



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

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

TEMA:

**Análisis de rendimiento de la técnica de multiplexación OFDM para
sistemas RoF utilizando OptiSystem**

AUTOR:

Díaz Ortega, Jorge Alejandro

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

TUTOR:

M. Sc. Palacios Meléndez, Edwin Fernando

Guayaquil, Ecuador

13 de Marzo 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.
Díaz Ortega, Jorge Alejandro como requerimiento para la obtención del
título de **INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**.

TUTOR

M. Sc. Palacios Meléndez, Edwin Fernando

DIRECTOR DE CARRERA

M. Sc. Heras Sánchez, Miguel Armando

Guayaquil, a los 13 días del mes de marzo del año 2019



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

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

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, **Díaz Ortega, Jorge Alejandro**

DECLARÓ QUE:

El trabajo de titulación “**Análisis de rendimiento de la técnica de multiplexación OFDM para sistemas RoF utilizando OptiSystem**” 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, a los 13 días del mes de marzo del año 2019

EL AUTOR

DÍAZ ORTEGA, JORGE ALEJANDRO



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

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

AUTORIZACIÓN

Yo, Díaz Ortega, Jorge Alejandro

Autorizó a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación: “**Análisis de rendimiento de la técnica de multiplexación OFDM para sistemas RoF utilizando OptiSystem**”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, a los 13 días del mes de marzo del año 2019

EL AUTOR

DÍAZ ORTEGA, JORGE ALEJANDRO

REPORTE DE URKUND

The screenshot displays the Urkund software interface. The top-left pane shows document metadata: 'Documento: Jorge_Ortega_TI_2016.docx (D48333692)', 'Presentado: 2019-02-25 21:45 (-05:00)', 'Presentado por: aiejandrodiaz_95@hotmail.com', 'Recibido: edwin.palacios.ucig@analysis.orkund.com', and 'Mensaje: Revisar [Mostrar el mensaje completo](#)'. A yellow bar indicates '2% de estas 30 páginas, se componen de texto presente en 1 fuentes.' The top-right pane, titled 'Lista de fuentes', shows a table with columns 'Categoría' and 'Enlace/nombre de archivo', containing one entry: 'Tribuación Christian Pazan.docx.docx'. The bottom section shows two side-by-side document preview panes. The left pane, titled '70%', shows the document content: 'UNIVERSIDAD CATOLICA DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL', 'FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES', 'TEMA: Análisis de rendimiento de la técnica de multiplexación OFDM para sistemas RoF utilizando OptiSystem', 'AUTOR: Diaz Ortega, Jorge Alejandro', 'Trabajo de Titulación previo a la obtención del título de INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES', 'TUTOR: Palacios Meléndez, Edwin Fernando', and 'Guayaquil, Ecuador'. The right pane, titled '70%', shows the document's source information: 'Archivo de registro Urkund: Universidad Católica de Santiago de Guayaquil / ALBAI_Titulacion.docx', 'UNIVERSIDAD CATOLICA DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL', 'FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES', 'TEMA: Análisis de rendimiento de métricas en el modelado del sistema de radio sobre fibra (ROF) utilizando OptiSystem.', 'AUTOR: Alban López, Edison Vicente', 'Trabajo de Titulación previo a la obtención del título de INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES', 'TUTOR: M. Sc. Romero Rosero, Carlos Bolívar', and 'Guayaquil, Ecuador'. The bottom toolbar includes icons for navigation and actions like '1 Advertencias', 'Reiniciar', 'Exportar', and 'Compartir'.

DEDICATORIA

Este trabajo va dedicado especialmente a Dios y a mis padres que han sido un gran pilar y apoyo en el transcurso de mi formación académica, en lo cual siempre me han inculcado valores y las ganas de salir adelante y nunca rendirse, sobre todo me han enseñado que todo trabajo duro tiene sus recompensas.

A mi familia, a mis abuelos, tíos, primos, hermanos que me apoyado directamente e indirectamente, que han sido indispensable durante mi vida en momentos buenos como difíciles.

A mis docentes, amigos que de una u otra manera formaron parte de mi vida conociendo mis metas y objetivos, ayudándome con sus experiencias y aprendizajes para lograr ser una mejor persona y a la vez un excelente profesional.

EL AUTOR

DÍAZ ORTEGA, JORGE ALEJANDRO

AGRADECIMIENTO

Agradezco a Dios primeramente, por guiarme en este largo camino, por bendecirme en cada momento y llevarme a culminar esta etapa de mi vida.

A mis padres, por siempre brindarme su ayuda incondicional y haberme brindado los mejores valores y educación que he podido recibir, por cada esfuerzo que hicieron, por cada momento difícil que estuvieron ahí.

A mis abuelos, hermanos, familiares que estuvieron pendientes en el transcurso de mi formación académica y que estuvieron ahí cuando más los necesite.

A mi tutor, El Ing. Edwin Fernando Palacios, por ser antes que un docente un amigo, por su tolerancia y dedicación en el desarrollo de mi trabajo de titulación.

A mis docentes por guiarme en esta etapa universitaria y por brindarme sus conocimientos para ponerlas en prácticas en el ámbito laboral.

EL AUTOR

DÍAZ ORTEGA, JORGE ALEJANDRO



**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 JESÚS
DECANO

f. _____

M. Sc. ZAMORA CEDEÑO, NÉSTOR ARMANDO
COORDINADOR DE ÁREA

f. _____

M. Sc. PACHECO BOHORQUEZ, HECTOR IGNACIO
OPONENTE

Índice General

Índice de Figuras	XI
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	2
1.1. Introducción.....	2
1.2. Antecedentes.	3
1.3. Definición del Problema.....	4
1.4. Justificación del Problema.....	4
1.5. Objetivos del Problema de Investigación.....	4
1.5.1. Objetivo General.....	4
1.5.2. Objetivos Específicos.	4
1.6. Hipótesis.....	5
1.7. Metodología de investigación	5
2.1. Técnicas de radio sobre fibra.	6
2.2. Modulación directa	7
2.3. Modulación externa	11
2.4. Beneficios y limitaciones de la tecnología RoF	19
2.5. Degradación de la potencia de RF debido a la dispersión cromática en sistemas IM-DD con modulación DSB-C.....	23
2.6. Aplicaciones de la tecnología RoF	26
2.7. Sistemas de antenas distribuidas.....	26
2.8. Formas de haz de antenas.....	28
2.9. Mejora de las redes de televisión por cable	29
2.10. Revisión de OFDM	30
2.11. Sistemas de modulación de portadora única y multiportadora	31
2.12. Principios OFDM	34
2.13. Representación matemática de una señal OFDM.....	36
2.14. Implementaciones del sistema OFDM.....	36
2.15. Desventajas OFDM	44
2.16. Relación de potencia pico a promedio de señales OFDM.....	44
CAPÍTULO 3: SIMULACION Y RESULTADOS OBTENIDOS	46
3.1. Esquemas de multiplexación en RoF	46
3.1.1. Multiplexación por división de forma de onda (WDM).....	46
3.1.2. Multiplexación de subportadoras (SCM).....	47

3.2.	Técnica OFDM	48
3.3.	Diseño de Sistemas	48
3.3.1.	Modelo para el sistema SCM-RoF	49
3.3.2.	Modelo para sistema (SCM/WDM)-RoF	52
3.4.	Resultados y discusiones	53
3.4.1.	SCM para enlace RoF con esquema de modulación 4-QAM	53
3.4.2.	Enlace SCM-RoF con esquema de modulación 16-QAM.....	57
3.4.3.	Enlace SCM-RoF con esquema de modulación 64-QAM.....	59
3.4.4.	Modelo de sistema SCM/WDM para enlaces RoF.....	61
3.5.	Observaciones Finales	63
	Conclusiones	65
	Recomendaciones	66

Índice de Figuras

Capítulo 2:

Figura 2. 1: Transmisión de señales de RF mediante IM-DD: (a) Modulación directa de un láser (b) Modulación externa mediante un MZM.	7
Figura 2. 2: Curva diodo láser L-I.....	8
Figura 2. 3: (a) espectro óptico a la salida del láser de modulación directa. (b) espectro eléctrico en el fotodetector.	10
Figura 2. 4: MZM de doble electrodo	11
Figura 2. 5: (a) señal DSB-C en la salida de DE-MZM que muestra la portadora óptica con bandas laterales de orden par e impar (b) configuración del sistema para generar señales DSB-C.....	14
Figura 2. 6: Espectro óptico y configuración del sistema para generar señales: (a) DSB-C (bandas ópticas de orden impar suprimidas). (b) señales DSB-SC. (c) OSSB (supresión de banda lateral óptica de 1er orden inferior). (d) OSSB (supresión de banda lateral óptica de 1er orden superior).....	16
Figura 2. 7: Espectro eléctrico en el fotodetector para señales: (a) DSB-C (bandas ópticas de orden impar suprimidas). (b) DSB-SC. (c) OSSB.	17
Figura 2. 8: Pérdida de atenuación en sílice en función de la longitud de onda.	20
Figura 2. 9: Degradación de la potencia de RF para transmisiones DSB-C y OSSB.....	26
Figura 2. 10: Esquemático de la familia de sistemas de antenas ópticas distribuidas de la red óptica inteligente (ION).	27
Figura 2. 11: Arquitectura de red coaxial de fibra híbrida.	30
Figura 2. 12: Conversión serie a paralelo en sistemas FDM.	33
Figura 2. 13: Transmisor FDM.	33
Figura 2. 14: Modulación de portadora única y multiportadora: (a) Técnica de portadora única, (b) Técnica multiportadora convencional (FDM) y (c) Técnica de modulación multiportadora OFDM.	34
Figura 2. 15: Tres subportadoras de dominio de tiempo dentro de un símbolo OFDM de duración (T).....	<35
Figura 2. 16: Implementación OFDM basada en DFT.	40

Figura 2. 17: Inserción del prefijo cíclico. T: Duración activa del símbolo OFDM. Tg: Duración del prefijo cíclico.	42
Figura 2. 18: Sobremuestreo para cambiar los alias de la señal OFDM, simplificando así el filtrado.	42

Capítulo 3:

Figura 3. 1: Sistema RoF a través de la tecnología WDM usada.....	47
Figura 3. 2: Configuración básica del sistema óptico SCM.....	48
Figura 3. 3: Configuración de simulación propuesta para la parte del transmisor (SCM-4QAM).	49
Figura 3. 4: Configuración de simulación propuesta para el receptor (SCM-4QAM)	50
Figura 3. 5: Configuración de simulación propuesta para la parte del transmisor (SCM-64-QAM).	51
Figura 3. 6: Configuración de simulación propuesta para la parte del receptor (SCM-64-QAM).....	51
Figura 3. 7: Configuración de simulación propuesta para el sistema (SCM / WDM) -RoF para: (a) transmisor, y (b) receptor.	52
Figura 3. 8: (a) Espectro RF y (b) espectro óptico de las señales transmitidas y recibidas del sistema SCM-RoF-OFDM para el esquema 4-QAM.	54
Figura 3. 9: Potencia de señal versus longitud del sistema SCM-RoF-OFDM para el esquema 4-QAM.....	55
Figura 3. 10: El diagrama de constelación del sistema SCM-FoF-OFDM (a) para el canal 1, y (b) para el canal 4 del esquema 4-QAM.....	56
Figura 3. 11: Espectro de (a) RF y (b) óptico del sistema SCM-RoF-OFDM para el esquema 16-QAM.....	57
Figura 3. 12: Potencia de señal frente a la longitud del sistema SCM FoF-OFDM para el esquema 16-QAM	58
Figura 3. 13: El diagrama de constelación del sistema SCM FoF-OFDM para (a) canal 1 y (b) canal 4 del esquema 16-QAM.....	59
Figura 3. 14: Espectro de (a) RF y (b) óptico del sistema SCM RoF-OFDM para el esquema de modulación 64-QAM.....	60

Figura 3. 15: El diagrama de constelación del sistema SCM-RoF-OFDM para el esquema 64-QAM.	60
Figura 3. 16: Espectro óptico de la señal transmitida para diferentes esquemas QAM-OFDM.	61
Figura 3. 17: SNR para el enlace SCM / WDM-RoF para diferentes esquemas de modulación QAM.	62

RESUMEN

En el presente los sistemas de telecomunicaciones más utilizados son las redes ópticas pasivas - PON, para lo cual se realizó una descripción general de la tecnología de PONs, así como también se caracterizó los sistemas de Radio sobre Fibra – RoF y la tecnología de multiplexación OFDM. Los sistemas RoF permiten integrar o combinar otras tecnologías tales como las comunicaciones inalámbricas: WiFi, WLAN, WiMAX, 3G, 3.5G y 4G-LTE. Aunque, en nuestro país se desconoce que empresas públicas o privadas utilicen sistemas de RoF para combinarse con redes LTE o redes PONs, que son parte del trabajo de titulación. Posteriormente, el software apropiado para el diseño de las simulaciones fue la plataforma OptiSystem, el cual es muy requerido para modelar sistemas de comunicaciones ópticas. Los dos escenarios escogidos para modelar una red GPON y de RoF permitieron comprobar el rendimiento de la tasa de error de bits, lo cual resulto exitoso de acuerdo a los parámetros que fueron modificados durante la simulación.

