



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

TEMA:

“Análisis y simulación de la no linealidad de la fibra óptica en el rendimiento de la codificación de línea NRZ y RZ para enlaces de alta velocidad de transmisión.”

AUTOR:

Álvarez Ruiz Álvaro Geovanny

Trabajo de Titulación previo a la obtención del grado de
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

TUTOR:

Ing. Romero Rosero Carlos Bolívar

Guayaquil, Ecuador

12 de septiembre del 2019



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Sr.
Álvarez Ruiz, Álvaro Geovanny como requerimiento para la obtención del
título de **INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**.

TUTOR

M.Sc. Romero Rosero, Carlos Bolívar

DIRECTOR DE CARRERA

M.Sc. Heras Sánchez, Miguel Armando

Guayaquil, 12 de septiembre del 2019



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, **Álvarez Ruiz, Álvaro Geovanny**

DECLARO QUE:

El trabajo de titulación: “Análisis y simulación de la no linealidad de la fibra óptica en el rendimiento de la codificación de línea NRZ y RZ para enlaces de alta velocidad de transmisión”, previo a la obtención del Título de **Ingeniero 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 responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, 12 de septiembre del 2019

EL AUTOR

Álvarez Ruiz, Álvaro Geovanny



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

AUTORIZACIÓN

Yo, **Álvarez Ruiz, Álvaro Geovanny**

Autorizo a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación: “Análisis y simulación de la no linealidad de la fibra óptica en el rendimiento de la codificación de línea NRZ y RZ para enlaces de alta velocidad de transmisión.”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

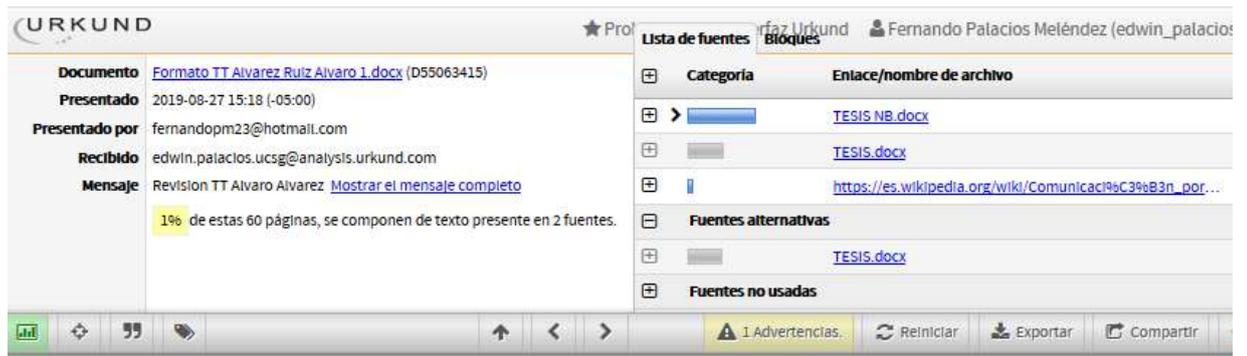
Guayaquil, 12 de septiembre del 2019

EL AUTOR

Álvarez Ruiz, Álvaro Geovanny

REPORTE DE URKUND

Informe del Trabajo de Titulación de la Carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones, con **1%** de coincidencias perteneciente al estudiante, **ALVARO GEOVANNY ALVAREZ RUIZ**.



The screenshot shows the URKUND interface. On the left, document details are displayed: 'Documento: Formato TT Alvarez Ruiz Alvaro 1.docx (D55063415)', 'Presentado: 2019-08-27 15:18 (-05:00)', 'Presentado por: fernandopm23@hotmail.com', 'Recibido: edwin.palacios.ucsg@analysis.urkund.com', and 'Mensaje: Revisión TT Alvaro Alvarez. 1% de estas 60 páginas, se componen de texto presente en 2 fuentes.' On the right, a 'Lista de fuentes' (List of sources) panel is visible, showing a table with columns 'Categoría' and 'Enlace/nombre de archivo'. The table lists sources such as 'TESIS NB.docx', 'TESIS.docx', and a Wikipedia link. Below the table are sections for 'Fuentes alternativas' and 'Fuentes no usadas'. At the bottom, a toolbar contains icons for navigation and actions like 'Reiniciar', 'Exportar', and 'Compartir'.

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

TEMA: "

Análisis y simulación de la no linealidad de la fibra óptica en el rendimiento de la codificación de línea NRZ y RZ para enlaces de alta velocidad de transmisión."

AUTOR: Alvarez Ruiz Alvaro Geovanny

Trabajo de Titulación previo a la obtención del grado de INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

TUTOR: Ing. Romero Rosero Carlos Bolívar

Guayaquil, Ecuador

Atte.

Ing. Carlos Romero Rosero
TUTOR TRABAJO DE TITULACIÓN

DEDICATORIA

Ante todo, a DIOS por darme salud y perseverancia para continuar con mis estudios, al apoyo incondicional de mis padres y mi esposa porque siempre me supieron aconsejar e insistir que siga adelante y que no me doblegue en ningún momento ante las circunstancias.

A mis hermanos que de una u otra manera me ayudaron con sus consejos.

A los profesores y amigos que durante el transcurso de estos años hemos podido seguir adelante poco a poco y con los conocimientos de los profesores que en todo momento nos ayudaron.

EL AUTOR

Álvarez Ruiz, Álvaro Geovanny

AGRADECIMIENTO

Agradezco a Dios por brindarme la salud y perseverancia en alcanzar y culminar esta meta trazada, a mis padres, a mi esposa por ayudarme y darme aliento, fuerza y ganas de seguir adelante, a mis hijos que son mi motor para seguir, a mis profesores que supieron guiarme en la culminación de mi tesis y a muchas personas que de una u otra manera me dieron un apoyo incondicional.

EL AUTOR

Álvarez Ruiz, Álvaro Geovanny



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

f. _____

M.Sc. ROMERO PAZ, MANUEL DE JESUS
DECANO

f. _____

M.Sc. HERAS SANCHEZ, MIGUEL ARMANDO
DIRECTOR DE CARRERA

f. _____

M.Sc. PALACIOS MELÉNDEZ, EDWIN FERNANDO
OPONENTE

Índice General

Índice de Figuras	XII
Índice de Tablas.....	XVII
Resumen	XVIII
Abstract.....	XIX
CAPÍTULO 1: EL PROBLEMA DE LA INVESTIGACIÓN	2
1.1. Introducción.....	2
1.2. Antecedentes.	3
1.3. Justificación del Problema.	3
1.4. Definición del Problema.	3
1.5. Objetivos del Problema de Investigación.	3
1.5.1. Objetivo General.....	3
1.5.2. Objetivos Específicos.	3
1.6. Hipótesis.....	4
1.7. Metodología de Investigación.....	4
CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA	5
2.1. Introducción de los sistemas de comunicación.	5
2.1.1. La necesidad de implementar la fibra óptica para las comunicaciones.	5
2.1.2. Los sistemas de ondas ligeras.....	9
2.2. Conceptos básicos.	12
2.2.1. Señal analógica y digital.	12
2.2.2. Multiplexación de canales.....	15
2.2.3. Formatos de Modulación.	18
2.3. Sistemas de comunicación óptica.....	20
2.4. Componentes del sistema de ondas de luz.	22
2.4.1. Canal de comunicación de la fibra óptica	22
2.4.2. Transmisores ópticos.....	23
2.4.3. Receptores ópticos	24

2.5.	Descripción geométrica de la fibra óptica	26
2.5.1.	Índice de paso de la Fibra.	27
2.5.2.	Índice gradual de la fibra.	30
2.6.	Ondas de propagación	33
2.6.1.	Ecuaciones de Maxwell	34
2.6.2.	Modos de fibra	37
2.6.3.	Fibra monomodo.....	42
2.7.	Transmisores ópticos	47
2.7.1.	Conceptos básicos	48
2.7.2.	Tasa de emisión y absorción.....	49
2.7.3.	Uniones de p-n.....	53
2.7.4.	Materiales semiconductores.....	56
2.8.	Diodos emisores de luz.....	59
2.8.1	Características de potencia y corriente	59
2.8.2.	Espectro LED	62
2.8.3.	Respuesta de modulación	63
2.9.	Láser semiconductor	65
2.9.1	Ganancia óptica	65
2.9.2	Retroalimentación y umbral laser.....	67
2.9.3.	Estructuras láser	71
2.10.	Receptores ópticos.....	75
2.10.1.	Responsividad del detector	76
2.10.2.	Tiempo de subida y ancho de banda	78
CAPÍTULO 3: SIMULACIÓN Y RESULTADOS OBTENIDOS		81
3.1.	Visión general de la aportación.....	81
3.2.	Diagnóstico de las plataformas de simulación de redes de comunicaciones.	81
3.2.1.	NS-2.	81
3.2.2.	NS-3.	82
3.2.3.	OMNET++.	83

3.2.4.	OptiSystem.....	84
3.3.	Diseño de los escenarios de simulación sobre OptiSystem.....	86
3.3.1.	Principio de operación del escenario de simulación 1.	86
3.3.2.	Configuración del escenario de simulación 1.	87
3.3.3.	Principio de operación del escenario de simulación 2.	88
3.3.4.	Configuración del escenario de simulación 2.	89
3.4.	Análisis de los resultados obtenidos de los escenarios de simulación sobre la plataforma OptiSystem.....	92
3.4.1.	Escenario 1: Resultados y rendimiento de la mezcla de cuatro ondas (FWM).....	92
3.4.2.	Conversión simultanea de formato NRZ de 2 canales a RZ mediante el uso de FWM en la fibra altamente no lineal (HNLF).....	93
3.4.3.	Estudio y análisis de transmisión de señales codificadas RZ y NRZ en línea óptica de 10 Gbps con secciones de amplificación óptica	95
CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....		99
4.1.	Conclusiones.....	99
4.2.	Recomendaciones.....	100
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		101

Índice de Figuras

Capítulo 2

Figura 2. 1: Aumento de la velocidad binaria distancia del producto BL durante el período 1850–2000. La emergencia de una nueva tecnología está marcada por un círculo sólido.....	7
Figura 2. 2: Aumento de la capacidad de los sistemas de ondas de luz efectuados después de 1980.	8
Figura 2. 3: Aumento del producto BL durante el período de 1975 a 1980 a través de varias generaciones de sistemas de ondas de luz. Se utilizan diferentes símbolos para generaciones sucesivas.	9
Figura 2. 4: Red submarina internacional de sistemas de comunicación de fibra óptica alrededor del año 2000.....	12
Figura 2. 5: Representación de (a) una señal analógica y b) una señal digital.	13
Figura 2. 6: Tres pasos de (a) muestreo, (b) cuantificación y (c) codificación necesaria para convertir una señal analógica en una señal digital binaria. ..	15
Figura 2. 7: (a) multiplexación por división de tiempo de cinco canales de voz digitales que funcionan a 64 kb/s; (b) multiplexación por división de frecuencia de tres señales analógicas.	16
Figura 2. 8: Flujo de bits digital 010110 ... codificado mediante (a) formatos de retorno a cero (RZ) y (b) no retorno a cero (NRZ).	19
Figura 2. 9: Sistema de comunicación óptica genérico.	20
Figura 2. 10: Componentes de un transmisor óptico.....	22
Figura 2. 11: Componentes de un receptor óptico.....	24
Figura 2. 12: Sección transversal y perfil de índice refractivo para fibras de índice de paso y índice calificado	27
Figura 2. 13: Confinamiento de la luz a través de la reflexión interna total en fibras de índice escalonado. Rayos para $\phi < \phi_c$ los que se refractan del núcleo.	28
Figura 2. 14: Trayectorias de rayos en una fibra de índice calificado	31

Figura 2. 15: Variación de la dispersión intermodal $-T/L$ con el parámetro de perfil para una fibra de índice calificado. La escala de la derecha muestra el producto de velocidad binaria y distancia correspondiente.....	33
Figura 2. 16: Constante de propagación normalizada B en función de la frecuencia normalizada V para algunos modos de fibra de bajo orden. La escala derecha muestra el índice de modo \tilde{n}	42
Figura 2. 17: Estado de polarización en una fibra birrefringente sobre una longitud de latido. El haz de entrada se polariza linealmente a 450 con respecto a los ejes lentos y rápidos.	45
Figura 2. 18: a) Tamaño de punto normalizado w/a en función del parámetro V obtenido mediante el ajuste del modo de fibra fundamental a una distribución gaussiana;(b) calidad de ajuste para $V = 2.4$	47
Figura 2. 19: Tres procesos fundamentales que ocurren entre los dos estados de energía de un átomo:(a) absorción; (b) emisión espontánea; y c) la emisión estimulada.	49
Figura 2. 20: Bandas de conducción y valencia de un semiconductor. Electrones en la conducción banda y agujeros en la banda de valencia pueden recombinar y emitir un fotón a través de la emisión espontánea, así como a través de la emisión estimulada.....	52
Figura 2. 21: Diagrama de banda energética de (a) homo estructura y b) doble hetero estructura p–n uniones en equilibrio térmico (arriba) y bajo sesgo hacia adelante (abajo).....	55
Figura 2. 22: Confinamiento simultáneo de portadores de carga y campo óptico en un diseño de doble hetero estructura. La capa activa tiene una banda más baja y un índice de refracción más alto que los de las capas de revestimiento de tipo p y n	56
Figura 2. 23: Constantes de celosía y energías de banda prohibida de compuestos ternarios y cuaternarios formados mediante el uso de nueve semiconductores del grupo III-V. El área sombreada corresponde a las posibles estructuras de InGaAsP y AlGaAs. Las líneas horizontales que pasan a través de InP y GaAs muestran los diseños enrejados.	57
Figura 2. 24: Reflexión interna total en la faceta de salida de un LED. Sólo se transmite la luz emitida dentro de un cono de ángulo c , donde el ángulo crítico para la interfaz semiconductor-aire es el c	61

Figura 2. 25: (a) (a) curvas de potencia-corriente a varias temperaturas; (b) espectro de la luz emitida para un LED típico de 1.3 μm . La curva discontinua muestra el espectro teóricamente calculado.	62
Figura 2. 26: Esquema de un LED emisor de superficie con geometría de doble heteroestructura.....	64
Figura 2. 27: (a) Espectro de ganancia de un láser InGaAsP de 1.3 μm en varias densidades de portador N . (b) Variación de ganancia de pico g_p con N . La línea discontinua muestra la calidad de un ajuste lineal en la región de alta ganancia.	67
Figura 2. 28: Estructura de un láser semiconductor y la cavidad Fabry-Perot asociada a él. Las facetas escindidas actúan como espejos parcialmente reflectantes.....	69
Figura 2. 29: Perfiles de ganancia y pérdida en láseres semiconductores. Vertical barras muestran la ubicación de los modos longitudinales. El umbral láser se alcanza cuando la ganancia del modo longitudinal más cercana al pico de ganancia equivale a la pérdida	71
Figura 2. 30: Un láser semiconductor de área amplia. El activo capa (región de sombreado) es emparedado entre tipo p y el tipo n de revestimiento capas de una banda más alta material.....	72
Figura 2. 31: Sección transversal de dos estructuras láser de geometría de banda utilizadas para diseñar láseres semiconductores guiados por ganancia y denominadas (a) franja sorda de óxido y (b) franja de unión.	73
Figura 2. 32: Sección transversal de dos láseres semiconductores guiados por índice: (a) estructura de guía de onda de cresta para la guía de índice débil; (b) hetero estructura enterrada en mesa grabada para una guía de índice fuerte.....	74
Figura 2. 33: Una losa semiconductor utilizada como fotodetector.	76
Figura 2. 34: Dependencia de longitud de onda del coeficiente de absorción para varios mariales semiconductores.	78

Capítulo 3

Figura 3. 1: Interfaz del simulador ns-2.	82
Figura 3. 2: Interfaz del simulador ns-3.	83
Figura 3. 3: Interfaz de simulador de OMNET ++.	84
Figura 3. 4: Simulador OptiSystem, con menú de trabajo para simulaciones.	85
Figura 3. 5: Principio del esquema propuesto para la conversión de formato de modulación no retorno a cero (NRZ) a retorno a cero (RZ).....	86
Figura 3. 6: Configuración de simulación para la conversión de formato de modulación NRZ a RZ.	87
Figura 3. 7: Modelo de línea de transmisión óptica de 10 Gbps con amplificador y codificación RZ de señal.	91
Figura 3. 8: Modelo de línea de transmisión óptica de 10 Gbps y codificación de señal NRZ.	91
Figura 3. 9: (a) Espectros antes de HNLF, (b) Espectros después de HNLF	92
Figura 3. 10: forma de onda medida de NRZ a RZ (a) entrada de señal NRZ a 1548,6 nm, (b) entrada de señal NRZ a 1549 nm, (c) señal filtrada de RZ a 1553 nm, (d) señal filtrada de RZ a 1553,4 nm.....	93
Figura 3. 11: Diagrama de ojo para (a) señal de entrada NRZ, (b) señal RZ convertida a 1553nm, (c) señal RZ convertida a 1553,4 nm.	94
Figura 3. 12: BER medido de la señal RZ convertida y de la señal NRZ consecutiva utilizando mezcla de cuatro ondas (FWM) en fibra altamente no lineal (HNLF).	95
Figura 3. 13: Transmisión de señales ópticas codificadas RZ a lo largo de una línea óptica de 10 Gbps con una longitud de 100 km: a) Diagrama de tiempo de la señal óptica transmitida, b) Diagrama de tiempo de la señal óptica recibida, c) Factor Q y d) espectro óptico	96
Figura 3. 14: Transmisión de señales ópticas codificadas NRZ a lo largo de una línea óptica de 10 Gb con una longitud de 100 km: a) diagrama de tiempo de la señal óptica transmitida, (b) diagrama de tiempo de la señal óptica recibida, (c) factor Q y, (d) espectro óptico.	96

Figura 3. 15: Patrones oculares de las señales ópticas recibidas para la línea óptica de 10 Gbps con una longitud de 100 km durante la codificación (a) RZ y (b) codificación NRZ.	98
Figura 3. 16: Patrones oculares de las señales ópticas recibidas para la línea óptica de 10 Gbps con una longitud de 100 km durante la codificación (a) RZ y (b) codificación NRZ.	98

Índice de Tablas

Capítulo 2

Tabla 2. 1: SONET/SDH tasa de bits.....	18
---	----

Capítulo 3

Tabla 3. 1: Valores de parámetros utilizados en la simulación.....	92
--	----

Resumen

El tema está asociado con la codificación lineal y la modulación en los canales de transmisión óptica en términos de asegurar la máxima transmisión de distancia y que tenga un alto factor Q, menor BER, con características espectrales y presupuesto de energía del sistema, considerando también los principales factores limitantes tanto en sistema de transición y limitaciones de la dispersión y la atenuación de la fibra óptica, los efectos no lineales y el número de secciones amplificadoras. Se realiza la comparación de los resultados de la simulación del modelo realizado al transmitir señales codificadas de línea en RZ y NRZ del segmento de la fibra óptica en la transmisión de 10 Gbps con secciones de amplificación óptica, utilizando el software OptiSystem con una longitud de la línea de fibra óptica de 100 km y 200 km. Las señales se distribuyen a través de una fibra óptica monomodo (SMF) y con amplificación óptica, teniendo en cuenta la dispersión de la velocidad de distribución del grupo, la modulación autofásica (SPM), y las pérdidas de línea y la amplificación periódica al agregar el ruido de una mayor emisión espontánea amplificada.

Palabras claves: FIBRA OPTICA, NRZ, RZ, OPTISYSTEM, CODIFICACION LINEAL, AMPLIFICADORES, BER, SPM, SMF, FACTOR Q.

Abstract

The issue is associated with linear coding and modulation in optical transmission channels in terms of ensuring maximum distance transmission and having a high Q factor, lower BER, with spectral characteristics and system energy budget, also considering the main limiting factors both in transition system and limitations of the dispersion and attenuation of the optical fiber, the non-linear effects and the number of amplifying sections. The comparison of the results of the simulation of the model performed is performed when transmitting coded line signals in RZ and NRZ of the fiber optic segment in the transmission of 10 Gbps with optical amplification sections, using the OptiSystem software with a length of the 100 km and 200 km fiber optic line. The signals are distributed through a single-mode optical fiber (SMF) and with optical amplification, taking into account the dispersion of the group's distribution speed, the auto-phase modulation (SPM), and the line losses and the periodic amplification when adding the noise of increased amplified spontaneous emission.

Keywords: OPTICAL FIBER, NRZ, RZ, OPTISYSTEM, LINEAR CODING, AMPLIFIERS, BER, SPM, SPM, SMF, Q FACTOR.

CAPÍTULO 1: EL PROBLEMA DE LA INVESTIGACIÓN

1.1. Introducción.

La comunicación por fibra óptica está creciendo rápidamente desde las últimas dos décadas, lo que proporciona un gran ancho de banda y capacidades de transmisión de datos de alta velocidad. La señal sufre numerosas pérdidas, es decir, pérdidas de la torsión, pérdidas de empalme, atenuación en un enlace de comunicación de fibra óptica. Debido a estas pérdidas, la intensidad de la señal se reduce drásticamente, lo que dificulta la detección en el receptor. Para la transmisión de señales a través de largas distancias en una fibra, se requiere compensar todas las limitaciones debido a las cuales se ve afectada la intensidad de la señal.

Los amplificadores ópticos sirven para amplificar las señales en el dominio óptico, lo que proporciona una nueva forma de investigación posterior en tecnologías que permiten la transmisión en distancias más largas o con caudales elevados. Los amplificadores ópticos se clasifican según su aplicación en dos categorías: amplificador óptico semiconductor y amplificador de fibra. EDFA, el amplificador Raman y el amplificador Brillouin pertenecen a la categoría de amplificadores de fibra. En EDFA, se incorpora una gran cantidad de canales de señal. Para una mayor actualización de la capacidad de los enlaces instalados, se emplea WDM.

DWDM es la tecnología fundamental de la comunicación óptica. Funciona mediante la combinación y transmisión de numerosas señales simultáneamente en diferentes longitudes de onda en una fibra similar. Esta tecnología produce múltiples fibras virtuales, lo que aumenta la capacidad del medio. El aislamiento entre canales de longitud de onda diferentes se mantiene bien siempre que la potencia óptica de todos los canales en la fibra sea satisfactoriamente baja para evitar las no linealidades y la dispersión cromática. Estos factores son de gran preocupación ya que limitan la eficacia general del sistema.

1.2. Antecedentes.

No hay trabajos de titulación que haga referencias sobre el análisis de la no linealidad de la fibra óptica.

1.3. Justificación del Problema.

El simulador OptiSystem nos permitirá realizar todas las pruebas necesarias de enlaces en redes de acceso y de esta manera se evita las pruebas de campo, ya que para realizar dichas pruebas se requiere de una empresa permita acceder y equipos de medición dificultando realizar estas pruebas.

1.4. Definición del Problema.

Necesidad de estudiar el impacto de la no linealidad de la fibra óptica en los formatos de códigos de línea no retorno a cero (NRZ) y retorno a cero (RZ) en enlaces de alta velocidad, que afectan a la calidad del sistema de transmisión.

1.5. Objetivos del Problema de Investigación.

1.5.1. Objetivo General.

Realizar el análisis diseño y simulación de la no linealidad de la fibra óptica en el rendimiento de la codificación de línea de no retorno a cero (NRZ) y de retorno a cero (RZ) para enlaces de alta velocidad de transmisión.

1.5.2. Objetivos Específicos.

- Describir los fundamentos teóricos de los sistemas de comunicaciones por fibra óptica.
- Establecer las herramientas de simulación orientadas a redes de comunicaciones ópticas.
- Diseñar el modelo de simulación de no linealidades de la fibra óptica aplicando la codificación de línea NRZ y RZ utilizando el simulador OptiSystem.
- Evaluar los resultados obtenidos del modelo de simulación propuesta.

1.6. Hipótesis.

A través del presente modelado de simulación se comprobará como se ve afectado el rendimiento de una red óptica en enlaces de alta velocidad en la que se considera un sistema de no linealidad de la fibra óptica, para alcanzar una tasa de error de bits (BER) en el orden de 10^{-12} para retorno a cero (RZ) y de 10^{-14} para no retorno a cero (NRZ).

1.7. Metodología de Investigación.

La palabra "Investigación" se compone de dos palabras = Re + Búsqueda. Significa buscar de nuevo. Por lo tanto, la investigación significa una investigación o actividad sistemática para obtener un nuevo conocimiento de los hechos ya existentes.

La investigación es una actividad intelectual. Es responsable de traer para iluminar nuevos conocimientos. También es responsable de corregir los errores actuales, eliminar los conceptos erróneos existentes y agregar nuevos aprendizajes al fondo de conocimiento existente. Las investigaciones se consideran como una combinación de aquellas actividades que se eliminan de la vida cotidiana y son realizadas por aquellas personas que tienen un talento intelectual y sincero en la búsqueda del conocimiento. Pero no es correcto decir que la investigación está restringida a ese tipo de personas, sin embargo, es correcto decir que la mayor contribución de la investigación proviene de trabajadores altamente dotados y comprometidos. Por lo tanto, la investigación no es para nada misteriosa y la llevan a cabo cientos de miles de personas promedio.

La investigación también se considera como la aplicación de método para resolver los problemas. Es un proceso sistemático, formal e intensivo para llevar a cabo el método científico de análisis. Hay muchas formas de obtener conocimiento. Son intuición, revelación y autoridad, manipulación lógica de supuestos básicos, conjeturas informadas, observación y razonamiento por analogía. Una de las ramas de la investigación conocida como investigación empírica es la técnica altamente orientada a objetivos.

CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

2.1. Introducción de los sistemas de comunicación.

Los sistemas de comunicación transmiten o envían señales de datos de un sitio a otro, ya sea separados por unos pocos kilómetros o por distancias entre continentes. Los datos que se transmiten a menudo por una onda portadora electromagnética es cuya frecuencia puede variar desde unos pocos megahercios a varios cientos de Tera hercios. Los sistemas de comunicación óptica utilizan altas portadoras, las frecuencias (100 THz) en la región visible o infrarroja cercana del espectro electromagnético. A veces se les llama sistemas de onda de luz para distinguirlos de las señales microondas. (Proyecto Media, 2007)

Los sistemas de comunicación óptica, cuya frecuencia de portadora es típicamente más pequeña que cinco magnitudes de orden (1 GHz). Los sistemas de comunicación de fibra óptica son sistemas de ondas de luz que se emplean para transmitir de información. Estos sistemas han sido desplegados por todo el mundo desde 1980 y de hecho han ido revolucionando la tecnología de las telecomunicaciones. De hecho, se cree que la tecnología de onda de luz, junto con la microelectrónica, son un factor importante en el advenimiento de la "era de la información". (Proyecto Media, 2007)

2.1.1. La necesidad de implementar la fibra óptica para las comunicaciones.

La telegrafía en la década de 1830 reemplazó el uso del sistema de haz luz por la electricidad y con esa evolución comenzó la era de las comunicaciones eléctricas. La velocidad de bits B podría aumentarse a 10bps por el uso de nuevas técnicas de codificación más avanzadas para la época, el código Morse y uso intermedio de las estaciones de relé permitían la comunicación a largas distancias como de (1000km). De hecho, el primer cable telegráfico transatlántico exitoso entró en operación en 1866. La telegrafía utiliza esencialmente un diagrama digital a través de dos pulsos

eléctricos de distintas duraciones (puntos y guiones del código Morse). La creación del teléfono en 1876 trajo un cambio considerable en la medida que las señales eléctricas se enviaron a en forma analógica por medio de una corriente eléctrica continuamente variable. Las técnicas eléctricas analógicas debían controlar los sistemas de comunicación durante un siglo más o menos. A través del desarrollo de las redes telefónicas a nivel mundial han ido incrementando alrededor del siglo XX condujo el esquema de los sistemas de comunicación eléctrica. (Vergara & Huidobro, 2016).

El primer sistema de cable coaxial está en funcionamiento desde 1940, el cual tenía un sistema de 3 MHz capaz de transmitir 300 canales de voz o un solo canal de televisión. El ancho de banda de los sistemas está reducidos por las pérdidas de cable dependientes de la frecuencia, que incrementan rápidamente, para frecuencias más allá de 10MHz esta limitación llevó al desarrollo de microondas que una onda portadora electromagnética con frecuencias dentro de un rango de 1–10 GHz se utiliza para transmitir la señal utilizando la modulación adecuada. (Vergara & Huidobro, 2016)

Las primeras técnicas que permitieron poner un sistema de transmisión de microondas que operaba en la frecuencia portadora de 4 GHz. de servicio en 1948. Desde aquello, los sistemas coaxiales y de microondas han ido progresando considerablemente y son capaces de operar a velocidades de 100 Mbps.

La comunicación por medio de microondas generalmente admite un mayor espaciado de los repetidores, pero su tasa de bits también es limitada debido a la frecuencia de la portadora de tales ondas. Una figura de mérito comúnmente utilizada para la comunicación sistemas es el producto de velocidad de bits, la distancia de BL, en donde B es la velocidad de bits y L es El espaciado del repetidor. La figura 2.1 muestra cómo el producto BL ha aumentado por medio de los avances tecnológicos durante el último siglo y medio. Sistemas de comunicación con $BL \sim 100(\text{Mbps}) - \text{km}$ estaban disponibles para 1970 y estaban limitados a dichos valores porque De limitaciones fundamentales.(Jones, 2003)

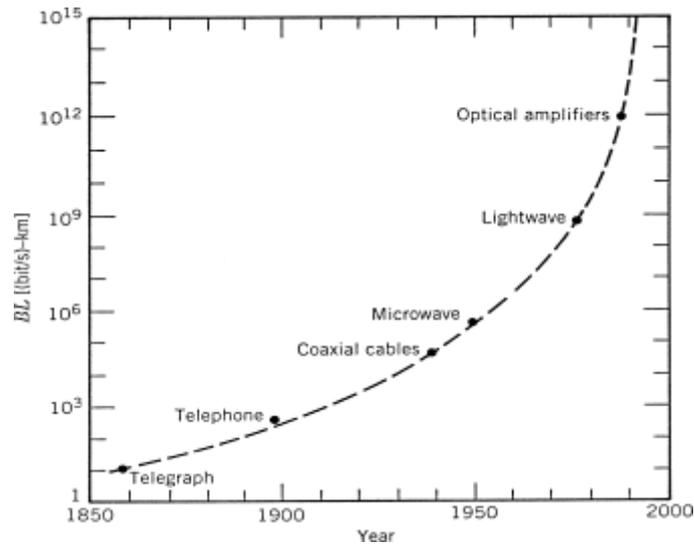


Figura 2. 1: Aumento de la velocidad binaria distancia del producto BL durante el período 1850–2000. La emergencia de una nueva tecnología está marcada por un círculo sólido.

Fuente: (Jones, 2003)

Se realizó durante la segunda mitad del siglo XX que un aumento de varios órdenes de magnitud en el producto BL sería posible si las ondas ópticas fueron utilizadas como portador. Sin embargo, ni una fuente óptica coherente ni una adecuada. El medio de transmisión estaba disponible durante la década de 1950. La invención del láser y Su demostración en 1960 resolvió el primer problema. Luego se centró la atención En la búsqueda de formas de utilizar la luz láser para las comunicaciones ópticas. Muchas ideas fueron Avanzó durante la década de 1960, siendo la más destacable la idea de confinamiento ligero utilizando una secuencia de lentes de gas.

En 1966 se sugirió que las fibras ópticas podrían ser la mejor opción, ya que son capaces de guiar la luz de manera similar a la guía de electrones en cobre cables El principal problema fue la alta pérdida de fibras ópticas, las fibras disponibles durante la década de 1960 tuvieron pérdidas superiores a 1000 dB/km. Un gran avance ocurrió en 1970, cuando las pérdidas de fibra podrían reducirse a menos de 20 dB/km en la región de longitud de onda cerca de 1 μ m.

Casi al mismo tiempo, los láseres semiconductores de Gas, que operan continuamente a una temperatura ambiente, se demostraron. La

disponibilidad simultánea de las fuentes ópticas compactas y las fibras ópticas de baja pérdida llevaron a un esfuerzo mundial para desarrollar Sistemas de comunicación por fibra óptica. La figura 2.2 muestra el aumento en la Capacidad de los sistemas de ondas de luz realizada después de 1980 a través de varias generaciones de desarrollo.

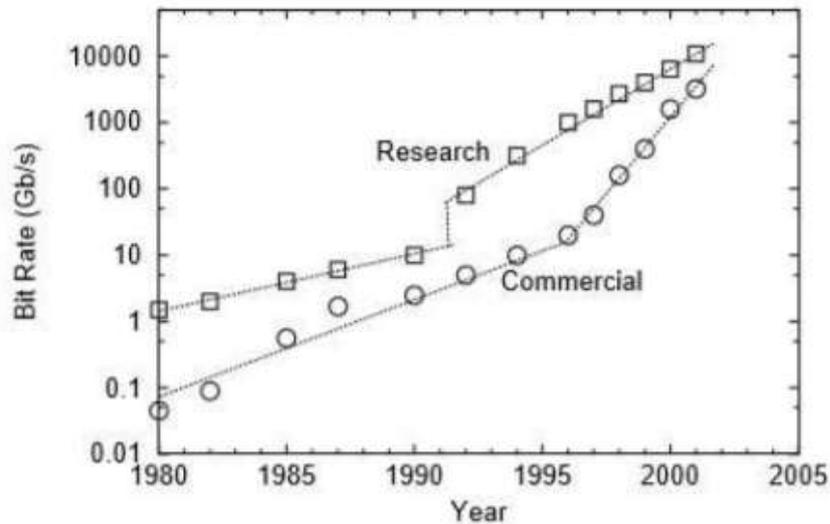


Figura 2. 2: Aumento de la capacidad de los sistemas de ondas de luz efectuados después de 1980.

