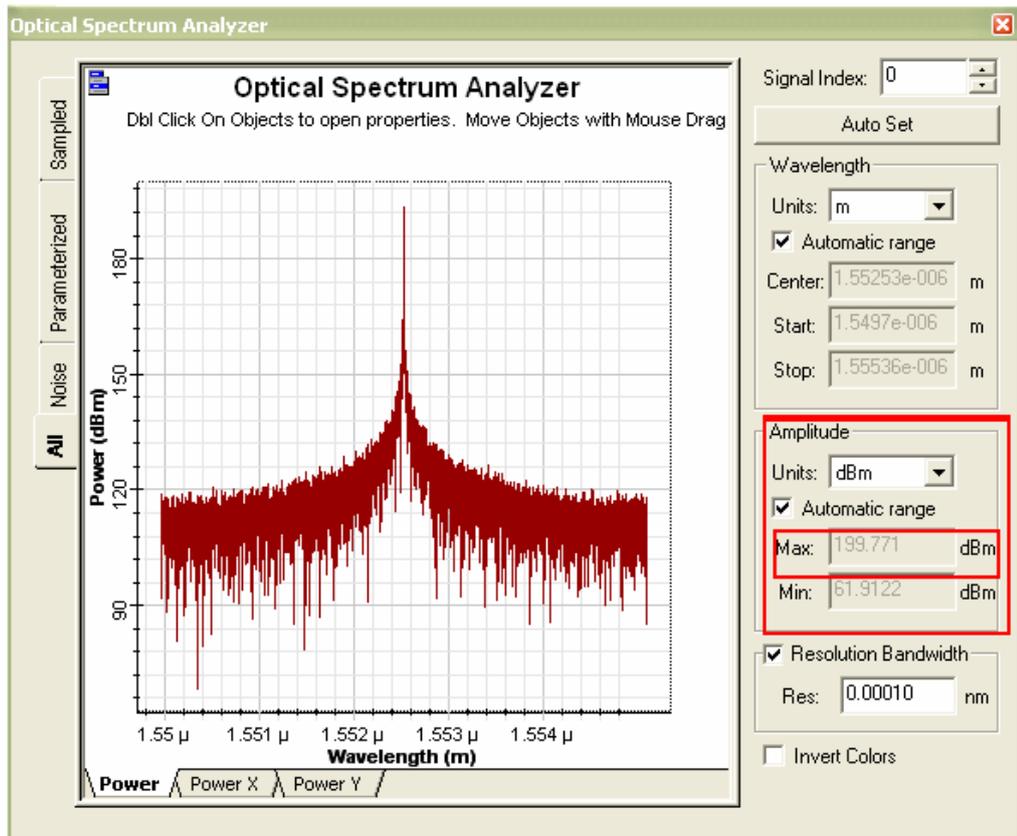


Figura 3. 16: Característica de salida del sistema con factor ER de 5 dB y potencia de entrada de 200 dBm.
Elaborado por: Autor

Considerando las figuras 3.14 y 3.16, la diferencia entre los valores de amplitud máxima y mínima de la señal es de 113.85 dBm en el caso de la potencia de entrada de 10 dBm y la amplitud de la señal de 137.86 dBm en el caso de 200 dBm de la potencia de entrada. Se ha determinado que la oscilación de la señal original se conserva mejor en el sistema donde la potencia de entrada es de 200 dBm. También, se observa que esta situación se solapa (véase la figura 3.17 a y 3.17 b) y que el tamaño del efecto de potencia de entrada es soportado numéricamente.

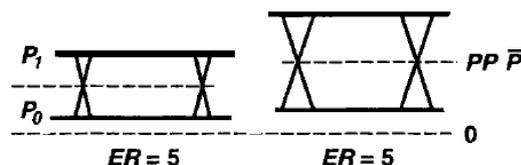


Figura 3. 17:
Elaborado por: Autor

3.5. Análisis de voltaje de polarización en moduladores ópticos.

El voltaje de polarización se usa para minimizar el factor chirp en los moduladores. En esta sección, el ancho de banda se mide en ambos casos aplicando un voltaje de polarización negativo de 0 V y 1 V, manteniendo la potencia de entrada constante para el modulador EML, y se observa que el voltaje de polarización en la salida del modulador se reduce a 1 V cuando el voltaje de polarización es 1 V. La salida del analizador de espectro utilizado en el diseño de la figura 3.18 se muestra en la figura 3.19.