Palabras claves: RoF, GPON, OFDM, multiplexación, LTE, WiFi, WLAN, WiMAX, OptiSystem.

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1. Introducción.

La presente investigación se refiere, a la demanda de redes de acceso para varios usuarios que están aumentando y muestran una gran variación. El sistema de comunicación de fibra óptica se considera como un método óptimo para cumplir con los requisitos de ancho de banda de acceso inalámbrico y una alta velocidad para un gran número de usuarios. El sistema de radio sobre fibra (RoF) es una tecnología de solución prometedora de la red de acceso inalámbrico, que proporciona una integración efectiva de los sistemas de red óptica e inalámbrica. Mientras tanto, con el despliegue del proyecto FTTH (Fiber to the Home), la PON se cuenta como el buen método para enfrentar el desafío de los usuarios fijos. Por lo tanto, la configuración de integración de RoF con PON se investiga más, lo que se considera una solución prometedora para ofrecer a los usuarios finales mayor variedad de opciones, comodidad y servicios de alto ancho de banda. El esquema de integración del sistema RoF y PON genera y entrega señales inalámbricas de microondas y ondas milimétricas y señales cableadas normales para diferentes usuarios. (Zhang Chunlei, Geng Ling, & Zhang Pengtu, 2010)

Para analizar esta problemática es necesario de mencionar que en las redes de acceso inalámbrico actuales, el requisito de más ancho de banda inalámbrico conduce a la congestión espectral a frecuencias de microondas más bajas, por lo que los sistemas de ondas milimétricas tienen el potencial único de resolver la escasez de ancho de banda de acceso y la congestión espectral. El sistema RoF basado en las redes inalámbricas ópticas se hizo más importante para el lugar de requisitos de alto ancho de banda y surgió como una solución alternativa asequible en algunos entornos como el centro de conferencias, el aeropuerto, los hoteles, etc. La red futura debería servir como plataforma para integrar diferentes tipos de Servicios, tanto para acceso fijo como inalámbrico. (Ayub, Ramzan, Haider, & Zaidi, 2008)

Por lo tanto RoF es una tecnología mediante la cual las señales de microondas (eléctricas) se distribuyen mediante componentes y técnicas

ópticas. Un sistema RoF consta de un sitio central (CS) y un sitio remoto (RS) conectados por un enlace o red de fibra óptica. Una de las principales motivaciones y requisitos del sistema para la tecnología RoF es el uso simple y rentable de RS. La señal eléctrica distribuida puede ser datos de banda base, IF modulada o la señal de RF modulada real. La señal eléctrica se utiliza para modular la fuente óptica. La señal óptica resultante se transmite luego por el enlace de fibra óptica a la estación remota. Al entregar las señales de radio directamente, el enlace de fibra óptica evita la necesidad de generar portadoras de radio de alta frecuencia en el sitio de la antena. Dado que los sitios de las antenas son generalmente remotos y de fácil acceso, hay mucho que ganar con tal disposición. Sin embargo, la principal ventaja de los sistemas RoF es la capacidad de concentrar la mayoría de los equipos costosos y de alta frecuencia en una ubicación centralizada, lo que hace posible el uso de sitios remotos más simples. (Singh & Alphones, 2003)

Dado que el PAPR es un problema importante en OFDM que conduce a una distorsión no lineal, debido al limitado rango dinámico lineal del enlace RoF. Además, las comunicaciones inalámbricas sufren canales de desvanecimiento de múltiples rutas que pueden degradar el sistema OFDM-ROF. Algunos esquemas de modulación adaptativa se han investigado previamente para reducir los efectos de la distorsión no lineal o el desvanecimiento seleccionado en frecuencia. Sin embargo, estos esquemas se enfocan por separado en los efectos de transmisiones inalámbricas o no lineales. (Kang, Sun, Liang, & Gu, 2009)

1.2. Antecedentes.

De acuerdo al desarrollo que se ha venido dando en la creación de nuevas tecnologías, se ha fomentado el crecimiento de estudios que ayuden de una manera más rápida la comunicación entre los usuarios, tales como RoF, que son las nuevas señales de radio inalámbricas transmitidas a través de fibra óptica conectan a Internet inalámbrico a diferentes usuarios finales. Por ejemplo, en China no es sencillo dar acceso a Internet a más de 1.300 millones de personas, especialmente si esa población se extiende por una vasta área que va desde el interior hasta grandes ciudades. La infraestructura

de Internet existente generalmente utiliza diferentes componentes físicos para diferentes servicios: torres de telefonía móvil para 3G y 4G, líneas de cable o telefónicas para banda ancha doméstica.

1.3. Definición del Problema.

Los costos de equipos de comunicaciones ópticas y de sistemas de multiplexación hacen que sea imposible realizar la implementación o pruebas experimentales en redes de acceso de fibra y aprovechando la tecnología de Radio sobre Fibra (Radio over Fiber, RoF). Por tal motivo, es necesario utilizar herramientas de simulación para verificar el comportamiento de la red en tiempo real. En consecuencia, se realizará un análisis de rendimiento de la técnica de multiplexación OFDM para sistemas RoF utilizando OptiSystem.

1.4. Justificación del Problema.

Tomando en cuenta las pautas del problema y siguiendo Hay muchas ocasiones en las que las señales de RF moduladas con OFDM necesitan ser transmitidas a través de fibra óptica, referidas como en los sistemas OFDM-ROF, la integración de OFDM y RoF, por lo que el sistema OFDM-ROF ha demostrado ser el mejor candidato para comunicaciones inalámbricas de alta velocidad de datos como 4G.

1.5. Objetivos del Problema de Investigación.

1.5.1. Objetivo General.

Realizar el análisis de rendimiento de la técnica de multiplexación OFDM para sistemas RoF utilizando OptiSystem

1.5.2. Objetivos Específicos.

- Describir el marco teórico de los sistemas de comunicaciones de radio sobre fibra como parte fundamental.
- Desarrollar escenarios de simulación de una red de radio sobre fibra utilizando el software OptiSystem.
- Evaluar los resultados obtenidos del sistema RoF utilizando la multiplexación RoF.

1.6. Hipótesis

Se pretende mediante la aceptación de la hipótesis dar a conocer el sistema OFDM-RoF es una solución inmediata ante las carencias de infraestructuras tecnológicas en comunicaciones masivas de los usuarios.

1.7. Metodología de investigación

La investigación se refiere a un proceso que, sustentado en el método científico, intenta adquirir, aplicar y crear conocimientos. De hecho, existen bastantes definiciones que pretenden precisar la esencia de la investigación científica. Por ello, es primordial conocer todo lo que representa a la investigación; como sus paradigmas, métodos, técnicas, instrumentos, además de su importancia, significado y alcances, para así, lograr un resultado objetivo. “El término investigar lleva implícito las nociones de seguir pistas, encontrar, preguntar, sondear, inspeccionar. La tarea de investigar es una actividad sistemática que el hombre cumple con el propósito de incorporar nuevos contenidos sobre una materia, o, simplemente, con la finalidad de indagar sobre un tema que desconoce. (Quintana Tejera, 2006)

Tamayo y Tamayo define a la investigación como: “un proceso que mediante la aplicación del método científico, procura obtener información relevante y fidedigna, para entender, verificar, corregir o aplicar el conocimiento.” Por ello, la investigación por lo regular intenta encontrar soluciones para problemas de tipo educativo, social, científico, filosófico, etc. Por ende, es un proceso que tiene como fin alcanzar un conocimiento objetivo, para guiar o ayudar a mejorar la existencia de los seres humanos en cualquier campo del conocimiento humano.

CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

2.1. Técnicas de radio sobre fibra.

Si bien las tecnologías de acceso FTTH pueden proporcionar un gran ancho de banda a los suscriptores, no son lo suficientemente flexibles como para permitir la movilidad de los usuarios. Por otro lado, si bien las redes inalámbricas suelen ser rápidas y fáciles de implementar, y también permiten la movilidad de los usuarios, requieren un aumento de densidad celular para proporcionar velocidades de datos de Gbit / s. En consecuencia, para admitir comunicaciones de múltiples Gbit / s, las redes de acceso de la próxima generación cuentan con la integración de fibra óptica y redes inalámbricas en forma de arquitecturas RoF para aprovechar las ventajas respectivas de ambos medios de propagación. Tal convergencia de las dos redes permitirá aumentar la penetración de la red y dará como resultado ahorros de capital y de costos operativos.

Las técnicas RoF están involucradas con la transmisión de señales de RF desde una estación central, a través de fibra óptica, a múltiples unidades de antena remotas. Fuera de los diferentes métodos utilizados para lograr esto, en este trabajo estamos más interesados en la modulación de intensidad con detección directa (IM-DD). (Chang et al., 2016).

En IM-DD, una señal óptica de intensidad modulada se obtiene al aplicar directamente una señal de RF de valor real a un diodo láser para manipular su corriente de polarización (modulación directa) como se muestra en la Figura 2.1 (a); o indirectamente, utilizando un modulador externo como un modulador Mach-Zehnder (MZM) para modular la intensidad de la luz del diodo láser que funciona en modo de onda continua como se muestra en la Figura 2.4 (b). (Rahaim & Little, 2017)

La señal óptica resultante viaja a lo largo de la fibra donde es detectada directamente por un fotodetector y se convierte nuevamente en una señal eléctrica para la transmisión inalámbrica hacia adelante a las unidades terminales móviles (MTU).

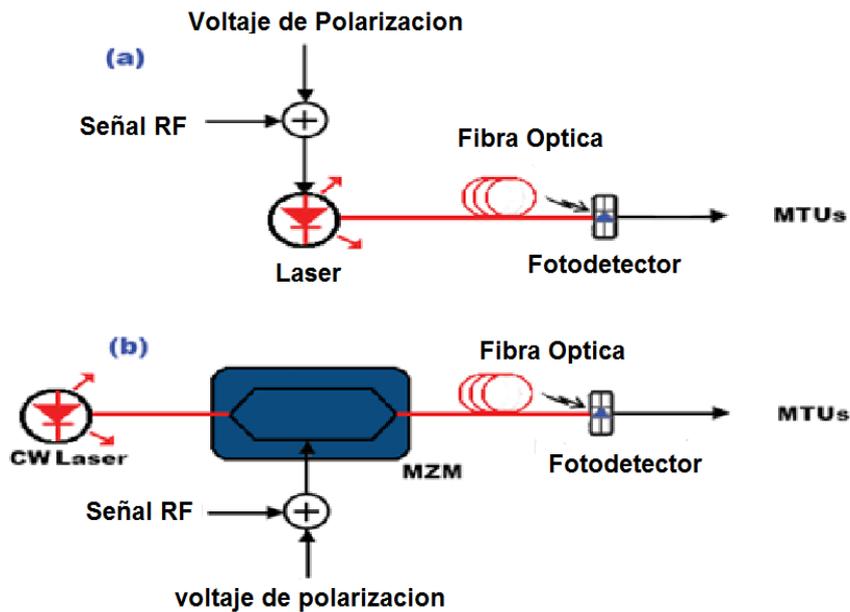


Figura 2. 1: Transmisión de señales de RF mediante IM-DD: (a) Modulación directa de un láser (b) Modulación externa mediante un MZM.
Elaborado por: Autor.