Fuente:(Agrawal, 2005)

De la figura 2.2 los sistemas comerciales (círculos) continúan demostrando las investigaciones (cuadradas) con un retraso de pocos años. En la variación de la pendiente después de 1992 se debe a la llegada de una nueva tecnología que es WDM.

Por lo que se puede apreciar, el despliegue comercial de los sistemas de ondas de luz continua la Fase de investigación y desarrollo de cerca. El avance ha sido veloz como evidente de un aumento de la tasa de bits por un factor de 100,000 durante el tiempo de menos de 25 años. Las distancias de transmisión también han incrementado durante el periodo de 10 a 10.000 km sobre el mismo lapso. Como respuesta, el producto de velocidad de bits-distancia de los sistemas de ondas de luz modernos, puede exceder un factor de 107 en comparación con los sistemas de onda de luz de primera generación. (Agrawal, 2005)

2.1.2. Los sistemas de ondas ligeras.

Los sistemas de comunicación de fibra óptica comenzaron alrededor de 1975, que se ve verificado desde hace 35 años que se extiende durante el año de 1975 hasta 2010 puede agruparse en varias generaciones distintas. El aumento del producto BL durante este periodo de tiempo cuantificado a través de diversos experimentos de laboratorios, la línea recta corresponde a una duplicación del producto BL cada año. Por cada generación BL incrementa inicialmente, pero luego empieza a saturarse a medida que la tecnología madura, como se muestra en la Figura 2.3, el incremento al transcurrir de los años. (Promax, 2014)

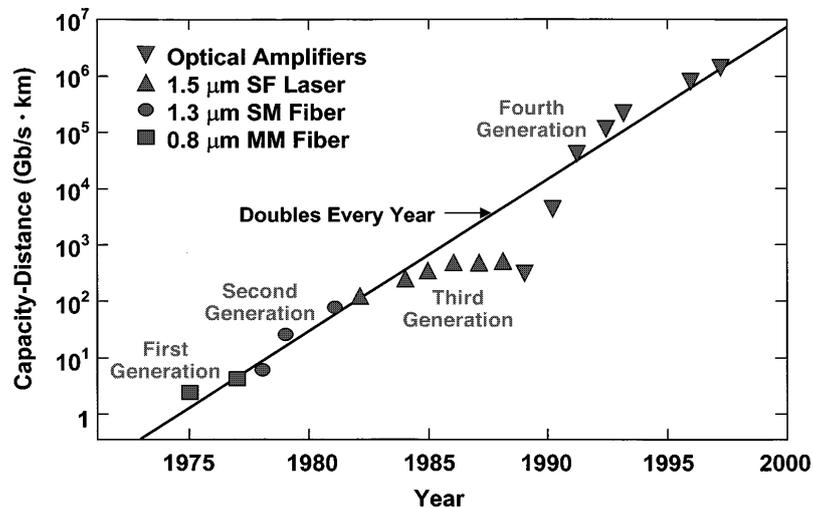


Figura 2. 3: Aumento del producto BL durante el período de 1975 a 1980 a través de varias generaciones de sistemas de ondas de luz. Se utilizan diferentes símbolos para generaciones sucesivas.

Fuente: (Promax, 2014)

La primera generación de sistemas de ondas de luz funcionaba cerca de 0.8 m y utilizaba láseres semiconductores de Gas. Después de varios ensayos de campo durante el período 1977-79, estos sistemas estuvieron disponible comercialmente en 1980. Operaban a una velocidad de bits de 45 Mb/s y permitían espaciados de repetidor de hasta 10 km. El espacio de los repetidores en comparación con el espaciado de 1 km de los sistemas coaxiales fue una motivación importante para el sistema porque disminuyó los costos de instalación y mantenimiento asociados con cada repetidor. (Sanz & Manzanares, 1991)

Era visible que durante la década de 1970 en la que el espaciado del repetidor lograba aumentarse de manera considerable al operar el sistema de ondas de luz de la región de longitud de onda cerca 1.3 μ m, donde la pérdida de fibra es inferior a 1 dB/km. Además, la fibra óptica exhibe un mínimo de dispersión en esta región de longitud de onda. Esta realización condujo a un esfuerzo mundial para el desarrollo de láseres semiconductores InGaAsP y detectores que operan cerca de 1.3 μ m.

La segunda generación de la fibra óptica de los sistemas de comunicación estuvo disponible a principio de los años 80, pero la poca tasa de transmisión fue limitada por un máximo de 100Mbps por la dispersión de la fibra multimodo, esta limitación fue superada por el uso de la fibra monomodo. Un experimento de laboratorio en 1981 demostró la transmisión de 2 Gbps en 44 km de fibra monomodo, siguiendo la introducción de sistemas comerciales. En 1987, los sistemas de ondas de luz de segunda generación, que funcionaban a velocidades de bits de hasta 1,7 Gbps con un espaciado de repetidor de unos 50 km, estaban comercialmente disponibles.

El espaciado del repetidor de los sistemas de ondas de luz de segunda generación estaba limitado por las pérdidas de fibra en la longitud de onda de funcionamiento de 1.3 μ m (normalmente es de 0.5 dB/km). Estas pérdidas de las fibras de sílice se convierten en un mínimo cercano a 1.55 μ m. De hecho, una pérdida de 0.2 dB/km fue real en 1979 en esta espectral región.

Sin embargo, la introducción de sistemas de ondas de luz de tercera generación que funcionan a 1.55 μ m se retrasó considerablemente por una gran dispersión de fibra cerca de 1.55 μ m. Los láseres semiconductores InGaAsP convencionales no se podían utilizar debido a la propagación del pulso que se produce como resultado de la oscilación simultánea de varios modos longitudinales. El problema de dispersión se puede superar ya sea mediante el uso de fibras de desplazamiento de dispersión diseñadas para tener una dispersión mínima cerca de 1,55 μ m o mediante la conexión en el espectro láser a un único modo longitudinal. Ambos enfoques fueron

seguidos durante la década de 1980. En 1985, los experimentos de laboratorio indicaban la posibilidad de transmitir información a velocidades de bits de hasta 4 Gbps hasta distancias superiores a 100 km.

Los sistemas de ondas ligeras de tercera generación que funcionan a 2,5 Gbps estuvo disponible en 1990. Tales sistemas son capaces de estar operando en tasa de hasta a10Gbps. El mejor rendimiento se logra utilizando fibras de desplazamiento de dispersión en combinación con láseres que oscilan en un solo modo longitudinal.

Un inconveniente de los sistemas de tercera generación de 1,55m es que la señal se regenera periódicamente mediante el uso de repetidores electrónicos espaciados normalmente por 60-70 km. El espaciado del repetidor se puede aumentar haciendo uso de un esquema homodyno o heterodina detección porque su uso mejora la sensibilidad del receptor. Estos sistemas se conocen como sistemas coherentes de ondas de luz.

La cuarta generación de sistemas de ondas de luz hace uso de amplificación óptica para aumentar el espaciado del repetidor y de multiplexación por división de longitud de onda (WDM) para aumentar la velocidad de bits. Como se desprende de diferentes pendientes en la Fig. 1.3 antes y después de 1992, la llegada de la técnica WDM inició una revolución que dio lugar a la duplicación de la capacidad del sistema cada 6 meses o así que y le da onda de luz sistemas operando a una velocidad binaria de 10 Tb/s para 2001.

En la mayoría de los sistemas WDM, las pérdidas de fibra se compensan periódicamente utilizando amplificadores de fibra dopados con erbio separados entre 60 y 80 km. Estos amplificadores fueron desarrollados después de 1985 y estuvieron disponibles comercialmente en 1990. Un experimento de 1991 mostró la posibilidad de transmisión de datos a más de 21.000 km a 2,5 Gbps, y más de 14.300 km a 5 Gbps, utilizando un bucle de recirculación configuración.

Este performance indicado que un basado en amplificadores, tomas óptica submarino transmisión sistema fue factible para intercontinental comunicación. Por 1996, no sólo transmisión más de 11.300 km a una velocidad de bits de 5 Gbps se había demostrado utilizando cables submarinos reales, pero también se disponiendo de sistemas comerciales de cables transatlánticos y transpacíficos. Desde entonces, un gran número de sistemas submarinos de ondas ligeras se han desplegado en todo el mundo, como se muestra en la figura 2.4, una red submarina.

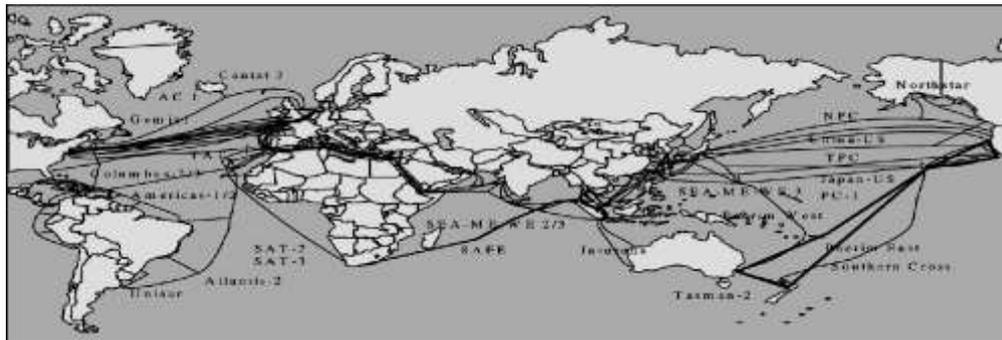


Figura 2. 4: Red submarina internacional de sistemas de comunicación de fibra óptica alrededor del año 2000.

Fuente: (Smith, Suárez de Vivero, & Agardy, 2016)

2.2. Conceptos básicos.

Algunos conceptos básicos más comunes de los sistemas de comunicación. Al comenzar con una descripción de las señales analógicas y digitales y poder describir cómo una señal de registro analógicos se puede convertir en forma digital. Se explica a continuación, considere la división de tiempo y frecuencia en la multiplexación de señales de entrada, y concluir con una discusión de varios formatos de modulación.

2.2.1. Señal analógica y digital.

En cualquier sistema de comunicación, la información que se transmitirá esta generalmente disponible como una señal eléctrica que puede tomar forma analógica o digital.(Bertrán Albertí, 2006)

En el caso analógico, la señal (p. Ej., Corriente eléctrica) varía continuamente con el tiempo, como se muestra esquemáticamente. Ejemplos

conocidos incluyen señales de audio y video que resultan cuando un micrófono convierte la voz o una cámara de video convierte una imagen en una señal eléctrica. Por el contrario, la señal digital solo toma unos pocos valores discretos. En la representación binaria de una señal digital solo son posibles dos valores el caso más simple de una señal digital binaria es uno en el que la corriente eléctrica está encendida o apagada, como se muestra. Estas dos posibilidades se denominan "bit 1" y "bit 0" (el bit es una forma contraída de dígito binario), como se puede apreciar en la figura 2.5. Cada bit dura un cierto período de tiempo T_B , conocido como el período de bit o intervalo de bits. Como se transmite un bit de información en un intervalo de tiempo T_B , la velocidad de bits B , definida como el número de bits por segundo, es simplemente $B = T^{-1}$. Los datos informáticos proporcionan un ejemplo bien conocido de señales digitales. Cada letra del alfabeto junto con otros símbolos comunes (números decimales, signos de puntuación, etc.) es asignados a número de código (código ASCII) en el rango 0–127 cuya representación binaria corresponde a una señal digital de 7 bits.

El código ASCII original se ha ampliado para representar 256 caracteres transmitidos a través de bytes de 8 bits. Tanto las señales analógicas como las digitales son caracterizadas por su ancho de banda, que es una medida del contenido espectral de la señal. El ancho de banda de la señal representa el rango de frecuencias contenidas dentro de la señal y se determina matemáticamente a través de su transformación de Fourier. (Bertrán Albertí, 2006)

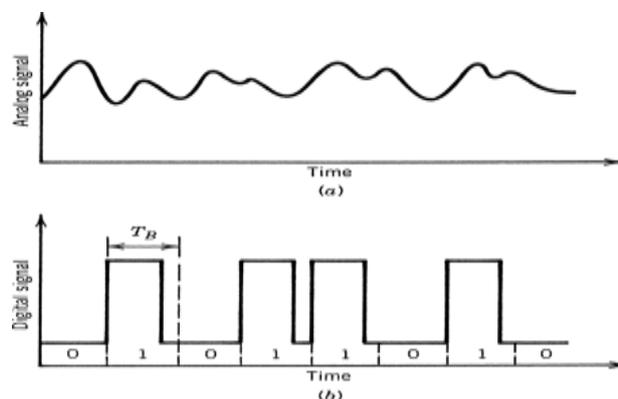


Figura 2. 5: Representación de (a) una señal analógica y b) una señal digital.
Fuente: (Superior, 2015)

En la señal digital la forma por muestreo es en intervalos regulares de hora. La muestra de conversión o método esquemáticamente de la frecuencia de muestreo está determinada por el ancho de banda Δf de la señal analógica. Según el teorema de muestreo, una señal limitada por ancho de banda puede estar representada en su totalidad por muestras de f_s satisface la Criterio Nyquist $f_s \geq 2\Delta f$.

El primer paso consiste en el muestreo de la señal analógica en la frecuencia correcta. Los valores muestreados pueden tomar cualquier valor en el rango $0 \leq A \leq A_{max}$, dónde A_{max} es la amplitud máxima de la señal analógica dada. Suponiendo que A_{max} se divide en M intervalos discretos (no necesariamente igualmente espaciados). Cada muestreo es el valor cuantificado que corresponden para uno de estos valores discretos. Claramente, este procedimiento conduce a ruido adicional, conocido como ruido de cuantificación, lo que se suma al ruido ya presente en la señal analógica. (Bertrán Albertí, 2006)

El efecto del ruido de cuantificación se puede minimizar eligiendo el número de niveles de descompresión de tal manera que $M > \frac{A_{max}}{A_N}$, donde A_N es la amplitud de ruido de la raíz media cuadrada de la señal analógica. La relación $\frac{A_{max}}{A_N}$ se denomina rango dinámico y está relacionada con la relación señal / ruido (Signal to noise ratio SNR) por la relación.

$$SNR = 20 \log_{10}(A_{max}/A_N) \quad (2.2.1)$$

donde el SNR se expresa en unidades de decibelios (dB). Cualquier relación R se puede convertir en decibelios utilizando la definición general $10 \log_{10} R$ (véase el apéndice A). Ecuación (2.2.1) contiene un factor de 20 en lugar de 10 simplemente porque el SNR para las señales eléctricas se define con respecto a la energía eléctrica, mientras que A es relacionados a el eléctrico actual (o voltaje), lo que se puede apreciar en la figura 2.6. el cual detalla los tres pasos muestreo, cuantificación y codificación.

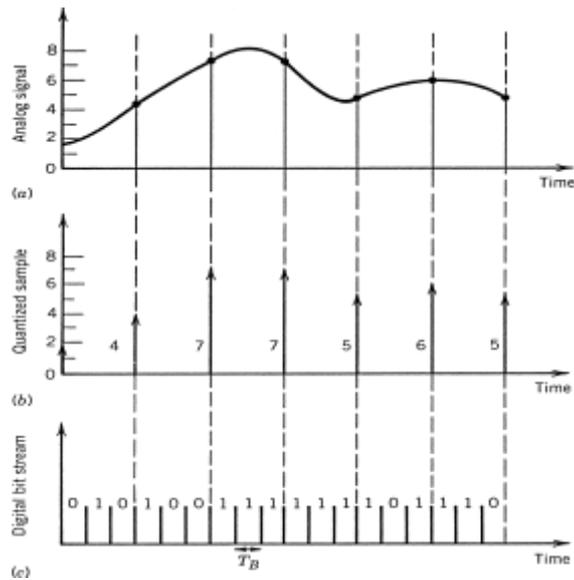


Figura 2. 6: Tres pasos de (a) muestreo, (b) cuantificación y (c) codificación necesaria para convertir una señal analógica en una señal digital binaria.
Fuente: (Superior, 2015)

2.2.2. Multiplexación de canales.

Como se ve en la discusión anterior, un canal de voz digital opera a 64 kb/s. La mayoría de los sistemas de comunicación de fibra óptica son capaces de transmitir a una velocidad de más de 1 Gbps. Para utilizar completamente la capacidad del sistema, es necesario transmitir muchos canales simultáneamente a través de la multiplexación. Este puede ser logrado a través de tiempo división multiplexación (TDM) o división de frecuencias multiplexación múltiple (FDM). En el caso del TDM, los bits asociados con el ancho de banda del canal para que los espectros de canal no se superpongan, como se ve en la Fig. 2.7(b). (Black, 1987)

FDM es adecuado para señales analógicas y digitales y se utiliza en la radiodifusión de radio y televisión Canales. TDM se implementa fácilmente para señales digitales y se utiliza comúnmente para redes de telecomunicaciones. Es importante darse cuenta de que el TDM y el FDM se pueden implementar en los dominios eléctricos y ópticos; FDM óptico se conoce a menudo como WDM. El dedicado a la multiplexación de dominios ópticos técnicos. Esta sección cubre eléctrico TDM, que es empleado universalmente a multiplex a grandes números de voz canales en a single

eléctrico poco corriente. diversos canales se entrelazan en el dominio del tiempo para formar una secuencia de bits compuesta. Para ejemplo, la poca ranura es sobre $15\mu s$ para una sola voz canal que funciona a 64 kb/s . Cinco tales canales se pueden multiplexar a través de TDM si las corrientes de bits de los canales sucesivos se retrasan en $3\mu s$. La Figura. 2.7(a) muestra la secuencia de bits resultante esquemáticamente a una velocidad binaria compuesta de 320 kb/s .

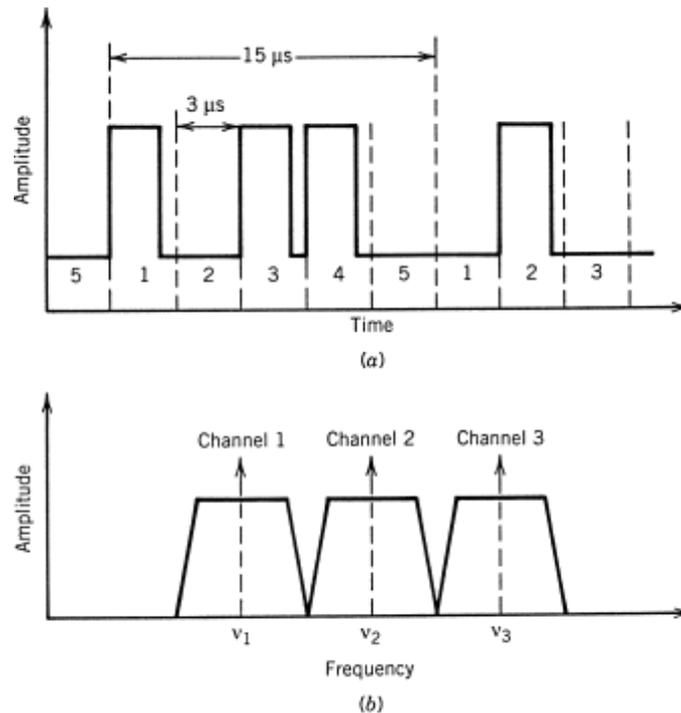


Figura 2. 7: (a) multiplexación por división de tiempo de cinco canales de voz digitales que funcionan a 64 kb/s ; (b) multiplexación por división de frecuencia de tres señales analógicas.

Fuente: (Superior, 2015)

En el caso del FDM, los canales se separan en el dominio de frecuencia. Cada canal es transportado por su propia onda portadora. El transportista frecuencias son espaciada más que el ancho de banda del canal para que los espectros de canal no se superpongan. FDM es adecuado para señales analógicas y digitales y se utiliza en la radiodifusión de radio y televisión Canales. TDM se implementa fácilmente para señales digitales y se utiliza comúnmente para redes de telecomunicaciones. Es importante darse cuenta de que el TDM y el FDM se pueden implementar en los dominios eléctricos y ópticos; FDM óptico se conoce a menudo como WDM.

El concepto de TDM se ha utilizado para formar jerarquías digitales. En América del Norte y Japón, el primer nivel corresponde a la multiplexación de 24 canales de voz con una velocidad binaria compuesta de 1.544 Mb/s (jerarquía DS-1), mientras que en Europa 30 canales de voz son multiplexados, lo que resulta en una velocidad binaria compuesta de 2.048 Mb/s. La velocidad binaria de la señal multiplexada es ligeramente mayor que el producto simple de 64 kb/s con el número de canales debido a los bits de control adicionales que se agregan para separar (demultiplexación) de los canales en el extremo del receptor. La jerarquía de segundo nivel se obtiene multiplexando 4 canales TDM DS-1.

Esto da como resultado una velocidad binaria de 6.312 Mb/s (jerarquía DS-2) para América del Norte o Japón y 8.448 Mb/s para Europa. Este procedimiento es continuó para obtener de alto nivel jerarquías. Por ejemplo, en el quinto nivel de jerarquía, el poco 565 Mb/s para Europa y 396 Mb/s para Japón, la falta de un estándar internacional en la Industria de telecomunicaciones durante la década de 1980 Led para el advenimiento de a nuevo estándar primero llamado el síncrono óptico red (SONET) y más tarde se denomina jerarquía digital sincrónica o SDH. Define a síncrono marco estructura para transmitir TDM digital señales. el bloque de construcción básico del SONET tiene una velocidad binaria de 51,84 Mb/s. La señal óptica correspondiente se conoce como OC-1, donde OC significa portador óptico.

El bloque básico de la SDH tiene una velocidad binaria de 155,52 Mb/s y se conoce como STM-1, donde STM significa módulo de transporte síncrono. Una característica útil del SONET y del SDH es que los niveles más altos tienen una velocidad binaria que es un múltiplo exacto de la velocidad binaria básica. Tabla 2.1 Listas de correspondencia entre Sonet Y Sdh poco tarifa para varios niveles. El SDH proporciona una norma internacional que parece estar bien adoptada. De hecho, los sistemas de ondas ligeras que funcionan a nivel STM-64 (B 10 Gbps) están disponibles desde 1996. Los sistemas comerciales STM-256 (OC-768) que funcionan cerca de 40 Gbps 2002.

Tabla 2. 1: SONET/SDH tasa de bits

SONET	SDH	<i>B (Mb/s)</i>	Canales
OC-1		51.84	672
OC-3	STM-1	155.52	2,016
OC-12	STM-4	622.08	8,064
OC-48	STM-16	2,488.32	32,256
OC-192	STM-64	9,953.28	129,024
OC-768	STM-256	39,813.12	516,096

2.2.3. Formatos de Modulación.

El primer paso en el diseño de un sistema de comunicación óptica es decidir cómo se convertiría la señal eléctrica en una corriente de bits óptica. Normalmente la producción de una óptica fuente tales como a semiconductor láser es modulado por aplicando la señal eléctrica directamente a la fuente óptica o a un modulador externo. Hay dos opciones para el formato de modulación de la corriente de bits óptica resultante. (Santos González, 2014)

Estos se muestran en la Figura 2.8 y se conocen como los formatos retorno a cero (RZ) y no retorno a cero (NRZ). En el formato RZ, cada pulso óptico que representa el bit 1 es más corto que la ranura de bits, y su amplitud vuelve a cero antes del bit la duración ha terminado. En el NRZ formato, el pulso óptico permanece encendido a lo largo de la ranura de bits y su amplitud no cae a cero entre dos o más bits sucesivos 1 bits. Como resultado, el ancho del pulso varía dependiendo del patrón de bits, mientras que sigue siendo el mismo en el caso de RZ formato. Una la ventaja del formato NRZ es que el ancho de banda asociado con la secuencia de bits es menor que el del formato RZ por aproximadamente un factor de 2 simplemente porque las transiciones de encendido y apagado se producen menos veces. Sin embargo, su uso requiere un control más estricto del ancho del pulso y puede conducir a efectos dependientes del patrón de bits si el pulso óptico se propaga durante la transmisión.

El formato NRZ se utiliza a menudo en la práctica debido a un ancho de banda de señal más pequeño asociado con un bit.

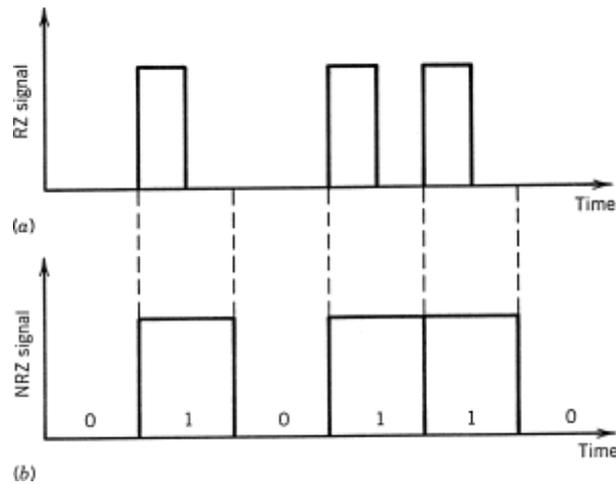


Figura 2. 8: Flujo de bits digital 010110 ... codificado mediante (a) formatos de retorno a cero (RZ) y (b) no retorno a cero (NRZ).

Fuente: (Bruno, 2019)

El uso del formato RZ en el dominio óptico comenzó a atraer la atención alrededor de 1999 después de que se encontró que su uso puede ayudar a diseñar de alta capacidad de sistemas de onda de luz. Un ejemplo del formato RZ es proporcionado por los sistemas de solitón gestionados por dispersión donde un pulso chirpado se propaga dentro del enlace de fibra de una manera periódica, y la dispersión media se utiliza para contrarrestar la acumulación del óido no- efectos. En una variante interesante del formato RZ, conocido como el formato RZ chirpado (o CRZ), los pulsos ópticos en cada ranura de bits se cantan antes de que se inicien en el enlace de fibra, pero el sistema funciona en un régimen cuasi lineal.

En otros esquemas, los formatos de modulación bien conocidos en el campo de las comunicaciones de microondas se aplican al dominio óptico. Estos formatos se conocen como formatos RZ (CSRZ), de banda lateral única o de banda lateral vestigial. Tal es RZ formatos beneficiarse de a reducido ancho de banda en comparación a el estándar Formato RZ. Un tema importante está relacionado con la elección de la variable física que se modula para codificar el dato en la óptica porta aviones. La óptica transportista onda antes de modulación es del formulario

$$E(t) = \hat{e}A \cos(\omega_0 t + \phi), \quad (2.2.2)$$

donde \mathbf{E} es el vector de campo eléctrico, $\hat{\mathbf{e}}$ es el vector de la unidad de polarización, A es la amplitud, ω_0 es la frecuencia portadora, y ϕ es la fase. La dependencia espacial de \mathbf{E} se presiona para simplificar la notación. Se puede optar por modular la amplitud A , la frecuencia ω_0 , o la fase ϕ . En el caso de la modulación analógica, las tres opciones de modulación se conocen como modulación de amplitud (AM), modulación de frecuencia (FM) y fase modulación (PM). El mismo modulación técnicas puede ser aplicado en el caja digital y se denominan teclas de cambio de amplitud (ASK), clave de cambio de frecuencia (FSK), y clave de cambio de fase (PSK), dependiendo de si la amplitud, frecuencia o fase de la onda portadora se desplaza entre el dos niveles de una señal digital binaria. La técnica simple consiste simplemente en cambiar la potencia de la señal entre dos niveles, uno de los cuales se establece en cero, y a menudo se llama on-off keying (OOK) para reflejar la naturaleza de encendido-apagado de la señal óptica resultante. La mayoría de los sistemas de ondas de luz digitales emplean OOK en combinación con PCM.

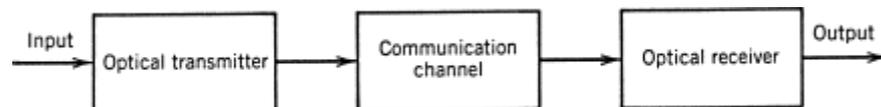


Figura 2. 9: Sistema de comunicación óptica genérico.
Fuente: (Bruno, 2019)

2.3. Sistemas de comunicación óptica.

Como se mencionó anteriormente, los sistemas de comunicación óptica difieren en principio de sistemas de microondas sólo en el rango de frecuencia de la portadora de onda para llevar la información. Las frecuencias portadoras ópticas son típicamente 200 THz, en contraste con las frecuencias portadoras de microondas (1 GHz). Se espera un aumento en la capacidad de información de los sistemas de comunicación óptica en un factor de hasta 10.000 simplemente debido a estas altas frecuencias portadoras utilizadas para los sistemas de ondas de luz. (Headley & Agrawal, 2005)

Este aumento se puede entender señalando que el ancho de banda de la portadora modulada puede ser hasta un poco por ciento de la frecuencia

portadora. Tomando a título ilustrativo, el 1% como valor limitante, los sistemas de comunicación óptica tienen el potencial de transportar información a velocidades binadas 1 Tb/s. Es este enorme ancho de banda potencial de los sistemas de comunicación óptica la fuerza impulsora detrás del desarrollo y despliegue mundial de sistemas de ondas de luz. Los sistemas actuales de última generación funcionan a velocidades de bits de 10 Gbps, lo que indica que hay un Mejora.

Consiste en un transmisor, un canal de comunicación y un receptor, los tres elementos comunes a todos los sistemas de comunicación. Los sistemas de comunicación óptica se pueden dividir en dos grandes categorías: guiados y no guiados. Como su nombre indica, en el caso de los sistemas de ondas de luz guiadas, el haz óptico emitido por el transmisor permanece confinado espacialmente. Dado que todos los sistemas de comunicación óptica guiada utilizan actualmente fibras ópticas, el término comúnmente utilizado para ellos es los sistemas de comunicación de fibra óptica. El término sistema de ondas de luz también se utiliza a veces para sistemas de comunicación de fibra óptica, aunque generalmente debe incluir y sin guía sistemas.

En el caso de los sistemas de comunicación óptica no guiados, el haz óptico emitido por el transmisor se propaga en el espacio, similar a la propagación de microondas. Cómo, siempre, los sistemas ópticos no guiados son menos adecuados para aplicaciones de radiodifusión que los sistemas de microondas porque los haces ópticos se propagan principalmente en la dirección de avance (como una repetición de su longitud de onda corta). Sin usar en general requiere precisión entre el transmisor y el receptor.

En el caso de la propagación terrestre, la señal en des los sistemas guiados pueden deteriorarse considerablemente dispersando dentro de la atmósfera. Este problema, por supuesto, desaparece en comunicaciones de espacio libre por encima de la esfera de la tierra (por ejemplo, comunicaciones inter satélites). Aunque los sistemas de comunicación óptica de espacio libre son necesarios para ciertas aplicaciones y se han estudiado extensamente, la

mayoría de las aplicaciones terrestres utilizan sistemas de comunicación de fibra óptica.

Estos sistemas suelen funcionar a bajas velocidades de bits a distancias inferiores a 10 km. El uso de sistemas de ondas de luz de un solo canal para este tipo de aplicaciones no es muy rentable, y las redes multicanal con múltiples servicios deben ser considerado. El concepto de red digital de servicios integrados de banda ancha requiere un sistema de comunicación de alta capacidad capaz de transportar múltiples servicios. La tecnología de modo de transferencia asincrónica (ATM) también exige anchos de banda altos. Es probable que sólo los sistemas de comunicación de fibra óptica cumplan con estos requisitos de distribución de banda ancha.

2.4. Componentes del sistema de ondas de luz.

El diagrama de bloques genérico de la figura 2.9 se aplica a un sistema de comunicación de fibra óptica, la única diferencia es que el canal de comunicación es un cable de fibra óptica. Los otros dos componentes, el transmisor óptico y el receptor óptico, están diseñados para satisfacer las necesidades de un canal de comunicación tan específico. En esta sección se discuten los problemas generales relacionados con el papel de la fibra óptica como canal de comunicación y con el diseño de transmisores y receptores. (Molina Robles, 2014)

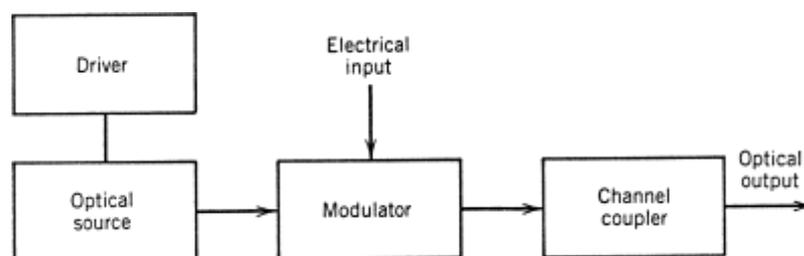


Figura 2. 10: Componentes de un transmisor óptico.
Fuente: (Promax, 2014)

2.4.1. Canal de comunicación de la fibra óptica

El papel de un canal de comunicaciones transportar la señal óptica del transmisor al receptor sin distorsionarla. La mayoría de los sistemas de ondas

de luz usan fibras ópticas como canal de comunicación porque las fibras de sílice pueden transmitir luz con pérdidas tan pequeñas como 0.2 dB / km. Incluso entonces, la potencia óptica se reduce a solo el 1% después de 100 km. Por esta razón, las pérdidas de fibra siguen siendo un problema de diseño importante y determinan el espaciamiento del repetidor o amplificador de un sistema de ondas de luz de larga distancia. Otro tema importante del diseño es la dispersión de fibra, que conduce a la ampliación de los pulsos ópticos individuales con propagación.