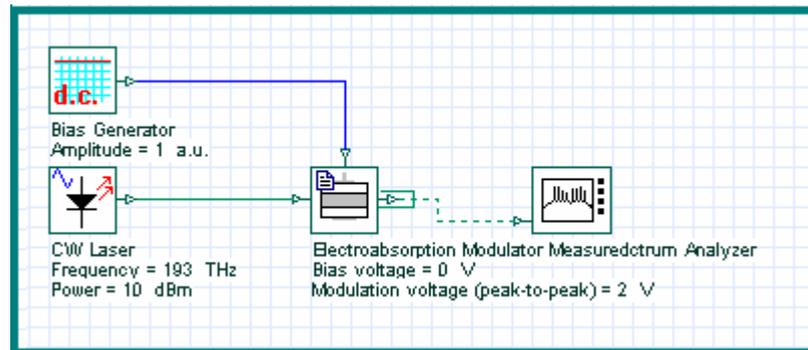


Figura 3. 18: Dispositivo en el cual el voltaje de polarización se aplica como 0 V.
Elaborado por: Autor

Optical Spectrum Analyzer

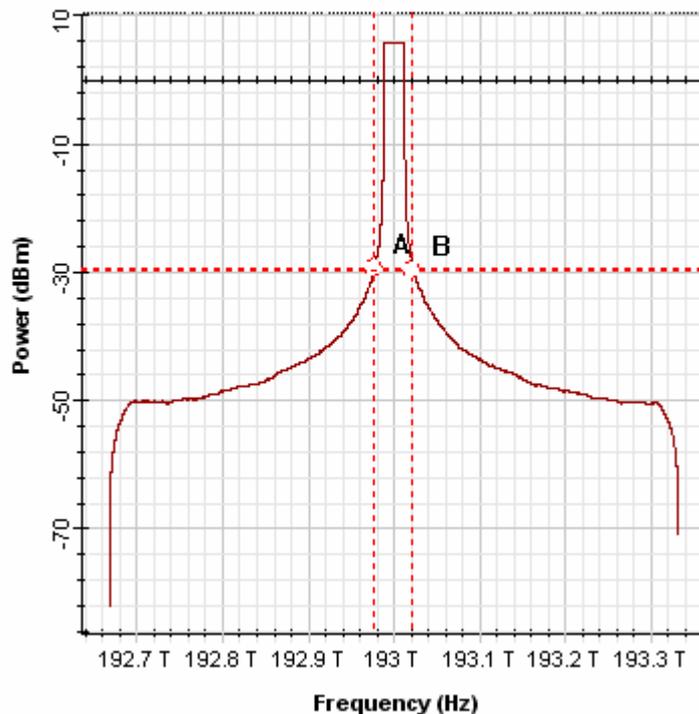


Figura 3. 19: Señal de salida del circuito donde la tensión de polarización se aplica como 0 V.

Elaborado por: Autor

En la figura 3.20, se aplica un voltaje de polarización de -1 V con todos los parámetros constantes, y la característica de la señal de salida del sistema se muestra en la figura 3.21.

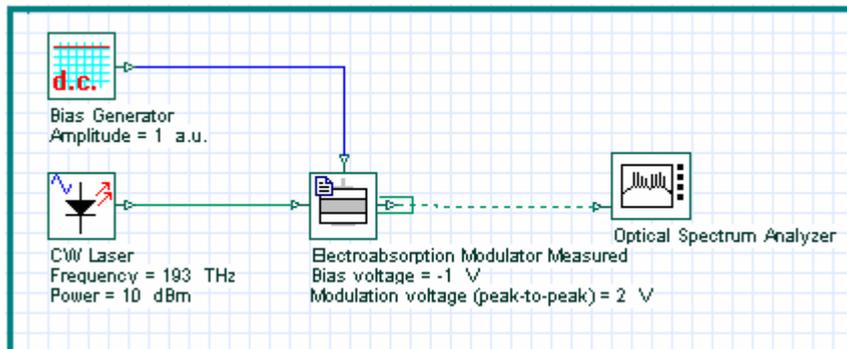


Figura 3. 20: Dispositivo en el cual el voltaje de polarización se aplica como -1 V.
Elaborado por: Autor