2.2. Modulación directa

Un diodo láser se puede modular fácilmente controlando su corriente. El grado en que el láser emite luz cuando se inyecta corriente se ilustra adecuadamente en su curva L-I, como se muestra en la Figura 2.2. A medida que aumenta la corriente inyectada, el láser emite espontáneamente, hasta que alcanza la corriente de umbral I_{th} donde comienza la emisión estimulada. La pendiente $\frac{\Delta P}{\Delta I}$ de la porción lineal de esta curva L-I es una indicación de la eficiencia del diodo láser para llevar a cabo la conversión electro-óptica. Cuanto menor sea el valor de I_{th} , más eficiente será el láser.

En los láseres modulados directamente, la corriente de modulación provoca fluctuaciones transitorias en la longitud de onda del láser, esto se debe a que la frecuencia de la salida del láser cambia en respuesta a la corriente de modulación (aproximadamente 100 MHz de desplazamiento de frecuencia por mA de la corriente de excitación (5)), lo que agrega efectivamente cierta modulación de frecuencia a la señal. Este fenómeno se lo conoce como laser de chirrido. (Burrus, Lee, & Holden, 1975)

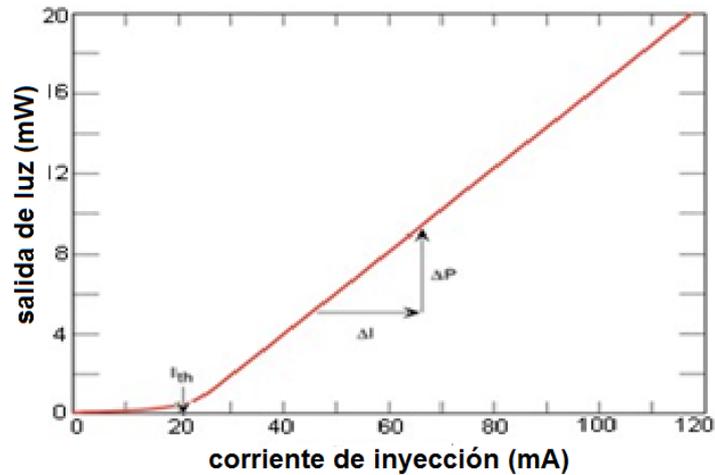


Figura 2. 2: Curva diodo láser L-I
Elaborado por: Autor.

El pulso de salida del láser está formado por diferentes longitudes de onda ópticas, y dado que el índice de refracción de la fibra depende de la longitud de onda, las diferentes longitudes de onda del pulso se propagan a diferentes velocidades. Normalmente, las longitudes de onda más largas viajan más rápido que las longitudes de onda más cortas. Este efecto se conoce como dispersión de velocidad de grupo (GVD, por sus siglas en inglés) y produce una expansión del pulso a medida que se propaga a lo largo de la fibra. La variación de la dispersión con la longitud de onda no es lineal, por lo que las fluctuaciones causadas por el chirrido del láser provocan un cambio en el nivel de dispersión. El efecto de esta interacción del chirrido del láser con la dispersión es una mayor ampliación del pulso. (MacDonald, Ackerman, & Prince, 1994)

La función de transferencia de la fibra $H(\omega)$, en presencia de GVD, viene dada por:

$$H(\omega) = e^{-j\omega^2 \frac{\beta_2}{2} L} \quad (2.1)$$

Donde β_2 y L representan el parámetro GVD de la fibra y la longitud de la fibra respectivamente. El parámetro GVD también puede relacionarse con la dispersión cromática. Parámetro, D de la fibra óptica por:

$$\beta_2 = -\frac{\lambda_0^3}{2\pi c} D \quad (2.2)$$

Donde c es la velocidad de la luz y λ_o es la longitud de onda correspondiente. Si la señal de RF de modulación tiene amplitud A y frecuencia angular ω_{RF} , ignorando el chirrido del láser, el campo óptico de salida del láser puede expresarse como:

$$E_o(t) = \left\{ \sqrt{2P_o} \left(\sqrt{1 + mA \sin(\omega_{RF}t)} \right) \right\} e^{j\omega_c t} \quad (2.3)$$

Donde P_o, Wc y m son la potencia óptica del láser, la emisión central, la longitud de onda del láser y el índice de modulación respectivamente. La expansión (2.3) en una serie de Taylor produce:

$$E_o(t) = \left\{ \sqrt{2P_o} \left(\sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (2n)! (mA \sin(\omega_{RF}t))^n}{(1-2n)n!^2 4^n} \right) \right\} e^{j\omega_c t} \quad (2.4)$$

Ignorando los términos de orden superior en (2.4), el campo óptico de salida se puede aproximar como:

$$E_o(t) \approx \left\{ \sqrt{2P_o} \left(1 + \frac{mA}{2} \sin(\omega_{RF}t) - \frac{m^2 A^2}{8} \sin^2(\omega_{RF}t) + \frac{m^3 A^3}{16} \sin^3(\omega_{RF}t) \right) \right\} e^{j\omega_c t} \quad (2.5)$$

$$E_o(t) \approx \left\{ \sqrt{2P_o} \left(1 + \frac{mA}{2} \sin(\omega_{RF}t) - \frac{m^2 A^2}{16} [1 - \cos(2\omega_{RF}t)] + \frac{m^3 A^3}{64} [3 \sin(\omega_{RF}t) - \sin(3\omega_{RF}t)] \right) \right\} e^{j\omega_c t} \quad (2.6)$$

$$\approx \left\{ \sqrt{2P_o} \left(\left(1 - \frac{m^2 A^2}{16} \right) + \left(\frac{mA}{2} \right) + \frac{3m^3 A^3}{64} \right) \sin(\omega_{RF}t) + \frac{m^2 A^2}{16} \cos(2\omega_{RF}t) - \frac{m^3 A^3}{64} \sin(3\omega_{RF}t) \right\} e^{j\omega_c t} \quad (2.7)$$

La ecuación (2.7) muestra que el espectro óptico en la salida del láser directamente modulado está compuesto por una portadora óptica a una frecuencia de Wc , y varias bandas laterales; cada banda lateral separada a una distancia de la siguiente banda lateral como se muestra en la Figura 2.6 (a). Esta señal óptica se llama doble banda lateral con señal de portadora (DSB-C). La ecuación (2.7) también muestra que, dado que m es

generalmente menor que 1, las amplitudes de las bandas laterales de la señal DSB-C disminuyen con el aumento del orden armónico.

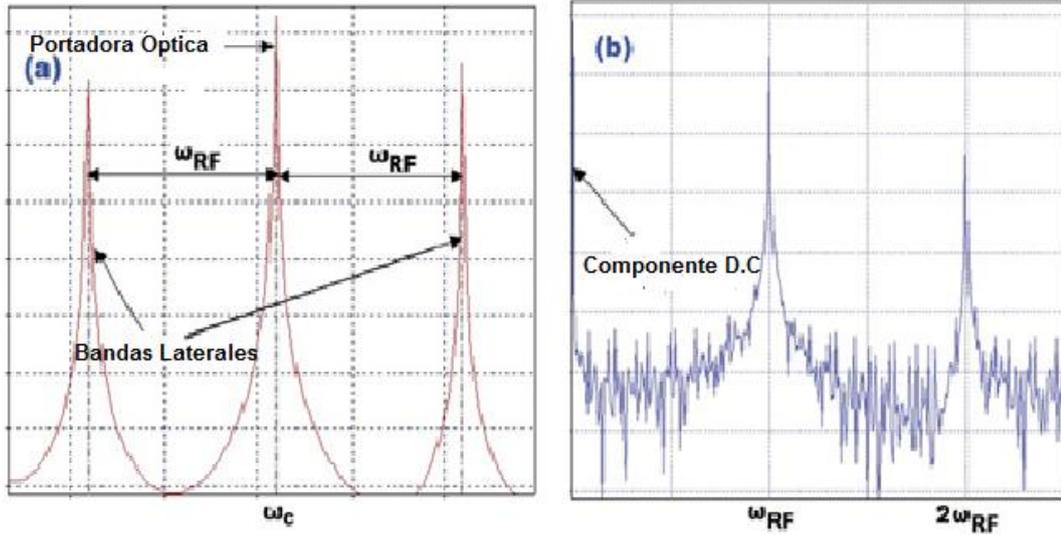


Figura 2. 3: (a) espectro óptico a la salida del láser de modulación directa. (b) espectro eléctrico en el fotodetector.

Elaborado por: Autor.

Considerando solo el portador óptico y las bandas laterales ópticas de primer orden como se muestra en la Figura 2.3 (a), y descuidando el canal de fibra, la fotocorriente, $I_o(t)$ generada cuando la señal óptica DSB-C incide en un fotodetector viene dada por:

$$I_o(t) = \mathcal{R}\{|E_o(t)|^2\} \quad (2.8)$$

Donde \mathcal{R} es la capacidad de respuesta del fotodetector. Es fácil mostrar, después de algunas manipulaciones algebraicas, que (2.8) se puede expresar como:

$$I_o(t) = 2\mathcal{R}P_o \left\{ \left[\left(1 - \frac{m^2 A^2}{16} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\left(\frac{mA}{2} + \frac{3m^3 A^3}{64} \right)^2 \right) \right] + \left[\left(\frac{16 - m^2 A^2}{8} \right) \left(\frac{mA}{2} + \frac{3m^3 A^3}{64} \right) \sin(\omega_{RF} t) \right] - \left[\frac{1}{2} \left(\left(\frac{mA}{2} + \frac{3m^3 A^3}{64} \right)^2 \right) \cos(2\omega_{RF} t) \right] \right\} \quad (2.9)$$

El primer término en (2.9) es un componente de D.C. el segundo término, centrado en ω_{RF} se forma a partir de la superposición de los productos de

mezcla que surgen de las pulsaciones de cada banda lateral óptica de primer orden con el portador óptico. El último término, centrado en $2W_{RF}$, se obtiene de la pulsación de las bandas laterales ópticas de primer orden con ellas mismas. (Stephens & Joseph, 1987)

2.3. Modulación externa

Para altas velocidades de transmisión de datos, la modulación externa proporciona una mejor solución de modulación óptica que la modulación directa. Esto se debe a que a medida que aumentan las velocidades de datos, las duraciones de los bits se reducen y el impacto de la ampliación del pulso causado por el chirrido del láser se vuelve más grave. (Khwandah et al., 2015)

El modulador externo utilizado para todas las simulaciones y experimentos es el MZM. Un típico MZM de doble electrodo (DE-MZM), como se muestra esquemáticamente en la Figura 2.4, está hecho de niobato de litio ($LiNbO_3$) y comprende dos uniones Y. La luz en la guía de ondas al llegar al primer cruce en Y se divide en dos mitades. Las propiedades electro-ópticas de ($LiNbO_3$) que permiten una modulación de fase de la luz en ambos brazos dependiendo de si se aplica o no un campo eléctrico a los electrodos.

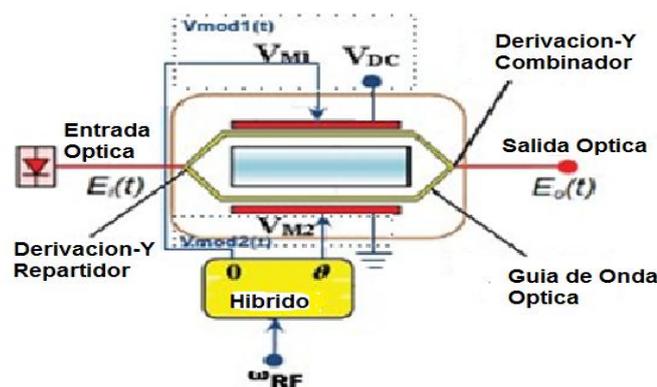


Figura 2. 4: MZM de doble electrodo
Elaborado por: Autor.