Si los pulsos ópticos se extienden significativamente fuera de su ranura de bits asignada, la señal transmitida se degrada severamente. Eventualmente, se hace imposible recuperar la señal original con alta precisión. El problema es más grave en el caso de las fibras multimodo, ya que los pulsos se propagan rápidamente (generalmente a una velocidad de ~ 10 ns / km) debido a diferentes velocidades asociadas con diferentes modos de fibra. Es por esta razón que la mayoría de los sistemas de comunicación óptica utilizan fibras monomodo. La dispersión del material (relacionada con la dependencia de la frecuencia del índice de refracción) todavía conduce a la ampliación del pulso (típicamente < 0.1 ns / km), pero es lo suficientemente pequeña como para ser aceptable para la mayoría de las aplicaciones y puede reducirse aún más controlando el ancho espectral de la fuente óptica. Sin embargo, la dispersión del material establece el límite final en la velocidad de bits y la distancia de transmisión de los sistemas de comunicación de fibra óptica.

2.4.2. Transmisores ópticos

El papel de un transmisor óptico es convertir la señal eléctrica en forma óptica y lanzar la señal óptica resultante en la fibra óptica. La figura 2.10 muestra el diagrama de bloques de un transmisor óptico. Consiste en una fuente óptica, un modulador y un acoplador de canal. Los láseres semiconductores o los diodos emisores de luz se utilizan como fuentes ópticas debido a su compatibilidad con el canal de comunicación de fibra óptica. La señal óptica se genera modulando la onda portadora óptica. Aunque a veces se usa un modulador externo, en algunos casos se puede prescindir de él, ya

que la salida de una fuente óptica de semiconductores se puede modular directamente variando la corriente de inyección. Tal esquema simplifica el diseño del transmisor y generalmente es rentable. El acoplador es típicamente una microlente que enfoca la señal óptica en el plano de entrada de una fibra óptica con la máxima eficiencia posible.

El nivel de potencia es un parámetro de diseño importante. Se puede aumentar el espaciado amplificador (o repetidor) aumentando, pero el inicio de varios efectos no lineales limita la cantidad de potencia de entrada que se puede aumentar. La potencia lanzada es a menudo expresada en "dBm" Unidades Con 1 mW Como el Referencia Nivel. la General Definición Es (véase el Apéndice A)

$$potencia (dBm) = 10 \log_{10} \left(\frac{potencia}{1mW} \right) \quad (2.4.1)$$

Por lo tanto, 1 mW es 0 dBm, pero 1 μW corresponde a 30 dBm. La potencia lanzada es bastante baja (< 10 dBm) para diodos emisores de luz, pero los láseres semiconductores pueden lanzar potencias de 10 dBm. Como los diodos emisores de luz también están limitados en sus capacidades de modulación, la mayoría de los sistemas de ondas de luz utilizan láseres semiconductores como fuentes ópticas. La velocidad binaria de los transmisores ópticos a menudo está limitada por la electrónica en lugar de por el láser semiconductor en sí. Con un diseño adecuado, los transmisores ópticos se pueden hacer para operar a una velocidad binaria de hasta 40 Gbps.

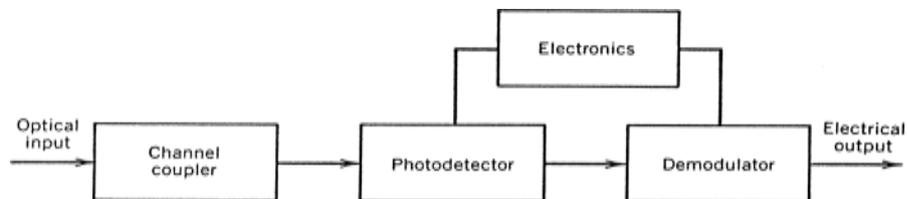


Figura 2. 11: Componentes de un receptor óptico.

Fuente: (Promax, 2014)

2.4.3. Receptores ópticos

Un receptor óptico convierte la señal óptica recibida en el extremo de salida de la fibra óptica en la señal eléctrica original. La Figura 2.11 muestra

el diagrama de bloques de un receptor óptico. Consiste en un acoplador, un fotodetector y un demodulador. El acoplador enfoca la señal óptica recibida en el fotodetector. Los fotodiodos semiconductores se utilizan como fotodetectores debido a su compatibilidad con todo el sistema.

El diseño del demodulador depende del formato de modulación utilizado por el sistema de ondas de luz. El uso de esteras FSK y PSK generalmente requiere técnicas de demodulación heterodina u homodyne discutidas en el capítulo 10. La mayoría de los sistemas de ondas de luz emplean un esquema denominado "modulación de intensidad con detección directa" (IM/DD). La demodulación en este caso se realiza mediante un circuito de decisión que identifica los bits como 1 o 0, dependiendo de la amplitud de la señal eléctrica. La precisión de decisión circuito depende en el SNR de la señal eléctrica generada en la foto detector.

El rendimiento de un sistema de onda de luz digital se caracteriza por la tasa de error de bits (BER). Aunque el BER se puede definir como el número de errores hechos por segundo, tal definición hace que la velocidad binaria BER dependa. Es habitual definir la BER como la probabilidad media de identificación de bits incorrecta. Por lo tanto, una BER de 10^{-6} corresponde en promedio un error por millón de bits. La mayoría de los sistemas de ondas ligeras especifican una BER de 10^{-9} como requisito de funcionamiento; algunos incluso requieren a VER como pequeño como 10^{-14} . La corrección de error es códigos son a veces utilizado a mejorar el crudo VER de una onda de luz sistemas.

Un parámetro importante para cualquier receptor es la sensibilidad del receptor. Por lo general, se define como la potencia óptica media mínima necesaria para realizar una BER de 10^{-9} . Receiver sensibilidad depende en el SNR, que en gire depende en varios ruidos fuentes que corrompen la señal recibida. Incluso para un receptor perfecto, algo de ruido es introducido por el proceso de foto detección en sí. Esto se conoce como el ruido cuántico o el ruido de disparo, ya que tiene su origen en la naturaleza de las partículas de los electrones. Los receptores ópticos que eran en el límite de ruido de disparo

se denominan receptores de ruido cuántico limitado. No práctico receptor funciona en el límite de ruido cuántico debido a la presencia de varias otras fuentes de ruido.

Algunas de las fuentes de ruido, como el ruido térmico, son internas del receptor. Otros se originan en el transmisor o durante la propagación a lo largo de la fibra enlace. Por ejemplo, cualquier amplificación de la señal óptica a lo largo de la línea de transmisión con la ayuda de amplificadores ópticos introduce el llamado amplificador ruido que tiene su origen en el proceso fundamental de emisión espontánea. La dispersión cromática en las fibras ópticas puede añadir ruido adicional a través de fenómenos como la interferencia interés simbólico y el ruido de partición de modo. La sensibilidad del receptor se determina mediante un efecto acumulativo de todos los mecanismos de ruido posibles que degradan el SNR en el circuito de decisión.

En general, también depende de la velocidad binaria a medida que aumenta la contribución de algunas fuentes de ruido (por ejemplo, ruido de disparo) en proporción al ancho de banda de la señal.

2.5. Descripción geométrica de la fibra óptica

En su forma más simple, una fibra óptica consiste en un núcleo cilíndrico de vidrio de sílice coronado por un revestimiento cuyo índice de refracción es inferior al del núcleo. Porque de un abrupto índice cambio en el núcleo-revestimiento interfaz, tales fibras son llamado fibras de índice escalonado. En un tipo diferente de fibra, conocida como fibra de índice calificado, el índice de refracción disminuye gradualmente dentro del núcleo. La Figura 2.12 muestra esquemáticamente el perfil de índice y la sección transversal para los dos tipos de fibras. Considerable perspicacia en el guiando las propiedades de las fibras ópticas se pueden obtener mediante el uso de una imagen de rayo basada en óptica geométrica. La descripción geométrica-óptica, aunque aproximada, es válida cuando el radio del núcleo a es mucho mayor que la longitud de onda de la luz.

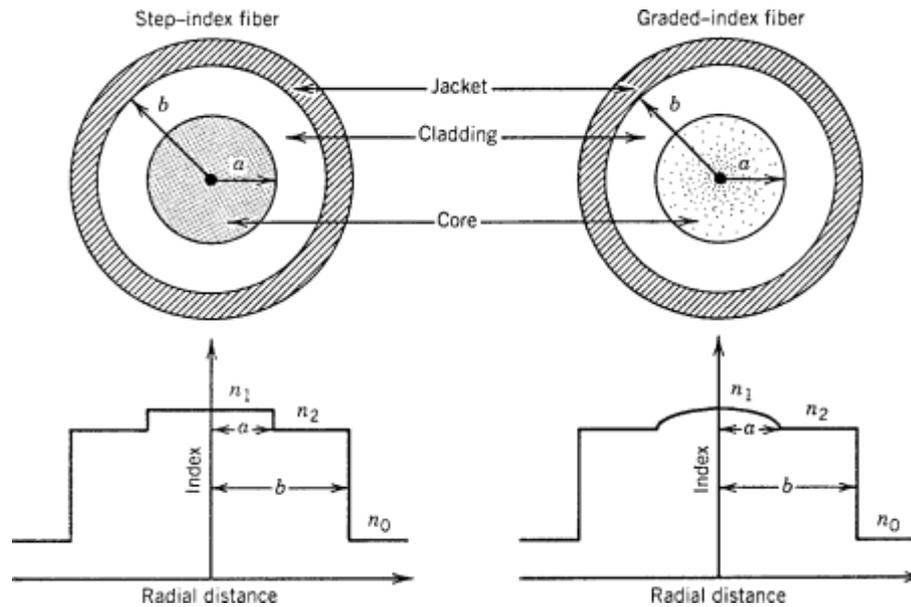


Figura 2. 12: Sección transversal y perfil de índice refractivo para fibras de índice de paso y índice calificado
Fuente: (Jones, 2003)

2.5.1. Índice de paso de la Fibra.

Considere la geometría de la Figura 2.13, donde un rayo que hace un ángulo (θ_i) con el eje de fibra es incidente en el centro central. Debido a la refracción en la interfaz fibra-aire, el rayo se dobla hacia la normalidad. El ángulo (θ_r) del rayo refractado es dado por

$$n_0 \sin \theta_i = n_1 \sin \theta_r , \quad (2.5.1)$$

donde n_1 y n_0 son los índices de refracción del núcleo de fibra y el aire, respectivamente. El rayo se refracta en la interfaz fibra-aire y es refractado otra vez. Sin embargo, refracción es posible sólo para un ángulo de incidencia φ tal que $\sin \varphi < \frac{n_2}{n_1}$. Para ángulos más grandes que un ángulo crítico φ_c , definido por

$$\sin \varphi_c = \frac{n_2}{n_1}, \quad (2.5.2)$$

donde n_2 es el índice de revestimiento, el rayo experimenta una reflexión interna total en el núcleo: Interfaz. Dado que tales reflexiones se producen a lo largo de la longitud de la fibra, todos los rayos con $\varphi > \varphi_c$ el permanecen

confinados al núcleo de la fibra. Este es el básico mecanismo de ligero confinamiento de luz en óptica fibras.

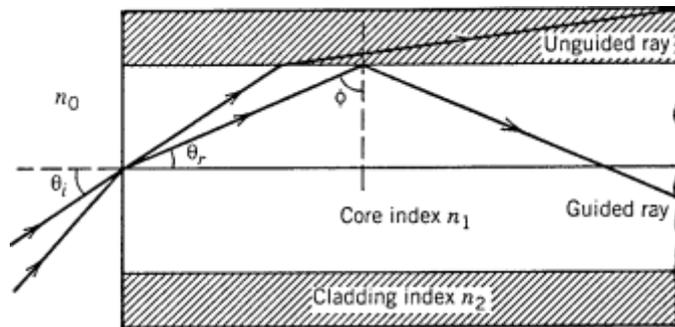


Figura 2. 13: Confinamiento de la luz a través de la reflexión interna total en fibras de índice escalonado. Rayos para $\phi < \phi_c$ los que se refractan del núcleo.
Fuente: (Jones, 2003)

Uno puede usar Eqs. (2.5.1) y (2.5.2) para encontrar el ángulo máximo que el rayo incidente debe hacer con el eje de fibra para permanecer confinado dentro del núcleo. Observando que $\theta_r = \pi/2 - \phi_c$ para tal rayo y sustituirlo en la Ecuación (2.5.1), se obtiene:

$$n_0 \sin \theta_i = n_1 \cos \phi_c = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2}. \quad (2.5.3)$$

En analogía con lentes, $n_0 \sin \theta_i$ se conoce como la apertura numérica (NA) de la fibra. Representa la capacidad de recolección de luz de una fibra óptica. Para $n_1 \gg n_2$ la NA puede ser aproximada por

$$NA = n_1 (2\Delta)^{1/2}, \Delta = (n_1 - n_2)/n_1, \quad (2.5.4)$$

donde Δ es el cambio fraccionario del índice en la interfaz de revestimiento de núcleo. Claramente, debe hacerse lo más grande posible con el fin de acoplar la máxima luz en la fibra. Como, nunca, tales fibras no son útiles para el propósito de las comunicaciones ópticas porque de un fenómeno conocido como dispersión de multi trayecto o dispersión modal.

La dispersión de multitrayecto se puede entender refiriéndose a la Fig. 2.13, donde diferentes rayos viajan a lo largo de caminos de diferentes longitudes. Como resultado, estos rayos se dispersan en el tiempo en el

extremo de salida de la fibra, incluso si eran coincidentes en el extremo de entrada y viajaron a la misma velocidad dentro de la fibra. Un pulso corto (llamado impulso) se ampliaría considerablemente como resultado de diferentes longitudes de trayecto. Uno puede estimar la extensión de la ampliación del pulso simplemente considerando las trayectorias de rayos más cortas y largas. El más corto camino ocurre para $\theta_i = 0$ y es sólo igual a la longitud de la fibra L . El camino más largo se produce para θ_i dado por Ecuación (2.5.3) y tiene una longitud $L/\sin\phi_c$. Al tomar la velocidad de propagación $v = c/n_1$, el retraso de tiempo se da por

$$\Delta T = \frac{n_1}{c} \left(\frac{L}{\sin\phi_c} - L \right) = \frac{L n_1^2}{c n_2} \Delta. \quad (2.5.5)$$

El retraso de tiempo entre dos rayos toma los caminos más cortos y más largos es a medida de ampliación experimentado por Un impulso lanzado en la entrada de fibra.

Se puede relacionar ΔT con la capacidad de transporte de información de la fibra medida a través de la velocidad binaria B . Aunque una precisa relación entre B y ΔT depende en muchos detalles, por ejemplo, la forma del pulso es claro intuitivamente que debe ser menor que la ranura de bits asignada ($T_B = 1/B$). Por lo tanto, se obtiene una estimación del orden de magnitud de la velocidad binaria de la condición $B \cdot \Delta T < 1$. Mediante el uso de la Ecuación (2.5.5) se obtiene:

$$BL < \frac{n_2 c}{n_1^2 \Delta}. \quad (2.5.6)$$

Esta condición proporciona una estimación aproximada de una limitación fundamental de las fibras de índice escalonado. Como ejemplo, considere una fibra de vidrio $n_1 = 1.5$ y $n_2 = 1$. El producto de velocidad binaria distancia de una fibra de este tipo se limita a valores bastante pequeños ya que $BL < 0.4 \text{ (Mb/s) - km}$. Considerable mejora ocurre para revestir las fibras con un pequeño paso de índice. La mayoría de las fibras para aplicaciones de comunicación están $\Delta < 0.01$. Como ejemplo, $BL < 100 \text{ (Mb/s) km}$ para $\Delta = 2 \times 10^{-3}$. Estas fibras pueden comunicar datos a una velocidad binaria de

10 Mb/s a distancias de hasta 10 km y pueden ser adecuadas para alguna zona local Redes.

Dos observaciones están en orden sobre la validez de Ecuación (2.5.6). En primer lugar, que es obtenido considerando sólo los rayos que pasan a través del eje de fibra después de cada reflexión interna total. Tales rayos se llaman rayos meridionales. En general, la fibra también soporta rayos sesgos, que viajan en ángulos oblicuos al eje de fibra. Sesgar rayos dispersión hacia fuera del núcleo en curvas e irregularidades y no se espera que contribuyan significativamente a Ecuación (2.5.6). En segundo lugar, incluso los rayos meridionales oblicuos sufren pérdidas más altas que los rayos meridionales paraxiales debido a dispersión. La ecuación (2.5.6) proporciona una estimación conservadora, ya que todos los rayos se tratan por igual. El efecto de la dispersión intermodal se puede volver a realizar considerablemente mediante el uso de fibras de índice calificado, que se discuten en la siguiente subsección.

2.5.2. Índice gradual de la fibra.

El índice de refracción del núcleo en fibras de índice calificado no es constante, pero disminuye gradualmente desde su valor máximo n_1 en el centro del núcleo hasta su valor mínimo n_2 en la interfaz de revestimiento central. La mayoría de las fibras de índice calificado están diseñadas para tener una disminución casi cuadrática y se analizan mediante el uso α de

$$n(\rho) = \begin{cases} n_1 \left[1 - \Delta \left(\frac{\rho}{a} \right)^\alpha \right]; & \rho < a, \\ n_1(1 - \Delta) = n_2; & \rho \geq a, \end{cases} \quad (2.5.7)$$

donde a es el radio del núcleo. El parámetro α determina el perfil de índice se acerca un perfil de índice de pasos en el límite de gran α . Una fibra de índice parabólico corresponde a $\alpha = 2$.

Es fácil entender cualitativamente por qué la dispersión intermodal o multitracto se vuelve a inducir para fibras de índice calificado. Figura 2.14

muestra esquemáticamente caminos para tres diferentes rayos. Al igual que en el caso de las fibras de índice escalonado, la trayectoria es más larga para los rayos más oblicuos. Sin embargo, la velocidad del rayo cambia a lo largo de la ruta debido a las variaciones en el índice de refracción. Más específicamente, el rayo propagando a lo largo la fibra eje toma el más corto camino, pero viaja la mayoría lentamente como el índice es más grande a lo largo este camino. Oblicuos rayos tienen a gran parte de su camino en un medio de menor índice de refracción, donde viajan más rápido. Por lo tanto, es posible para todos rayos a llegar juntos en la fibra producción por a adecuado elección del índice de refracción perfil.

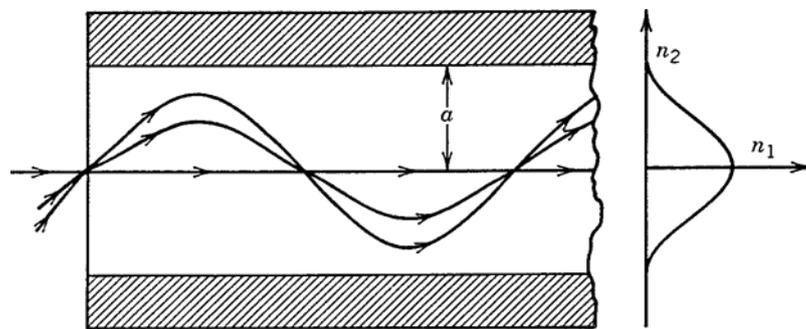


Figura 2. 14: Trayectorias de rayos en una fibra de índice graduado
Fuente: (Headley & Agrawal, 2005)

La óptica geométrica se puede utilizar para mostrar que un perfil de índice parábólico conduce a la propagación del pulso no dispersivo dentro de la aproximación paraxial. La trayectoria de un rayo paraxial se obtiene resolviendo

$$\frac{d^2 \rho}{dz^2} = \frac{1}{n} \frac{dn}{d\rho}, \quad (2.5.8)$$

donde, ρ es la distancia radial del rayo desde el eje. Mediante el uso de Ecuación (2.5.7) para $\rho < a$ con $\alpha = 2$, Ecuación (2.5.8) se reduce a una ecuación de oscilador armónico y tiene la solución general

$$\rho = \rho_0 \cos(pz) + \left(\frac{\rho'_0}{p}\right) \sin(pz), \quad (2.5.9)$$

donde $p = \left(\frac{2\Delta}{a^2}\right)^{1/2}$ y ρ_0 y ρ'_0 son la posición y la dirección del rayo de entrada, respectivamente. La ecuación (2.5.9) muestra que todos los rayos recuperan sus posiciones y direcciones iniciales a distancias $z = \frac{2m\pi}{p}$, donde m es un

entero (véase la Fig. 2.13). Una restauración tan completa de la entrada implica que una fibra de índice parabólico no presenta dispersión intermodal.

En conclusión, encima tiene solamente dentro el paraxial y la óptica geométrica próximas, ambos de que debe ser relajado para práctico fibras. Intermodal la dispersión en fibras de índice calificado se ha estudiado extensamente mediante el uso de tecnología de propagación de ondas. La cantidad $\frac{\Delta T}{L}$, donde ΔT es el retardo máximo de múltiples trayectorias en una fibra de longitud L , se encuentra que varía considerablemente con α . La Figura 2.14 muestra esta varia $n_1 = 1.5$ y $\Delta = 0.01$. La dispersión mínima se produce para $\alpha = 2(1 - \Delta)$ y depende de Δ como

$$\frac{\Delta T}{L} = \frac{n_1 \Delta^2}{8c}. \quad (2.5.10)$$

El producto de velocidad binaria-distancia límite se obtiene utilizando el criterio $\Delta T < \frac{1}{B}$ y se da por

$$BL < \frac{8c}{n_1 \Delta^2}. \quad (2.5.11)$$

La escala correcta en Figura 2.15 muestra el BL producto como a función de α . Índice calificado fibras con un convenientemente optimizado índice perfil puede comunicar datos en un poco tasa de 100Mb/s sobre distancias de hasta 100 km. El producto BL de estas fibras se mejora en casi tres órdenes de magnitud sobre la de las fibras de índice escalonado. De hecho, la primera generación de los sistemas de ondas ligeras utiliza fibras de índice calificado. La mejora adicional sólo es posible mediante el uso de fibras monomodo cuyo radio de núcleo es comparable a la longitud de onda de luz. La óptica geométrica no se puede utilizar para este tipo de fibras.

Aunque las fibras de índice calificado rara vez se utilizan para enlaces de larga distancia, el uso de fibras ópticas de plástico de índice calificado para las aplicaciones de enlace de datos ha atraído considerables atenciones durante la década de 1990s. Estas fibras tienen un núcleo relativamente

grande, lo que resulta en una alta apertura numérica y alta eficiencia de acoplamiento, pero presentan altas pérdidas (normalmente superiores a 50 dB/km). El producto BL de fibras de plástico, sin embargo, supera los 2 (Gbps)-km debido a un perfil de índice calificado. Como resultado, se pueden utilizar para transmitir datos a velocidades de bits > 1 Gbps a distancias cortas de 1 km o menos. En una demostración de 1996, una señal de 10 Gbps se transmitió a lo largo de 0,5 km con una tasa de error de bits inferior a 10^{-11} . Las fibras ópticas de plástico de índice clasificado proporcionan una solución ideal para transferir datos entre computadoras y son cada vez más importantes para las aplicaciones Ethernet que requieren velocidades binarias superiores a 1 Gbps.

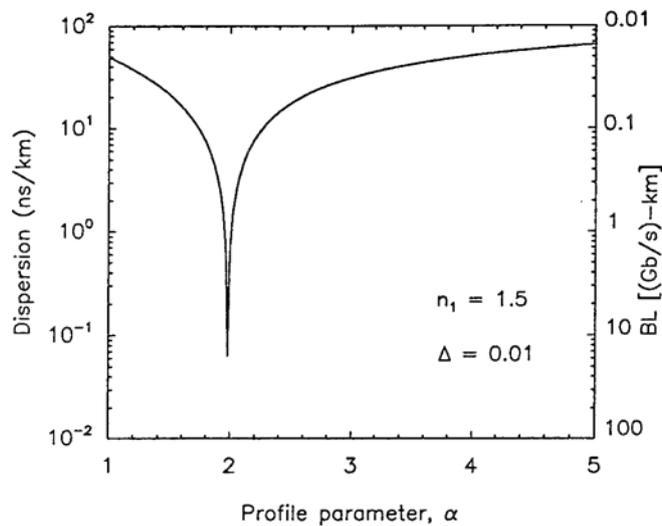


Figura 2. 15: Variación de la dispersión intermodal -T/L con el parámetro de perfil para una fibra de índice calificado. La escala de la derecha muestra el producto de velocidad binaria y distancia correspondiente.

Fuente: (Strobel & Lubkoll, 2010)

2.6. Ondas de propagación

En esta sección se considera la propagación de la luz en fibras de índice de paso según las ecuaciones de Maxwell para el electromagnético son estas ecuaciones las cuales están introducidas en Sección 2.6.1. El concepto de modos de fibra se discute en la Sección 2.6.2, donde se muestra que la fibra admite un número finito de modos guiados. La Sección 2.6.3 se centra en cómo una fibra de índice de paso se puede diseñar para admitir un solo modo y analiza las propiedades de las fibras de modo único.

2.6.1. Ecuaciones de Maxwell

(Burbano & Burbano, s/f) Como todos los fenómenos electromagnéticos, la propagación de campos ópticos en fibras se rige por las ecuaciones de Maxwell. Para un medio no conductor sin cargas gratuitas, estas ecuaciones toman la forma

$$\nabla \times E = \frac{-\partial B}{\partial t}, \quad (2.6.1)$$

$$\nabla \times H = \frac{\partial D}{\partial t}, \quad (2.6.2)$$

$$\nabla \cdot D = 0, \quad (2.6.3)$$

$$\nabla \cdot B = 0, \quad (2.6.4)$$

donde E y H son los vectores de campo eléctrico y magnético, respectivamente, y D y B son las densidades de flujo correspondientes. Las densidades de flujo están relacionadas con los vectores de campo por las relaciones constitutivas

$$D = \varepsilon_0 E + P, \quad (2.6.5)$$

$$B = \mu_0 H + M, \quad (2.6.6)$$

Donde el ε_0 es la permitividad al vacío, el μ_0 es la permeabilidad al vacío, y \mathbf{P} y \mathbf{M} son las polarizaciones inducidas eléctricas y magnéticas, respectivamente. Para fibra óptica $\mathbf{M} = 0$ debido a la naturaleza no magnética del vidrio de sílice.

La evaluación de la polarización eléctrica \mathbf{P} requiere un enfoque cuántico mecánico microscópico. Aunque este enfoque es esencial cuando la frecuencia óptica está cerca de una resonancia media, una relación fenomenológica entre \mathbf{P} y \mathbf{E} se puede utilizar lejos de resonancias medias. Este es el caso de las fibras ópticas en la región de longitud de onda de 0,5-2 μm , un rango que cubre la región de baja pérdida de fibras ópticas que es de interés para los sistemas de comunicación de fibra óptica. En general, la relación entre \mathbf{P} y \mathbf{E} puede ser no lineal. Aunque los efectos no lineales en las fibras ópticas son de considerable interés y se tratan en la Sección 2.6, pueden ser ignorados en una discusión de los modos de fibra. \mathbf{P} se relaciona con \mathbf{E} por la relación

$$P(r, t) = \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \chi(r, t - t') E(r, t') dt' \quad (2.6.7)$$

La susceptibilidad lineal es, en general, un tensor de segundo rango, pero se reduce a un escalar para un medio isotrópico como el vidrio de sílice. Las fibras ópticas se vuelven ligeramente birrefringentes debido a variaciones involuntarias en la forma del núcleo o en la tensión local; tales efectos birrefringentes se consideran en la Sección 2.6.3. La ecuación (2.6.7) asume una respuesta local espacial. Sin embargo, incluye la naturaleza retardada de la respuesta temporal, una característica que tiene importantes implicaciones para las comunicaciones de fibra óptica a través de la dispersión cromática.

Las ecuaciones (2.6.1)–(2.6.7) proporcionan un formalismo general para el estudio de la propagación de ondas en fibras ópticas. En la práctica, es conveniente utilizar una sola variable de campo E . Tomando el rizo de Ecuación(2.6.1) y utilizando las Eqs.(2.6.2), (2.6.5), y (2.6.6), se obtiene la ecuación de onda.

$$\nabla \times \nabla \times E = -\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} - \mu_0 \frac{\partial^2 P}{\partial t^2} \quad (2.6.8)$$

donde la velocidad de la luz en el vacío se define como de costumbre por $c = (\mu_0 \varepsilon_0)^{-\frac{1}{2}}$. Por introduciendo la transformación de Fourier de $E(r, t)$ a través de la relación

$$E(r, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} E(r, t) \exp(i\omega t) dt, \quad (2.6.9)$$

así como una relación similar para $P(r, t)$, y mediante Ecuación (2.2.7), Ecuación (2.2.8) se puede escribir en el dominio de frecuencia como

$$\nabla \times \nabla \times E = -\varepsilon(r, \omega) \left(\frac{\omega^2}{c^2} \right) E, \quad (2.6.10)$$

donde la constante dieléctrica dependiente de la frecuencia se define como

$$\varepsilon(r, \omega) = 1 + \chi(r, \omega), \quad (2.6.11)$$

Y $\chi(r, \omega)$ la transformación de Fourier de la transformación de Fourier de la letra $\chi(r, t)$. En general, $\varepsilon(r, \omega)$ es complejo. Su partes reales e imaginarias

están relacionadas con el índice de refracción n y la absorción coeficiente por la definición

$$\varepsilon = \left(n + \frac{i\alpha c}{2\omega} \right)^2 \quad (2.6.12)$$

Mediante el uso de Eqs. (2.6.11) y (2.6.12), n and α están relacionados X con

$$n = (1 + \text{Re}\mathcal{X})^{1/2}, \quad (2.6.13)$$

$$\alpha = \left(\frac{\omega}{nc} \right) \text{Im}\mathcal{X}, \quad (2.6.14)$$

donde Re y Im son las partes reales e imaginarias, respectivamente. Tanto n como α dependen de la frecuencia. La dependencia de frecuencia de n se conoce como dispersión cromática o simplemente como dispersión de material. Se ha demostrado que la dispersión de la fibra limita el rendimiento de los sistemas de comunicación de fibra óptica de una manera fundamental.

Se pueden hacer dos simplificaciones adicionales antes de resolver Ecuación (2.6.10). En primer lugar, ε puede ser llevado a ser real y reemplazado por n^2 debido a bajas pérdidas ópticas en fibras de sílice. En segundo lugar, dado que $n(r, \omega)$ es independiente de la coordenada espacial r en ambos el núcleo y el revestimiento de una fibra de índice escalonado, se puede utilizar la identidad

$$\nabla \times \nabla \times \bar{\mathbf{E}} \equiv \nabla(\nabla \cdot \bar{\mathbf{E}}) - \nabla^2 \bar{\mathbf{E}} = \nabla^2 \bar{\mathbf{E}}, \quad (2.6.15)$$

dónde nosotros Utilizado Ecuación (2.6.3) Y el Relación $D = \varepsilon \bar{\mathbf{E}}$ para establecer $\nabla \cdot \bar{\mathbf{E}} = 0$. Esta simplificación se hace incluso para fibras de índice calificado. La ecuación (2.6.15) se mantiene aproximadamente mientras los cambios de índice se produzcan durante una escala de longitud mucho más larga que la longitud de onda. Mediante el uso de Ecuación (2.6.15) en Ecuación (2.6.10), Obtener

$$\nabla^2 \bar{\mathbf{E}} + n^2(\omega) k_0^2 \bar{\mathbf{E}} = 0, \quad (2.6.16)$$

donde el número de onda de espacio libre k_0 se define como

$$k_0 = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (2.6.17)$$

y es la longitud de onda de vacío del campo óptico que oscila a la frecuencia. La ecuación (2.6.16) se resuelve junto a la obtención de los modos ópticos de las fibras de índice escalonado.

2.6.2. Modos de fibra

El concepto del modo es un concepto general en óptica que ocurre también, por ejemplo, en la teoría de los láseres. Un óptica modo se refiere a específicos solución de la ecuación de onda (2.6.16) que satisface el apropiado límite de condiciones y tiene la propiedad que su espacio distribución hace no cambio con propagación. Los modos de fibras pueden ser clasificados como modos guiados, modos con fugas y modos de radiación. Como cabría esperar, la señal de transmisión en los sistemas de comunicación de fibra óptica se lleva a cabo a través de los modos guiados. La siguiente discusión se centra exclusivamente en los modos guiados de una fibra de índice de paso.

Para aprovechar la simetría cilíndrica, Ecuación (2.6.16) se escribe en las coordenadas cilíndricas, ρ , ϕ y z como

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + n^2 k_0^2 E_z = 0 \quad (2.6.18)$$

donde para una fibra de índice de paso de radio de núcleo a , el índice de refracción n es de la forma

$$n = \begin{cases} n_1: & \rho \leq a, \\ n_2: & \rho > a. \end{cases} \quad (2.6.19)$$

Para simplificar la notación, la inclinación sobre $\tilde{\mathbf{E}}$ se ha eliminado y la dependencia de la frecuencia de todas las variables se entiende implícitamente. La ecuación (2.6.18) se escribe para el componente axial E_z del vector de campo eléctrico. Se pueden escribir ecuaciones similares para los otros cinco componentes de \mathbf{E} y \mathbf{H} . Sin embargo, no es necesario resolver

las seis ecuaciones ya que solo dos componentes de cada seis son independientes. Es costumbre elegir E_z y H_z como los componentes independientes y obtener E_ρ, E_ϕ, H_ρ y H_ϕ términos de ellos. Ecuación (2.6.18) es fácilmente resuelto por utilizando el método de separación de variables y escritura E_z como

$$E_z(\rho, \phi, z) = F(\rho)\Phi(\phi)Z(z), \quad (2.6.20)$$

Mediante el uso de la Ecuación (2.6.20) en Ecuación (2.6.18), se obtienen las tres ecuaciones diferenciales ordinarias:

$$\frac{d^2Z}{dz^2} + \beta^2 Z = 0, \quad (2.6.21)$$

$$\frac{d^2\Phi}{d\phi^2} + m^2 \Phi = 0, \quad (2.6.22)$$

$$\frac{d^2F}{d\rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{dF}{d\rho} + \left(n^2 k_0^2 - \beta^2 - \frac{m^2}{\rho^2} \right) F = 0, \quad (2.6.23)$$

La ecuación (2.6.21) tiene una solución de la forma $Z = \exp(i\beta z)$, donde β tiene la importancia física de la constante de propagación. Del mismo modo, Ecuación (2.6.22) tiene una solución $\Phi = \exp(im\phi)$, pero la constante m está restringida a tomar sólo valores enteros ya que el campo debe ser periódico en ϕ el período de 2π .