Optical Spectrum Analyzer

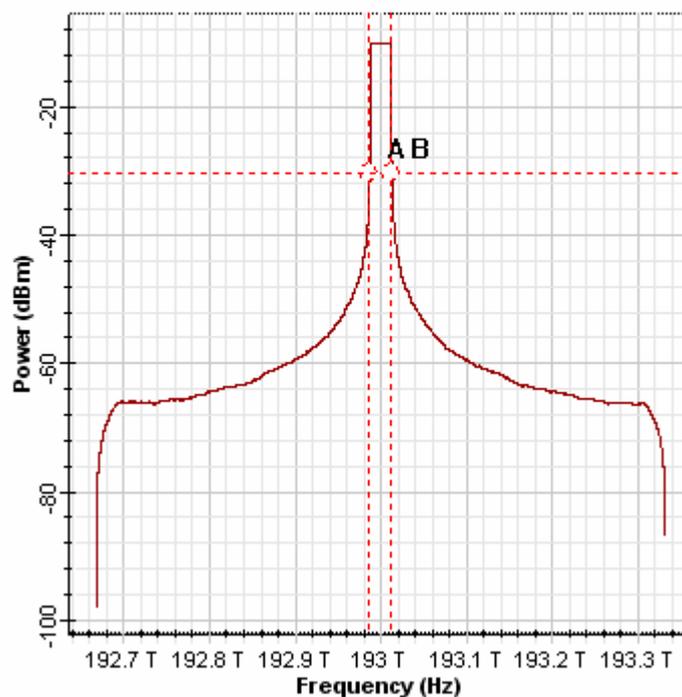


Figura 3. 21: Señal de salida del sistema donde el voltaje de polarización se aplica como 1 V.

Elaborado por: Autor

Cuando se comparan las señales de salida obtenidas en las figuras 3.19 y 3.21, se observa que el efecto del factor de chirp, que es uno de los factores que disminuyen la calidad de comunicación en los moduladores ópticos, se

reduce en un 50% con la tensión negativa de polarización de 1 V aplicada al modulador. El ancho de banda ha disminuido significativamente de 0.04 THz a 0.02 THz, haciendo una contribución significativa.

3.6. Análisis de pérdida de ruta en redes de comunicaciones ópticas.

Las redes ópticas industriales se diseñan de muchas formas diferentes y, a veces, existen distancias muy largas entre la fuente y el receptor. El uso de fibra óptica a lo largo del camino conduce a un cierto debilitamiento en la señal obtenida en el lado del receptor. En este estudio, se diseñó y analizó un circuito óptico como un todo, a diferencia de la potencia de salida de cada parámetro del modulador.

El diseño del circuito que se muestra en la figura 3.22 consiste en una red óptica de 2 canales en la cual la señal de entrada óptica en uno de los canales ingresa al modulador directo en el entorno sin pérdidas mientras que la señal de entrada en el otro canal es una fibra óptica de 50 km y pasa a través de un amplificador óptico a 50 dBm de potencia agregado para compensar la pérdida resultante, y luego pasa a través del modulador.

En la figura 3.22, las señales de salida del modulador en el canal con pérdida y sin pérdida se calcularon mediante el analizador WDM y se muestran en las figuras 3.23 y 3.24. En comparación con la figura 3.23 y la figura 3.24, la potencia de la señal de salida disminuyó a -20.01 dBm mientras que disminuyó a -27.88 dBm en el entorno con pérdidas. Esto resulta en una pérdida de hasta 35% en la fuerza de la señal.