Sin campo eléctrico aplicado, no hay diferencia de fase entre los dos brazos y la luz se combina para proporcionar una intensidad máxima en la salida del DEMZM. La aplicación de un campo eléctrico da como resultado una diferencia de fase, que podría resultar en una interferencia constructiva o

destruccion. Si la diferencia de fase es π , hay una interferencia destructiva total, correspondiente al estado "apagado" para el DE-MZM. Un MZM en el que solo uno de los brazos está modulado con un voltaje se conoce como un MZM de electrodo único. (Scotti, Tommasino, Trifiletti, & Vannucci, 2011)

Con una relación de extinción ideal asumida e ignorando la pérdida de inserción del MZM; se asume que la tensión de compensación de D.C. a la que se obtiene la transmisión máxima es 0, los campos ópticos de salida y entrada del MZM se relacionan mediante la siguiente ecuación:

$$E_o(t) = \frac{E_i(t)}{2} [e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}] \quad (2.10)$$

Donde $E_o(t)$, $E_i(t)$, $\varphi_1(t)$ y $\varphi_2(t)$ son los campos ópticos de entrada y salida de MZM, y los cambios de fase en los brazos MZM superior e inferior respectivamente. Los voltajes de excitación $V_{mod1}(t)$ y $V_{mod2}(t)$ aplicados a los electrodos superior e inferior están relacionados con los cambios de fase por:

$$\varphi_1(t) = \frac{\pi V_{mod1}(t)}{V_\pi}, \varphi_2(t) = \frac{\pi V_{mod2}(t)}{V_\pi} \quad (2.11)$$

Usando (2.11) en (2.10), el campo óptico de salida se convierte en:

$$E_o(t) = \frac{E_i(t)}{2} \left[e^{j\frac{\pi V_{mod1}(t)}{V_\pi}} + e^{j\frac{\pi V_{mod2}(t)}{V_\pi}} \right]$$

Donde V_π es la tensión a la que hay una supresión completa de la salida MZM, si se aplica un voltaje de polarización de D.C. a uno de los electrodos del MZM mientras el otro terminal de D.C. está conectado a tierra, los voltajes del variador pueden expresarse como:

$$V_{mod1}(t) = V_{M1}(t) + V_{DC} \quad (2.13)$$

$$V_{mod2}(t) = V_{M2}(t) \quad (2.14)$$

Donde $V_{M1}(t)$ y $V_{M2}(t)$ son las dos salidas del acoplador híbrido eléctrico utilizado para dividir la señal de RF sinusoidal moduladora con amplitud A y

frecuencia angular ω_{RF} . Donde $V_{M1}(t)$ y $V_{M2}(t)$ se aplican a los electrodos superior e inferior respectivamente y vienen dados por:

$$V_{M1}(t) = A \sin(\omega_{RF}t) \quad (2.15)$$

$$V_{M2}(t) = A \sin(\omega_{RF}t + \theta) \quad (2.16)$$

Donde θ es el ángulo de fase del acoplador híbrido eléctrico. Haciendo uso de (2.13) - (2.16), (2.12) se puede reescribir como:

$$E_o(t) = \frac{E_i(t)}{2} \cdot [e^{j\pi(\varepsilon + \alpha \sin(\omega_{RF}t))} + e^{j\pi(\alpha \sin(\omega_{RF}t + \theta))}] \quad (2.17)$$

Donde $E = \frac{V_{DC}}{V_\pi}$ y $\alpha = \frac{A}{V_\pi}$ son el voltaje de polarización normalizado y los niveles de unidad respectivamente. Si se escoge $E_i(t)$ para ser una señal CW de un láser con amplitud B y la frecuencia de emisión central f_c , (2.17) se reduce a:

$$E_o(t) = \frac{B}{2} \{ e^{j\alpha\pi \sin(\omega_{RF}t + \theta)} + e^{j\alpha\pi \sin(\omega_{RF}t)} \cdot e^{j\varepsilon\pi} \} \cdot e^{j\omega_c t} \quad (2.18)$$

La ecuación (2.18) se puede ampliar aún más usando las funciones de Bessel como:

$$E_o(t) = \frac{B}{2} \left\{ \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\alpha\pi) \cdot e^{j[(\omega_c + n\omega_{RF})t + n\theta]} \right) + \left(e^{j\varepsilon\pi} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\alpha\pi) \cdot e^{j[(\omega_c + n\omega_{RF})t]} \right) \right\} \quad (2.19)$$

$$E_o(t) = \frac{B}{2} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\alpha\pi) e^{j\left((\omega_c + n\omega_{RF})t + \frac{n\theta}{2}\right)} \left(e^{j\left(\frac{n\theta}{2}\right)} + e^{j\left(\varepsilon\pi - \frac{n\theta}{2}\right)} \right) \right\} \quad (2.20)$$

Donde $J_n(x)$ es la función de Bessel del primer tipo de orden n. La ecuación (2.20) indica que la señal óptica en la salida del MZM es también una señal DSB-C compuesta por la portadora óptica a la frecuencia de emisión central del láser ω_c y varias bandas laterales, ubicadas en múltiplos de la frecuencia de la modulación de RF señal como se muestra en la Figura

2.5 (a). Para generar esta señal DSB-C, los dos brazos del MZM están controlados por dos señales de RF con igual amplitud pero fuera de fase por π .

El MZM también tiene que estar polarizado en su punto más lineal, el punto de cuadratura como se muestra en la Figura 2.5 (b). En el punto de cuadratura, el valor de la tensión de polarización de D.C. a la MZM es $\frac{V_{\pi}}{2}$. Sin embargo, es importante tener en cuenta que dependiendo del valor del voltaje DC de polarización, se puede terminar suprimiendo la portadora óptica y las bandas laterales ópticas de orden par o las bandas laterales ópticas de orden impar.

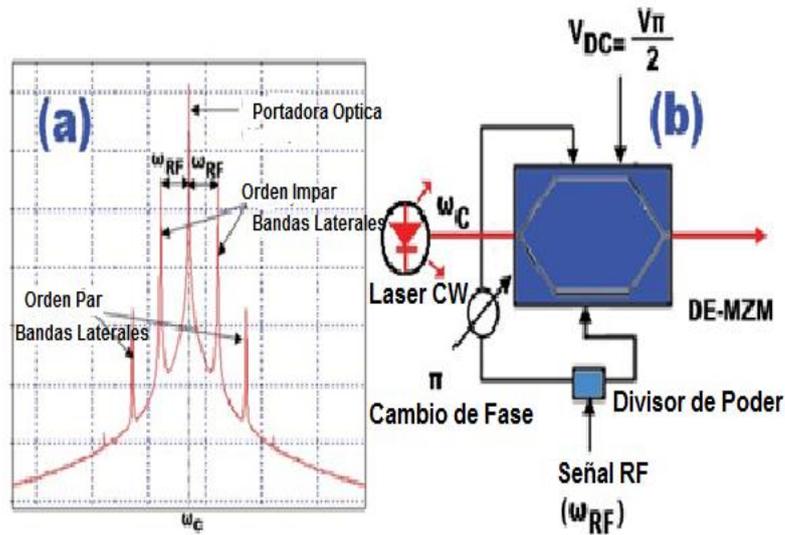


Figura 2. 5: (a) señal DSB-C en la salida de DE-MZM que muestra la portadora óptica con bandas laterales de orden par e impar (b) configuración del sistema para generar señales DSB-C.

Elaborado por: Autor.

Si el MZM está polarizado en el punto máximo de la función de transferencia de intensidad óptica (0 en este caso), y los dos brazos del MZM están controlados por dos señales de RF con igual amplitud y desfasadas por π , se obtiene un caso especial de una señal DSB-C con sus bandas laterales ópticas de orden impar suprimidas como se muestra en la Figura 2.6 (a). Para este esquema DSB-C, $\theta = \pi$ y $\varepsilon = 0$. En consecuencia, (2.20) se reduce a:

$$E_{o_DSBC}(t) = B \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\alpha\pi) e^{j((\omega_c+n\omega_{RF})t+\frac{n\pi}{2})} \left(\cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right) \right\} \quad (2.21)$$

Una inspección minuciosa de (2.21) muestra que $\cos(\frac{n\pi}{2}) = 0$, debido a todos los valores impares de n , con este esquema DSB-C, se eliminan todas las bandas laterales ópticas de orden impar, dejando la portadora óptica y las bandas laterales ópticas de orden par. En una fibra similar a la de (2.8), considerando solo la portadora óptica y las bandas laterales ópticas de segundo orden, y descuidando el canal de fibra, la fotocorriente generada para esta señal óptica DSB-C es:

$$I_{o_DSBC}(t) = \mathcal{R} \left\{ |E_{o_DSBC}(t)|^2 \right\} \quad (2.22)$$

La ecuación (2.22) puede ser simplificada como:

$$I_{o_DSBC}(t) \approx \mathcal{R} B^2 \left\{ \begin{aligned} & [J_0^2(\alpha\pi) + 2J_2^2(\alpha\pi)] \\ & - 4[J_0(\alpha\pi)J_2(\alpha\pi)\cos(2\omega_{RF}t + \pi)] \\ & + 2[J_0(\alpha\pi)J_2(\alpha\pi)\cos(4\omega_{RF}t + 2\pi)] \end{aligned} \right\} \quad (2.23)$$

Es obvio a partir de (2.23) que para este esquema DSB-C la fotocorriente de salida contenga el componente DC (el primer término en (2.23)), un componente en $2W_{RF}$ (el segundo término en (2.23)) que se forma a partir de los pulsos de las bandas laterales ópticas de segundo orden con el portador óptico, y un componente en $4W_{RF}$ (el último término en (2.23)) que se forma a partir de la polarización de las bandas laterales ópticas de segundo orden con ellas mismas. Todos estos términos se muestran en el espectro fotodetectado que se muestra en la Figura 2.7 (a).

Si la tensión de polarización de CC se establece en V_π y los dos brazos del MZM se controlan mediante dos señales de RF con igual amplitud y desfasadas en π , se finaliza suprimiendo la portadora óptica y las bandas laterales de orden par, dejando solo el orden impar. (Bahrami, Ng, Ghassemlooy, & Rajbhandari, 2012)