La ecuación (2.6.23) es la conocida ecuación diferencial satisfecha por las funciones de Bessel. Su solución general en las regiones de núcleo y revestimiento se puede escribir como

$$F(\rho) = \begin{cases} AJ_m(p\rho) + A'Y_m(p\rho); & \rho \leq a, \\ CK_m(q\rho) + C'I_m(q\rho) & \rho > a, \end{cases} \quad (2.6.24)$$

donde $A, A', C,$ y C' son constantes y $J_m, Y_m, K_m,$ y I_m son diferentes tipos de funciones de Bessel. Los parámetros p y q se definen por

$$p^2 = n_1^2 k_0^2 - \beta^2, \quad (2.6.25)$$

$$q^2 = \beta^2 - n_2^2 k_0^2, \quad (2.6.26)$$

Considerable simplificación ocurre cuando se utiliza el límite de condición en el campo óptico para un modo guiado debe ser finito en $\rho = 0$ y la decadencia a cero en $\rho = \infty$. Desde $Y_m(p\rho)$ tiene una singularidad en $\rho = 0$, $F(0)$ puede permanecer finito sólo si $Un A' = 0$. Del mismo modo $F(\rho)$ desaparece en infinito solamente Si $C' = 0$. el General Solución De Ecuación (2.6.18) Es Así de la forma

$$E_z = \begin{cases} AJ_m(p\rho) \exp(im\phi) \exp(i\beta z); & \rho \leq a, \\ CK_m(q\rho) \exp(im\phi) \exp(i\beta z); & \rho > a, \end{cases} \quad (2.6.27)$$

El mismo método se puede utilizar para obtener H_z que también satisface Ecuación (2.6.18). De hecho, la solución es la misma, pero con diferentes constantes B y D, es decir,

$$H_z = \begin{cases} BJ_m(p\rho) \exp(im\phi) \exp(i\beta z); & \rho \leq a, \\ DK_m(q\rho) \exp(im\phi) \exp(i\beta z); & \rho > a. \end{cases} \quad (2.6.28)$$

Los otros cuatro componentes E_ρ, E_ϕ, H_ρ y H_ϕ , se pueden expresar en términos de E_z y H_z usando las ecuaciones de Maxwell. En la región central, se obtiene:

$$E_\rho = \frac{i}{p^2} \left(\beta \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \mu_0 \frac{\omega}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right), \quad (2.6.29)$$

$$E_\phi = \frac{i}{p^2} \left(\frac{\beta}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} + \mu_0 \omega \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right), \quad (2.6.30)$$

$$H_\rho = \frac{i}{p^2} \left(\beta \frac{\partial H_z}{\partial \rho} + \epsilon_0 n^2 \frac{\omega}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} \right), \quad (2.6.31)$$

$$H_\phi = \frac{i}{p^2} \left(\frac{\beta}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} + \epsilon_0 n^2 \omega \frac{\partial E_z}{\partial \rho} \right). \quad (2.6.32)$$

Estas ecuaciones pueden ser utilizado en el revestimiento de la región después reemplazar p^2 por $-q^2$.

Las ecuaciones (2.6.27)–(2.6.32) expresan el campo electromagnético en las regiones de revestimiento de una fibra óptica en términos de cuatro constante A, B, C, y D. Estas constantes se determinan aplicando la condición límite de que los componentes de E y H ser continuo a través de la interfaz de revestimiento de núcleo. Al exigir la continuidad de E_z, H_z, E_ϕ y H_ϕ en $\rho = a$,

se obtiene un conjunto de cuatro ecuaciones homogéneas satisfechas por A, B, C y D. Estas ecuaciones sólo tienen una solución no trivial Si el determinante del coeficiente matriz desaparece. Después considerables detalles algebraicos, esta condición nos conduce para el siguientes valor propio Ecuación

$$\left[\frac{J'_m(pa)}{pJ_m(pa)} + \frac{K'_m(qa)}{qK_m(qa)} \right] \left[\frac{J'_m(pa)}{pJ_m(pa)} + \frac{n_2^2 K'_m(pa)}{n_1^2 qK_m(qa)} \right] = \frac{m^2}{a^2} \left(\frac{1}{p^2} + \frac{1}{q^2} \right) \left(\frac{1}{p^2} + \frac{n_2^2}{n_1^2} \frac{1}{q^2} \right), \quad (2.6.33)$$

cuando un primo indica diferenciación con respecto al argumento.

Para un conjunto determinado de los parámetros $k_0, a, n_1,$ y $n_2,$ la ecuación de valor propio (2.6.33) se puede resolver numéricamente para determinar la constante de propagación. En general, puede tener varias soluciones para cada valor entero de $m.$ Es habitual enumerar estas soluciones en orden numérico descendente y denotarlas por β_{mn} para un m ($n = 1, 2, \dots$). Cada uno valor β_{mn} corresponde a uno posible modo de propagación del campo óptico cuya distribución espacial se obtiene de Eqs. (2.6.27)–(2.6.32).

Dado que la distribución de campos no cambia con la propagación, excepto por un factor de fase y satisface todas las condiciones límite, es un modo óptico de la fibra. En general, tanto E_z y H_z son distintos de cero (excepto para $m = 0$), en contraste con las guías de onda planas, para las cuales una de ellas puede ser tomada como cero. Por lo tanto, los modos de fibra se conocen como modos híbridos y se indican por HE_{mn} o $EH_{mn},$ dependiendo de si H_z o E_z domina.

En el caso especial $m = 0,$ HE_{0n} y EH_{0n} también se indican mediante TE_{0n} y $TM_{0n},$ respectivamente, ya que corresponden a transverso-eléctrico ($E_z = 0$) y los modos de propagación transversal-magnéticos ($H_z = 0$). Una notación diferente LP_{mn} se utiliza a veces para fibras débilmente guía para las que tanto E_z como H_z son casi nulos (LP significa modos polarizados linealmente).

Un modo está determinado de forma única por su constante de propagación β . Es útil introducir una cantidad $\tilde{n} = \frac{\beta}{k_0}$, llamado el índice de modo o índice efectivo y teniendo la importancia física que cada modo de fibra propaga con un refractivo efectivo en el dex \tilde{n} cuyo valor reside en la gama $n_1 > \tilde{n} > n_2$. Un modo deja de ser guiado cuando $\tilde{n} \leq n_2$. Esto puede entenderse observando que el campo óptico de los modos guiados decae exponencialmente dentro de la capa de revestimiento desde

$$k_m(q\rho) = \left(\frac{\pi}{2q\rho}\right)^{1/2} \exp(-q\rho) \quad \text{por } q\rho \gg 1. \quad (2.6.34)$$

Cuando $\tilde{n} \leq n_2$, $q_2 \leq 0$ de Ecuación (2.6.26) y la descomposición exponencial no se produce. El modo se dice para alcanzar corte cuando q se convierte cero cuando $\tilde{n} = n_2$. De Ecuación (2.6.25), $p = k_0(n_1^2 - n_2^2)^{1/2}$ cuando $q = 0$. Un parámetro que juega un papel importante en determinar la condición de corte se define como

$$V = k_0 a (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} \approx \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) a n_1 \sqrt{2\Delta}. \quad (2.6.35)$$

Se llama la frecuencia normalizada ($V \propto \omega$) o simplemente el parámetro V . También es útil introducir una constante de propagación normalizada b como

$$b = \frac{\frac{\beta}{k_0} - n_2}{n_1 - n_2} = \tilde{n} - \frac{n_2}{n_1 - n_2}. \quad (2.6.36)$$

La Figura 2.16 muestra una gráfica de b en función de V para unos pocos modos de fibra de bajo orden obtenido mediante la resolución de la ecuación de valor propio (2.6.33). Una fibra con un gran valor de V soporta muchos modos. $V^2/2$ proporciona una estimación aproximada del número de modos para una fibra multimodo. Por ejemplo, una fibra multimodo típica con un $a = 25\mu m$ y $\Delta = 5 \times 10^{-3}$ tiene $V \simeq 18$ en $\lambda = 1.3\mu m$ y sería apoyo acerca de 162 Modos. Sin embargo, el número de modos disminuye rápidamente a medida que se reduce V . Como visto en Figura 2.5, una fibra con $V = 5$ admite siete modos. Por debajo de un cierto valor de V todos los modos excepto el modo HE_{11} alcanzan el límite. Tales fibras soportan un solo modo y se llaman

fibras de modo único. A continuación, se describen las propiedades de las fibras de modo único.

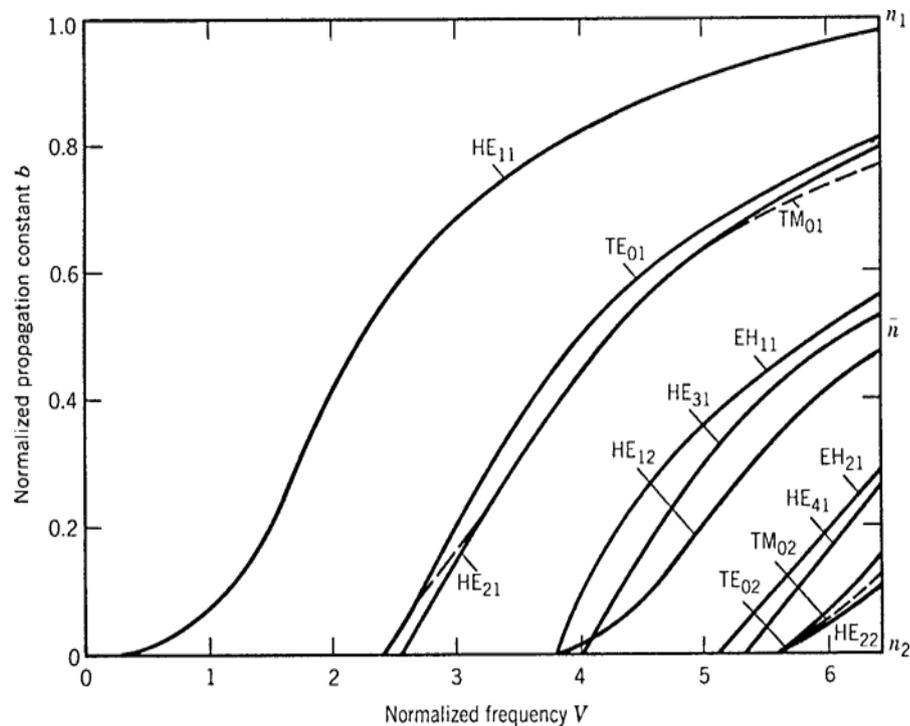


Figura 2. 16: Constante de propagación normalizada B en función de la frecuencia normalizada V para algunos modos de fibra de bajo orden. La escala derecha muestra el índice de modo \tilde{n} .

Fuente: **(Strobel & Lubkoll, 2010)**

2.6.3. Fibra monomodo

Las fibras monomodo solo admiten el modo HE_{11} , también conocido como el modo fundamental de la fibra. La fibra está diseñada de tal forma que todos los modos de orden superior se cortan en la longitud de onda de funcionamiento. Como se ve en la Figura 2.14, el parámetro V determina el número de modos soportados por una fibra. La condición de corte de varios modos también está determinada por V . El fundamental modo tiene no límite y es siempre apoyado por la fibra.

Condición de modo único

La condición monomodo viene determinada por el valor de V en el que TE_{01} y TM_{01} los modos alcanzan el límite (véase la Figura 2.16). Las

ecuaciones de valor propio para estos dos modos se pueden obtener estableciendo $m = 0$ en Ecuación (2.6.33) y son dado por

$$pJ_0(pa)K_0'(qa) + qJ_0'(pa)K_0(qa) = 0, \quad (2.6.37)$$

$$pn_2^2 J_0(pa)K_0'(qa) + qn_1^2 J_0'(pa)K_0(qa) = 0, \quad (2.6.38)$$

Un modo alcanza el límite cuando $q = 0$. Desde $pa = V$ cuando $q = 0$, el límite condición para ambos modos es simplemente dado por $J_0(V) = 0$. El valor más pequeño de V para el cual $J_0(V) = 0$ es 2.405. Una fibra diseñada de tal forma que $V < 2.405$ sólo es compatible con el HE_{11} modo fundamenta. Esta es la condición de modo único.

Nosotros en la Ecuación (2.6.35) para estimar el radio central de las fibras monomodo utilizadas en los sistemas de ondas ligeras. Para el rango de longitud de onda de funcionamiento 1.3– 1.6 μM , la fibra está generalmente diseñada para convertirse en un solo modo para $\lambda > 1.2 \mu m$. Al tomar $\lambda > 1.2 \mu m$, $n_1 = 1.45$, y $\Delta = 5 \times 10^{-3}$, Ecuación (2.6.35) muestra que $V < 2.405$ para un radio de núcleo $a < 3.2 \mu m$. el obligatorio núcleo radio enlatar ser aumentado para acerca de 4 μm por disminuyendo Δ a 3×10^{-3} . De hecho, la mayoría de las fibras de telecomunicaciones están un $\approx 4 \mu M$.

El índice de modo n - en la longitud de onda de funcionamiento se puede obtener mediante Ecuación (2.6.36), según que

$$n = n_2 + b(n_1 - n_2) \approx n_2(1 + b\Delta) \quad (2.6.39)$$

y mediante la Fig. 2.16, que proporciona b en función de V para el modo HE_{11} . Una aproximación analítica para b es

$$b(V) \approx \left(1.1428 - \frac{0.9960}{V}\right)^2 \quad (2.6.40)$$

y es preciso dentro de 0.2% para V en el rango 1.5 – 2.5.

La distribución de campo del modo fundamental se obtiene mediante Eqs.(2.6.27)– (2.6.32). Los componentes axiales E_z y H_z son bastante pequeños para el $\Delta \ll 1$. Por lo tanto, el modo HE_{11} está polarizado

aproximadamente linealmente para fibras que guían débilmente. También se denota como LP_{01} , siguiendo una terminología alternativa en la que todos los modos de fibra son supuestos para polarizar linealmente. Uno de los componentes transversales se puede tomar como cero para un modo polarizado linealmente. Si se establece $E_y = 0$, el componente E_x del campo eléctrico para el modo HE_{11} está dado por

$$E_x = E_0 \begin{cases} \left[\frac{J_0(p\rho)}{J_0(pa)} \right] \exp(i\beta z); & \rho \leq a, \\ \left[\frac{k_0(q\rho)}{K_0(qa)} \right] \exp(i\beta z); & \rho > a, \end{cases} \quad (2.6.41)$$

donde E_0 es una constante relacionada con la potencia transportada por el modo. El componente dominante del campo magnético correspondiente está dado por $H_y = n_2 \left(\frac{\epsilon_0}{\mu_0} \right)^{1/2} E_x$. Este modo es linealmente polarizado a lo largo del eje x. La misma fibra admite otro modo de polarización lineal a lo largo del eje y. En este sentido, una fibra monomodo realmente admite dos modos polarizados ortogonalmente que están degenerados y tienen el mismo índice de modo.

Birrefringencia de fibra

La naturaleza degenerada de los modos polarizados ortogonalmente sólo se mantiene para una fibra monomodo ideal con un núcleo perfectamente cilíndrico de diámetro uniforme. Las fibras reales exhiben una variación considerable en la forma de su núcleo a lo largo de la longitud de la fibra. También pueden experimentar tensión no uniforme de tal manera que la simetría cilíndrica de la fibra se rompe. La degeneración entre los modos de fibra polarizada ortogonal se elimina debido a estos factores, y la fibra adquiere birrefringencia. El grado de birrefringencia modal se define por

$$Bm = |n_x - n_y|, \quad (2.6.42)$$

donde n_x y n_y son los índices de modo para la fibra polarizada ortogonalmente modos. Birrefringencia conduce a un intercambio de poder periódico entre los

dos componentes de polarización. El período, denominado longitud de latido, se da por

$$L_B = \frac{\lambda}{b_m}. \quad (2.6.43)$$

Típicamente $B_m \sim 10^{-7}$ y $L_B \sim 10 \text{ m}$ para $\lambda \sim 1 \mu\text{m}$. Desde un punto de vista físico, la luz polarizada linealmente permanece polarizada linealmente sólo cuando se polariza a lo largo de uno de los principales ejes. Lo contrario su estado de polarización cambia a lo largo de la fibra longitud de lineal a elíptica, y luego de nuevo a lineal, de una manera periódica sobre la longitud L_B . La Figura 2.17 muestra esquemáticamente un cambio periódico en el estado de polarización para una fibra de birrefringencia constante B . el eje rápido en esta figura corresponde al eje a lo largo de que el modo del índice es menor. el otro eje es el llamado el eje lento.

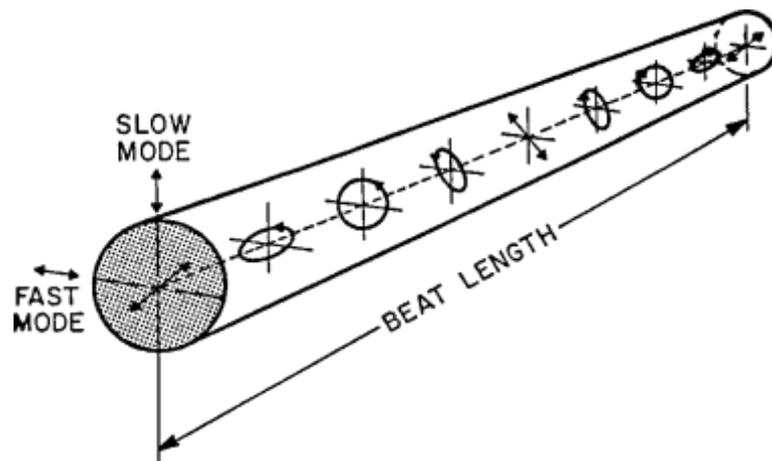


Figura 2. 17: Estado de polarización en una fibra birrefringente sobre una longitud de latido. El haz de entrada se polariza linealmente a 45 con respecto a los ejes lentos y rápidos.

Fuente: **(Strobel & Lubkoll, 2010)**

En las fibras convencionales de modo único, la birrefringencia no es constante a lo largo de la fibra, sino que cambia aleatoriamente, tanto en magnitud como en dirección, debido a variaciones en la forma del núcleo (elíptica en lugar de circular) y la tensión anisotrópica que actúa sobre el núcleo. Como resultado, la luz lanzada en la fibra con polarización lineal alcanza rápidamente un estado de polarización arbitraria.

Además, diferentes componentes de frecuencia de un pulso adquieren diferentes estados de polarización, lo que resulta en el ensanchamiento del pulso. Este fenómeno se denomina dispersión de modo de polarización (PMD) y se convierte en un factor limitante para los sistemas de comunicación óptica que operan a altas velocidades de bits. Es posible hacer fibras para las cuales las fluctuaciones aleatorias en la forma y el tamaño del núcleo no son la para determinar el estado de la polarización. Estas fibras se denominan fibras de mantenimiento de polarización. Una gran cantidad de birrefringencia se introduce intencionalmente en estas fibras a través de modificaciones de diseño para que las fluctuaciones aleatorias de birrefringencia no afectan significativamente a la polarización de la luz. Típicamente, $Bm \sim 10^{-4}$ para tales fibras.

Tamaño de punto

Desde la distribución de campo dada por Ecuación (2.6.41) es engorroso a usar en práctica, que a menudo es aproximado por un Distribución gaussiana del formulario

$$E_x = A \exp(-\rho^2/w^2) \exp(i\beta z), \quad (2.6.44)$$

donde w es el radio de campo y se conoce como el tamaño de punto. Es determinado por adaptación de la distribución exacta a la función gaussiana o siguiendo un proceso de variación. Figura 2.18 muestra la dependencia de w/a en el parámetro V . A comparación de la distribución de campo real con el gaussiano instalado también se muestra para $V = 2.4$. La calidad del ajuste es generalmente bastante buena para los valores de V en el vecindario de 2. El tamaño del punto w se puede determinar a partir de la Fig. 2.15. También se puede determinar a partir de una aproximación analítica precisa al 1% para $1.2 < V < 2.4$ y dado por

$$\frac{w}{a} \approx 0.65 + 1.619V^{\frac{3}{2}} + 2.879V^6. \quad (2.6.45)$$

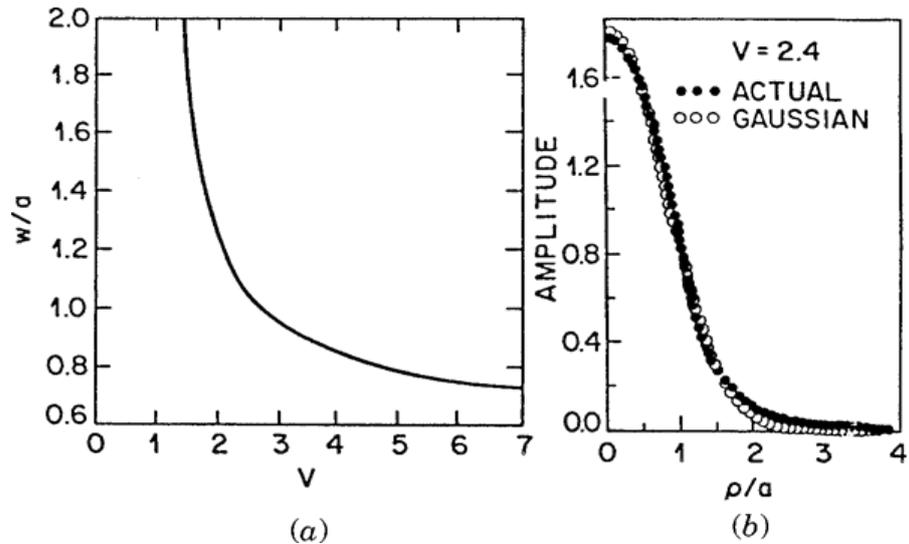


Figura 2. 18: a) Tamaño de punto normalizado w/a en función del parámetro V obtenido mediante el ajuste del modo de fibra fundamental a una distribución gaussiana;(b) calidad de ajuste para $V = 2.4$.

Fuente:(Strobel & Lubkoll, 2010)

El área del núcleo eficaz, definida como $A_{eff} = \pi w^2$, es un parámetro importante para la fibra óptica, ya que determina los límites del núcleo. Su voluntad debe ser visto más tarde que el efecto no lineal es más fuerte en fibras con pequeños valores de A_{eff} .

La fracción de la potencia contenida en el núcleo se puede obtener mediante Ecuación (2.6.44) y se da por el factor de confinamiento

$$\Gamma = \frac{P_{nucleo}}{P_{total}} = \frac{\int_0^a |E_x|^2 \rho d\rho}{\int_0^\infty |E_x|^2 \rho d\rho} = 1 - \frac{\exp(-2a^2)}{w^2} \quad (2.2.46)$$

Las ecuaciones (2.2.45) y (2.2.46) determinan la fracción de la potencia de modo contenida dentro del núcleo para un valor determinado de V . Aunque casi 75% del modo poder reside en el núcleo para $V = 2$, este porcentaje gotas hacia abajo a 20% para $V = 1$. Por esta razón, la mayoría de las fibras monomodo de telecomunicaciones están rango $2 < V < 2.4$.

2.7. Transmisores ópticos

El papel del transmisor óptico es convertir una señal de entrada eléctrica en la señal óptica de respuesta y luego lanzarla a la fibra óptica que sirve como un canal de comunicación. El componente principal de los transmisores ópticos es una fuente óptica. Los sistemas de comunicación de fibra óptica a menudo utilizan fuentes ópticas semiconductoras, como diodos emisores de luz (LED) y láseres semiconductores debido a varias ventajas inherentes ofrecidas por ellos. Algunos de estas ventajas son compacto tamaño, alto eficiencia, buena fiabilidad, rango de longitud de onda derecha, área emisiva pequeña compatible con dimensiones de núcleo de fibra, y posibilidad de modulación directa a frecuencias relativamente altas.

Aunque el funcionamiento de los láseres semiconductores se demostró ya en 1962, su uso se hizo práctico sólo después de 1970, cuando los láseres semiconductores funcionando de forma inocua a temperatura ambiente se hizo disponible. Desde entonces, los láseres semiconductores se han desarrollado ampliamente debido a su importancia para las comunicaciones ópticas. Ellos son también conocido como láser diodos o inyección láseres, y sus propiedades se han discutido en varios libros recientes. Este capítulo está dedicado a los LED y láseres semiconductores y sus aplicaciones en sistemas de ondas ligeras.

2.7.1. Conceptos básicos

En condiciones normales, todos los materiales absorben la luz en lugar de emitirla. El proceso de absorción puede entenderse refiriéndose a la Fig. 2.18, donde los niveles de energía E_1 y E_2 corresponden para la tierra estado y el emocionado estado de átomos del absorbente Medio. Si la energía fotónica $h\nu$ de la luz incidente de la frecuencia ν es casi lo mismo que la diferencia de energía $E_g = E_2 - E_1$, el fotón es absorbido por el átomo, que termina en el Emocionado Estado. Incidente Luz Es Atenuada Como a Resultado De Muchos Tal Absorción eventos que ocurren dentro de la Medio.

Los átomos excitados eventualmente regresan a su estado normal "tierra" y emiten luz en el proceso. Luz emisión puede ocurrirá través de dos

fundamentales procesos conocido como emisión espontánea y estimulado la emisión. Ambos se muestran esquemáticamente en Figura 2.19.

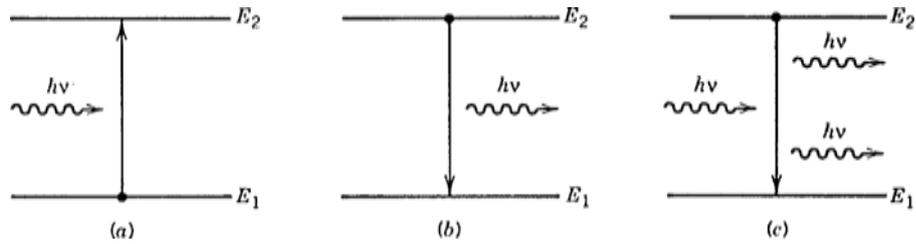


Figura 2. 19: Tres procesos fundamentales que ocurren entre los dos estados de energía de un átomo:(a) absorción; (b) emisión espontánea; y c) la emisión estimulada.

Fuente: **(Promax, 2014)**

En caso de emisión espontánea, los fotones se emiten en direcciones aleatorias sin relación de fase entre ellos. Estimulada emisión, por contraste, es iniciado por un fotón existente. La característica notable de la emisión estimulada es que el fotón emitido coincide con el fotón original no sólo en energía (o en frecuencia), sino también en sus otras características, como la dirección de propagación. Todos los láseres, incluidos los láseres semiconductores, emiten luz a través del proceso de emisión estimulada y se dice que emiten luz coherente. En contraste, LEDs emitir luz a través del incoherente proceso de proceso espontáneo emisión.

2.7.2. Tasa de emisión y absorción

Antes de discutir las tasas de emisión y absorción en semiconductores, es instructivo considerar un sistema atómico que interactúa con un campo electromagnético a través de las transiciones mostradas en la Fig. 2.19. Si N_1 y N_2 son las densidades atómicas en el suelo y los estados excitados, respectivamente, y $\rho_{ph}(\nu)$ es la densidad espectral de la energía electromagnética, las tasas de emisión espontánea, la emisión estimulada y absorción se puede escribir como

$$R_{spon} = AN_2, \quad R_{stim} = BN_2\rho_{em}, \quad R_{abs} = B'N_1\rho_{em}, \quad (2.7.1)$$

donde $A, B, y B'$ son constantes. En el equilibrio térmico, las densidades atómicas se distribuyen según las estadísticas de Boltzmann, es decir,

$$\frac{N_2}{N_1} = \exp\left(-\frac{E_g}{k_B T}\right) = \exp\left(-\frac{h\nu}{k_B T}\right) \quad (2.7.2)$$

donde k_B es la constante Boltzmann y T es la absoluta temperatura. Desde N_1 y N_2 no cambiar con el tiempo en el equilibrio térmico, las tasas de transición al alza y a la baja deben ser iguales,

$$AN_2 + BN_2\rho_{em} = B'N_1\rho_{em}. \quad (2.7.3)$$

Mediante el uso de Ecuación (2.7.2) en Ecuación (2.7.3), la densidad espectral se convierte en

$$\rho_{em} = \frac{\frac{A}{B}}{\left(\frac{B'}{B}\right) \exp\left(\frac{h\nu}{k_B T}\right) - 1}. \quad (2.7.4)$$

En el equilibrio térmico, el ρ_{em} debe ser idéntico a la densidad espectral de la radiación del cuerpo negro dada por la fórmula de Planck's

$$\rho_{em} = \frac{\frac{8\pi h\nu^3}{c^3}}{\exp\left(\frac{h\nu}{k_B T}\right) - 1}. \quad (2.7.5)$$

Una comparación de Eqs. (2.7.4) y (2.7.5) establece de relaciones

$$A = \left(\frac{8\pi h\nu^3}{c^3}\right) B; \quad B' = B. \quad (2.7.6)$$

Estas relaciones fueron obtenidas por primera vez por Einstein. Para esta razón, A y B son llamado Coeficientes de Einstein.

Dos Importante Conclusiones enlatar Ser Dibujado De Ecuaciones. (2.7.1)–(2.7.6). Primero R_{Spon} puede exceder ambos R_{Stim} Y R_{abs} considerablemente si $k_B T > h\nu$. Las fuentes térmicas operan en este régimen. En segundo lugar, para la radiación en la región visible o cercana al infrarrojo ($h\nu \sim 1 \text{ eV}$), espontaneo emisión siempre domina sobre estimulada emisión en térmico equilibrio a temperatura ambiente ($k_B T \approx 25 \text{ meV}$) porque

$$\frac{R_{stim}}{R_{spon}} = \left[\exp\left(\frac{h\nu}{k_B T}\right) - 1\right]^{-1} \ll 1. \quad (2.7.7)$$

Por lo tanto, todos los láseres deben operar lejos del equilibrio térmico. Esto se logra bombeando láseres con una fuente de energía externa.

Incluso para un sistema atómico bombeado externamente, la emisión estimulada puede no ser el proceso dominante, ya que tiene que competir con el proceso de absorción. R_{stim} puede exceder R_{abs} dominar es sólo cuando $N_2 > N_1$. Esta condición se conoce como inversión de población y nunca se realiza para sistemas en equilibrio térmico [véase Ecuación (2.7.2)]. La inversión de la población es un requisito previo para el funcionamiento con láser. En atómica sistemas, que es logrado por utilizando tres y cuatro niveles de bombeo esquemas tales que un externo energía de fuente atómica población del suelo estado aun emocionado estado mintiendo por encima el estado energético E_2 en Figura 2.19.

Las tasas de emisión y absorción de los semiconductores deben tener en cuenta las bandas de energía asociadas a un semiconductor. Figura 2.20 muestra la emisión procesos esquemáticamente utilizando la estructura de banda más simple, que consiste en bandas de conducción parabólica y valencia en el espacio de vector de ondas de energía (Diagrama E-k). La emisión espontánea sólo puede ocurrir si el estado de energía E_2 está ocupado por un y el estado de energía E_1 está vacío (es decir, ocupado por un agujero). La ocupación probabilidad para electrones en conducción y valencia bandas es dado por el (Fermi-Dirac) distribuciones

$$f_c(E_2) = \left\{ 1 + \exp \left[\frac{(E_2 - E_{fc})}{k_B T} \right] \right\}^{-1}, \quad (2.7.8)$$

$$f_v(E_1) = \left\{ 1 + \exp \left[\frac{(E_1 - E_{fv})}{k_B T} \right] \right\}^{-1}, \quad (2.7.9)$$

dónde E_{fc} y E_{fv} son los niveles de Fermi. La tasa total de emisión espontánea a una frecuencia ω se obtiene sumando todas las transiciones posibles entre los dos Bandas Tal ese $E_2 - E_1 = E_{em} = h\omega$, dónde $\omega = 2\pi\nu$, $h = \frac{h}{2\pi}$, Y E_{em} es de energía del fotón emitido. El resultado es

$$R_{spont}(\omega) = \int_{E_c}^{\infty} A(E_1, E_2) f_c(E_2) [1 - f_v(E_1)] \rho_{cv} dE_2, \quad (2.7.10)$$

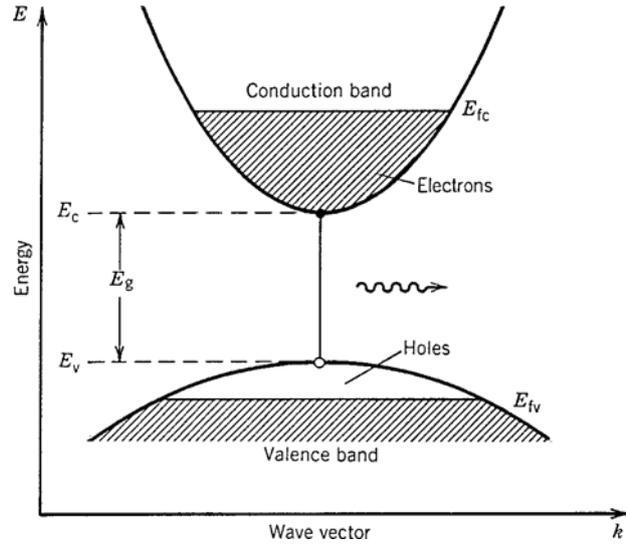


Figura 2. 20: Bandas de conducción y valencia de un semiconductor. Electrones en la conducción banda y agujeros en la banda de valencia pueden recombinar y emitir un fotón a través de la emisión espontánea, así como a través de la emisión estimulada.