Del mismo modo, cuando se examina la señal de ruido, la potencia de la señal de salida aumenta a -61,65 dBm en el canal donde está la pérdida de trayecto, mientras que en el entorno sin pérdida es -100 dBm y la relación de señal/ruido óptico (OSNR) es 79,98 dB a 33,77 dB en el entorno con pérdidas.

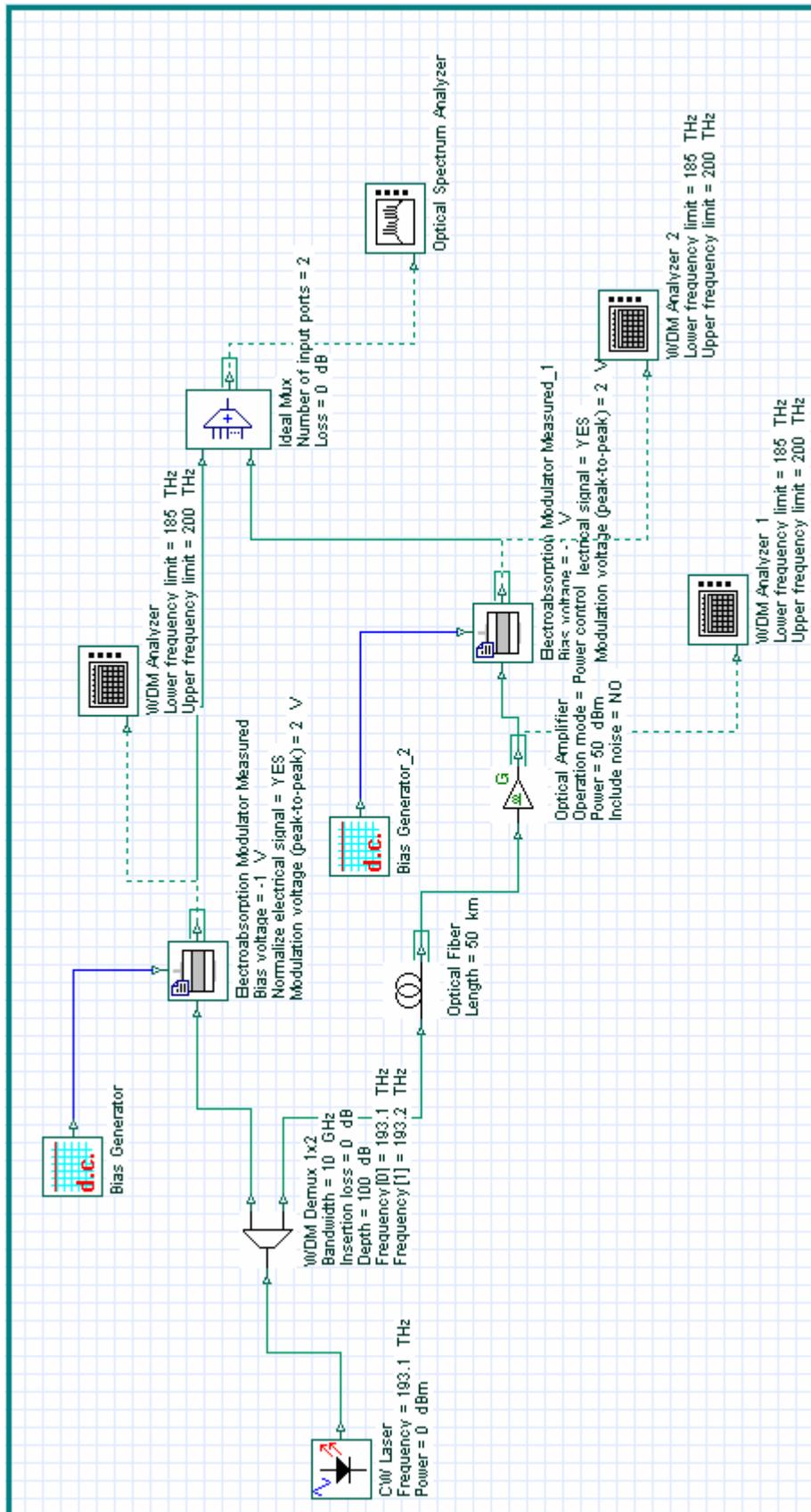


Figura 3. 22: Diseño del mecanismo por el cual se examina el efecto de pérdida de ruta.