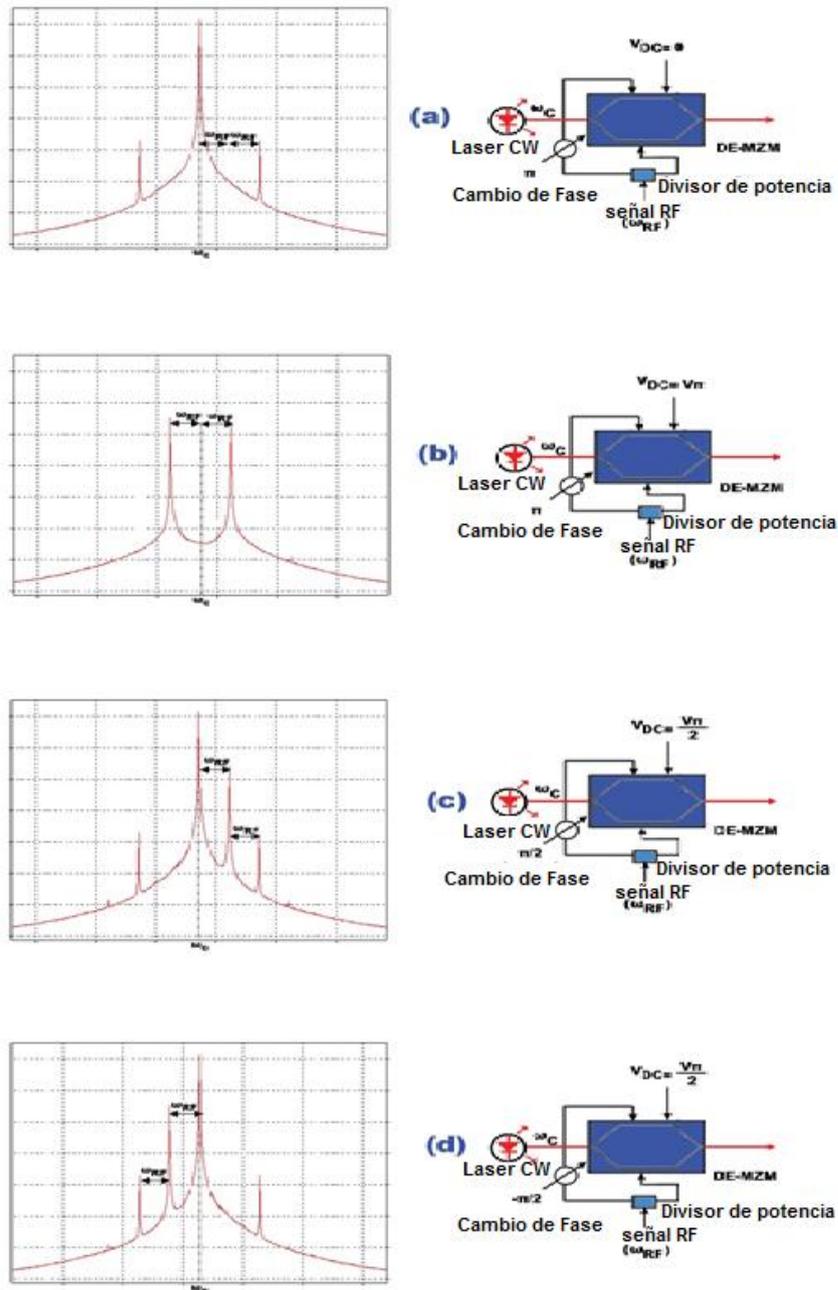


Figura 2. 6: Espectro óptico y configuración del sistema para generar señales: (a) DSB-C (bandas ópticas de orden impar suprimidas). (b) señales DSB-SC. (c) OSSB (supresión de banda lateral óptica de 1er orden inferior). (d) OSSB (supresión de banda lateral óptica de 1er orden superior).

Elaborado por: Autor.

Esta es una señal de portadora suprimida de banda lateral doble (DSB-SC) como se muestra en la Figura 2.6 (b). Para el esquema DSB-SC, $\theta = \pi$ y $\varepsilon = 1$. Por consiguiente, (2.20) se reduce a:

$$E_{o_DSBSC}(t) = jB \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\alpha\pi) e^{j((\omega_c + n\omega_{RF})t + \frac{n\pi}{2})} \left(\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right) \right\} \quad (2.24)$$

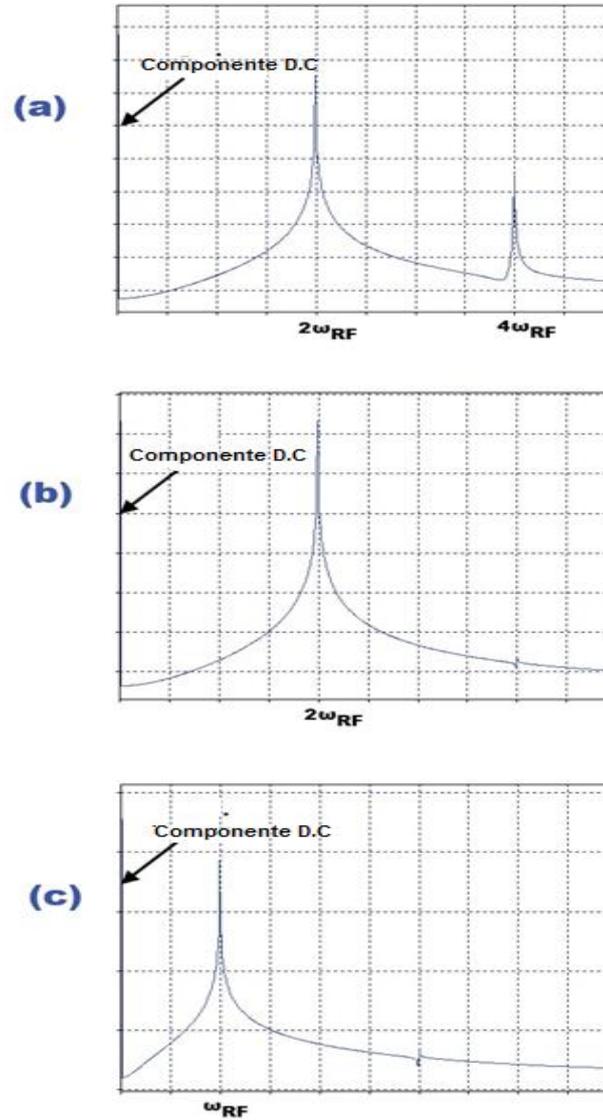


Figura 2. 7: Espectro eléctrico en el fotodetector para señales: (a) DSB-C (bandas ópticas de orden impar suprimidas). (b) DSB-SC. (c) OSSB.
Elaborado por: Autor

La ecuación (2.24) confirma que porque $\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) = 0$ para $n=0$ y todos los valores pares de n , con el esquema DSB-SC, la salida del DE-MZM se elimina por los portadores y se eliminan todas las bandas laterales ópticas de orden par, dejando solo las bandas laterales ópticas de orden impar. Considerando solo las bandas laterales ópticas de primer orden y descuidando el canal de fibra, la fotocorriente generada para esta señal óptica DSB-SC es:

$$I_{o_DSBSC}(t) = \mathcal{R} \left\{ \left| E_{o_DSBSC}(t) \right|^2 \right\} \quad (2.25)$$

La ecuación (2.25) puede ser simplificada como:

$$I_{o_DSBSC}(t) \approx 2\mathcal{R}B^2 \left\{ J_1^2(\alpha\pi) [1 - \cos(2\omega_{RF}t + \pi)] \right\} \quad (2.26)$$

La ecuación (2.26) muestra que para el esquema DSB-SC, la fotocorriente de salida, como se muestra en la Figura 2.10 (b), consta de un componente D.C. y un componente centrado en $2W_{RF}$ formado por el golpeo de las bandas laterales ópticas de primer orden con ellos mismos. El esquema DSB-SC se usa ampliamente en muchos sistemas de comunicaciones ópticas para generar una señal de microondas con una frecuencia angular ω_0 que es el doble de la frecuencia angular de la señal RF de modulación (*i.e.* $\omega_0 = 2W_{RF}$). (Tian, Lee, Lim, & Nirmalathas, 2017)

Al cargar el MZM $\frac{V_\pi}{2}$ con los dos brazos del MZM controlados por dos señales de RF con amplitudes iguales y $\pm \frac{\pi}{2}$ con un desplazamiento de fase entre ellos se obtiene una señal óptica de banda lateral única (OSSB). La banda lateral inferior se suprime si el cambio de fase es $\frac{\pi}{2}$, como se muestra en la Figura 2.6 (c), mientras que la banda lateral superior se suprime si la fase el cambio es $-\frac{\pi}{2}$, como se muestra en la Figura 2.6 (d). Para el esquema OSSB, $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$ y $\varepsilon = \frac{1}{2}$. En consecuencia, para este esquema, (2.20) se reduce a:

$$E_{o_OSSB}(t) = \begin{cases} \frac{B}{2} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\alpha\pi) e^{j(\omega_c + n\omega_{RF})t + \frac{n\pi}{4}} \left(e^{j\frac{n\pi}{4}} + j e^{-j\frac{n\pi}{4}} \right) \right\}, & \text{if } \theta = +\frac{\pi}{2} \\ \frac{B}{2} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\alpha\pi) e^{j(\omega_c + n\omega_{RF})t - \frac{n\pi}{4}} \left(e^{-j\frac{n\pi}{4}} + j e^{j\frac{n\pi}{4}} \right) \right\}, & \text{if } \theta = -\frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (2.27)$$

En (2.27), solo se suprime la banda lateral óptica ($n = -1$) de primer orden inferior si $\theta = +\frac{\pi}{2}$, mientras que solo se suprime la banda lateral óptica ($n = 1$) de primer orden superior si $\theta = -\frac{\pi}{2}$. Teniendo en cuenta el caso en el que se suprime la banda lateral óptica de primer orden inferior y

descuidando las bandas laterales ópticas de segundo orden, así como el canal de fibra, la fotocorriente generada para esta señal OSSB es:

$$I_{o_OSSB}(t) = \mathcal{R}\{|E_{o_OSSB}(t)|^2\} \quad (2.28)$$

La ecuación (2.28) puede ser simplificado como:

$$I_{o_OSSB}(t) \approx \mathcal{R}\frac{B^2}{2}\left\{ [J_0^2(\alpha\pi) + 2J_1^2(\alpha\pi)] + 2\sqrt{2} [J_0(\alpha\pi)J_1(\alpha\pi)\cos(\omega_{RF}t + \frac{\pi}{4})] \right\} \quad (2.29)$$

La ecuación (2.29) muestra que para el esquema OSSB, la fotocorriente de salida, como se ilustra en la Figura 2.10 (c), consiste en un componente de CC y un componente centrado ω_{RF} en el cual se forma a partir de la pulsación de la banda lateral óptica de primer orden superior con el portador óptico.

2.4. Beneficios y limitaciones de la tecnología RoF

Algunos beneficios comúnmente expresados de la tecnología RoF se derivan de la Ventajas intrínsecas de utilizar la fibra óptica como medio de transmisión con respecto a su baja pérdida de atenuación y gran ancho de banda. En las fibras estándar monomodo (SSMF) disponibles en el mercado hoy en día hechas de sílice, la reducción de la pérdida debida a la absorción por las impurezas en la sílice ha tenido éxito hasta el punto en que la pérdida debida a la dispersión de Rayleigh que es el componente dominante. En consecuencia, las pérdidas por atenuación en las tres ventanas de longitud de onda utilizadas para la comunicación óptica: 800 nm, 1300 nm y 1550 nm son típicamente 2.5 dB/km, 0.4 dB/km y 0.25 dB/km. (Zin, Bongsu, Idrus, & Zulkifli, 2010)

Estas pérdidas son mucho menores que las del cable coaxial, donde las pérdidas son mayores en tres órdenes de magnitud a frecuencias más altas. Por ejemplo, para frecuencias superiores a 5 GHz, la atenuación de un cable coaxial de 0,5 pulgadas es más de 500 dB / km. La transmisión alternativa de

señales eléctricas de alta frecuencia a través del espacio libre también es problemática porque la pérdida de la trayectoria en el espacio libre aumenta con el cuadrado de la frecuencia de acuerdo con la fórmula de transmisión de Friis:

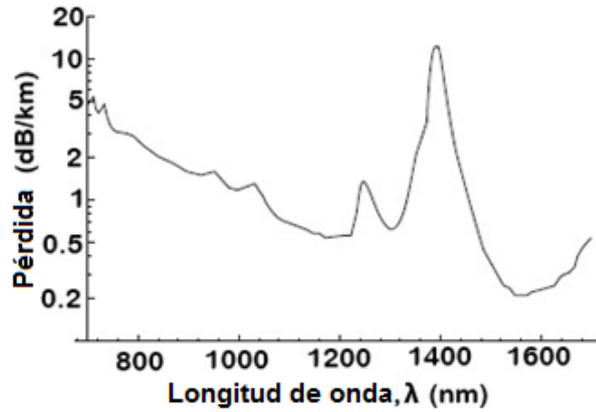


Figura 2. 8: Pérdida de atenuación en sílice en función de la longitud de onda.
Elaborado por: Autor.

$$FSPL = \left(\frac{4\pi Rf}{c} \right)^2 \quad (2.30)$$

Donde FSPL, R, f y c representan la pérdida del trayecto en el espacio libre, la distancia entre las antenas transmisora y receptora, la frecuencia transmitida y la velocidad de la luz, respectivamente. Este alto FSPL necesitaría el uso de costosos equipos de regeneración / amplificación para distribuir las señales eléctricas de alta frecuencia en largas distancias. Por lo tanto, al transmitir estas señales eléctricas en forma óptica a través de SSMF que tiene una pérdida relativamente baja, las distancias de transmisión (antes de que las señales necesiten amplificarse o regenerarse nuevamente) aumentan, otro beneficio de usar la tecnología RoF, es el gran ancho de banda que ofrece la fibra óptica. (Novak et al., 2016)

El ancho de banda disponible se puede medir en términos de longitud de onda o frecuencia mediante la ecuación:

$$\Delta f \approx \frac{\Delta \lambda \cdot c}{\lambda^2} \quad (2.31)$$

Donde C es la velocidad de la luz, λ es la longitud de onda correspondiente, y Δf y $\Delta\lambda$ representan el ancho de banda expresado en términos de frecuencia y longitud de onda, respectivamente. Considerando las ventanas de transmisión de 1300 y 1550 nm, y tomando el ancho de banda utilizable en estas bandas como el ancho de banda sobre el cual la pérdida en dB / km está dentro de un factor de 2 de su mínimo, de (2.31) el ancho de banda utilizable disponible es de aproximadamente 35 THz. Sin embargo, el ancho de banda de fibra óptica utilizable en las redes comerciales de vanguardia de hoy en día está limitado por el ancho de banda de los Amplificadores de Fibra Dopados con Erblio (EDFA), que son ampliamente utilizados. Los EDFA convencionales operan típicamente en la banda de frecuencia de 1530 a 1570 nm. Sustituyendo $\Delta\lambda= 40$ nm en (2.31) se obtiene un ancho de banda utilizable de alrededor de 5 THz.