Fuente: **(Jones, 2003)**

en el que ρ_{cv} es la densidad conjunta de los estados, definida como el número de estados por volumen unitario por rango de energía de la unidad, y es dado por

$$\rho_{cv} = \frac{(2m_r)^{\frac{3}{2}}}{2\pi^2 n^3} (h\omega - E_g)^{1/2} \quad (2.7.11)$$

En esta ecuación, E_g es el bandgap y m_r es la masa reducida, definida como $m_r = \frac{m_c m_v}{m_c + m_v}$, donde m_c y m_v son las más efectivas de electrones y agujeros en las bandas de conducción y valencia, Respectivamente. Dado que el ρ_{cv} es independiente de E_2 en Ecuación (2.7.10), se puede tomar fuera de la integral. Por contraste, $A(E_1, E_2)$ en general depende de E_2 y está relacionado con el elemento de matriz de impulso en un enfoque de perturbación semi clásica comúnmente utilizado para calcularlo.

Las tasas de emisión y absorción estimuladas pueden obtenerse de manera similar y

$$R_{stim}(\omega) = \int_{E_c}^{\infty} B(E_1, E_2,) f_c(E_2) [1 - f_v(E_1)] \rho_{cv} \rho_{em} dE_2, \quad (2.7.12)$$

$$R_{abs}(\omega) = \int_{E_c}^{\infty} B(E_1, E_2,) f_v(E_1) [1 - f_c(E_2)] \rho_{cv} \rho_{em} dE_2, \quad (2.7.13)$$

donde el siguiente es la densidad espectral de los fotones introducidos de una manera similar a Ecuación (2.7.1). La inversión de la población condición $R_{stim} > R$ abdominales es obtenidos por comparando Eqs. (2.7.12) y (2.7.13), dando como resultado $f_c(E_2) > f_v(E_1)$. Si se utiliza las Eqs. (2.7.8) y (2.7.9), esta condición se cumple cuando

$$E_{fc} - E_{fv} > E_2 - E_1 > E_g \quad (2.7.14)$$

2.7.3. Uniones de p-n

En el corazón de una fuente óptica semiconductora está la unión $p - n$, formada por el p tipo y un n tipo semiconductor en contacto. Recuerde que un semiconductor se hace n tipo o p tipo dopándolo con impurezas cuyos átomos tienen un exceso de valencia electrón o un electrón menos en comparación con los átomos semiconductores. En el caso de n - tipo semiconductor, el exceso electrones ocupar la banda de conducción estados, normalmente vacío en semiconductores no dopados (intrínseco).

El nivel de Fermi, situado en el centro de la banda para semiconductores intrínsecos, se mueve hacia la banda de conducción a medida que aumenta la concentración dopante. En un semiconductor de tipo n fuertemente dopado, el Fermi nivel E_{fc} se encuentra dentro de la banda de conducción; se dice que dichos semiconductores son degenerados. Del mismo modo, el Fermi nivel E_{fv} se mueve hacia la banda de valencia para los semiconductores tipo p y se encuentra en su interior bajo un fuerte dopaje. En el equilibrio térmico, el nivel de Fermi debe ser continuo a través de la unión $p - n$. Esto se logra a través de la difusión de electrones y agujeros a través de la unión.

Las impurezas cargadas que quedaron atrás establecieron un campo eléctrico lo suficientemente fuerte como para evitar una mayor difusión de electrones y se mantiene en condiciones de equilibrio. Este campo se conoce como el campo eléctrico incorporado. La Figura 2.21(a) muestra el diagrama de banda de energía de una unión $p - n$ en equilibrio térmico y bajo sesgo hacia adelante.

Cuando una unión $p - n$ se sesga hacia adelante aplicando una tensión externa, se reduce el campo eléctrico incorporado. Esta reducción resulta en la difusión de electrones y agujeros a través de la unión. Una corriente eléctrica comienza a fluir como resultado de la difusión del portador. La corriente I aumenta exponencialmente con la tensión aplicada V según la relación bien conocida

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{k_B T}\right) - 1 \right] \quad (2.7.15)$$

donde I_s es la corriente de saturación y depende de los coeficientes de difusión asociados con electrones y agujeros. Como se ve en la Fig. 2.21(a), en una región que rodea la coyuntura (conocida como el ancho de agotamiento), los electrones y agujeros están presentes simultáneamente cuando la unión $p-n$ está sesgada hacia adelante. Estos electrones y agujeros pueden recombinarse a través de emisiones espontáneas o estimuladas y generar luz en un semiconductor fuente óptica.

El $p-n$ la unión que se muestra en la Figura 2.21(a) se denomina homojunción, ya que el mismo material semiconductor se utiliza en ambos lados de la unión. Un problema con la homojunción es que la recombinación electrones-agujero ocurre en una región relativamente amplia ($\sim 1 - 10 \mu m$) determinada por la longitud de difusión de electrones y agujeros. Dado que los secadores de automóviles no se limitan a las inmediaciones de la unión, es difícil darse cuenta del alto portador de densidades. Este problema de confinamiento de portador puede resolverse intercalando una capa delgada entre el tipo p y tipo n de capas de tal forma que la banda de la capa de arena es más pequeña que las capas que la rodean.

La capa intermedia puede doparse o no, dependiendo del diseño del dispositivo; su papel es confinar a los transportistas inyectados en su interior con sesgo hacia adelante. El confinamiento del portador se produce como resultado de la discontinuidad de la banda prohibida en la unión entre dos semiconductores que tienen la misma estructura cristalina (la misma constante de red) pero diferentes bandas. Estos cruces se denominan hetero

junciones, y estos dispositivos se denominan dobles hetero estructuras. Dado que el grosor de la capa emparedada se puede controlar externamente (normalmente, $\sim 0.1 \mu m$), altas densidades portadoras se pueden realizar a una corriente de inyección dada. La Figura 2.21(b) muestra la banda de energía diagrama de doble heteroestructura con y sin adelanto predisposición.

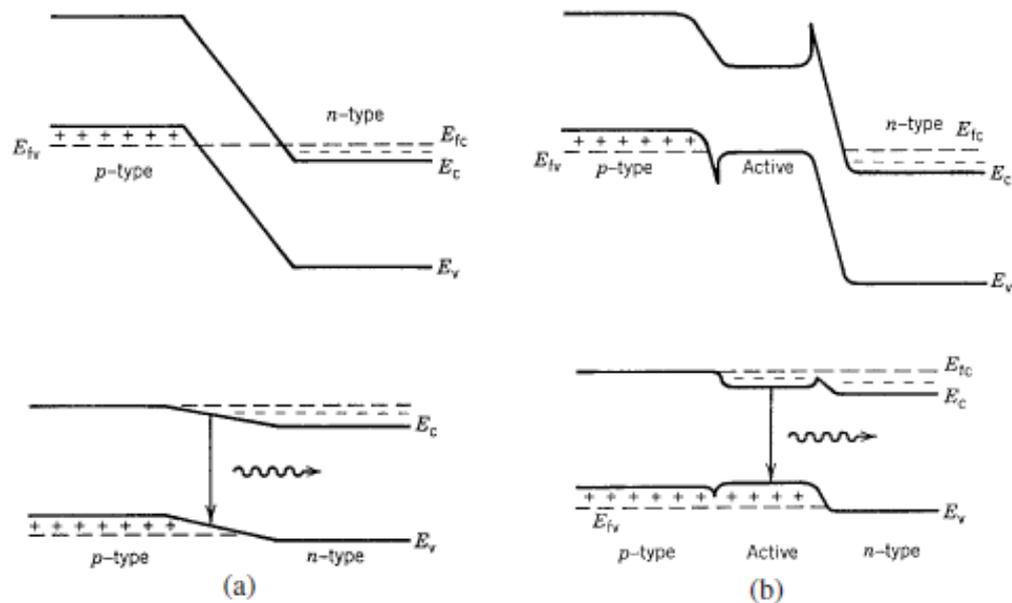


Figura 2. 21: Diagrama de banda energética de (a) homo estructura y b) doble hetero estructura p–n uniones en equilibrio térmico (arriba) y bajo sesgo hacia adelante (abajo)

Fuente: **(Jones, 2003)**

El uso de una geometría de hetero estructura para fuentes ópticas semiconductoras es doblemente beneficioso. Como ya se ha mencionado, la diferencia de banda entre los dos semiconductores ayuda a confinar electrones y agujeros a la capa media, también llamada capa activa ya que la luz se genera dentro como resultado de la recombinación electrón a agujero. Cómo nunca, la capa activa también tiene un índice de refracción ligeramente mayor que el tipo p y el tipo n de revestimiento capas simplemente porque su bandgap es más pequeño.

Como resultado de la diferencia del índice refractivo la capa activa actúa como una guía de onda dieléctrica y soporta modos ópticos cuyo número se puede controlar cambiando el grosor de la capa activa (similar a los modos

soportados por un núcleo de fibra). El punto principal es que una heteroestructura limita la luz generada a la capa activa debido a su índice de refracción más alto. La Figura 2.22 ilustra esquemáticamente el confinamiento simultáneo de los portadores de carga y el campo óptico a la región activa a través de un diseño de heteroestructura. Es esta característica la que ha hecho que los láseres semiconductores sean prácticos para una amplia variedad de aplicaciones.

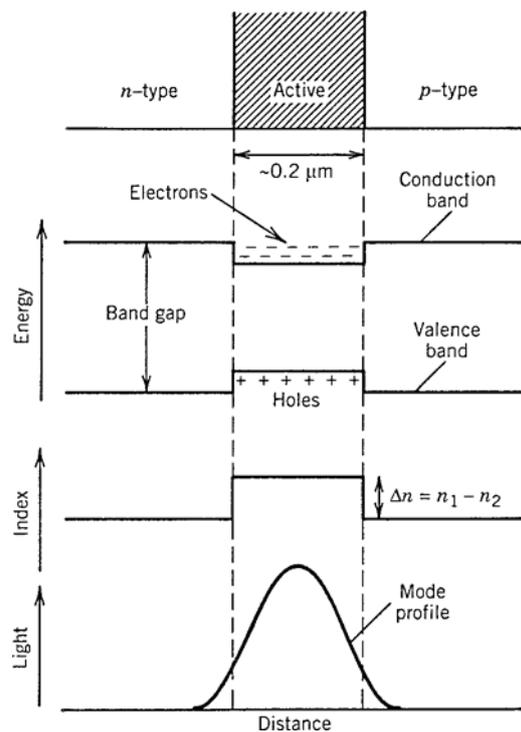


Figura 2. 22: Confinamiento simultáneo de portadores de carga y campo óptico en un diseño de doble heteroestructura. La capa activa tiene una banda más baja y un índice de refracción más alto que los de las capas de revestimiento de tipo *p* y *n*.

Fuente: (Jones, 2003)

2.7.4. Materiales semiconductores

Casi cualquier semiconductor con una banda directa se puede utilizar para hacer una homojunción *p – n* capaz de emitir luz a través de la emisión espontánea. Sin embargo, la elección es considerablemente limitada en el caso de los dispositivos de estructura

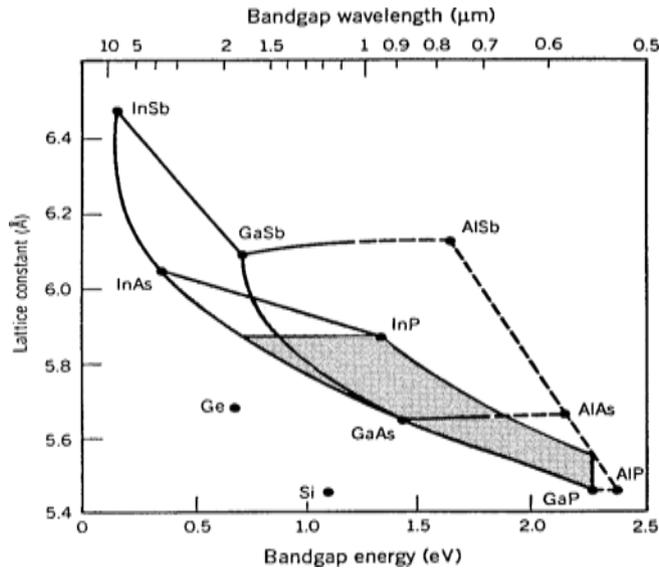


Figura 2. 23: Constantes de celosía y energías de banda prohibida de compuestos ternarios y cuaternarios formados mediante el uso de nueve semiconductores del grupo III-V. El área sombreada corresponde a las posibles estructuras de InGaAsP y AlGaAs. Las líneas horizontales que pasan a través de InP y GaAs muestran los diseños enrejados.

Fuente: **(Strobel & Lubkoll, 2010)**

depende de la calidad de la interfaz de heterojunción entre dos semiconductores de diferentes brechas de banda. Para Reducir el Formación De Enrejado Defectos el Enrejado Constante De los dos materiales deben coincidir con más del 0,1%. La naturaleza no proporciona semiconductores cuyas constantes de celosía coinciden con tal precisión. Sin embargo, pueden fabricarse artificialmente formando compuestos ternarios y cuaternarios en los que una fracción de los sitios de celosía en un semiconductor binario natural (por ejemplo, GaAs) es reemplazada por otros elementos. En el caso de GaAs, un compuesto ternario Al_xGa_{1-x} Como se puede hacer reemplazando una fracción X de átomos Ga por átomos Al. El semiconductor resultante tiene casi la misma constante de celosía, pero su bandgap aumenta. La brecha de banda depende de la fracción x y se puede aproximar mediante una relación lineal simple donde E_g se expresa en unidades de electrones unidad de voltios (eV).

$$E_g(x) = 1.424 + 1.247x \quad (0 < x < 0,45), \quad (2.7.16)$$

La Figura 2.23 muestra la interrelación entre la banda prohibida E_g y la constante reticular a para varios compuestos ternarios y cuaternarios. Los

puntos sólidos representan los semiconductores binarios, y las líneas que los conectan corresponden a compuestos ternarios. La parte discontinua de la línea indica que el compuesto ternario resultante tiene un intervalo de banda indirecto. El área de un polígono cerrado corresponde a compuestos cuaternarios. La brecha de banda no es necesariamente directa para tales semiconductores. El área sombreada en la figura 2.23 representa los compuestos ternarios y cuaternarios con un intervalo de banda directo formado mediante el uso de los elementos indio (In), galio (Ga), arsénico (As) y fósforo (P).

La línea horizontal que conecta GaAs y AlAs corresponde al compuesto ternario Al_xGa_{1-x} cuyo intervalo de banda es directo para los valores de x hasta aproximadamente 0,45 y viene dado por la ecuación (2.7.16). Las capas activas y de revestimiento se forman de modo que x sea mayor para las capas de revestimiento en comparación con el valor de x para la capa activa. La longitud de onda de luz emitida está determinada por la banda prohibida, ya que la energía del fotón es aproximadamente igual a la banda prohibida. Al usar $E_g \approx h\nu = h_c/\lambda$, se encuentra que $\lambda = 0.87 \mu m$ para una capa activa hecha de GaAs ($E_g = 1.424 eV$). La longitud de onda se puede reducir aproximadamente $0,81 \mu m$ utilizando una capa activa con $X = 0.1$. Las fuentes ópticas basadas en GaAs generalmente operan en el rango $0.81-0.87 \mu m$ y se utilizaron en la primera generación de sistemas de comunicación de fibra óptica.

Eso es beneficioso operar sistemas de onda de luz en el rango de longitud de onda $1.3-1.6 \mu m$, donde tanto la dispersión como la pérdida de fibras ópticas se reducen considerablemente en comparación con la región $0.85 \mu m$. InP es el material base para las fuentes ópticas de semiconductores que emiten luz en esta región de onda. Como se ve en la Figura 2.23 por la línea horizontal que pasa a través de InP, el intervalo de banda de InP puede reducirse considerablemente al hacer que el compuesto cuaternario en $1-xGaxAsyP1$ - y mientras que la constante de la red permanece igualada a InP. Las fracciones X y Y no se pueden elegir arbitrariamente, pero están

relacionadas por $x/y=0.45$ para garantizar la coincidencia de la constante de la red. El intervalo de banda del compuesto cuaternario puede expresarse en términos y está bien aproximado por

$$E_g(y) = 1.35 + 0.72y + 0.12y^2, \quad (2.7.16)$$

donde $0 \leq y \leq 1$. El intervalo de banda más pequeño se produce para $y = 1$. El compuesto ternario correspondiente $\text{In}_{0.55}\text{Ga}_{0.45}\text{As}$ emite luz cerca de $1.65\mu\text{m}$ ($E_g = 0.75 \text{ eV}$). Mediante una elección adecuada de las fracciones de mezcla x e y , las fuentes $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$ y pueden diseñarse para operar en el amplio rango de longitud de onda $1.0\text{--}1.65\mu\text{m}$ que incluye la región $1.3\text{--}1.6 \mu\text{m}$ importante para los sistemas de comunicación óptica.

2.8. Diodos emisores de luz

Una unión p-n sesgada hacia adelante emite luz a través de una emisión espontánea, un fenómeno conocido como electroluminiscencia. En su forma más simple, un LED es una homojunción p-n sesgada hacia adelante. Radiativa recombinación de electrones agujero parecen el agotamiento región genera luz; algunos de que escapes del dispositivo y puede será acoplado en una fibra óptica. La luz emitida es incoherente con una anchura espectral relativamente amplia (30-60 nm) y una dispersión angular relativamente grande.

En esta sección se analiza el característico y el diseño de LEDs desde el punto de vista de su aplicación en sistemas de comunicación óptica.

2.8.1 Características de potencia y corriente

Es fácil estimar la potencia interna generada por la emisión espontánea. A una corriente dada I , la tasa de inyección de portador es $\frac{I}{q}$. En el estado estacionario, la tasa de pares de electrones-agujero que se recombinan a través de procesos radiativos y no radiativos es igual a la tasa de inyección

de portador $\frac{I}{q}$. Dado que la eficiencia cuántica interna η_{int} determina la fracción de pares electrón-agujero que se recombinan a través de la emisión espontánea, la tasa de generación de fotones es simplemente $\frac{\eta_{int}I}{q}$.

. La potencia óptica interna viene dada por

$$P_{int} = \eta_{int} \left(\frac{h\omega}{q} \right) I, \quad (2.8.1)$$

donde $h\omega$ es el fotón energy, se supone que es casi el mismo para todos los fotones. Si η_{ext} es la fracción de fotones que escapan del dispositivo, la potencia emitida es dada por

$$P_e = \eta_{ext} P_{int} = \eta_{ext} \eta_{int} \left(\frac{h\omega}{q} \right) I. \quad (2.8.2)$$

la cantidad η_{ext} se llama eficiencia cuántica externa. Se puede calcular teniendo en cuenta la absorción interna y la reflexión interna total en la interfaz semiconductor-aire. Como se ve en la figura 2.24, solo la luz emitida dentro de un cono de ángulo θ_c , donde $\theta_c = \sin^{-1} \left(\frac{1}{n} \right)$ es el ángulo crítico y n es el índice de refracción del material semiconductor, escapa de la superficie del LED. La absorción interna se puede evitar mediante el uso de LED de heteroestructura en los que las capas de revestimiento que rodean la capa activa son transparentes a la radiación generada. La eficiencia cuántica externa se puede escribir como

$$\eta_{ext} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{\theta_c} T_f(\theta) (2\pi \sin\theta) d\theta, \quad (2.8.3)$$

donde se supone que la radiación se emite de manera uniforme en todas las direcciones sobre un ángulo sólido de 4π . La transmisividad T_f de Fresnel depende del ángulo de incidencia θ . En el caso de incidencia normal ($\theta = 0$), $T_f(0) = \frac{4n}{(n+1)^2}$. Si se reemplaza por simplicidad $T_f(\theta)$ por $T_f(0)$ en la ecuación. (2.8.3), η_{ext} viene dado aproximadamente por

$$\eta_{ext} = n^{-1}(n+1)^{-2}, \quad (2.8.4)$$

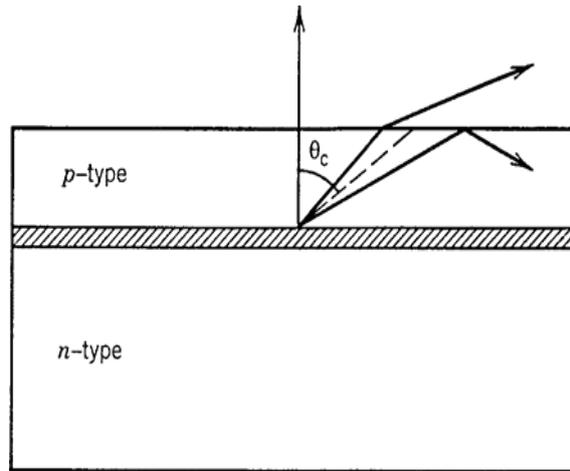


Figura 2. 24: Reflexión interna total en la faceta de salida de un LED. Sólo se transmite la luz emitida dentro de un cono de ángulo c , donde el ángulo crítico para la interfaz semiconductor-aire es el c .

Fuente: **(Strobel & Lubkoll, 2010)**

Mediante el uso de la ecuación. (2.8.4) en la ec. (2.8.2) se obtiene la potencia emitida por una faceta (ver Figura 2.24). Si se utiliza $n = 3.5$ como valor típico, $\eta_{ext} = 1.4\%$, lo que indica que solo una pequeña fracción de la potencia interna se convierte en la potencia de salida útil. Una pérdida adicional de utilidad la energía se produce cuando la luz emitida se acopla a una fibra óptica. Debido a la naturaleza incoherente de la luz emitida, un LED actúa como una fuente lambertiana con una distribución angular $S(\theta) = S_0 \cos\theta$, donde S_0 es la intensidad en la dirección $\theta = 0$. La eficiencia de acoplamiento para dicha fuente es $\eta_c = (NA)^2$. Dado que la apertura numérica (NA) para las fibras ópticas está típicamente en el rango 0.1 - 0.3, solo un pequeño porcentaje de la potencia emitida está acoplada a la fibra. Normalmente, la potencia lanzada para los LED es de $100 \mu W$ o menos, aunque la potencia interna puede superar fácilmente los $10 mW$.

Una medida del rendimiento del LED es la eficiencia cuántica total η_{tot} , definida como la relación entre la potencia óptica emitida P_e y la potencia eléctrica aplicada, $P_{elec} = V_0 I$, donde V_0 es la caída de voltaje en el dispositivo. Mediante el uso de la ecuación. (2.8.2), η_{tot} viene dado

$$\eta_{tot} = \eta_{ext} \eta_{int} \left(\frac{h\omega}{qV_0} \right). \quad (2.8.5)$$

Por lo general, $h\omega \approx qV_0$ y $\eta_{tot} \approx \eta_{ext}\eta_{int}$. La eficiencia cuántica total η_{tot} , también llamada eficiencia de conversión de energía o eficiencia de enchufe de pared es una medida del rendimiento general del dispositivo.

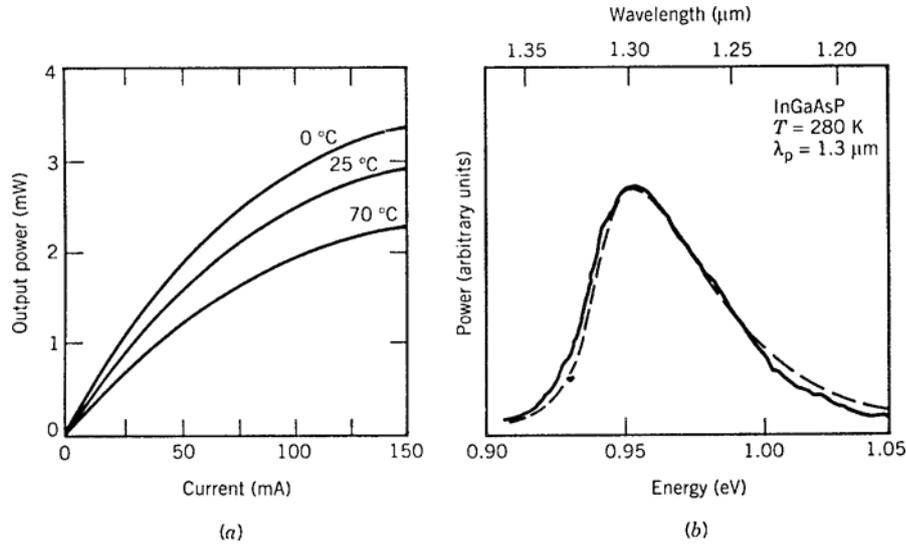


Figura 2. 25: (a) curvas de potencia-corriente a varias temperaturas; (b) espectro de la luz emitida para un LED típico de 1.3 μm . La curva discontinua muestra el espectro teóricamente calculado.

Fuente: **(Strobel & Lubkoll, 2010)**

Otra cantidad que a veces se utiliza para caracterizar el rendimiento del LED es la capacidad de respuesta definida como la relación $R_{LED} = \frac{P_e}{I}$. De la ec. (2.8.2)

$$R_{LED} = \eta_{ext}\eta_{int} \left(\frac{h\omega}{q} \right). \quad (2.8.6)$$

2.8.2. Espectro LED

El espectro de una fuente de luz afecta el rendimiento de los sistemas de comunicación óptica a través de la dispersión de fibra. El espectro LED está relacionado con el espectro de emisión espontánea, $R_{spont}(\omega)$, dado en la ecuación. (2.7.10). En general, $R_{spont}(\omega)$ se calcula numéricamente y depende de muchos parámetros de material. Sin embargo, se puede obtener una expresión aproximada si se supone que $A(E_1, E_2)$ no es cero solo en un rango de energía estrecho en la vecindad de la energía del fotón, y las funciones de Fermi se aproximan por sus colas exponenciales bajo el supuesto de inyección débil. El resultado es

$$R_{spont}(\omega) = A_0(h\omega - E_g)^{1/2} \exp\left[-\frac{h\omega - E_g}{k_B T}\right], \quad (2.8.7)$$

donde A_0 es una constante y E_g es la banda prohibida. Es fácil deducir que $R_{spont}(\omega)$ alcanza su punto máximo cuando $h\omega = E_g + \frac{k_B T}{2}$ y tiene un ancho completo a la mitad máximo (FWHM) $\Delta\nu \approx \frac{1.8k_B T}{h}$. A temperatura ambiente ($T = 300\text{ K}$) el FWHM es de aproximadamente 11 THz. En la práctica, el ancho espectral se expresa en nanómetros usando $\Delta\nu = \left(\frac{c}{\lambda^2}\right)\Delta\lambda$ y aumenta como λ^2 con un aumento en la longitud de onda de emisión λ . Como resultado, $\Delta\lambda$ es más grande para los LED In-GaAsP que emiten a $1.3\mu\text{m}$ en aproximadamente un factor de 1.7 en comparación con los LED GaAs. La figura 3.7 (b) muestra el espectro de salida de un LED típico de $1.3\mu\text{m}$ y lo compara con la curva teórica obtenida usando la ecuación. (2.8.7). Debido a un gran ancho espectral ($\Delta\lambda = 50\text{--}60\text{ nm}$), el producto de velocidad de bits-distancia se ve considerablemente limitado por la dispersión de la fibra cuando los LED se utilizan en sistemas de comunicación óptica. Los LED son adecuados principalmente para aplicaciones de red de área local con velocidades de bits de 10–100 Mbps y distancias de transmisión de unos pocos kilómetros.

2.8.3. Respuesta de modulación

La respuesta de modulación de los LED depende de la dinámica de la portadora y está limitada por la vida útil de la portadora τ_c definida por la ecuación. (2.7.18). Se puede determinar mediante el uso de una ecuación de velocidad para la densidad portadora N . Dado que los electrones y los agujeros se inyectan en pares y se recombinan en pares, es suficiente considerar la ecuación de velocidad para un solo tipo de portador de carga. La ecuación de velocidad debe incluir todos los mecanismos a través de los cuales los electrones aparecen y desaparecen dentro de la región activa. Para los LED toma la forma simple (ya que la emisión estimulada es insignificante)

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c}, \quad (2.8.8)$$

donde el último término incluye procesos de recombinación radiactiva y no radiactiva a través de la vida útil del portador τ_c . Considere la modulación sinusoidal de la corriente inyectada en la forma (el uso de notación compleja simplifica las matemáticas)

$$I(t) = I_b + I_m \exp(i\omega_m t), \quad (2.8.9)$$

donde I_b es la corriente de polarización, I_m es la corriente de modulación y ω_m es la frecuencia de modulación. Desde la ecuación (2.8.8) es lineal, su solución general se puede escribir como

$$N(t) = N_b + N_m \exp(i\omega_m t), \quad (2.8.10)$$

donde $N_b = \frac{\tau_c I_b}{qV}$, V es el volumen de la región activa y N_m viene dado por

$$N_m(\omega_m) = \frac{\tau_c I_m}{qV} \frac{1}{1+i\omega_m \tau_c}. \quad (2.8.11)$$

la potencia modulada P_m está relacionada con $|N_m|$ linealmente. Se puede definir la función de transferencia de LED $H(\omega_m)$ como

$$H(\omega_m) = \frac{N_m(\omega_m)}{N_m(0)} = \frac{1}{1+i\omega_m \tau_c}. \quad (2.8.12)$$

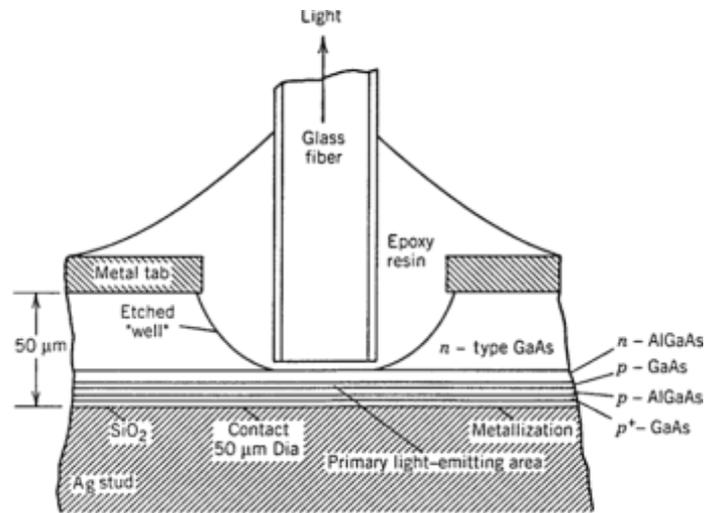


Figura 2. 26: Esquema de un LED emisor de superficie con geometría de doble heteroestructura.

Fuente: (Strobel & Lubkoll, 2010)

En analogía con el caso de las fibras ópticas, el ancho de banda de modulación de 3dB f_{3dB} se define como la frecuencia de modulación a la que $|H(\omega_m)|^2$ se reduce en 3 dB o en un factor de 2. El resultado es

$$f_{3db} = \sqrt{3} (2\pi\tau_c)^{-1}. \quad (2.8.13)$$

Por lo general, τ_c está en el rango de 2–5ns para los LED InGaAsP. El ancho de banda de modulación LED correspondiente está en el rango de 50-140 MHz. Tenga en cuenta que la ecuación. (2.8.13) proporciona el ancho de banda óptico porque f_{3dB} se define como la frecuencia a la que se encuentra la potencia óptica se reduce en 3dB. El ancho de banda eléctrico correspondiente es la frecuencia con la que $|H(\omega_m)|^2$ se reduce en 3dB y viene dada por $(2\pi\tau_c)^{-1}$.

2.9. Láser semiconductor

Los láseres semiconductores emiten luz a través de emisión estimulada. Como resultado de las diferencias fundamentadas entre la emisión espontánea y estimulada, no son sólo capaz de emitir altas potencias ($\sim 100\text{ mW}$), sino que también tienen otras ventajas relacionadas con la luz coherente de la naturaleza emitida. Los ángulos relativamente estrechos se extienden del haz de salida en comparación con los LED que permite una alto eficiencia de acoplamiento ($\sim 50\%$) en fibras monomodo. Un ancho espectral relativamente estrecho de luz emitida permite la operación a altas velocidades de bits ($\sim 10\text{Gb/s}$), ya que la dispersión de fibras se vuelve menos crítica para dicha fuente óptica. Además, los láseres semiconductores se pueden modular directamente a altas frecuencias (hasta 25 GHz) debido a un corto tiempo de recombinación asociado con la emisión estimulada. La mayoría de los sistemas de comunicación de fibra óptica utilizan láseres de semiconductores como fuente óptica debido a su rendimiento superior en comparación con los LED. En esta sección, las características de salida de los láseres de semiconductores se describen desde el punto de vista de sus aplicaciones en sistemas de ondas de luz.

2.9.1 Ganancia óptica

La emisión estimulada sólo puede dominar si se cumple la condición de inversión de la población. Para los láseres de semiconductores, esta condición se realiza dopando las capas de revestimiento de tipo p y tipo n de manera tan intensa que la separación de nivel de Fermi excede el intervalo de banda

bajo polarización directa de la unión $p - n$. Cuando la densidad del portador inyectado en la capa activa excede un cierto valor, conocido como el valor de transparencia, se realiza la inversión de población y la región activa exhibe ganancia óptica. Una señal de entrada que se propaga dentro de la capa activa se amplificaría como $\exp(gz)$, donde g es el coeficiente de ganancia. Uno puede calcular g observando que es proporcional a $R_{stim} - R_{abs}$, donde R_{stim} y R_{abs} . En general, g se calcula numéricamente.