Elaborado por: Autor



Figura 3. 23: Señal de salida del modulador en el canal sin pérdidas.
 Elaborado por: Autor



Figura 3. 24: Señal de salida del modulador en el canal con pérdidas.
 Elaborado por: Autor

En comparación con las figuras 3.23 y 3.24, la potencia de la señal de salida disminuyó a -20.01 dBm en el entorno con pérdidas, mientras que disminuyó a -27.88 dBm en el entorno con pérdidas. Esto resulta en una pérdida de hasta 35% en la fuerza de la señal. Del mismo modo, cuando se examina la señal de ruido, la potencia de la señal de salida aumenta a -61,65 dBm en el canal donde está la pérdida de trayecto, mientras que es -100 dBm en el entorno sin pérdida y la relación señal/ruido óptico (OSNR) es 79,98 dB a 33,77 dB en el entorno sin y con pérdidas, respectivamente.

Todos estos análisis hacen que la optimización del ruido sea más importante en condiciones prácticas o, en otras palabras, en entornos con pérdidas. Los moduladores causan el factor de chirp al modular la señal de ruido no deseada con la señal original de cierta manera. En la tercera parte, el efecto del factor chirp dado los detalles teóricos sobre el trabajo original se materializa en las simulaciones en esta sección. Como resultado, dos señales en este conjunto se insertan en el mismo canal a través del multiplexor ideal y la imagen en el analizador de espectro de la señal de salida se muestra en la figura 3.25.