Además de la limitación de ancho de banda de los EDFA, el ancho de banda limitado de los dispositivos electrónicos utilizados para transmitir y recibir las señales eléctricas también restringe la utilización del gran ancho de banda ofrecido por la fibra óptica. Sin embargo, las técnicas de multiplexación tales como la multiplexación óptica por división en el tiempo (OTDM), la multiplexación por división en la longitud de onda (WDM), así como la multiplexación subportadora (SCM) se han utilizado en sistemas ópticos como soluciones a este problema.(Desurvire & Desthieux, 1999)

Con el crecimiento explosivo del tráfico de Internet impulsado por multimedios, los sistemas de comunicaciones globales actuales se están acercando rápidamente a la capacidad de información de las tecnologías de transmisión de fibra óptica actuales. En consecuencia, también se han realizado investigaciones en los últimos años para abordar este problema, por ejemplo, el programa de investigación de UNLOC que actualmente realizan los investigadores de UCL y de la universidad de Aston, que se centra en "desbloquear" la capacidad de las comunicaciones ópticas combinando conceptos fotónicos y teoría de la información. Técnicas, procesamiento digital de señales y formatos de modulación avanzada.(Gowda et al., 2014)

Otro de los principales beneficios de la tecnología RoF es el de la centralización. En los sistemas RoF, la capa superior y las funciones de procesamiento de la señal (por ejemplo, conversión ascendente de frecuencia, modulación de portadora y multiplexación) se producen solo en la estación central. Esto hace que las RAU sean más sencillas y ligeras, y se puede usar una única estación central para servir a varias RAU. Además, es posible tener varias estaciones centrales ubicadas en el mismo sitio central. En consecuencia, esta centralización hace que la instalación y el mantenimiento sean más fáciles, lo que a su vez conduciría a un ahorro de costos operativos. Además, dado que las RAU son simples, habrá un consumo reducido de energía, lo que es beneficioso en situaciones en las que las RAU se encuentran en lugares remotos no alimentados por la red eléctrica. Tener RAU más ligeras también es importante en escenarios de aplicaciones específicas como el despliegue de RoF en aviones.(Seal, Bhutani, & Sangeetha, 2017)

Otras ventajas de la tecnología RoF incluyen su inmunidad a las interferencias electromagnéticas (EMI), ya que las señales se transmiten en forma de luz; y su transparencia a los formatos de modulación y señal. La principal desventaja del concepto de RoF tal como se presenta en este trabajo es que al ser un sistema de transmisión analógico (ya que involucra modulación analógica y detección de luz), es susceptible al ruido de varias fuentes y la distorsión.(Caytan et al., 2018)

Las posibles fuentes de ruido en los sistemas RoF son el ruido de intensidad relativa (RIN) del láser, el ruido de fase del láser, el ruido de disparo del fotodiodo, el ruido térmico del amplificador de RF y la emisión espontánea amplificada (ASE) del amplificador óptico. La distorsión típicamente surge de la no linealidad de los dispositivos (láseres, moduladores) y la dispersión cromática de la fibra.(Sakib et al., 2010)

Cuando se agrega ruido a la señal óptica, se producen errores de bit en la puerta de decisión en el lado del receptor, mientras que la distorsión puede ocasionar interferencia entre símbolos (ISI) debido a los cambios inducidos en

las formas del pulso óptico. Esto también resulta en la degradación de BER. (Chahine, Okonkwo, & Nghah, 2008)

2.5. Degradación de la potencia de RF debido a la dispersión cromática en sistemas IM-DD con modulación DSB-C

En esta subsección, se examina el impacto que tiene la dispersión cromática de la fibra en un sistema RoF que emplea IM-DD con modulación DSB-C, como se muestra en la Figura 2.5 (b). En los sistemas IM-DD con modulación DSB-C, cuando la señal óptica incide en el fotodiodo de ley cuadrada, cada banda lateral late con la portadora óptica para producir una señal de latido con una frecuencia (y fase) igual a la diferencia de frecuencia (y fase) de los componentes de batido. Como se muestra en las Figuras 2.6 (b) y 2.7 (a), estas dos señales de latido se suman para producir un solo componente a la frecuencia de RF en la salida. (Journals, s/f)

Sin embargo, debido a la dispersión cromática de la fibra, cada componente espectral experimenta diferentes cambios de fase según el parámetro de dispersión cromática, la frecuencia de modulación de RF y la longitud de la fibra. Esto produce una diferencia de fase en las dos señales de pulsaciones en la frecuencia de RF que resulta en una interferencia destructiva de las señales de pulso, que a su vez provoca una reducción de la potencia de la señal de RF recuperada, y por lo tanto una reducción en su portadora con relación al ruido (CNR).

Si la diferencia de fase entre las señales de tiempo es π , habrá una interferencia destructiva total que resultará en la cancelación completa de la potencia de la señal de RF. Para evitar esto, se debe suprimir una de las bandas laterales en una señal óptica DSB-C antes de la transmisión por fibra, o implementar la modulación OSSB, de modo que solo haya una señal de pulso en el fotodiodo (como se muestra en las Figuras 2.6 (c) y 2.7 (c)). Alternativamente, se puede emplear la transmisión DSB-SC (como se muestra en la Figura 2.6 (b) y 2.7 (b)). Para evaluar la degradación de la potencia de RF inducida por la dispersión en DSB-C en la transmisión, la fibra óptica se

puede modelar como un BPF con respuesta de amplitud plana y retardo de grupo lineal.(Hervé et al., 2004)

La función de transferencia de la fibra, $H(\omega)$ de la fibra se puede obtener de (2.1) y (2.2) como:

$$H(\omega) = e^{j\frac{\pi LD\lambda_0^2 f^2}{c}} \quad (2.32)$$

Donde f es la frecuencia de la señal de RF y todos los demás términos son los definidos anteriormente en (2.1) y (2.2). La potencia de RF, P_{RF} de la señal de RF generada variará aproximadamente como:

$$P_{RF} \propto \cos \left[\frac{\pi LD}{c} \lambda_0^2 f^2 \right] \quad (2.33)$$

La cancelación completa de la potencia de la señal de RF ocurre cuando el argumento de la función de coseno en (2.33) es igual $\frac{n\pi}{2}$, para todos los valores impares de n . Esto indica que para una frecuencia de radio fija f , la longitud L de la fibra en la que se produce la cancelación de la potencia de la señal de RF viene dada por:

$$L = \frac{nc}{2D\lambda_0^2 f^2}, \quad n = 1,3,5, \dots \quad (2.34)$$

La ecuación (2.34) indica que a medida que aumenta la frecuencia de RF, el efecto de la dispersión cromática se vuelve más grave y el ciclo de cancelación de potencia se reduce, lo que limita la distancia del enlace de fibra. En una fibra similar, para una longitud fija de fibra L , las frecuencias f en las que se produce la cancelación de potencia de la señal de RF se pueden obtener de (2.34) como:

$$f = \left(\frac{nc}{2D\lambda_0^2 L} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.35)$$

Para demostrar la degradación de la potencia de RF en una transmisión DSB-C, el esquema mostrado en la Figura 2.8 (b) se implementó en

OptiSystem TM para producir una señal DSB-C sin supresión de bandas laterales. Un láser CW con una potencia de salida de 0 dBm y una longitud de onda de emisión central de 1550 nm actúa como la fuente óptica del MZM, que tiene una relación de extinción de 20 dB y V_{π} de 5 V. El accionamiento eléctrico del MZM es una señal de RF sinusoidal.

El valor de la frecuencia f de la señal de modulación de RF varía de 2 a 20 GHz. La señal óptica DSB-C se transmite a través de un enlace óptico espalda con espalda y se detecta directamente mediante un fotodiodo con una capacidad de respuesta de 0,6 A / W. Para cada valor de f , la potencia de RF recibida se mide con un medidor de potencia eléctrica conectado a la salida del fotodiodo. Luego se repiten las simulaciones para 20 km de SSMF con una atenuación de 0.2 dB / km y un parámetro de dispersión cromática D de 16ps / nm / km. La pérdida de atenuación provocada por la transmisión de fibra es compensada por un amplificador óptico para garantizar que la potencia óptica recibida en el fotodiodo sea la misma que en la transmisión back to back. (Vilcot & Lethien, 2004)

La degradación de la potencia de RF se calcula entonces como la diferencia entre la potencia de RF medida a 20 km y la potencia de RF medida para la transmisión óptica de back to back. Una gráfica de esta degradación de la potencia de RF en relación con la frecuencia de la señal, como se muestra en la Figura 2.9, muestra una degradación periódica de la potencia de RF, con nulos de potencia obtenidos en 5.1, 9.1, 11.6, 14, 15.8, 17.5 y 19 GHz, donde se completa. Cancelación de potencia de la señal de RF. Con la transmisión DSB-C se obtiene una degradación máxima de la potencia de RF de alrededor de 25 dB. Usando (2.35), los nulos de potencia se calculan para ocurrir en las siguientes frecuencias: 5.28, 9.14, 11.81, 13.97, 15.84, 17.51 y 19.04 GHz, mostrando una muy buena concordancia con los resultados obtenidos a través de la simulación. De manera similar, el esquema OSSB como se muestra en la Figura 2.9 (c) también se ha implementado en OptiSystem TM con los mismos parámetros de simulación que en el caso de DSBC. (A. Jabbar, 2017)

La degradación de la potencia de RF también se ha graficado contra la frecuencia de RF en la Figura 2.9, donde se puede ver que con la transmisión OSSB, la potencia de RF recibida permanece bastante constante con la frecuencia de RF, con una degradación de la potencia de RF máxima de aproximadamente 1.5 dB obtenida.

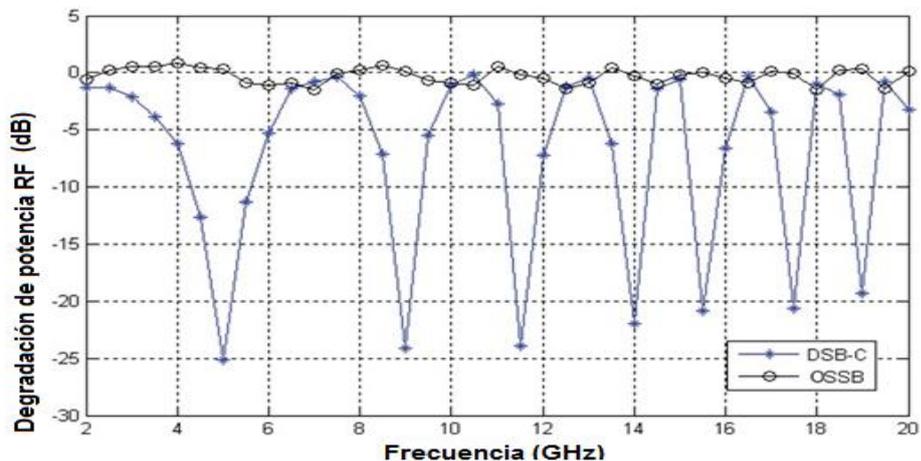


Figura 2. 9: Degradación de la potencia de RF para transmisiones DSB-C y OSSB.
Elaborado por: Autor.