La Figura 2.27 (a) muestra la ganancia calculada para una capa activa de $1.3 \mu\text{m}$ InGaAsP a diferentes valores de la densidad del portador inyectado N . Para $N = 1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, $g < 0$, ya que aún no se ha producido una inversión de la población. A medida que N aumenta, g se vuelve positivo en un rango espectral que aumenta con N . El valor máximo de la ganancia, g_p , también aumenta con N , junto con un desplazamiento del pico hacia energías fotónicas más altas. La variación de g_p con N se muestra en la figura 2.17 (b). Para $N > 1.5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, g_p varía casi linealmente con N . La figura 2.27 muestra que la ganancia óptica en semiconductores aumenta rápidamente una vez que se realiza la inversión de la población. Es debido a una ganancia tan alta que los láseres de semiconductores pueden fabricarse con dimensiones físicas de menos de 1 mm .

La dependencia casi lineal de g_p en N sugiere un enfoque empírico en el que la ganancia máxima se aproxima por

$$g_p(N) = \sigma_g(N - N_T), \quad (2.9.1)$$

donde N_T es el valor de transparencia de la densidad portadora y σ_g es la ganancia cruzada sección σ_g también se llama ganancia diferencial. Valores típicos de N_T y σ_g para los láseres InGaAsP están en el rango de $1.0 - 1.5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ y $2 - 3 \times 10^{-16} \text{ cm}^2$, respectivamente. Como se ve en la figura 2.27 (b), la aproximación (3.3.1) es razonable en la región de alta ganancia donde g_p excede los 100 cm^{-1} ; La mayoría de los láseres de semiconductores operan en esta región. El uso de la ecuación. (3.3.1) simplifica considerablemente el análisis, ya que los detalles de la estructura de banda

no aparecen directamente. Los parámetros σ_g y N_T pueden estimarse a partir de cálculos numéricos como los que se muestran en la figura 2.27 (b) o pueden medirse experimentalmente.

Láseres semiconductores con un mayor valor de σ_g generalmente funciona mejor, ya que la misma cantidad de ganancia se puede lograr con una densidad de portadora más baja o, de manera equivalente, con una

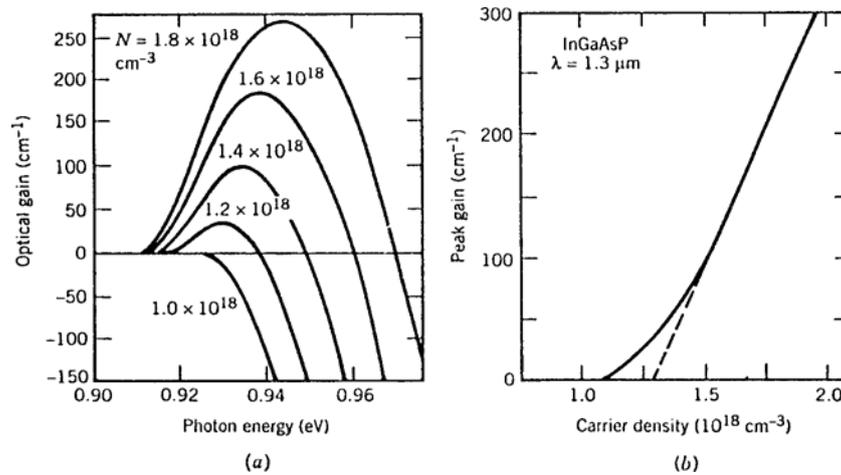


Figura 2. 27: (a) Espectro de ganancia de un láser InGaAsP de 1.3μm en varias densidades de portador N . (b) Variación de ganancia de pico g_p con N . La línea discontinua muestra la calidad de un ajuste lineal en la región de alta ganancia.

Fuente: **(Strobel & Lubkoll, 2010)**

menor corriente inyectada. En láseres semiconductores de pozo cuántico, σ_g es típicamente mayor en aproximadamente un factor de dos. La aproximación lineal en la ecuación. (2.9.1) para la ganancia máxima todavía se puede usar en un rango limitado. Una mejor aproximación reemplaza la ecuación. (2.9.1) con $g_p(N) - g_0 \left[1 + \ln \left(\frac{N}{N_0} \right) \right]$, donde $g_p = g_0$ a $N = N_0$ y $N_0 = eN_T \approx 2.718N_T$ utilizando la definición $g_p = 0$ a $N = N_T$

2.9.2 Retroalimentación y umbral laser

La ganancia óptica por sí sola no es suficiente para el funcionamiento con láser. El otro ingrediente necesario es la retroalimentación óptica: convierte un amplificador en un oscilador. En la mayoría de los láseres, la

retroalimentación se proporciona colocando el medio de ganancia dentro de una cavidad Fabry Perot (FP) formada mediante el uso de dos espejos. En el caso de los láseres semiconductores, los espejos externos no son necesarios ya que las dos facetas del láser escindido actúan como espejos cuya reflectividad es dada por

$$R_m = \left(\frac{n-1}{n+1} \right)^2, \quad (2.9.2)$$

cuando hay índices activos del nuevo medio. Típicamente, $n = 3.5$, resultando en 30% de reflectividad facetaria. A pesar de que la cavidad FP formada por dos facetas escindidas es relativamente con pérdidas, la ganancia es lo suficientemente grande como para tolerar pérdidas altas. La figura 2.28 muestra la estructura básica de un láser semiconductor y la cavidad FP asociada a él.

El concepto de umbral láser puede entenderse observando que una cierta fracción de fotones generados por la emisión estimulada se pierde debido a las pérdidas de cavidad y debe reponerse de forma continua. Si la ganancia óptica no es lo suficientemente grande como para compensar las pérdidas de cavidad, la población de fotones no puede acumularse. Por lo tanto, una cantidad mínima de ganancia es necesaria para la operación de un láser. Esta cantidad se puede realizar solo cuando el láser se bombea por encima de un nivel umbral. La corriente necesaria para alcanzar el umbral se llama corriente umbral.

Una forma simple de obtener la condición de umbral es estudiar cómo cambia la amplitud de una onda plana durante un viaje de ida y vuelta. Considere una onda plana de amplitud E_0 , frecuencia ω y número de onda $k = n \omega / c$. Durante un viaje de ida y vuelta, su amplitud aumenta en $\exp [(g / 2) (2L)]$ debido a la ganancia (g es la ganancia de potencia) y su fase cambia en $2kL$, donde L es la longitud de la cavidad del láser.

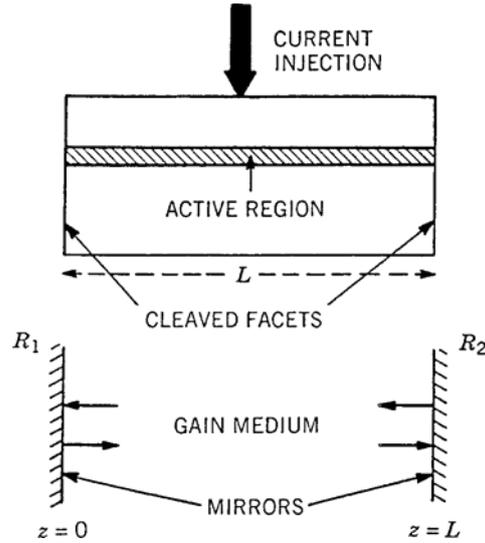


Figura 2. 28: Estructura de un láser semiconductor y la cavidad Fabry-Perot asociada a él. Las facetas escindidas actúan como espejos parcialmente reflectantes.

Fuente: (Jones, 2003)

Al mismo tiempo, su amplitud cambia en $\sqrt{R_1 R_2} \exp(-\alpha_{int} L)$ debido a la reflexión en las facetas del láser y debido a una pérdida interna α_{int} que incluye la absorción del portador libre, la dispersión y otros posibles mecanismos. Aquí R_1 y R_2 son las reflexividades de las facetas láser. Aunque $R_1 = R_2$ en la mayoría de los casos, las dos reflexiones pueden ser diferentes si las facetas del láser están recubiertas para cambiar su reflectividad natural. En el estado estacionario, la onda plana debe permanecer sin cambios después de un viaje de ida y vuelta, es decir,

$$E_0 \exp(gL) \sqrt{R_1 R_2} \exp(\alpha_{int} L) \exp(2ikL) - E_0. \quad (2.9.3)$$

Al equiparar la amplitud y la fase en dos lados, se obtiene:

$$g = \alpha_{int} + \frac{1}{2L} \ln \left(\frac{1}{R_1 R_2} \right) = \alpha_{int} + \alpha_{mir} = \alpha_{cav}, \quad (2.9.4)$$

$$2kL = 2m\pi \quad \text{o} \quad v = v_m = \frac{mc}{2nL}, \quad (2.9.5)$$

donde $k = 2\pi n \frac{v}{c}$ y m es un número entero. La ecuación (2.9.4) muestra que la ganancia g es igual a la pérdida total de la cavidad α_{cav} en el umbral y más allá. Es importante tener en cuenta que g no es lo mismo que la ganancia de

material g_m que se muestra en la figura 2.27. El modo óptico se extiende más allá de la capa activa, mientras que la ganancia solo existe dentro de ella. Como resultado, $g = \Gamma g_m$, donde Γ es el factor de confinamiento de la región activa con valores típicos < 0.4 .

La condición de fase en Ecuación (2.9.5) muestra que la frecuencia del láser ν debe coincidir con uno de las frecuencias en el conjunto ν_m , donde m es un número entero. Estas frecuencias corresponderán a los modos longitudinales y están determinados por la longitud óptica nL . La separación $\Delta\nu_L$ entre los modos longitudinales es constante ($\Delta\nu_L = \frac{c}{2nL}$) si se ignora la dependencia de frecuencia de n . Está dado por $\Delta\nu_L = \frac{c}{2n_g L}$ cuando se incluye la dispersión del material. Aquí el índice de grupo n_g se define como $n_g = n + \omega(dn/d\omega)$. Típicamente, $\Delta\nu_L = 100\text{--}200\text{ GHz}$ para $L = 200\text{--}400\mu\text{m}$.

Un láser semiconductor FP generalmente emite luz en varios modos longitudinales de la Cavity. Como se ve en la Fig. 2.29, el espectro de ganancia $g(\omega)$ de láseres semiconductores es lo suficientemente amplio (ancho de banda $\sim 10\text{ THz}$) que muchos modos longitudinales de la cavity FP experimentan ganancia simultáneamente. El modo más cercano al pico de ganancia se convierte en el modo dominante. En condiciones ideales, los otros modos no deben alcanzar el umbral ya que su ganancia siempre es menor que la del modo principal.

En práctica, la diferencia es extremadamente pequeña ($\sim 0.1\text{cm}^{-1}$) y uno o dos modos vecinos a cada lado del modo principal transportan una parte significativa de la potencia del láser junto con el modo principal. Dichos láseres se denominan láseres semiconductores multimodo. Dado que cada modo se propaga dentro de la fibra a una velocidad ligeramente diferente debido a la dispersión de velocidad de grupo, la naturaleza multimodo de los láseres semiconductores limita el BL del producto de velocidad de bits-distancia a valores inferiores a 10 (Gbps) km para sistemas que funcionan cerca de 1,55m. El producto BL puede aumentarse diseñando láseres que oscilan en un solo modo longitudinal.

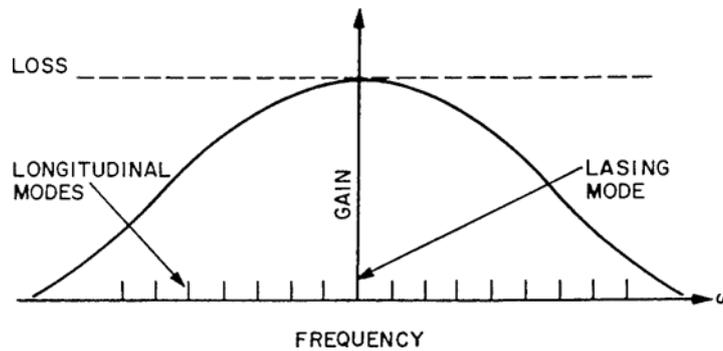


Figura 2. 29: Perfiles de ganancia y pérdida en láseres semiconductores. Vertical barras muestran la ubicación de los modos longitudinales. El umbral láser se alcanza cuando la ganancia del modo longitudinal más cercana al pico de ganancia equivale a la pérdida

Fuente: (Agrawal, 2005)

2.9.3. Estructuras láser

La estructura simple de láser de semiconductores de fase consiste en una capa activa delgada (espesor $\sim 0.1\mu m$) intercalado entre las capas de revestimiento de tipo p y tipo n de otro semiconductor con un intervalo de banda más alta. La heterounión $p-n$ resultante está sesgado hacia adelante a través de contactos metálicos. Dichos láseres se denominan láseres de microconductores de arenas de gran tamaño dado que la corriente se inyecta en un área relativamente amplia que cubre todo el ancho del chip láser ($\sim 100\mu m$). La Figura 2.30 muestra dicha estructura. La luz láser se emite desde las dos facetas escendidas en forma de un punto elíptico de dimensiones $\sim 1 \times 100\mu m^2$.

En la dirección perpendicular al plano de unión, el tamaño del punto es $1\mu m$ debido al diseño de heteroestructura del láser, la capa activa actúa como una guía de onda plana porque su índice de refracción es mayor que el de las capas de revestimiento circundantes ($\Delta n \approx 0.3$). Similar al caso de las fibras ópticas, admite una cierta cantidad de modos, conocidos como los modos transversales.

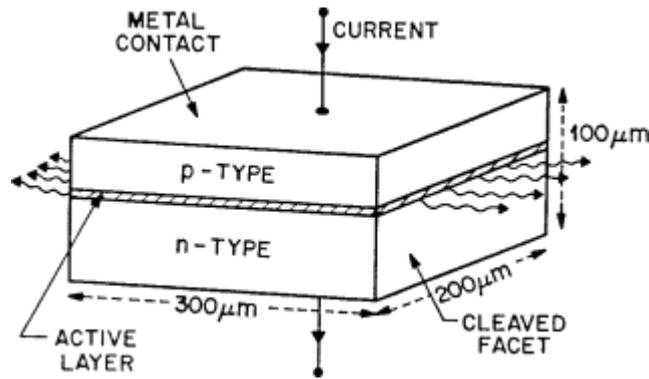


Figura 2. 30: Un láser semiconductor de área amplia. El activo capa (región de sombreado) es emparedado entre tipo p y el tipo n de revestimiento capas de una banda más alta material.

Fuente: (Agrawal, 2005)

En la práctica, la capa activa es lo suficientemente delgada ($0.1 \mu m$) que la guía de onda plana admite un modo transversal único. Sin embargo, no existe tal mecanismo de confinamiento de luz en la dirección lateral paralela al plano de unión. En consecuencia, la luz generada se extiende por todo el ancho del láser. Los láseres semiconductores de área amplia padecen varias deficiencias y rara vez se usan en sistemas de comunicación óptica. Los principales inconvenientes son un corriente umbral relativamente alta y un patrón espacial que es altamente elíptico y que cambia de una manera incontrolable con la corriente. Estos problemas se pueden resolver mediante la introducción de un mecanismo para el ajuste ligero en la dirección de la esmeralda. los láseres semiconductores resultantes se clasifican en dos categorías amplias.

Los láseres semiconductores guiados por ganancia resuelven el problema de confinamiento de la luz limitando la inyección de corriente sobre una franja estrecha. Dichos láseres también se denominan láseres semiconductores de geometría de rayas. La Figura 2.31 muestra dos estructuras láser esquemáticamente. En un enfoque, un dieléctrico (SiO_2) la capa se deposita en la parte superior de la capa p con una abertura central a través de la cual se inyecta la corriente. En otro, una capa de tipo n se deposita en la parte superior de la capa p. La difusión de Zn sobre la región central convierte la región n en tipo p. La corriente fluye solo a través de la región central y está bloqueada en otros lugares debido a la naturaleza de

polarización inversa de la unión p - n . Existen muchas otras variaciones. En todos los diseños, la inyección de corriente sobre una franja central estrecha ($\sim 5 \mu\text{m}$ de ancho) conduce a una distribución espacialmente variable de la densidad del portador Densidad (gobernado por difusión del portador)

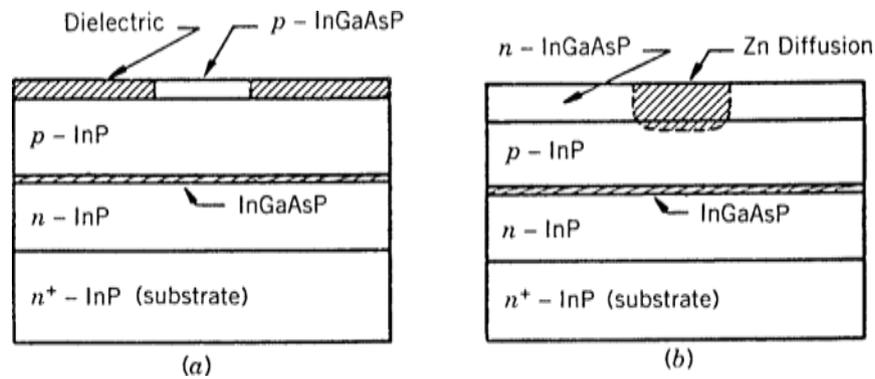


Figura 2. 31: Sección transversal de dos estructuras láser de geometría de banda utilizadas para diseñar láseres semiconductores guiados por ganancia y denominadas (a) franja sorda de óxido y (b) franja de unión.

Fuente: **(Agrawal, 2005)**

en la dirección lateral. La ganancia óptica también alcanza picos en el centro de la franja. Dado que la capa activa exhibe grandes pérdidas de absorción en la región más allá de la franja central, es confinado para la raya Región. como el confinamiento de luz es ayudados por la ganancia, tales láseres se llaman guiados por ganancia. Su corriente umbral está típicamente en el rango de 50–100 mA, y la luz que emite en forma de un punto elíptico de dimensiones $\sim 1 \times 5 \mu\text{m}^2$ El principal inconveniente es que el tamaño del punto no es estable ya que aumenta la potencia del láser. Tales láseres rara vez se usan en sistemas de comunicaciones ópticas debido a problemas del modo de estabilidad.

El problema de confinamiento de la luz se resuelve en los láseres semiconductores guiados por índice mediante la introducción de un paso de índice Δn_L en la dirección lateral para que se forme una guía de onda similar a la guía de onda formada en la dirección transversal por el diseño de la heteroestructura. Dichos láseres pueden subclasificarse como láseres semiconductores con guía débil y fuertemente indexada, dependiendo de la

magnitud de Δn_L . La figura 2.32 muestra ejemplos de los dos tipos de láser. En un diseño específico conocido como láser de guía de onda de cresta, se forma una cresta al grabar partes de la capa p. Un SiO_2 capa se deposita para bloquear el flujo de corriente e inducir la guía del índice débil. Desde el índice de refracción de SiO_2 es considerablemente inferior que el central p-región, el eficaz índice del modo transversal es diferente en las dos regiones, lo que resulta en un paso de índice $\Delta n_L \sim 0.01$. Este paso del índice Confines el Generado Luz Para el Ridge Región. La magnitud del paso del índice es sensible a muchos detalles de fabricación, como el ancho de la cresta y la proximidad de la capa de SiO_2 a la capa activa. Sin embargo, la relativa simplicidad del diseño de la guía de ondas de cresta y el bajo costo resultante hacen que tales láseres sean atractivos para algunas aplicaciones.

En los láseres semiconductores fuertemente guiados por índices, la región activa de las dimensiones $0.1 \times 1 \mu m^2$ está enterrado en todos los lados por varias capas de índice de refracción más bajo. Por esta razón tales láseres son llamado enterrado hetero estructura láser (BH). Varios diferentes tipos de BH láser ha estado desarrollando. Ellos son conocido bajo nombres tal como mesa grabada Bh o plano BH doble canal plano y láseres BH con sustrato acanalado, dependiendo del método de fabricación utilizado para realizar la estructura láser. Ellos todos permiten una relativamente grande el índice, paso ($\Delta n_L \sim 0.1$) en la dirección lateral y como

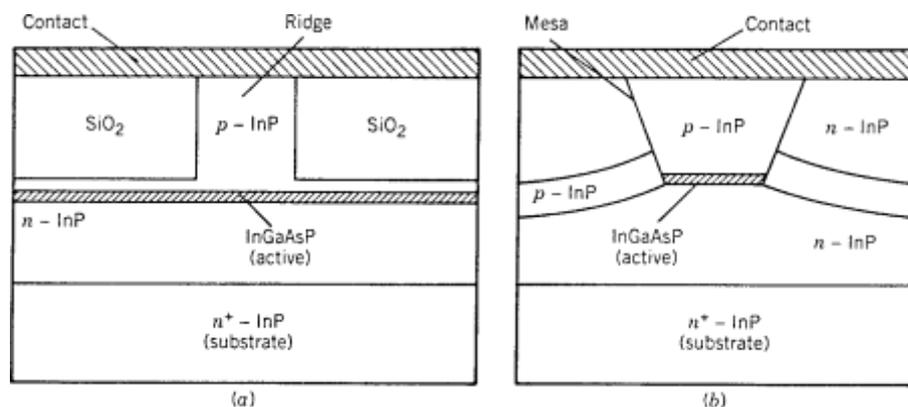


Figura 2. 32: Sección transversal de dos láseres semiconductores guiados por índice: (a) estructura de guía de onda de cresta para la guía de índice débil; (b) hetero estructura enterrada en mesa grabada para una guía de índice fuerte.

Fuente: **(Agrawal, 2005)**

un resultado, permitir una confinación de modo fuerte. Debido a un gran paso de índice integrado, la distribución espacial de la luz emitida es inherentemente y estable, siempre que el láser esté diseñado para admitir un único modo espacial.

Como la región activa de un láser BH es en forma de una guía de onda rectangular, los modos espaciales pueden obtenerse siguiendo un método similar al que se aplica para las fibras ópticas. En la práctica, un láser BH funciona en un solo modo si el ancho de la región activa se reduce a menos de $2\mu\text{m}$. El lugar tamaño es elíptico con típicas dimensiones $2 \times 1\mu\text{m}^2$. Debido a las pequeñas dimensiones del tamaño de punto, la viga difracta ampliamente en direcciones lateral y transversal. El elíptico lugar, tamaño y una gran divergencia en el ángulo hacen difícil acoplar la luz en la fibra de manera eficiente. Típico los dispositivos de acoplamiento están en el rango de 30 – 50% para la mayoría de los transmisores ópticos. Un convertidor de tamaño de punto es a veces utilizado para mejorar el acoplamiento y mejorar la eficiencia.

2.10. Receptores ópticos

El papel de un receptor óptico es convertir la señal óptica de nuevo en forma eléctrica y recuperar los datos transmitidos a través del sistema de ondas de luz. Su componente principal es un fotodetector que convierte la luz en electricidad a través del efecto fotoeléctrico. Los requisitos para un fotodetector son similares a los de una fuente óptica. Debe tener alta sensibilidad, respuesta rápida, bajo nivel de ruido, bajo costo y alta confiabilidad. Su tamaño debe ser compatible con el tamaño de núcleo de fibra. Estos requisitos son mejor se reunió por detectores hechos de materiales semiconductores. Este capítulo se centra en fotodetectores y receptores ópticos. Nosotros introducir en el básico concepto detrás la foto detección proceso y discutir en varios tipos de fotodetectores comúnmente utilizado para receptores ópticos. Los componentes de un receptor óptico se describen con énfasis en el papel desempeñado por cada componente. Se ocupa de varias fuentes de ruido que limitan la relación señal-ruido en los

receptores ópticos son dedicado a receptor sensibilidad y su degradación bajo condiciones no ideales. El rendimiento del receptor óptico es en real transmisión experimentos.

2.10.1. Responsividad del detector

Considere la losa semiconductor que se muestra esquemáticamente en la Fig. 2.21. Si la energía $h\nu$ de los fotones incidentes supera la energía de la banda, se genera un par de electrones y agujeros cada vez que un fotón es absorbido por el semiconductor. Bajo la influencia de un campo eléctrico configurado por un voltaje aplicado, los electrones y agujeros son barridos a través del semiconductor, lo que resulta en un flujo de corriente eléctrica. La fotocorriente I_p es directamente proporcional a

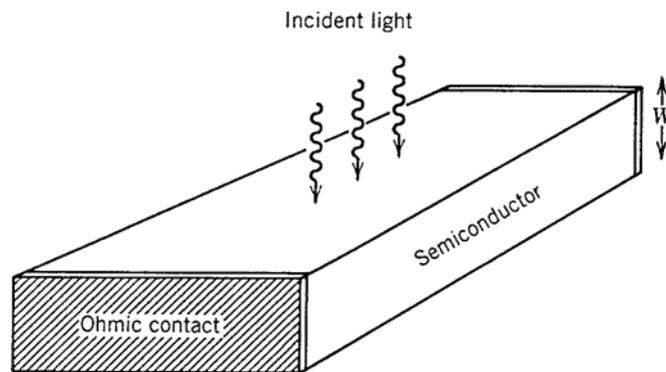


Figura 2. 33: Una losa semiconductor utilizada como fotodetector.

Fuente: **(Agrawal, 2005)**

la potencia óptica incidente P_{in} , es decir,

$$I_p = R P_{in} , \quad (2.10.1)$$

donde R es la responsividad del fotodetector (en unidades de A/W).

La responsabilidad R puede expresarse en términos de una cantidad fundamental, denominada eficiencia cuántica y definida como

$$\eta = \frac{\text{tasa de generacion de electrones}}{\text{tasa de incidencia de fotones}} = \frac{\frac{I_p}{q}}{\frac{P_{in}}{h\nu}} = \frac{h\nu}{q} R, \quad (2.10.2)$$

Cuando Ecuación (2.10.1) se utilizó. La responsabilidad R es dada por

$$R = \frac{\eta q}{h\nu} \approx \frac{\eta \lambda}{1.24}, \quad (2.10,3)$$

Dónde $\lambda \equiv \frac{c}{\nu}$ se expresa en micrómetros. La responsividad de un fotodetector se arruga con la longitud de onda λ simplemente porque hay más fotones presentes para la misma óptica Poder. Una dependencia tan lineal de λ no se espera que continúe para siempre- causa eventualmente la energía fotónica se vuelve demasiado pequeña para generar electrones. En semiconductores, éste sucede Para $h\nu < E_g$, Dónde E_g es el bandgap la cuántica eficiencia a continuación, cae a cero.

La dependencia de $\lambda \equiv \frac{c}{\nu}$ entra a través de la absorción del coeficiente α si la faceta del semiconductor losa es la Ecuación 2.33 son asumido para tener un antirreflejo cada capa de potencia transmitida a través de la losa de anchura W es $P_{tr} = \exp(-\alpha W) P_{in}$. El poder de absorbido se puede escribir como

$$P_{abs} = P_{in} - P_{tr} = [1 - \exp(-\alpha W)] P_{in}. \quad (2.10.4)$$

Dado que cada fotón absorbido crea un par de electrones y agujeros, la eficiencia cuántica

$$\eta = \frac{P_{abs}}{P_{in}} = 1 - \exp(-\alpha W). \quad (2.10.5)$$

Como era de esperarse se convierte en cero cuando $\alpha = 0$ el valor de la aplicación es η . Por otro lado, se acerca a 1 si $\alpha W \gg 1$.

La Figura 2.34 muestra la dependencia de la longitud de onda de la longitud de onda de varios materiales semiconductores comúnmente utilizados para hacer fotodetectores para sistemas de ondas de luz. La longitud de onda λ_c la que se convierte en cero se le llama la longitud de onda de corte, ya que ese material sólo se puede utilizar para un fotodetector para $\lambda < \lambda_c$. Como se ve en la Figura 2.33, semiconductores como Si y Ge se pueden utilizar para hacer fotodetectores a pesar de que el borde de absorción no es tan afilado como para los materiales de banda directa. Grandes valores

de $\alpha = (10^4 \text{ cm}^{-1})$ se puede realizar para la mayoría de los semiconductores, y η puede acercarse al 100% para $W \sim 10 \mu\text{m}$. Esta característica ilustra la eficiencia de los semiconductores con el propósito de foto detección.

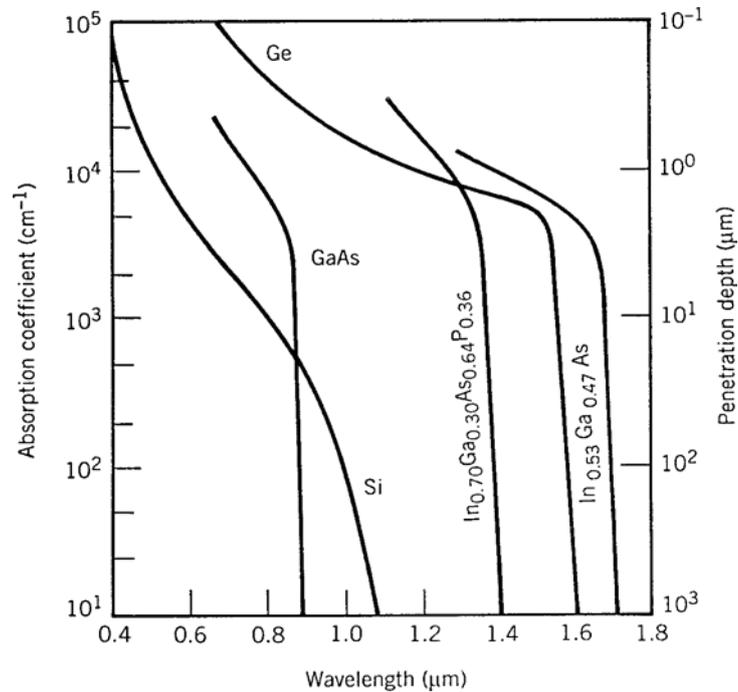


Figura 2. 34: Dependencia de longitud de onda del coeficiente de absorción para varios materiales semiconductores.

Fuente: (Agrawal, 2005)

2.10.2. Tiempo de subida y ancho de banda

El ancho de banda de un fotodetector viene determinado por la velocidad con la que responde a las variaciones en la potencia óptica incidente. Es útil introducir el concepto de tiempo de subida T_r , definido como el tiempo más de que el actual construye hasta de 10 a 90% de su valor final cuando la potencia óptica incidente se cambia abruptamente. Claramente, T_r dependerá del tiempo que tardan los electrones y los agujeros para viajar a los contactos eléctricos. También depende del tiempo de respuesta del circuito eléctrico utilizado para procesar la fotocorriente.

El tiempo de subida T_r de un circuito eléctrico lineal se define como el tiempo durante el cual la respuesta aumenta del 10 al 90% de su valor de salida final cuando la entrada se cambia abruptamente (una función de paso).

Cuando la tensión de entrada a través de un circuito RC cambia de 0 a V_0 , la tensión de salida cambia a medida que sale de

$$V_{salida}(t) = V_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right], \quad (2.10.1)$$

donde R es la resistencia y C es la capacitancia del circuito RC. El tiempo de subida se encuentra dado por

$$T_r = (\ln 9)RC \approx 2.2\tau_{RC}, \quad (2.10.2)$$

donde el RC es la constante de tiempo del circuito RC.

El tiempo de subida de un fotodetector se puede escribir extendiendo ecuación (2.10.12) como

$$T_r = (\ln 9)(\tau_{tr} + \tau_{RC}), \quad (2.10.3)$$

donde el tiempo de tránsito es el tiempo de tránsito y el RC es la constante de tiempo del circuito RC equivalente. El tiempo de tránsito se añade τ_{RC} porque toma algún tiempo antes de que los portadores recogidos después de su generación a través de la absorción de fotones. El tiempo máximo de recolección es igual al tiempo que tarda un electrón en atravesar la absorción región.

Claramente, se puede reducir la disminución de W . Sin embargo, como se ve en Ecuación (2.10.5), la eficiencia comienza a disminuir significativamente para $\alpha W < 3$. Por lo tanto, no esa compensación entre las entre si ñ ras el ancho de banda y la responsividad (velocidad versus sensibilidad) de un fotodetector. A menudo, la constante de tiempo RC -RC limita el ancho de banda debido a los parásitos eléctricos. Los valores numéricos de los valores de " τ_{tr} " y " τ_{RC} " dependen del diseño del detector y pueden variar en un amplio rango.

El ancho de banda de un fotodetector se define de una manera análoga a la de un circuito RC y se le da por

$$\Delta f = [2\pi (\tau_{tr} + \tau_{RC})]^{-1}. \quad (2.10.4)$$

Por ejemplo, cuando el ancho de banda del fotodetector es inferior a 1 GHz. por debajo de 10ps para fotodetectores necesarios para los sistemas de ondas de luz que funcionan a velocidades de bits de 10 Gbps o más.

Junto con el ancho de banda y la responsividad, la corriente oscura que I_d de un fotodetector el tercer parámetro importante. Aquí, I_d es la corriente generada en un foco detector en ausencia de cualquier señal óptica y se origina a partir de luz perdida o de pares de electrones-agujero generados térmicamente. Para un buen fotodetector, la corriente oscura debe ser insignificante ($I_d < 10 \text{ nA}$).

CAPÍTULO 3: SIMULACIÓN Y RESULTADOS OBTENIDOS

3.1. Visión general de la aportación.

El presente capítulo se presentan dos escenarios de simulación de redes de comunicaciones mediante fibra óptica no lineal y lineal aplicando códigos de líneas, tales como no retorno a cero (NRZ) y retorno a cero (RZ) mediante el uso de la plataforma de simulación OptiSystem. Esta herramienta fue seleccionada porque tiene un ambiente amigable en la modelación de comunicaciones ópticas, y es muy utilizado en el ámbito investigativo. En la sección 3.2 se realiza un breve diagnóstico de las plataformas de simulación de redes de comunicaciones.

3.2. Diagnóstico de las plataformas de simulación de redes de comunicaciones.

Esta sección presenta los simuladores de red seleccionados, es decir, ns-2, ns-3, OMNET ++ y OptiSystem. Estos simuladores se seleccionan debido a su gran popularidad en la comunidad de investigación y la mayoría de los investigadores los utilizan para validar sus nuevas teorías.