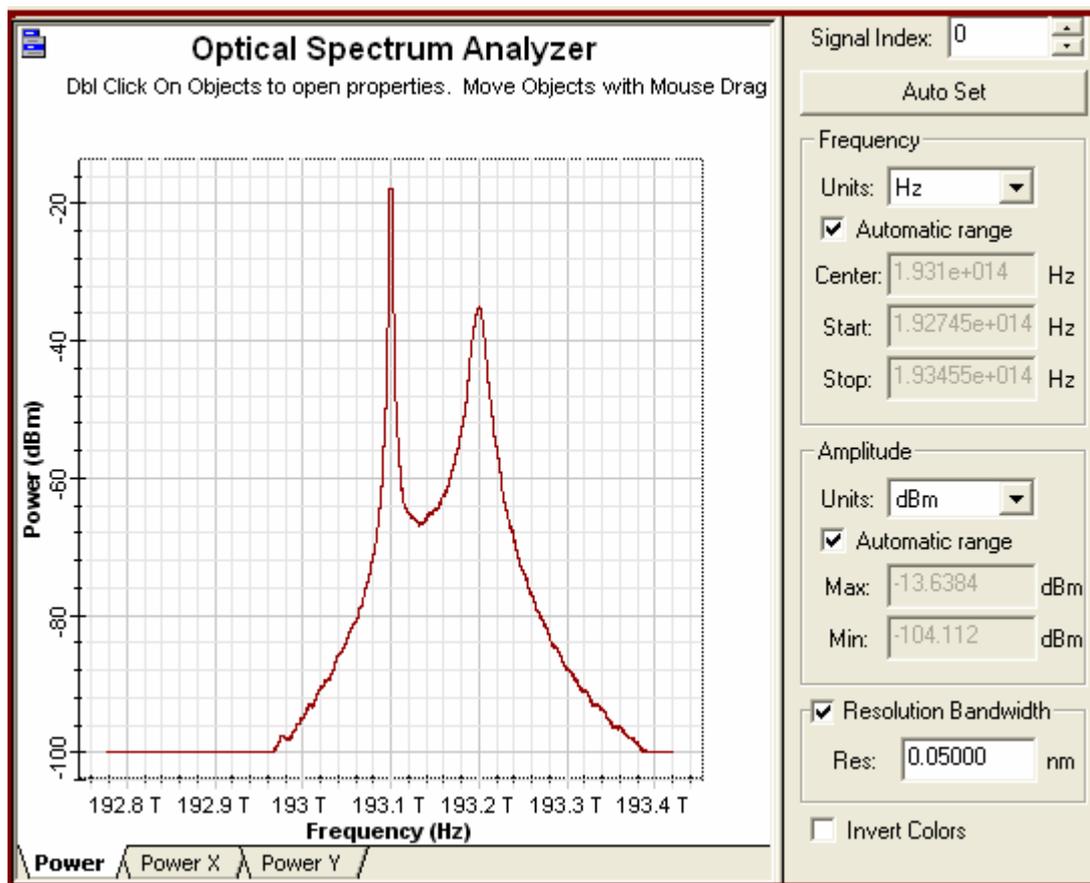


Figura 3. 25: Señal de salida del modulador en el canal con pérdidas.
Elaborado por: Autor

La primera señal en THz mostrada en la figura 3.25 muestra la imagen de salida del modulador de la señal en el canal sin pérdida y la segunda señal en 193.2 THz muestra la característica de salida del modulador de la señal óptica en el canal con pérdida. Como se muestra en la figura 3.25, el ancho sobre el espectro de frecuencia de la señal sin pérdidas generada en 193.1 THz es considerablemente menor que en el espectro de frecuencia de la señal

que pasa a través del camino con pérdidas a 193.2 THz. La señal original está protegida minimizando el efecto del factor de chirp.

Conclusiones

1. El uso cada vez más extendido de las redes de comunicación óptica ha aumentado la importancia de los elementos del circuito óptico, y se necesita un trabajo detallado en este sentido. En este trabajo de titulación, se investigaron los moduladores ópticos entre los componentes del circuito óptico. Después de analizar teóricamente el principio de funcionamiento y los criterios de rendimiento, se observaron los efectos de estos criterios de rendimiento en las aplicaciones realizadas con el software del simulador OptiSystem 7.0.
2. El efecto del factor chirp, uno de los factores más importantes para preservar la señal original en los moduladores ópticos, se ha estudiado comparativamente en los moduladores EML y Mach-Zender que son ampliamente utilizados en la industria. A la salida del modulador Mach-Zender, el ancho de banda es de 0.52 THz, mientras que el modulador EML está más alejado que la característica ideal del modulador y está formado como 0,72 THz. Sin embargo, no se observó ningún cambio significativo en la potencia de salida de los dos moduladores, y fue el resultado de que el factor chirp podría ser utilizado en ambos moduladores cuando no era una prioridad.
3. En este estudio, se examinaron los efectos del factor de amortiguación ER y la potencia promedio de los parámetros del modulador óptico. Como el factor ER es idealmente infinito y a medida que aumenta el valor de ER, se observa que la señal de salida del modulador se acerca al original. Para medir el efecto de la tasa de aumento de ER en la señal de salida del modulador, se establecieron dos esquemas de moduladores diferentes, con valores ER de 5 dB y 30 dB, y la ganancia del factor ER es de 30 dB aumentó en hasta 60% en la banda de frecuencia. Para analizar el efecto de la potencia media en la oscilación original de la señal, se establecieron dos dispositivos diferentes con una potencia media de 10 dBm y 200 dBm manteniendo constante el factor ER. La amplitud de la señal fue de 113.85 dBm en el caso de 10 dBm de amplitud de la señal, mientras que la

amplitud de la señal de entrada aumentó a 137,86 dBm en el caso de 200 dBm de la potencia de entrada y se observó que la oscilación de la señal original era mejor a 200 dBm.

4. Otro parámetro que afecta el rendimiento de los moduladores ópticos es el voltaje de polarización. Se ha determinado que el efecto del factor chirp, es uno de los factores que disminuyen la calidad de la comunicación en los moduladores, que se reduce en un 50% con la tensión negativa de polarización de 1 V aplicada al modulador.