2.6. Aplicaciones de la tecnología RoF

En los últimos dos años, las técnicas RoF han sido objeto de una extensa investigación e investigación; y encuentre su aplicación en sistemas de antenas distribuidas (DAS), sistemas de generación de ondas milimétricas y THz, sistemas de mejora de televisión por cable (CATV), formación de haz de antenas, procesamiento de imágenes y espectroscopia, y procesamiento por radar. Algunas de estas aplicaciones se discuten a continuación. (Marciniak, 2007)

2.7. Sistemas de antenas distribuidas

Uno de los mercados más dominantes para la tecnología RoF hoy en día es el distribución de estándares inalámbricos sobre fibra óptica en arquitecturas centralizadas para aplicaciones tanto interiores como exteriores; el llamado DAS. Un DAS es una red de antenas separadas espacialmente conectadas por cable coaxial y fibra óptica. Las instalaciones de DAS se han utilizado para ampliar el alcance y la capacidad de los sistemas de radio en situaciones en las que es difícil obtener una cobertura sólida; y se están utilizando cada vez más en una amplia variedad de ubicaciones, incluidos

edificios de oficinas corporativas, aeropuertos, centros comerciales, estadios y estaciones subterráneas. (Wang, Zhu, & Gomes, 2012)

En la Figura 2.10 se muestra un ejemplo de una arquitectura DAS disponible comercialmente fabricada por Andrew Corporation (ahora propiedad de CommScope Inc.) para la distribución de señales inalámbricas en interiores.

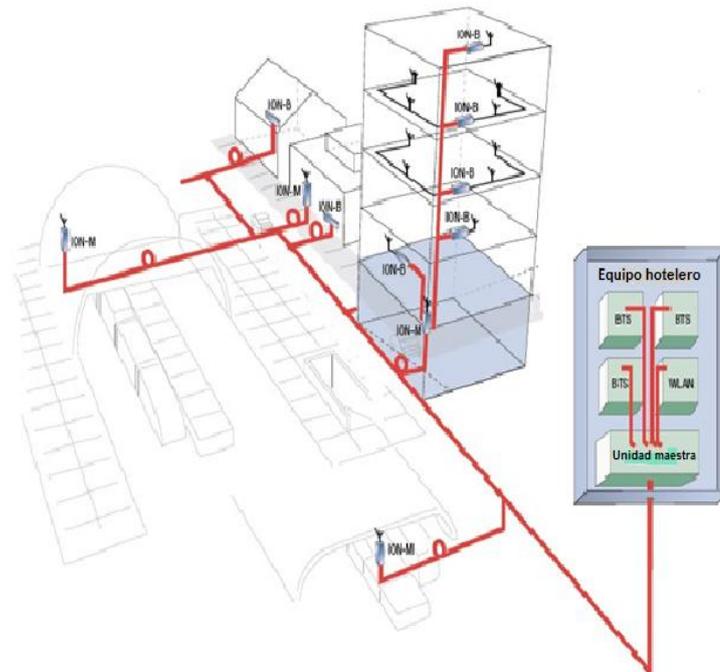


Figura 2. 10: Esquemático de la familia de sistemas de antenas ópticas distribuidas de la red óptica inteligente (ION).
Elaborado por: Autor.

Esta arquitectura DAS es capaz de transportar señales de radio en el rango de frecuencia entre 800 y 2500 MHz para aplicaciones celulares y WLAN. En esta arquitectura DAS, el llamado hotel de equipos es la oficina central que contiene las estaciones transceptoras base (BTS) donde las funciones de procesamiento de señales se llevan a cabo antes de que las señales de radio se transmitan a través de un cable coaxial a una red óptica inteligente (ION). Unidad maestra m. La unidad maestra ION-M es responsable de controlar todo el sistema ION-M y de transmitir y recibir señales de RF a través de un cable coaxial hacia / desde las estaciones base del operador. Los cables de fibra óptica luego conectan hasta 124 unidades

remotas ION-M o ION-B a la unidad maestra ION-M. Las unidades remotas convierten y amplifican las señales de RF de las señales ópticas para el transporte a través de un cable coaxial a la antena para la cobertura inalámbrica. Las unidades remotas también convierten las señales de RF de la antena en señales ópticas para su transporte a través de fibra óptica hacia la oficina central. (Crisp, Penty, White, & Bell, 2010)

Este sistema en particular se ha implementado en varios eventos deportivos importantes, como los Juegos Olímpicos en Sydney (2000), Beijing (2008) y Londres (2012); y las Copas Mundiales de la FIFA en Alemania (2006), y Sudáfrica (2010). También se ha desplegado en el edificio más alto del mundo en Dubái y en el estadio cubierto más grande del mundo (estadio Dallas Cowboys, EE. UU.).

2.8. Formas de haz de antenas

La formación de haz es una técnica de procesamiento de señales utilizada en matrices en fase que se ha implementado en algunos sistemas de comunicaciones móviles como un medio para compartir los recursos de tiempo y frecuencia entre usuarios que están separados espacialmente. Durante la última década, se ha vuelto cada vez más necesario tener "verdaderos retrasos de tiempo" en las antenas de matrices en fase, especialmente porque se requieren sistemas de radar para lograr una mayor resolución, distancias más largas y ángulos de exploración más amplios.

En las matrices de fases clásicas, la fase de la onda transmitida / recibida es controlada por un módulo de transmisión / recepción en el elemento de antena. Para un sistema con un ancho de banda de RF estrecho, una matriz en fase clásica funciona bien. Sin embargo, para un sistema con un ancho de banda de RF amplio, la dirección del haz principal varía con la frecuencia, un fenómeno denominado "estrabismo". El estrabismo produce pulsos temporalmente distorsionados, pérdida de ganancia, así como resoluciones espaciales y temporales, lo que hace que los arreglos en fases no sean adecuados para muchas aplicaciones.

Al reemplazar los retardos de fase con retrasos de tiempo reales, se puede eliminar el estrabismo. Los verdaderos retrasos de tiempo se han implementado utilizando la lente Rotman, que utiliza ondas guiadas por RF en una estructura especial para producir los retrasos. Sin embargo, la lente Rotman está en desventaja por el menor volumen y los requisitos de menor peso de los verdaderos retrasos. RoF ofrece una solución alternativa en forma de componentes ópticos que pueden proporcionar módulos de retardo livianos. Los retardos ópticos de tiempo real se han demostrado mediante la conmutación de trayectoria óptica y componentes dispersivos que proporcionan diferentes retardos en diferentes longitudes de onda ópticas. (Nagayama, Furuya, Akiba, Hirokawa, & Ando, 2017)

2.9. Mejora de las redes de televisión por cable

Las redes de CATV se suelen distribuir en grandes áreas geográficas y están diseñadas para la transmisión en sentido descendente de una combinación de canales analógicos y digitales que se multiplexan por división de frecuencia en una red de frecuencias portadora que se extiende hasta 1 GHz. Los cables coaxiales se utilizan para llevar las señales de CATV a las residencias de los suscriptores. En las redes CATV tradicionales, los amplificadores troncales generalmente se requerían cada 600 m, con alrededor de 30 amplificadores en cascada. En consecuencia, las señales de CATV sufrieron una degradación del ruido térmico, así como la distorsión de intermodulación no lineal de los amplificadores. (Chi, Lu, Lai, Yee, & Tzeng, 2007)

El concepto RoF se ha aplicado a las mejoras de las redes CATV a través de la llamada red híbrida de fibra coaxial (HFC). En la red de alimentación en los sistemas HFC, la fibra óptica se utiliza como las líneas troncales que llevan las señales de CATV desde la oficina central a los vecindarios locales. En comparación con el cable coaxial, el uso de fibra óptica garantiza un mayor ancho de banda descendente y una capacidad adicional para futuras expansiones. La pérdida relativamente baja de fibra óptica también significa que se eliminan los amplificadores troncales. (Kojima, Fujise, Okita, & Sekikawa, 2003)

En la oficina central de una red HFC, las señales CATV se remodulan en redes de frecuencia específicas, se modulan en un haz de luz y se envían a través de fibra a los centros de distribución. Si se utiliza un diodo láser con RIN bajo o modulador externo linealizado en la oficina central, las señales pueden transmitirse sin mucha pérdida de calidad. Los centros de distribución atienden alrededor de 2000 viviendas. Desde los centros de distribución, la fibra óptica se ejecuta en varios nodos de fibra, y cada nodo de fibra sirve a aproximadamente 500 hogares. (“Broadband Hybrid Fiber Coax Access System Technologies”, s/f)

En cada nodo de fibra, tiene lugar la conversión optoelectrónica, y la señal eléctrica se transporta en una red de distribución coaxial de árbol y rama a varias residencias de abonado como se muestra en la Figura 2.11. Hoy en día, las redes HFC no solo transmiten señales CATV sino también señales de voz y datos.

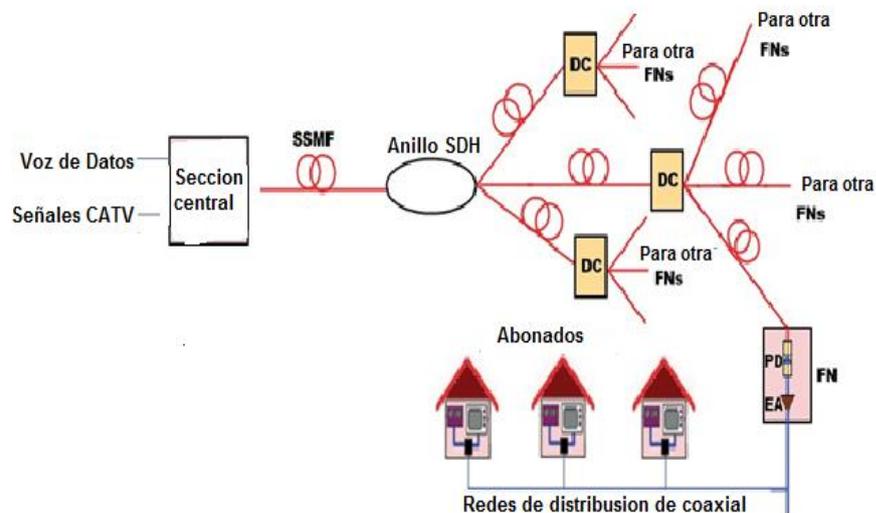


Figura 2. 11: Arquitectura de red coaxial de fibra híbrida.
Elaborado por: Autor.