3.2.1. NS-2.

Network Simulator 2 (ns-2) es un simulador de red de eventos discretos de código abierto. Se utiliza para la simulación de protocolos de red con diferentes topologías de red. Es capaz de simular redes cableadas e inalámbricas. NS-2 fue construido en C ++ y proporciona la interfaz de simulación a través de OTcl, un dialecto orientado a objetos de Tcl. El usuario describe una topología de red escribiendo scripts OTcl, y luego el programa NS principal simula esa topología con parámetros específicos. En ns-2, el animador de red (NAM) se usa para la vista gráfica de la red. ns-2 es el simulador de red más común y ampliamente utilizado para trabajos de investigación. La interfaz NAM contiene funciones de control que permiten a los usuarios reenviar, pausar, detener y reproducir la simulación. La interfaz de ns-2 se muestra en la Figura 3.1.

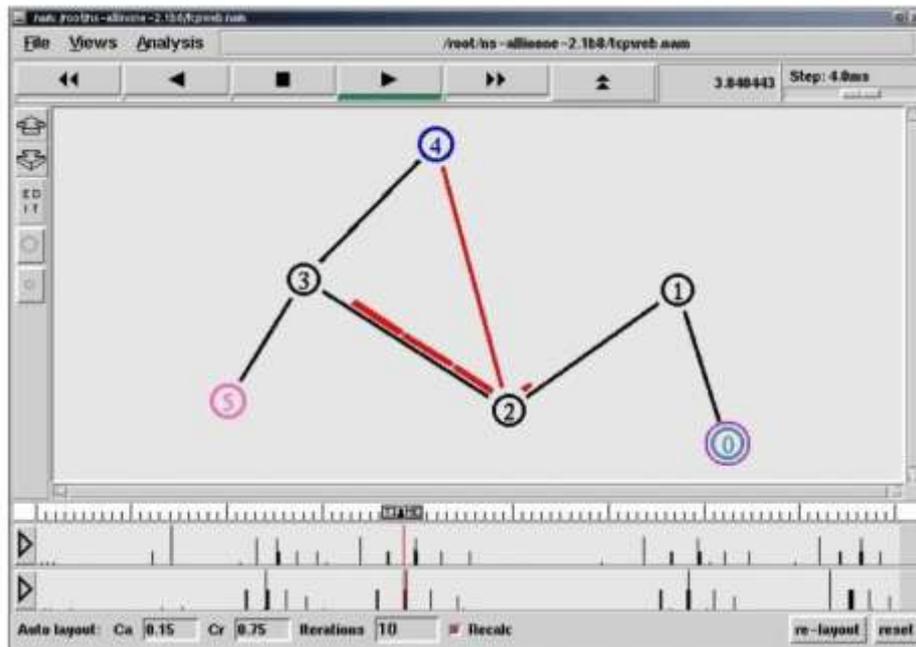


Figura 3. 1: Interfaz del simulador ns-2.

Elaborado por: AUTOR

En ns-2, se pueden definir topologías de red arbitrarias compuestas de enrutadores, enlaces y medios compartidos. Las actividades físicas de la red se procesan y se ponen en cola en forma de eventos, en un orden programado. Estos eventos se procesan según el tiempo programado que aumenta junto con el procesamiento de eventos. Sin embargo, la simulación no es en tiempo real; se considera virtual.

3.2.2. NS-3.

El proyecto ns-3 se inició a mediados de 2006 y todavía está en desarrollo. Al igual que ns-2, ns-3 es un simulador de red de eventos discretos de código abierto. ns-3 se considera un reemplazo de ns-2, no una extensión [14]. Al igual que ns-2, no tiene una API OTcl. Está escrito en lenguaje C++ y python. La última versión de ns-3 es ns-3.10 que admite simulación paralela y tiene un conjunto de características mejoradas. Además, las simulaciones de red ns-3 se pueden implementar en C++ puro, mientras que algunas partes de la simulación también se pueden escribir usando Python. La interfaz ns-3 se muestra en la figura 3.2.

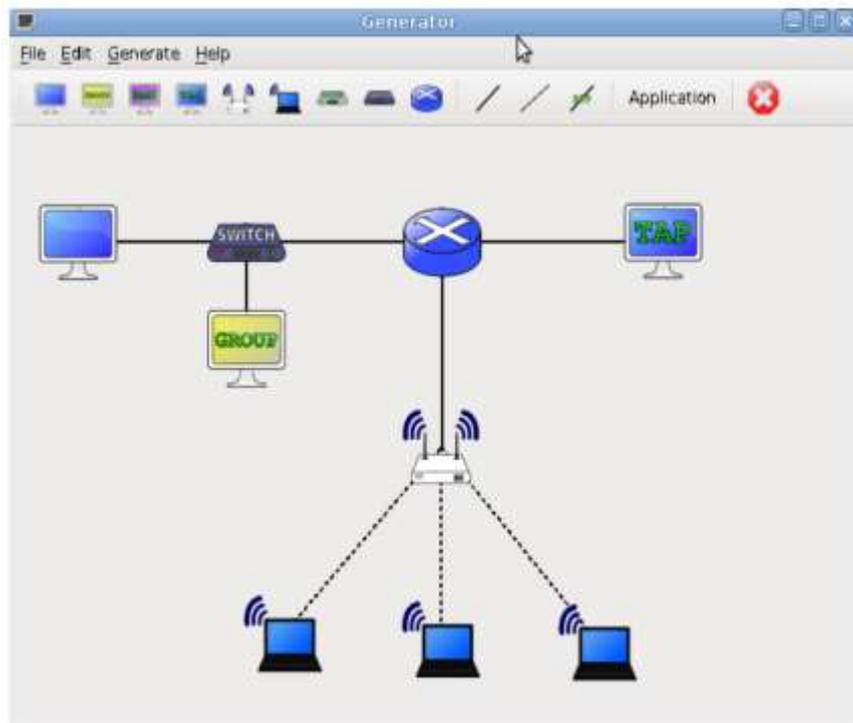


Figura 3. 2: Interfaz del simulador ns-3.

Elaborado por: AUTOR

ns-3 es compatible con sockets de simulación y emulación. También genera trazas pcap que pueden ayudar en la depuración. Para analizar el tráfico de red, se pueden utilizar herramientas estándar como Wireshark para leer archivos de rastreo. ns-3 proporciona un entorno realista y su código fuente está bien organizado.

3.2.3. OMNET++.

OMNET ++ ha estado disponible al público desde septiembre de 1997 y actualmente tiene una gran cantidad de usuarios. A diferencia de ns-2 y ns-3, OMNET ++ no solo está diseñado para simulaciones de red. Se puede utilizar para modelar multiprocesadores, sistemas de hardware distribuido y evaluación de rendimiento de sistemas de software complejos. Sin embargo, se usa más comúnmente para la simulación de redes de computadoras. OMNET ++ es un evento general discreto, marco de simulación de arquitectura abierta basado en componentes (modular). La interfaz OMNET ++ se muestra en la Figura 3.3.

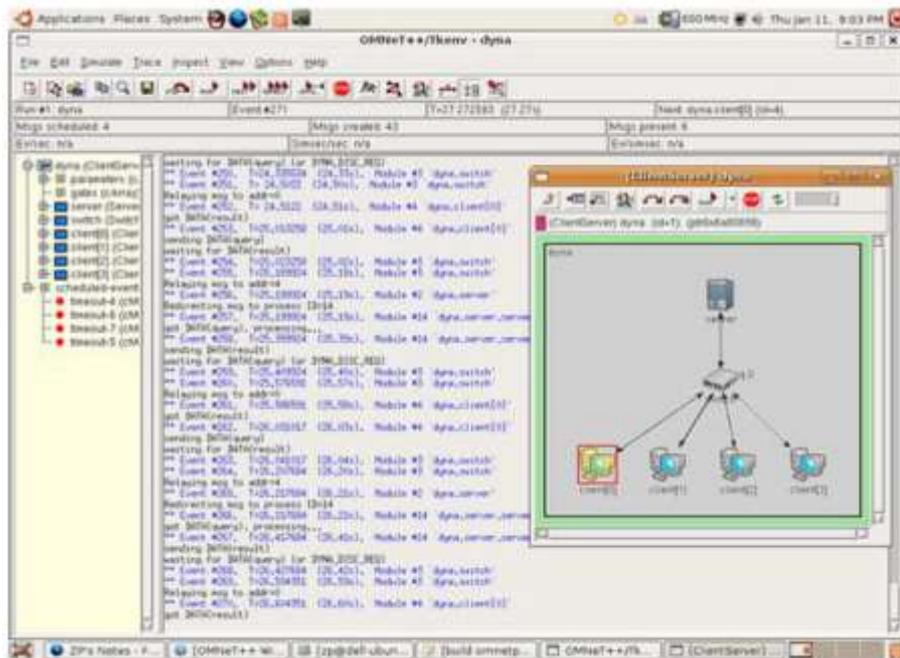


Figura 3. 3: Interfaz de simulador de OMNET ++.

Elaborado por: AUTOR

La motivación detrás del desarrollo de OMNET ++ fue producir una poderosa herramienta de simulación de eventos discretos de código abierto que pueda ser utilizada por instituciones comerciales académicas, educativas y orientadas a la investigación para la simulación de redes de computadoras, sistemas distribuidos y paralelos. Las distribuciones de OMNET ++ están disponibles tanto para sistemas UNIX como para sistemas basados en Windows. Fue desarrollado utilizando un enfoque orientado a componentes que promueve modelos estructurados y reutilizables. Además, OMNET ++ tiene una amplia interfaz gráfica de usuario (GUI) y soporte de inteligencia.

3.2.4. OptiSystem.

La última versión de OptiSystem presenta una serie de nuevas mejoras para abordar el diseño de arquitecturas de red óptica pasiva (PON) y 100 Gigabit Ethernet utilizando señales multiplexadas por división de frecuencia ortogonal (OFDM) y detección óptica coherente.

Optiwave Systems, Inc. nos había ayudado enormemente en nuestros esfuerzos por modelar sistemas de comunicaciones ópticas de espacio libre

(FSO) al proporcionar a nuestro grupo de investigación el software de simulación Optisystem 16. Optisystem 16 emuló con precisión los efectos aleatorios de la atmósfera en la propagación de un campo óptico en un medio atmosférico y permitió que las modificaciones en el sistema FSO tuvieran lugar instantáneamente. La biblioteca de visualizadores del software nos otorgó acceso a herramientas virtuales que nos permitieron obtener datos sobre parámetros críticos de nuestros diseños, como tasas de error de bits, potencia de señal transmitida y recibida, y relación señal / ruido; Los resultados de estas herramientas de visualización se utilizaron en un documento de conferencia técnica. Optisystem 16 también proporcionó una amplia biblioteca de componentes de modulación analógica y digital que se utiliza para comparar técnicas de modulación como la modulación OOK y 2-PAM. El soporte técnico de Optiwave Systems también estuvo disponible cuando ocurrió un problema técnico mientras se estaba utilizando el software, y los problemas se resolvieron en minutos. Si Optiwave Systems no nos hubiera ofrecido tan generosamente su software Optisystem 16, los datos que se habían obtenido en un corto lapso de dos meses para seis topologías FSO diferentes hubieran tomado varios meses, posiblemente un año, para adquirirlos.

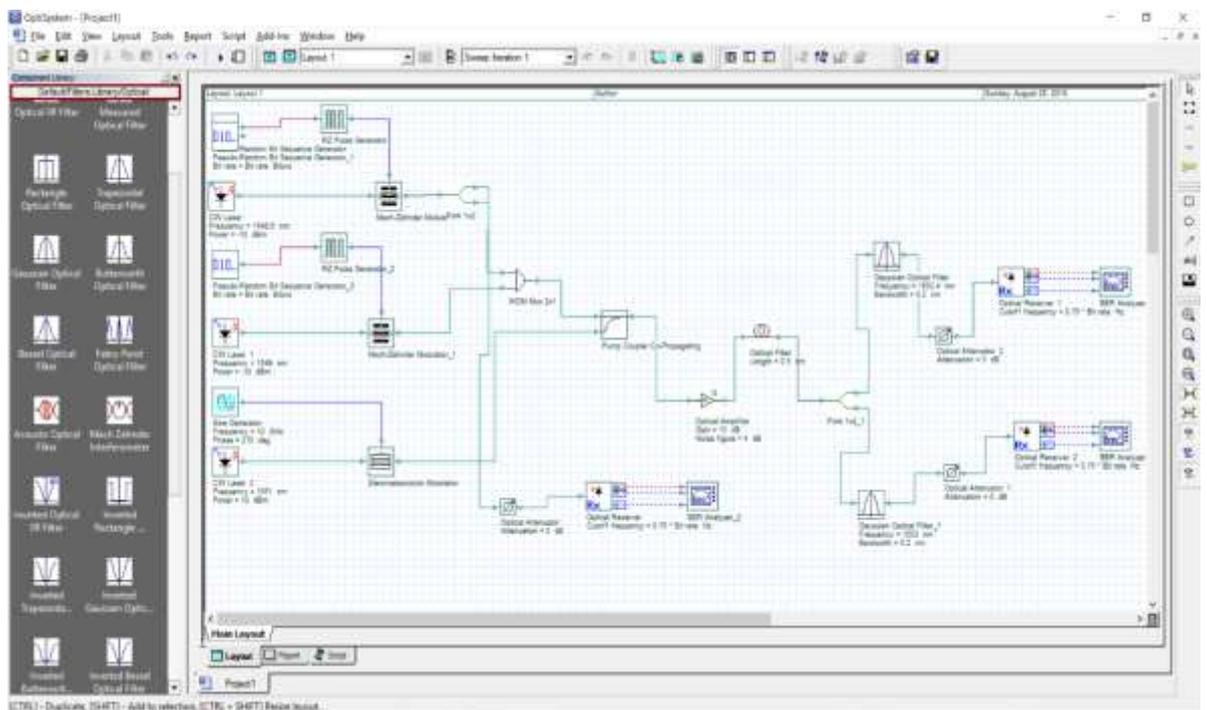


Figura 3. 4: Simulador OptiSystem, con menú de trabajo para simulaciones.

Elaborado por: AUTOR

3.3. Diseño de los escenarios de simulación sobre OptiSystem.

3.3.1. Principio de operación del escenario de simulación 1.

Como se muestra en la Fig. 3.5, el principio se basa en la mezcla de cuatro ondas (FWM), en fibra altamente no lineal. Si se controla bien la potencia, existen tres posibles efectos no lineales: (i) mezcla de cuatro ondas (FWM), (ii) modulación de fase cruzada (XPM) y modulación de ganancia cruzada (XGM). En esta investigación, se utiliza principalmente cuatro ondas (FWM). FWM, lo más probable es que ocurrirá entre (λ_p) y (λ_s) cerca de la longitud de onda de cero dispersiones. Las longitudes de onda de otros canales pueden expresarse como $\frac{1}{\lambda_s} + \frac{1}{\lambda_p} = \frac{1}{\lambda_{Li}} + \frac{1}{\lambda_{Ri}}$ (Li y Ri corresponde al i -th del lado de longitud de onda corto y larga, respectivamente). La conversión del formato NRZ a RZ, se debe utilizar al menos un canal de bomba que este modulado por la señal CLK sincronizada y los canales NRZ (λ_s). Luego, la señal modulada es amplificada por EDFA y luego se sigue a 0.5 km de longitud de fibra altamente no lineal (HNLF) con la pendiente de dispersión a $0.032 \frac{ps}{nm^2 \cdot Km}$. Las señales de salida son filtradas mediante un filtro de paso de banda óptico (BPF), entonces la salida como señales RZ.

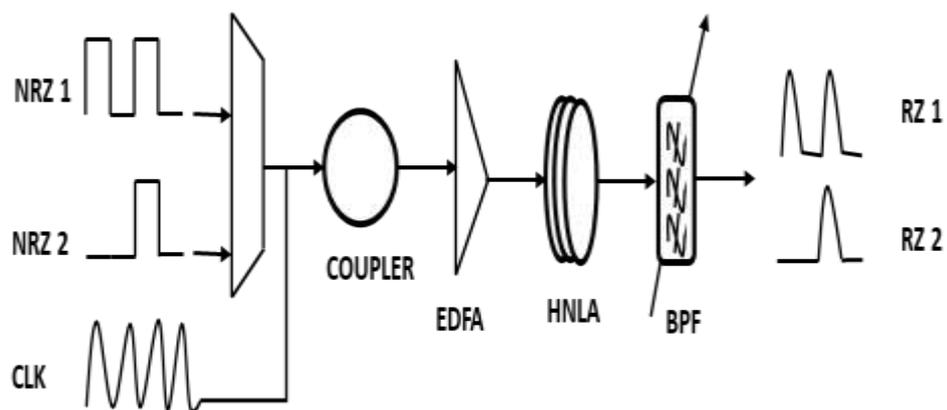


Figura 3. 5: Principio del esquema propuesto para la conversión de formato de modulación no retorno a cero (NRZ) a retorno a cero (RZ).

Elaborado por: AUTOR

3.3.2. Configuración del escenario de simulación 1.

La configuración experimental para el esquema de conversión de formato NRZ a RZ se muestra en la Fig.3.6. El láser de onda continua (Continue Wave, CW) 1 con (-10dB) en ($\lambda_{s1} = 1548.6nm$ se modula a 10 Gbps por un modulador Mach-Zehnder (MZM1) con secuencias de bits pseudoaleatorias (PRBS) para generar la primera señal NRZ-OOK. Luego, laser de onda continua (Continue Wave, CW) 2 con (-10dB) en $\lambda_{s2} = 1549nm$ es modulado a 10Gbps por un modulador Mach-Zehnder (MZM2) con secuencias de bits pseudoaleatorias (PRBS) para generar una segunda señal NRZ-OOK. El espaciado de canales entre estos canales NRZ es 0.4nm. La bomba del láser de onda continua (CW) 3 se modula en 10Gbps mediante el modulador de electro absorción (EAM) con (10dB) $\lambda_p = 1551nm$ para generar la señal de reloj de 10Ghz.

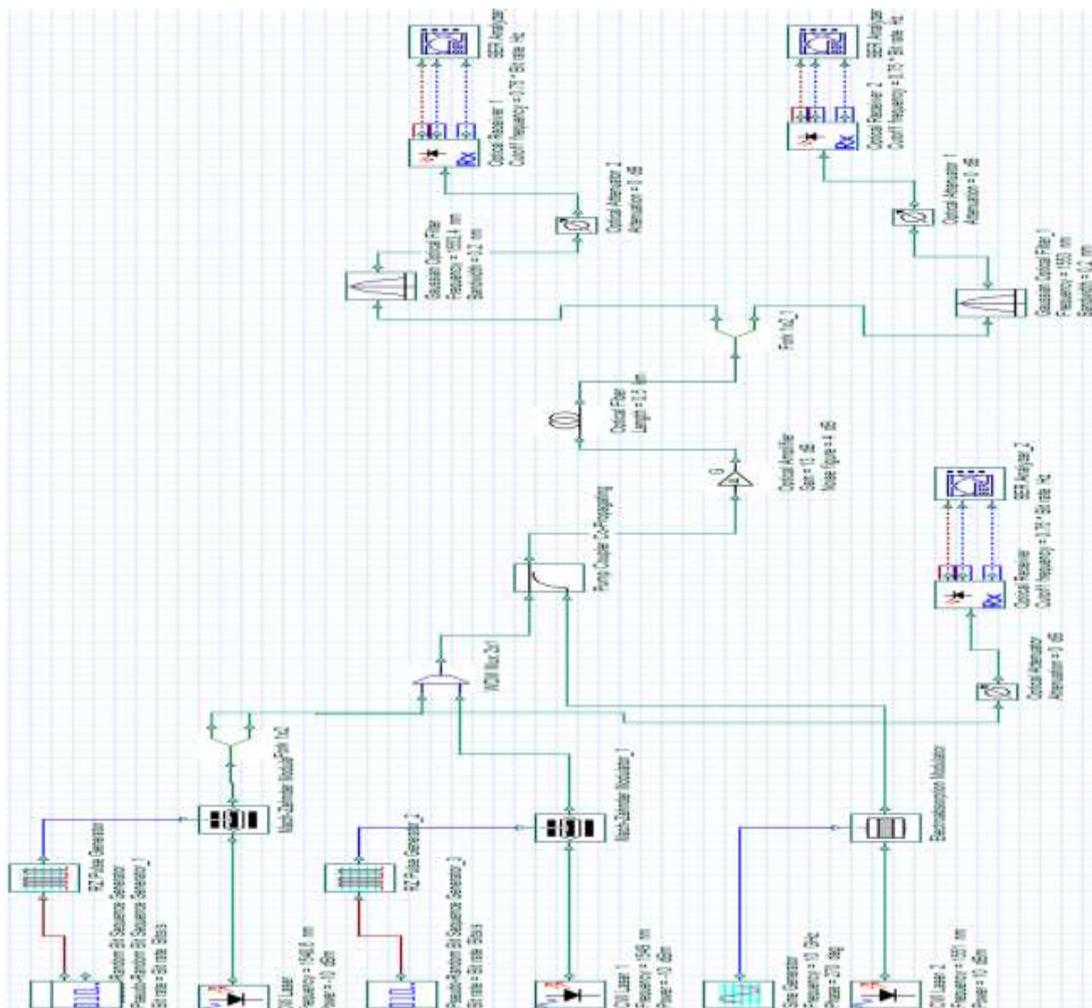


Figura 3. 6: Configuración de simulación para la conversión de formato de modulación NRZ a RZ.

Elaborado por: Autor

Por ejemplo, las señales de no retorno a cero (NRZ) de 2 canales son multiplexadas a través del multiplexor WDM 2x1. Dos canales NRZ y señal de reloj RZ son consumidas en el acoplador. Luego, amplificado con la ganancia de 13dB por amplificador de fibra dopada con erbio (EDFA) seguido de fibra altamente no lineal de 0,5km (HNLF) con la dispersión de inclinación a $0.032 \frac{ps}{k}$ y dispersión a $-\frac{0.08ps}{km}$. La señal de salida del proceso de mezcla de cuatro ondas (FWM) después de pasar a través de la fibra altamente no lineal (HNLF) es filtrado con un ancho de banda de 0.2nm a 1553.4nm y 1553 por Filtro de paso de banda (BPF1 y BPF2). Luego, salida como 2 canales Señales RZ y probado por el analizador BER. Esta ilustración es configurada con la ayuda del software optisystem.

3.3.3. Principio de operación del escenario de simulación 2.

El tema está asociado con la codificación lineal y la modulación en los canales de transmisión óptica en términos de asegurar la máxima transmisión de distancia, alto factor Q, menor BER, buenas características espectrales y presupuesto de energía del sistema, considerando los principales actores limitantes características de transición y limitaciones de la dispersión y la atenuación de la fibra, efectos no lineales y el número de secciones amplificadoras.

En la publicación se presentan y comparan los resultados de simulación del modelo realizado al transmitir señales codificadas RZ y NRZ en una línea óptica de 10 Gbps con secciones de amplificación óptica, utilizando el software OptiSystem con una longitud de la línea de fibra óptica de 100 km y 200 km. Las señales se distribuyen a través de una fibra óptica monomodo (SMF) y con amplificación óptica, teniendo en cuenta la dispersión de la velocidad de distribución del grupo, la modulación autofásica (SPM), las pérdidas de línea y la amplificación periódica al agregar el ruido de una mayor emisión espontánea amplificada (ASE).

3.3.4. Configuración del escenario de simulación 2.

Esta sección se realiza la implementación del modelo de simulación de transmisión de señales codificadas RZ y NRZ en línea óptica de 10 Gbps con secciones ópticas amplificadas

Para ello, se han desarrollado dos modelos de simulación, que se representan gráficamente en:

- Figura 3.7 - línea de transmisión óptica con señal codificada RZ;
- Figura 3.8 - línea de transmisión óptica con señal codificada NRZ.

Los parámetros básicos del modelo son los siguientes:

- Velocidad de transferencia de bits: 10 Gbps;
- Longitud de secuencia binaria: 128 bits;
- Número de muestras por bit: 128.

No hay diferencia entre ambos modelos (con codificación RZ y NRZ) en la configuración de secuencia binaria del generador PRBS:

- Forma de pulso: gaussiano;
- Relación de pulso: 0,5 bit;
- Tiempo para el crecimiento frontal del pulso: 0,15 bit;
- Tiempo de caída del borde: 0,25 bit.

Láser de modulación externa (bloque CW Laser) con frecuencia portadora $\lambda = 1550$ nm y banda de frecuencia de 0,1 MHz se utiliza como fuente óptica.

La longitud de cada sección de amplificación se establece en el bloque de fibra óptica:

- longitud de fibra óptica: 25 km;
- coeficiente de dispersión: $D = 17 \frac{ps}{nm \cdot km}$;
- pendiente de dispersión: $\frac{\partial D}{\partial \lambda} = 0,08 \frac{ps}{nm^2 \cdot km}$;
- Coeficiente de no linealidad: $\gamma = 1,31 \left(\frac{1}{km \cdot W} \right)$;

- atenuación kilométrica de fibra: $\alpha = 0,2 \frac{dB}{km}$.

Loop Control Block (en las figuras 3.5 y 3,6) simula las secciones de amplificación de la línea de transmisión óptica. Por lo tanto, la longitud total de la línea óptica estará determinada por el número de secciones amplificadas multiplicado por su longitud (25 km):

- Para la Fig. 3.7 - 8 secciones x 25 km = 200 km;
- Para la Fig. 3.8 - 4 secciones x 25 km = 100 km.

El bloque amplificador EDFA en cada sección tiene la siguiente configuración:

- Coeficiente de amplificación: 5 dB;
- Número de ruido del amplificador: 6 dB;
- Banda de frecuencia de ruido: 13 THz;
- Dispersión: $16 \frac{ps}{(nm^2 \cdot km)}$;
- Pendiente de dispersión: $0,08 \frac{ps}{(nm^2 \cdot km)}$;
- Tiempo de retraso del grupo diferencial: $0,2 \frac{ps}{km}$;
- Coeficiente de PMD: $0,5 \frac{ps}{km}$.

Las propiedades del filtro óptico de paso de banda Bessel (filtro óptico Bessel de bloque) son:

- Longitud de onda: 1550 nm;
- Ancho de banda de frecuencia: 4 x Velocidad de bits.

Propiedades del filtro Bessel de paso bajo:

- Frecuencia de corte: 0,75 x velocidad de bits;
- Atenuación máxima: 100 dB;
- Orden de filtro: 4.

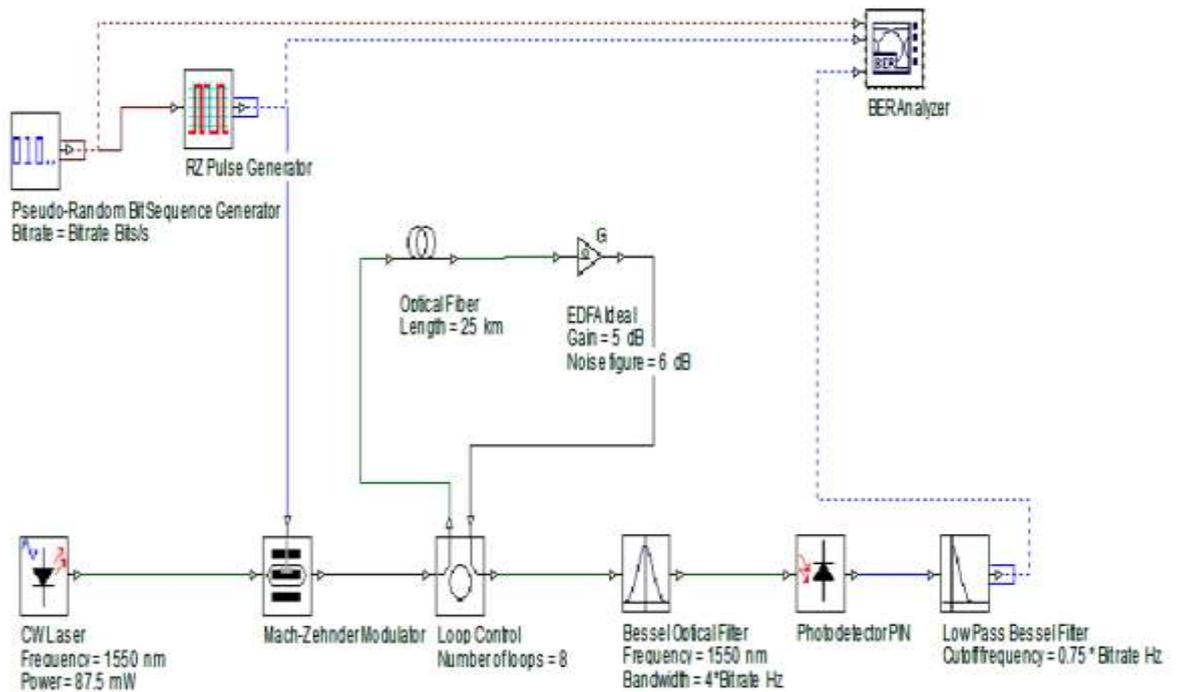


Figura 3. 7: Modelo de línea de transmisión óptica de 10 Gbps con amplificador y codificación RZ de señal.
Elaborado por: AUTOR

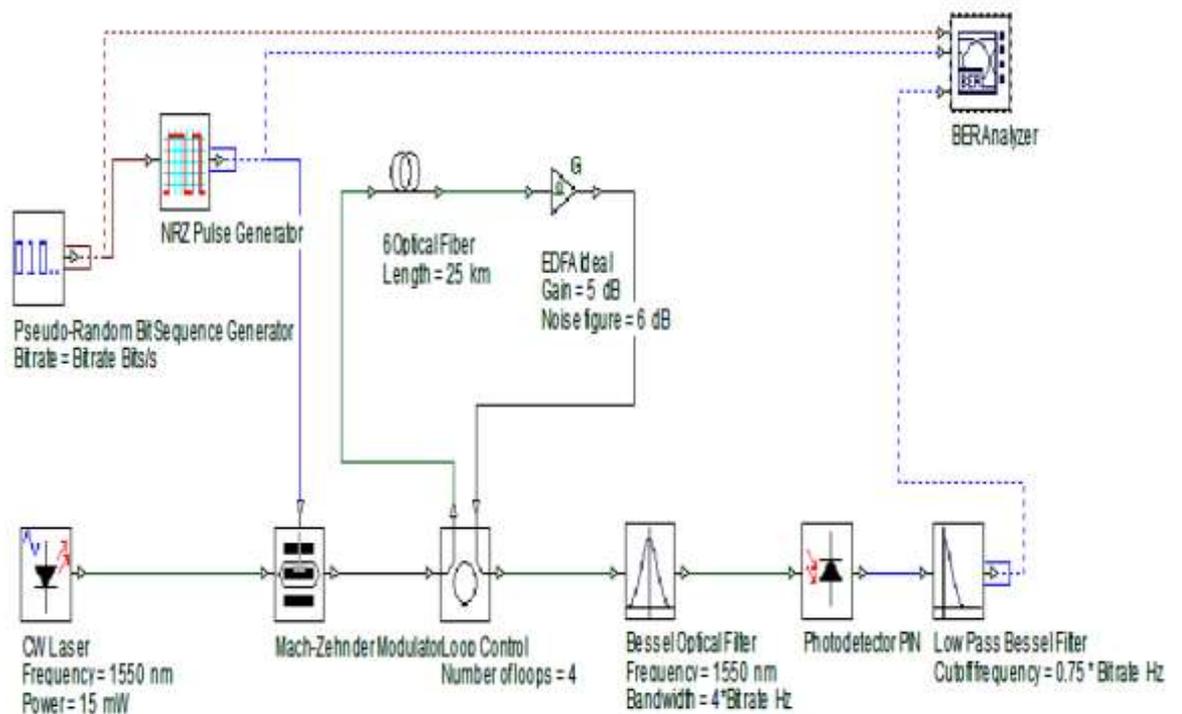


Figura 3. 8: Modelo de línea de transmisión óptica de 10 Gbps y codificación de señal NRZ.
Elaborado por: AUTOR

3.4. Análisis de los resultados obtenidos de los escenarios de simulación sobre la plataforma OptiSystem.

3.4.1. Escenario 1: Resultados y rendimiento de la mezcla de cuatro ondas (FWM).

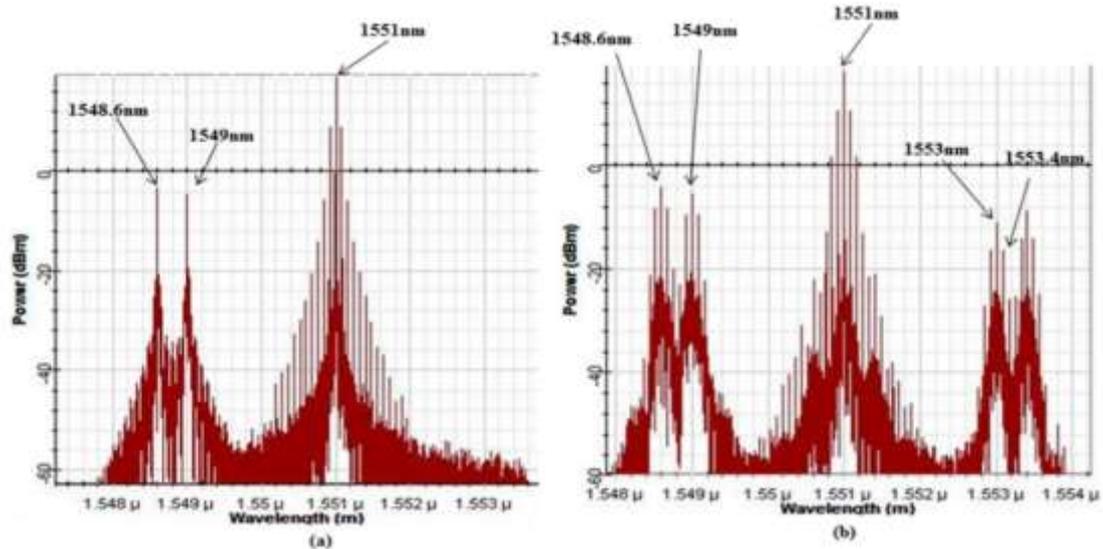


Figura 3. 9: (a) Espectros antes de HNLF, (b) Espectros después de HNLF
Elaborado por: AUTOR

En la Fig.3.9 (a) Muestra los espectros medidos antes de la fibra altamente no lineal (HNLF). Las señales NRZ originales a 1548,6nm y 1549nm y señal de bomba a 1551nm. Así también en la Figura 3.9 (b) Muestra los espectros después de HNLF. La bomba y las señales actúan como función de interruptor de compuerta AND por FWM y filtran a 1553nm y 1553.4nm con un ancho de banda de 0.2nm por filtro de paso de banda óptico. En la tabla 3.1 se tienen los valores utilizados para la simulación.