5. Se ha analizado la ubicación de los moduladores en una red óptica y la forma en que se usan en la industria. En uno de los canales de una red óptica de dos canales, el modulador óptico se aplica pasando una fibra óptica de 50 km a través de un amplificador óptico de 50 dBm. En el otro canal, la señal fuente pasa a través del modulador directo y la salida. En esta aplicación, el análisis de pérdidas se realiza comparando el modulador en el entorno ideal y en el modo de uso en la industria. La OSNR en el entorno con pérdida es de 79,98 dB, mientras que es de 33,7 dB en el entorno sin pérdida.

Recomendaciones

1. Desarrollar modelados de redes de comunicaciones ópticas utilizando la herramienta de simulación OptiSystem.
2. A partir del presente trabajo, se sugiere realizar el análisis comparativo utilizando el software MatLab.

Bibliografía

- Agrawal, G. P. (2001). *Nonlinear Fiber Optics*. Burlington: Elsevier.
Recuperado de <http://public.ebib.com/choice/publicfullrecord.aspx?p=294292>
- Agrawal, G. P. (2002). *Fiber-optic communication systems* (3rd ed). New York: Wiley-Interscience.
- Amemiya, T., Shindo, T., Takahashi, D., Myoga, S., Nishiyama, N., & Arai, S. (2011). Semiconductor DFB laser with plasmonic metal layers for subwavelength confinement of light. En *2011 International Quantum Electronics Conference (IQEC) and Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO) Pacific Rim incorporating the Australasian Conference on Optics, Lasers and Spectroscopy and the Australian Conference on Optical Fibre Technology* (pp. 863–865). Sydney, Australia: IEEE. <https://doi.org/10.1109/IQEC-CLEO.2011.6193896>
- Binh, L. N., & Shraga, I. (2005). An Optical Fiber Dispersion Measurement Technique and System. Presentado en Department of Electrical and Computer Systems Engineering.
- Cao, P., Hu, X., Wu, J., Zhang, L., Jiang, X., & Su, Y. (2014). Reconfigurable UWB Pulse Generation Based on a Dual-Drive Mach–Zehnder Modulator. *IEEE Photonics Journal*, 6(5), 1–6. <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2014.2352632>
- Chiu, Y.-J. (2015). Design and fabrication of optical electroabsorption modulator for high speed and high efficiency (pp. 1–4). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICOCN.2015.7203651>
- Connelly, M. J., Romero-Vivas, J., Meehan, A., & Krzaczanowicz, L. (2015). Modeling of Mach-Zehnder and electroabsorption modulator pulse

generators and extraction of the chirp factor (pp. 67–68). IEEE.
<https://doi.org/10.1109/NUSOD.2015.7292825>

Criollo C., L. S. (2015). *Diseño de una red convergente de fibra óptica para interconectar los Campus de la Universidad de la Américas* (Tesis de Maestría). Pontificia Universidad Católica del Ecuador, Quito, Ecuador.
Recuperado de
<http://repositorio.puce.edu.ec:80/xmlui/handle/22000/8078>

Finisar. (2009). Introduction to EDFA Technology. Recuperado de
<https://www.finisar.com/sites/default/files/resources/Introduction%20to%20EDFA%20technology.pdf>

Hirooka, T., & Nakazawa, M. (2012). Linear and nonlinear propagation of optical Nyquist pulses in fibers. *Optics Express*, 20(18), 19836.
<https://doi.org/10.1364/OE.20.019836>

Jachetta, J. (2007). *Fiber-Optic Transmission Systems*. (National Association of Broadcasters, Ed.) (10th ed). Amsterdam; Boston: National Association of Broadcasters.

Palmer, C., & Loewen, E. (2014). *Diffraction Grating Handbook* (Seven Edition). New York: Newport Corporation Brand.

Ramaswami, R., Sivarajan, K. N., & Sasaki, G. H. (2010). *Optical networks: a practical perspective* (3rd ed). Amsterdam; Boston: Elsevier/Morgan Kaufmann.

Razak, H. A., Haroon, H., Menon, P. S., Shaari, S., & Arsad, N. (2014). Design and optimization of a Mach-Zehnder Interferometer (MZI) for optical modulators (pp. 301–304). IEEE.
<https://doi.org/10.1109/SMELEC.2014.6920857>

- Sakari, F. L. och P. (2002). *Design and Analysis of an All optical Free-space Communication link* (Proyecto de Grado). Universidad Tecnológica de Linköping, Sweden. Recuperado de <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:18359/FULLTEXT01.pdf>
- Siegman, A. E. (1986). *Lasers*. Mill Valley, California: University Science Books.
- Singaravelu, P. K., & Alam, M. T. (2015). *Electrical and Optical Characterization of InAsP/InP Nanowire-Based Avalanche Photodetectors* (Master Thesis). Halmstad University, Halmstad, Sweden.
- Svelto, O., & Hanna, D. C. (1998). *Principles of lasers* (4th ed). New York: Plenum Press.
- Uetsuka, H. (2004). AWG Technologies for Dense WDM Applications. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 10(2), 393–402. <https://doi.org/10.1109/JSTQE.2004.827841>
- Volk, M., Sterle, J., Sedlar, U., & Kos, A. (2010). An approach to modeling and control of QoE in next generation networks [Next Generation Telco IT Architectures. *IEEE Communications Magazine*, 48(8), 126–135. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2010.5534597>

DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **Aguilera Arreaga, Josue Luis** con C.C: 092172624-6 autor del trabajo de titulación: Análisis comparativo del rendimiento de los moduladores Mach-Zehnder y electroabsorción para comunicaciones ópticas, previo a la obtención del título de **Magister en Telecomunicaciones** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 24 de septiembre del 2018

f. _____

Nombre: **Aguilera Arreaga, Josue Luis**

C.C: 092172624-6

REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA			
FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN			
TÍTULO Y SUBTÍTULO:	Análisis comparativo del rendimiento de los moduladores Mach-Zehnder y electroabsorción para comunicaciones ópticas		
AUTOR(ES)	Ing. Aguilera Arreaga, Josue Luis		
REVISOR(ES)/TUTOR(ES)	MSc. Córdova Rivadeneira, Luis Silvio; MSc. Zamora Cedeño, Néstor / MSc. Palacios Meléndez, Edwin Fernando		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Sistema de Posgrado		
PROGRAMA:	Maestría en Telecomunicaciones		
TÍTULO OBTENIDO:	Magister en Telecomunicaciones		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	24 de septiembre del 2018	No. DE PÁGINAS:	79
ÁREAS TEMÁTICAS:	Fundamentos de comunicaciones, Sistemas de Transmisión Ópticos		
PALABRAS CLAVES/KEYWORDS:	Comunicaciones, Acopladores, Sensores, Amplificadores, Moduladores, Mach-Zehnder		
RESUMEN/ABSTRACT (150-250 palabras):			
<p>En los últimos años, ha surgido la necesidad de capacidad debido al aumento del tráfico en las redes de comunicación. Las redes ópticas han sido en gran medida la solución a esta necesidad gracias a la característica de frecuencia que opera en el nivel de THz. En redes ópticas, el rendimiento de la transmisión de datos se incrementa al usar elementos de circuito tales como acopladores ópticos, sensores ópticos, amplificadores ópticos, filtros ópticos y moduladores ópticos. En este estudio, se analiza el principio de funcionamiento de los moduladores ópticos que es uno de los dispositivos de circuitos ópticos y se investiga la importancia de los moduladores ópticos. Los efectos de la fase, la amplitud y la frecuencia de la señal transmitida en los moduladores ópticos son simulados por el software del simulador OptiSystem 7.0. En el primer capítulo se introduce a las generalidades del trabajo. En el segundo capítulo se describe los fundamentos teóricos de moduladores ópticos y otros dispositivos ópticos. Y finalmente, se diseña la simulación de los moduladores para analizar los resultados obtenidos y ver los impactos en el rendimiento.</p>			
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: 0996782139	E-mail: josueaguileraarreaga@gmail.com	
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN (COORDINADOR DEL PROCESO UTE):	Nombre: Manuel Romero Paz		
	Teléfono: 0994606932		
	E-mail: mromeropaz@yahoo.com		
SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA			
Nº. DE REGISTRO (en base a datos):			
Nº. DE CLASIFICACIÓN:			
DIRECCIÓN URL (tesis en la web):			