Tabla 3. 1: Valores de parámetros utilizados en la simulación

Convertidor de formato NRZ -OOK TO RZ-OOK utilizando mezcla de cuatro ondas (FWM)		
Señal 1	Longitud de Onda	1548.6 nm
	Potencia láser	-10 dB
Señal 2	Longitud de Onda	1549 nm
	Potencia láser	-10 dB
Bomba	Longitud de Onda	1549 nm
	Potencia láser	-10 dB
EDFA	Ganancia	13 dB
HNLF	Longitudes	0.5 km

	Atenuación	0.2dB/km
	Dispersión	-0.08ps/nm/km
BFP 1	Frecuencia de filtro	1553.4 nm
	Filtro de ancho de banda	0.2 nm
BFP 2	Frecuencia de filtro	1553 nm
	Filtro de ancho de banda	0.2 nm

Fuente: AUTOR

3.4.2. Conversión simultánea de formato NRZ de 2 canales a RZ mediante el uso de FWM en la fibra altamente no lineal (HNLF)

Parámetro de simulación para la conversión del formato de modulación NRZ a RZ para la mezcla de cuatro ondas (FWM), tal como se muestra en la Tabla 3.1. Figura. 3.10. (a) y (b), Muestra la forma de onda de las señales NRZ de entrada. Para obtener señales NRZ, se procede a modular a 10 Gbps mediante un modulador Mach-Zehnder (MZM) con secuencias de bits pseudoaleatorias (PRBS). Fig. 3.10. (c) y (d), muestran la forma de onda de las señales RZ de salida después de filtrar por el filtro de paso banda óptico (BPF) a 1553nm y 1553.4nm, respectivamente.

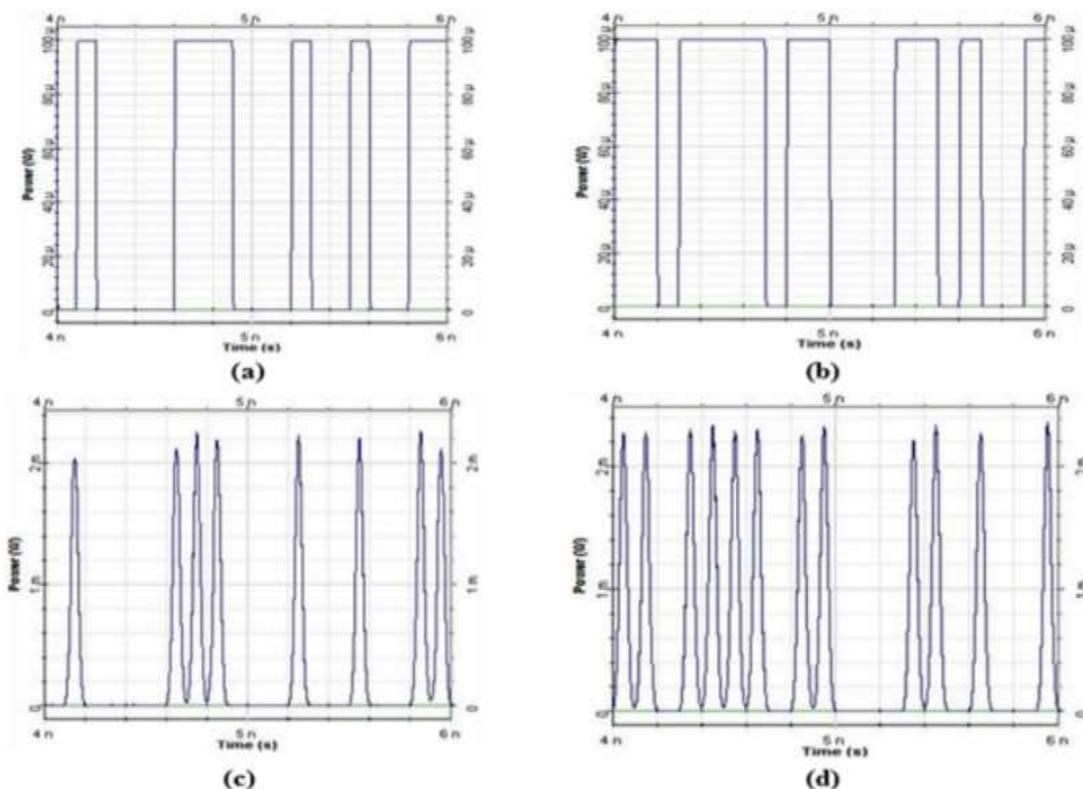


Figura 3. 10: forma de onda medida de NRZ a RZ (a) entrada de señal NRZ a 1548,6 nm, (b) entrada de señal NRZ a 1549 nm, (c) señal filtrada de RZ a 1553 nm, (d) señal filtrada de RZ a 1553,4 nm.

Elaborado por: AUTOR

La Figura 3.11 (a), (b) y (c) muestra el diagrama de la conversión del formato de ondulación NRZ a RZ a 10 Gbps mediante la mezcla de cuatro ondas (FWM) en fibra altamente no lineal (HNLF). La potencia de tres señales debe ser del mismo nivel para compararse entre sí. Cuanto mayor es el factor Q, mejor es el sistema. El diagrama del ojo de la señal RZ de dos salidas obtiene mejores resultados

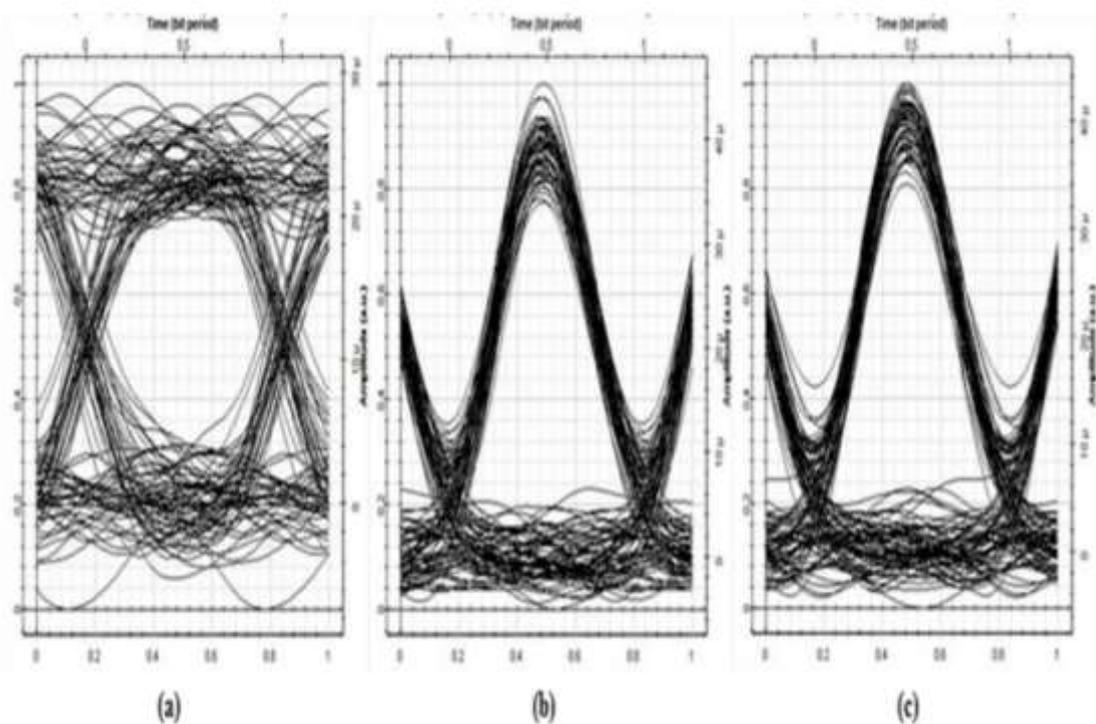


Figura 3. 11: Diagrama de ojo para (a) señal de entrada NRZ, (b) señal RZ convertida a 1553nm , (c) señal RZ convertida a $1553,4\text{ nm}$.

Elaborado por: AUTOR

que la señal NRZ consecutiva debido al aumento del rendimiento ocular. Figura 3.12. Muestra la medición de la tasa de error en bit (BER) de la mezcla de cuatro ondas en un método altamente no lineal fibra (HNLF). La sensibilidad del receptor de las señales RZ convertidas en el BER tiene una penalización de potencia negativa de 1.8dB para el primer canal y 2dB para el segundo canal, respectivamente.

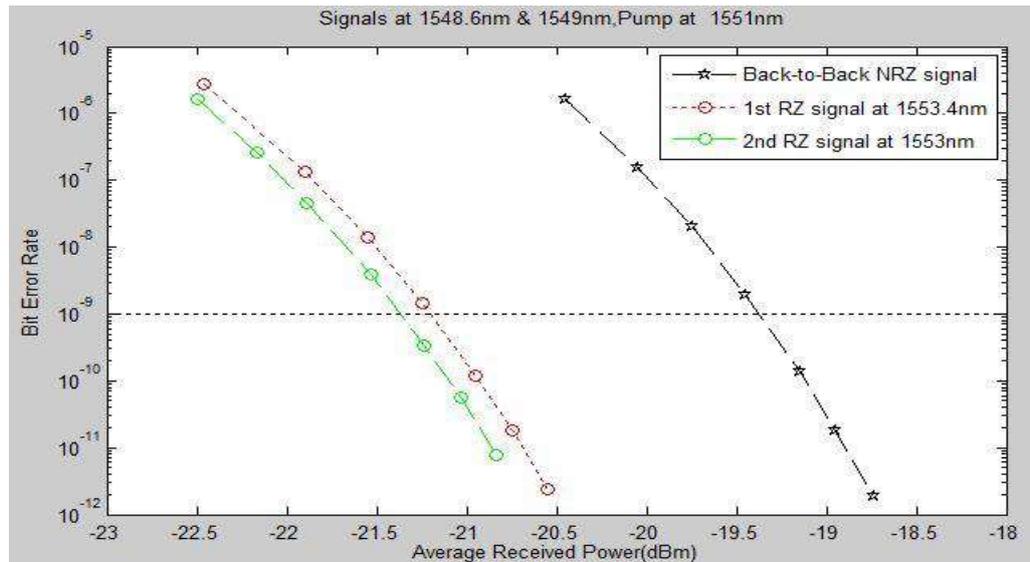


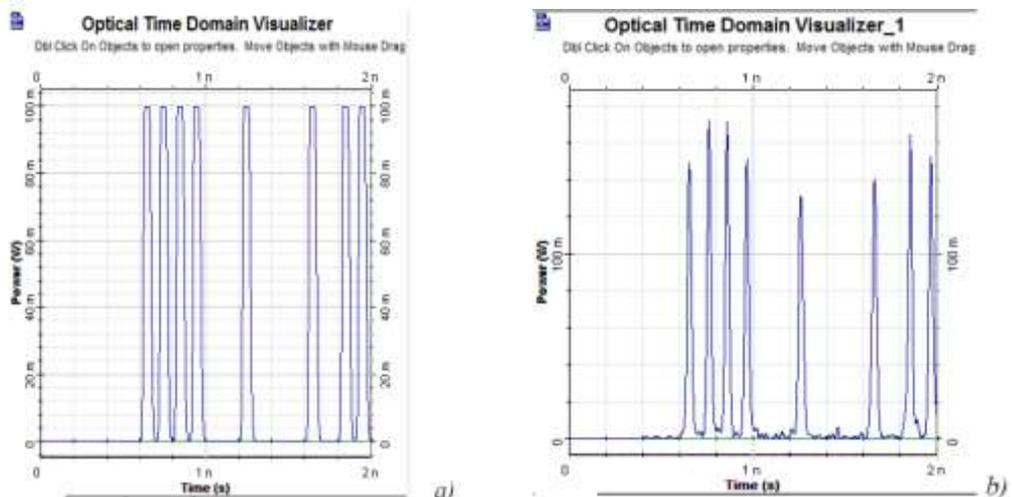
Figura 3. 12: BER medido de la señal RZ convertida y de la señal NRZ consecutiva utilizando mezcla de cuatro ondas (FWM) en fibra altamente no lineal (HNLF).

Elaborado por: AUTOR

3.4.3. Estudio y análisis de transmisión de señales codificadas RZ y NRZ en línea óptica de 10 Gbps con secciones de amplificación óptica

Basado en el modelo estudiado para la transmisión de señales codificadas RZ y NRZ en línea óptica de 10 Gbps, aquí Se presentan los resultados de diferentes simulaciones, comparaciones y análisis.

Los resultados en la transmisión de señales codificadas RZ se muestran en la Figura. 3.13 y los resultados para las señales codificadas NRZ - en la Figura. 3.14



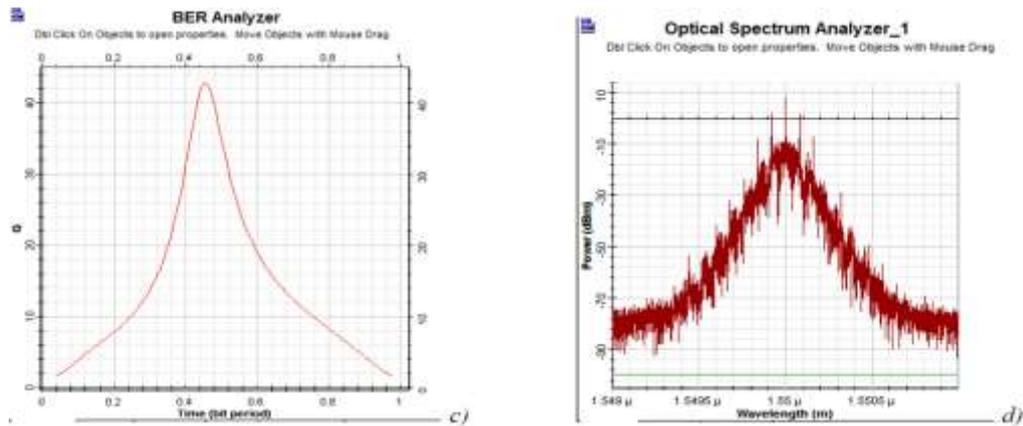


Figura 3. 13: Transmisión de señales ópticas codificadas RZ a lo largo de una línea óptica de 10 Gbps con una longitud de 100 km: a) Diagrama de tiempo de la señal óptica transmitida, b) Diagrama de tiempo de la señal óptica recibida, c) Factor Q y d) espectro óptico

Elaborado por: AUTOR

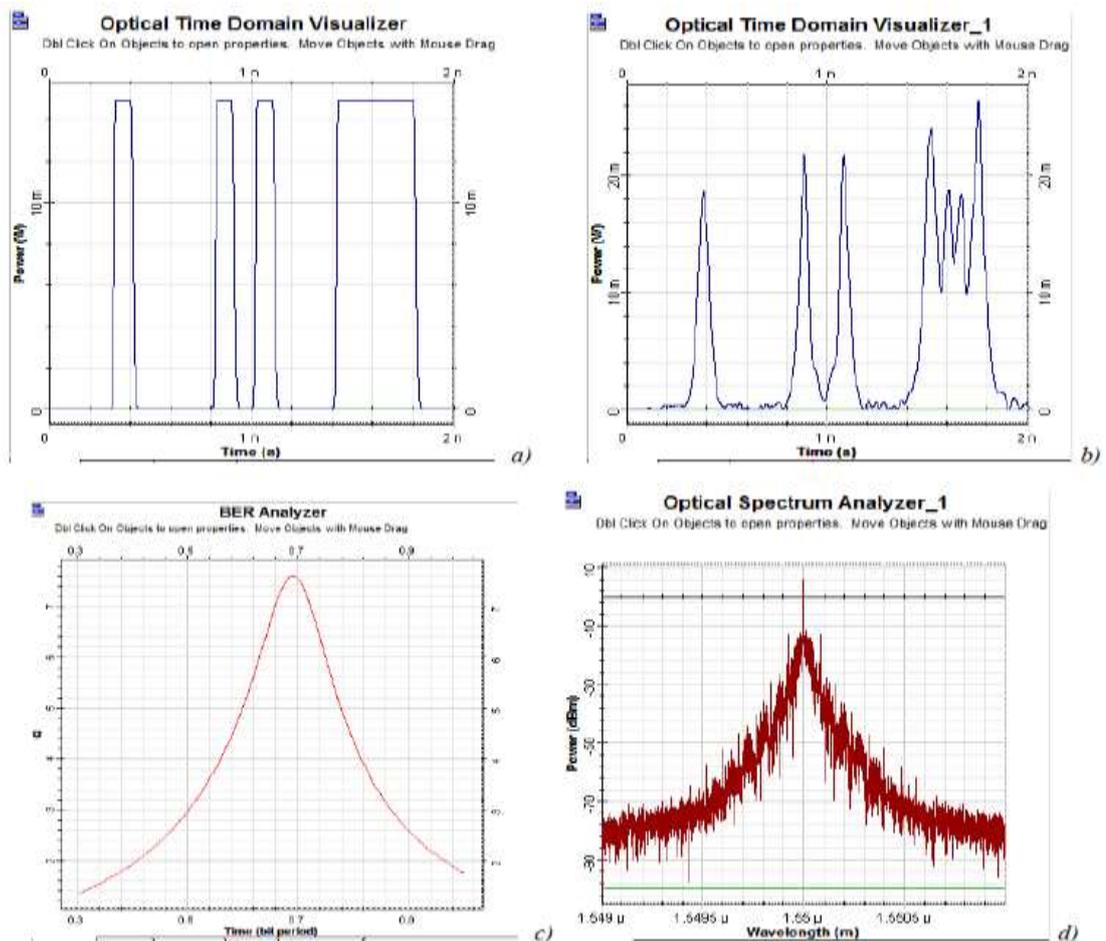


Figura 3. 14: Transmisión de señales ópticas codificadas NRZ a lo largo de una línea óptica de 10 Gb con una longitud de 100 km: a) diagrama de tiempo de la señal óptica transmitida, (b) diagrama de tiempo de la señal óptica recibida, (c) factor Q y, (d) espectro óptico.

Elaborado por: AUTOR

Todos los resultados obtenidos de la simulación y presentados aquí están relacionados mediante la comparación de su comportamiento en el sistema durante la transmisión de señales codificadas RZ y NRZ. La comparación se realiza bajo las siguientes condiciones:

- Con respecto al caso de la codificación RZ, la relación de pulso es igual a 0,5, mientras que la fuente óptica la potencia es 87,5 mW;
- La fuente de alimentación óptica es de 15 mW en el caso de la codificación NRZ.

La figura 3.15 presenta los patrones oculares para señales ópticas, modulados por dos formas de codificación para 100 km ópticos longitud de línea (4 secciones de amplificación) a una velocidad de transmisión de 10 Gbps a lo largo de fibra óptica monomodo.

La figura 3.16 presenta patrones oculares para señales ópticas, modulados por dos formas de codificación para 200 km ópticos longitud de línea (8 secciones de amplificación) a una velocidad de transmisión de 10 Gbps a lo largo de fibra óptica monomodo.

Al comparar las figuras 3.15 y 3.16, es evidente que en el caso del número duplicado de amplificación secciones:

- El factor Q en la codificación RZ de señales ópticas se deteriora de 42,9 con 100 km de longitud (transmisión sin error de señales ópticas, es decir caso óptimo) a 6,8 con una longitud de línea óptica de 200 km ($BER = 3,22 \cdot 10^{-12}$ - aproximadamente igual).
- El factor Q en la codificación NRZ de señales ópticas es 7,8 con una longitud de línea de 100 km ($BER = 1,41 \cdot 10^{-14}$ - menor que el valor máximo permitido), mientras que, con una longitud de línea de 200 km, los efectos no lineales y la atenuación causan bastantes errores en la unidad de autorización que hacen imposible la comunicación.

Además de la presentación de resultados, vale la pena mencionar que la fuente de alimentación óptica seleccionada durante la codificación RZ es 87,5 mW mientras que con NRZ La codificación de la potencia seleccionada es de 15 mW, que se basa en la optimización de potencia con el objetivo de factor Q máximo. Para todos los demás valores de potencia se obtendrá un factor Q más pobre debido al gran impacto de la atenuación a baja potencia de entrada y también debido al gran impacto de las no linealidades a una mayor potencia de entrada.

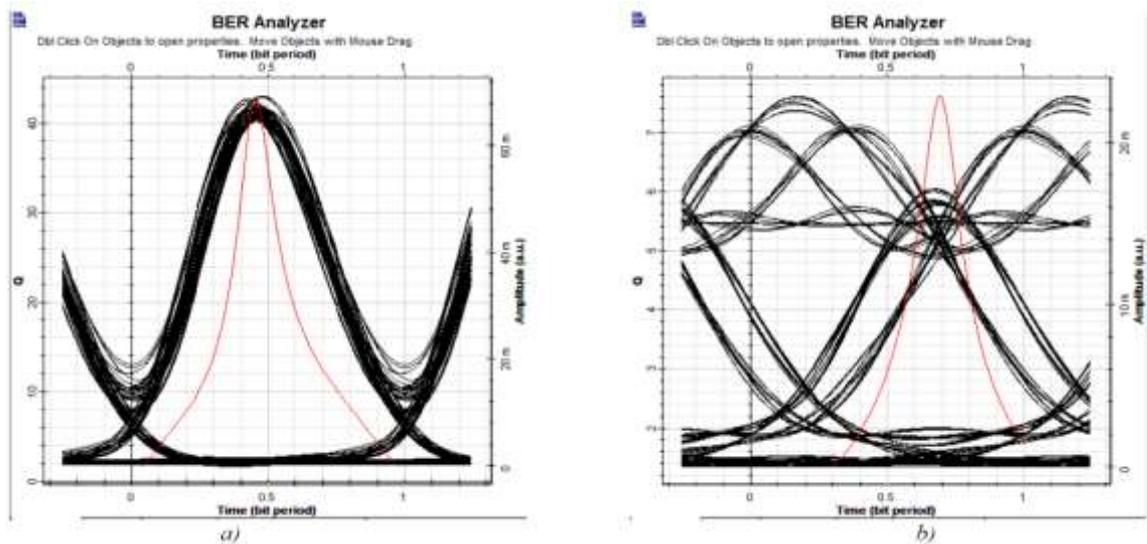


Figura 3. 15: Patrones oculares de las señales ópticas recibidas para la línea óptica de 10 Gbps con una longitud de 100 km durante la codificación (a) RZ y (b) codificación NRZ.

Elaborado por: AUTOR

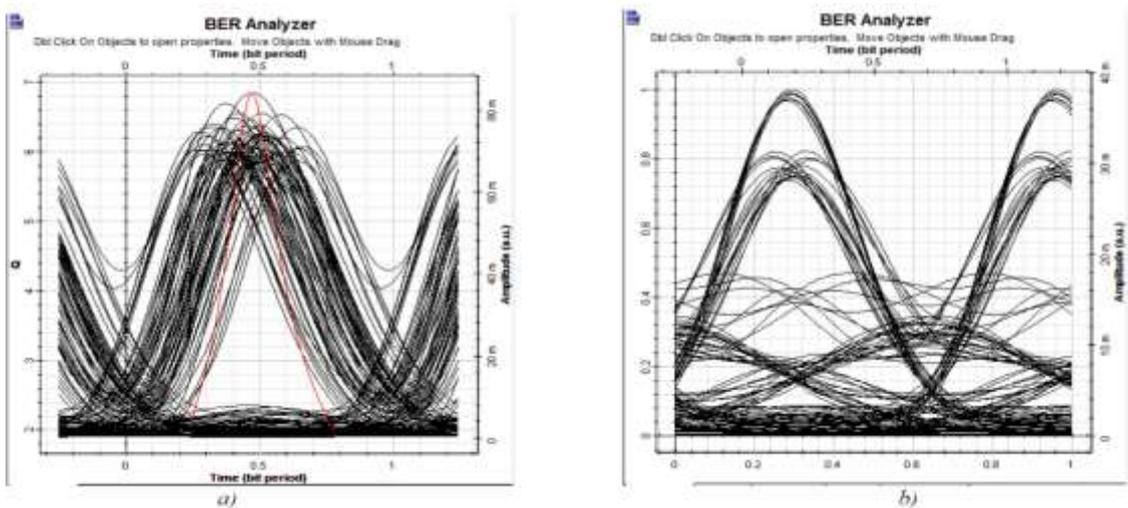


Figura 3. 16: Patrones oculares de las señales ópticas recibidas para la línea óptica de 10 Gbps con una longitud de 100 km durante la codificación (a) RZ y (b) codificación NRZ.

Elaborado por: AUTOR

CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

4.1. Conclusiones.

- En las redes ópticas, se eligen diferentes formatos de modulación según el tamaño de la red y la velocidad de bits. En esta investigación, la conversión del formato de modulación NRZ a RZ se basa principalmente en el efecto no lineal, como la mezcla de cuatro ondas (FWM) en fibra altamente no lineal. La señal RZ resultante mediante el uso de FWM obtiene un mejor rendimiento que la señal NRZ original cuando se prueba en el analizador BER. En esta investigación, la conversión de formato de modulación OOK (NRZ a RZ) se ha ilustrado completamente con resultados de simulación con la ayuda del software Optisystem.
- El receptor óptico en el canal de comunicación óptica se caracteriza por un cierto umbral de sensibilidad, que a su vez asegura un valor mínimo de BER. Cuando el nivel de potencia óptica recibida está por debajo de ese valor umbral, la apertura del patrón ocular es mínima, en otras palabras, el dispositivo de autorización no puede tomar la decisión correcta, lo que dará como resultado una BER más baja (demasiados errores). En la práctica, esto significa que no habrá comunicación.
- La provisión de una mayor potencia de entrada no necesariamente garantizará mejores resultados. Con niveles demasiado altos de la potencia recibida por el receptor óptico, el fotodetector puede saturarse, lo que a su vez puede conducir al modo de restricción, desviaciones no lineales y deterioro de la BER.
- El software optisystem mantiene la mayor parte de herramientas de mediciones a nivel de los sistemas de transmisión de fibra óptica, que los software NS2, NS3 y OMNET ++, los cuales son explicados en los numerales 3.2.1, 3.2.2 y 3.2.3.

4.2. Recomendaciones.

A continuación, se recomienda los siguientes trabajos a futuros:

- El problema que se detectó en las simulaciones se puede resolver mediante la inclusión de un atenuador óptico en la entrada del receptor óptico y sintonizando la potencia óptica recibida dentro de los límites requeridos.

- Reconocimiento de modulación de señales PSK y QAM basadas en análisis del espectro envolvente.

- Evaluación de los efectos no lineales en los sistemas WDM.

- Evaluar la transmisión de datos superiores a 40Gbps, y analizar su comportamiento frente a los efectos no lineales con diferentes formatos de modulación.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Agrawal, G. P. (2005). *Lightwave technology: Telecommunication systems*. Hoboken, N.J: Wiley-Interscience.
- Bertrán Albertí, E. (2006). *Procesado digital de señales: Fundamentos para comunicaciones y control*. Barcelona: Universidad Politécnica de Cataluña.
- Black, U. D. (1987). *Redes de transmisión de datos y proceso distribuido*. Madrid: Díaz de Santos.
- Bruno, J. S. (2019). *Algoritmos y arquitecturas hardware para la implementación de OFDM en sistemas de comunicaciones ópticos* (Universitat Politècnica de València). <https://doi.org/10.4995/Thesis/10251/119988>
- Burbano, S., & Burbano, E. (s/f). *Física General* (32a ed.). Recuperado de <https://books.google.com.ec/books?id=BWgSWTYofilC&pg=PA557&dq=Ecuaciones+de+Maxwell&hl=es&sa=X&ved=0ahUKEwjD0OX8npXkAhVLo1kKHVqYDNQQ6AEIJzAA#v=onepage&q=Ecuaciones%20de%20Maxwell&f=false>
- Headley, C., & Agrawal, G. P. (Eds.). (2005). *Raman amplification in fiber optical communication systems*. Amsterdam; Boston: Elsevier Academic Press.
- Jones, V. (2003). Communication systems and technology [Academic Web]. Recuperado el 23 de junio de 2019, de Engineering Sciences website: http://people.seas.harvard.edu/~jones/cscie129/nu_lectures/lecture10/lecture_10.html
- Molina Robles, F. J. (2014). *Implantación de los elementos de la red local*. Recuperado de <http://public.eblib.com/choice/publicfullrecord.aspx?p=3228481>

- Promax. (2014, enero 31). HISTORIA DE LA FIBRA ÓPTICA (II): Evolución. Recuperado el 23 de junio de 2019, de El Blog de Promax website: <https://blogdepromax.wordpress.com/2014/01/31/historia-de-la-fibra-optica-ii-evolucion/>
- Proyecto Media. (2007). Radio—La tecnología radiofónica [Educación virtual]. Recuperado el 22 de junio de 2019, de Recursos TIC website: <http://recursostic.educacion.es/comunicacion/media/version/v1/accesibilidad.php?c=&inc=radio&blk=2&pag=2>
- Santos González, M. (2014). *Diseño de redes telemáticas*. Recuperado de <http://public.eblib.com/choice/publicfullrecord.aspx?p=3229018>
- Sanz, F., & Manzanares, J. A. (1991). *El laser de semiconductor*. 2, 382–390.
- Smith, H. D., Suárez de Vivero, J. L., & Agardy, T. (Eds.). (2016). *Routledge handbook of ocean resources and management*. London ; New York: Routledge, Taylor & Francis Group.
- Strobel, O., & Lubkoll, J. (2010). Fiber-optic communication—An overview. *2010 20th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*, 16–20. <https://doi.org/10.1109/CRMICO.2010.5632426>
- Superior. (2015). Planificación y Administración de Redes. Recuperado el 25 de junio de 2019, de Wikilibros website: https://es.wikibooks.org/wiki/Planificaci%C3%B3n_y_Administraci%C3%B3n_de_Redde/Tema_3/Texto_completo
- Vergara, M., & Huidobro, J. M. (2016). *Las tecnologías que cambiaron la historia: El apasionante viaje desde la telegrafía hasta el mundo digital*. Barcelona; Madrid: Ariel : Fundación Telefónica.

DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **Álvarez Ruiz, Álvaro Geovanny** con C.C: # 0918075060 autor del Trabajo de Titulación: “**Análisis y simulación de la no linealidad de la fibra óptica en el rendimiento de la codificación de línea NRZ y RZ para enlaces de alta velocidad de transmisión**”, previo a la obtención del título de **Ingeniero 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, 12 de septiembre del 2019

f. _____

Nombre: Álvarez Ruiz, Álvaro Geovanny

C.C: 0918075060



REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	"Análisis y simulación de la no linealidad de la fibra óptica en el rendimiento de la codificación de línea NRZ y RZ para enlaces de alta velocidad de transmisión".		
AUTOR(ES)	Álvarez Ruiz, Álvaro Geovanny		
REVISOR(ES)/TUTOR(ES)	Romero Rosero, Carlos Bolívar		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo		
CARRERA:	Ingeniería en Telecomunicaciones		
TITULO OBTENIDO:	Ingeniero en Telecomunicaciones		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	12 de septiembre del 2019	No. DE PÁGINAS:	102
ÁREAS TEMÁTICAS:	Sistemas de Transmisión, Networking, Enlaces de fibra óptica		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	FIBRA OPTICA, NRZ, RZ, OPTISYSTEM, CODIFICACION LINEAL, AMPLIFICADORES, BER, SPM, SMF, FACTOR Q.		
RESUMEN/ABSTRACT:	<p>El tema está asociado con la codificación lineal y la modulación en los canales de transmisión óptica en términos de asegurar la máxima transmisión de distancia y que tenga un alto factor Q, menor BER, con características espectrales y presupuesto de energía del sistema, considerando también los principales factores limitantes tanto en sistema de transición y limitaciones de la dispersión y la atenuación de la fibra óptica, los efectos no lineales y el número de secciones amplificadoras. Se realiza la comparación de los resultados de la simulación del modelo realizado al transmitir señales codificadas de línea en RZ y NRZ del segmento de la fibra óptica en la transmisión de 10 Gbps con secciones de amplificación óptica, utilizando el software OptiSystem con una longitud de la línea de fibra óptica de 100 km y 200 km. Las señales se distribuyen a través de una fibra óptica monomodo (SMF) y con amplificación óptica, teniendo en cuenta la dispersión de la velocidad de distribución del grupo, la modulación auto fásica (SPM), y las pérdidas de línea y la amplificación periódica al agregar el ruido de una mayor emisión espontánea amplificada.</p>		
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: +593-9-97572613	E-mail: agalvarez1984@gmail.com	
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN: COORDINADOR DEL PROCESO DE UTE	Nombre: Palacios Meléndez Edwin Fernando		
	Teléfono: +593-9-67608298		
	E-mail: edwin.palacios@cu.ucsg.edu.ec		
SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA			
Nº. DE REGISTRO (en base a datos):			
Nº. DE CLASIFICACIÓN:			
DIRECCIÓN URL (tesis en la web):			