2.10. Revisión de OFDM

En los sistemas RoF, los diseñadores de sistemas tienen que lidiar con las distorsiones lineales inherentes que existen en el enlace de fibra (en forma de dispersión cromática y PMD), así como en el enlace inalámbrico (en forma de desvanecimiento de trayectos múltiples). A pesar de que históricamente se pensaba que la fibra óptica era un recurso prácticamente inagotable y que las

velocidades de transmisión eran lo suficientemente bajas como para hacer que los efectos de distorsión lineal sean insignificantes, esta no es la norma en el contexto del acceso óptico de la próxima generación. Esto se debe a que, como se indica en la sección 2.2, ha habido una explosión en la demanda de suscriptores de aplicaciones que requieren un uso intensivo de ancho de banda que requieren velocidades de datos de varios Gbit / s para admitirlas. A medida que aumentan las velocidades de datos, ambas dispersiones cromáticas aumentan de forma cuadrática con la velocidad de datos, mientras que la PMD aumenta linealmente con la velocidad de datos. Además, investigaciones recientes han demostrado que el propio canal de fibra óptica impone algunos límites de capacidad fundamentales. (Khair, Fakhriy, Mustika, Setiyanto, & Idrus, 2015)

Teniendo en cuenta, OFDM, es un formato de modulación de eficiencia espectral, resistente contra el retardo y facilidad de estimación de canal y fase, hizo la transición al mundo de las comunicaciones ópticas en el que se aplicó para la transmisión de fibra de larga distancia a altas velocidades de datos de hasta 100 Gbit / s y ahora se está utilizando para aplicaciones de acceso óptico. En esta sección, se proporciona una revisión de los principios generales de OFDM para apreciar la motivación detrás de la aplicación de las técnicas de OFDM en los sistemas de comunicación óptica. (Ji & Kang, 2013)

2.11. Sistemas de modulación de portadora única y multiportadora

Hay dos técnicas de modulación que se emplean en los sistemas de comunicación modernos. Estos son la modulación de una sola portadora y la modulación de múltiples portadoras. En la modulación de portadora única, la información se modula en una portadora variando la amplitud, la frecuencia o la fase de la portadora. Para sistemas digitales, esta información está en forma de bits o símbolos (colección de bits). El intervalo de señalización para un sistema de modulación de una sola portadora es igual a la duración del símbolo y todo el ancho de banda está ocupado por la portadora modulada. A medida que aumentan las tasas de datos, la duración del símbolo T_s se hace más pequeña. Si T_s es más pequeño que la dispersión de retardo de canal τ , habrá un ISI significativo debido a la memoria del canal dispersivo y se

desarrollará rápidamente un piso de error. En consecuencia, el sistema se vuelve más susceptible a la pérdida de información debido a condiciones adversas, como el desvanecimiento selectivo de la frecuencia debido a la trayectoria múltiple, la interferencia de otras fuentes y el ruido de impulso. Por otro lado, en los sistemas de modulación multiportadora, como los sistemas de multiplexación por división de frecuencia (FDM), la portadora modulada ocupa solo una fracción del ancho de banda total, en tales sistemas, la información transmitida a una alta velocidad de datos se divide en N flujos paralelos de menor velocidad, cada uno de estos flujos modula simultáneamente una subportadora diferente. Si la velocidad de datos total es R_s cada flujo paralelo tendría una velocidad de datos igual a R_s/N . Esto implica que la duración del símbolo de cada flujo paralelo es $N \times T_s$, N más larga que la duración del símbolo en serie y mucho mayor que la propagación del retardo del canal τ . Por lo tanto, estos sistemas son tolerantes a ISI y se están empleando cada vez más en sistemas de comunicación modernos donde se utilizan altas velocidades de datos y el ahorro de espectro limitado es de suma importancia. (Yee, Sandell, & Sun, 2004)

Como ilustración del proceso de conversión de serie a paralelo que se produce en los sistemas de modulación multiportadora, supóngase que se tiene cuatro subportadoras etiquetadas C_0 a C_3 y el flujo de bits de entrada es 10110001. Usando la modulación BPSK, por ejemplo, para asignar los bits a los símbolos, se representa el bit 1 con 1 y el bit 0 con -1. Por lo tanto, los símbolos del esquema BPSK son: 1-111-1-1-11.

El convertidor serie a paralelo convierte el flujo de bits serie en flujos paralelos y asigna los datos a los cuatro canales de la subportadora como se muestra en la Figura 2.12. Mientras, que la Figura 2.13 muestra un transmisor FDM convencional que incorpora un convertidor serie a paralelo. Como se puede ver en la figura, para mantener la velocidad de datos de R_s/N para cada flujo paralelo, la duración del símbolo paralelo es N veces más larga que la duración del símbolo en serie T_s . La suma de estos símbolos de información paralelos formará un símbolo FDM. (Rugini, Banelli, & Leus, 2011)

	C_0	C_1	C_2	C_3
Simbolo 1	1	-1	1	1
Simbolo 2	-1	-1	-1	1

Figura 2. 12: Conversión serie a paralelo en sistemas FDM.
Elaborado por: Autor.

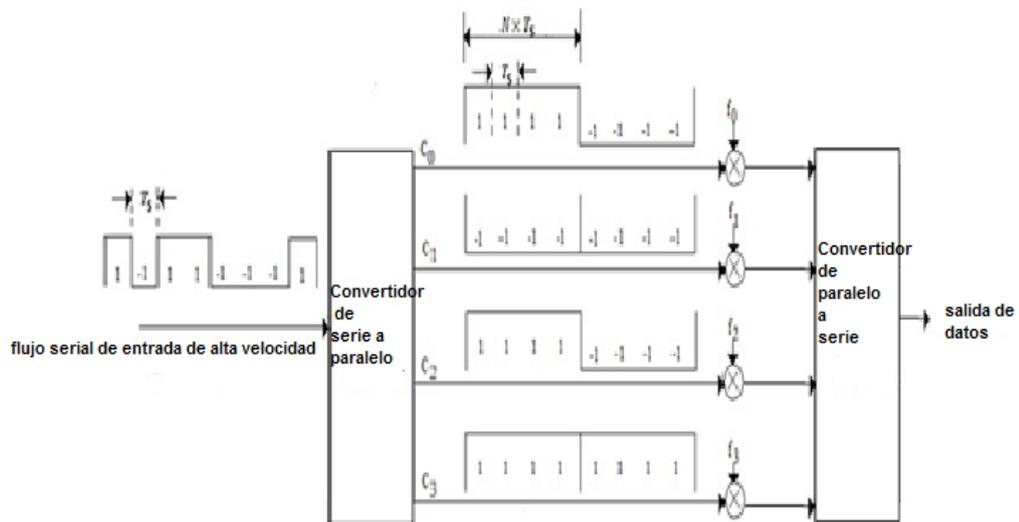


Figura 2. 13: Transmisor FDM.
Elaborado por: Autor.

Para evitar que el espectro de una subportadora interfiera con otra y asegurar una demodulación individual precisa de las subportadoras utilizando filtros, los sistemas FDM requieren bandas de guarda entre las subportadoras moduladas, como se muestra en la Figura 2.14 (b). El uso de estas bandas de guarda resulta en una eficiencia espectral deficiente.

OFDM es un caso especial de FDM que utiliza subportadoras ortogonales. La señal OFDM en el dominio de la frecuencia se muestra en la Figura 2.14 (c). Como se observa en la Figura 2.14 (c), en OFDM, los espectros de las subportadoras se superponen, lo que resulta en un ahorro de ancho de banda. El espectro de cada subportadora es sincero y el pico de cada subportadora corresponde a los cruces por cero de las otras subportadoras. Mientras se mantenga la ortogonalidad entre las

subportadoras, no hay ICI porque la energía de una subportadora no contribuye a la energía de las subportadoras adyacentes.

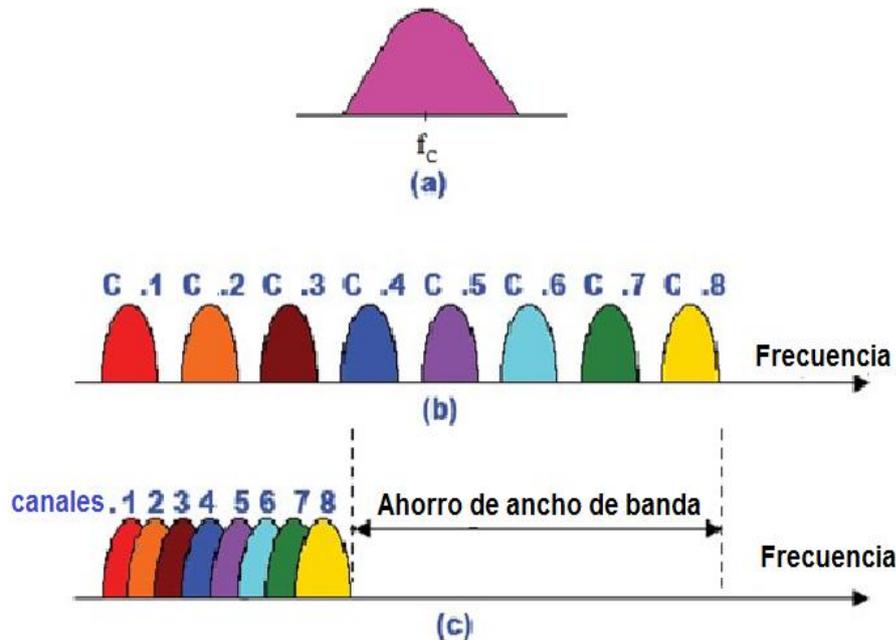


Figura 2. 14: Modulación de portadora única y multiportadora: (a) Técnica de portadora única, (b) Técnica multiportadora convencional (FDM) y (c) Técnica de modulación multiportadora OFDM.

Elaborado por: Autor.

2.12. Principios OFDM

Los principios de OFDM han existido durante varios años y fueron introducidos por Chang en un artículo seminal desde 1966. El concepto fundamental de OFDM es la ortogonalidad de las subportadoras. Un conjunto de subportadoras, dado por $S_n(t) = e^{j(2\pi f_n t)}$ donde $n = \frac{-N}{2} + 1, \dots, \frac{N}{2}$ y $0 \leq t \leq T$ se dice que son ortogonales en el dominio del tiempo si se cumple la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}
 \langle s_k(t), s_l(t) \rangle &= \int_0^T s_k(t) s_l^*(t) dt \\
 &= \int_0^T e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt \\
 &= \int_0^T e^{j2\pi(k-l)\Delta f t} dt \\
 &= T \delta_{k,l}
 \end{aligned} \tag{2.36}$$

Dónde $\delta_{k,l}$ está el símbolo delta de Kronecker definido por:

$$\delta_{k,l} = \begin{cases} 1, & \text{if } k = l \\ 0, & \text{if } k \neq l \end{cases} \quad (2.37)$$

Para que exista la ortogonalidad entre las subportadoras, son necesarias las siguientes condiciones:

- La frecuencia de cada subportadora debe elegirse de modo que cada subportadora tenga un número entero de ciclos dentro de la duración del símbolo OFDM.
- La diferencia en el número de ciclos por medio de símbolo OFDM para adyacentes, las subportadoras deben ser una.
- Para que se cumplan estas dos condiciones, la separación de frecuencia entre subportadoras adyacentes debe ser la inversa de la duración del símbolo OFDM (T).

La Figura 2.15 muestra tres subportadoras de dominio de tiempo dentro de un símbolo OFDM, mostrando claramente que se cumplen las condiciones para la ortogonalidad.

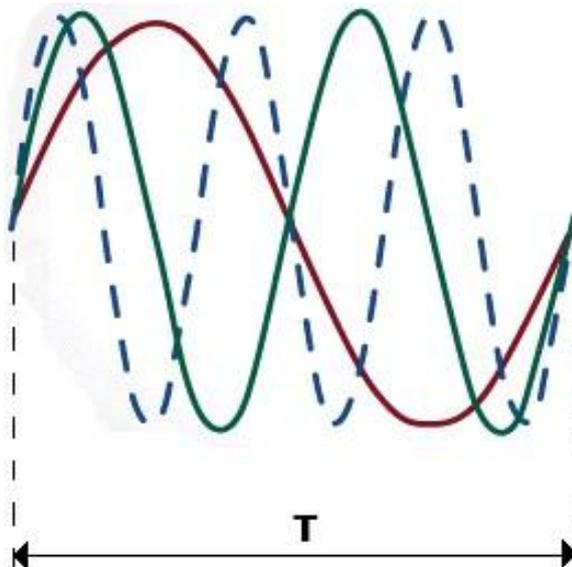


Figura 2. 15: Tres subportadoras de dominio de tiempo dentro de un símbolo OFDM de duración (T).

Elaborado por: Autor.

Como se puede ver, todas las subportadoras (que aquí se muestran tienen la misma amplitud y fase) tienen un número entero de ciclos dentro del período symbol del símbolo OFDM (T). (Pandharipande, 2002)

2.13. Representación matemática de una señal OFDM

La envolvente compleja de una señal OFDM, ignorando el prefijo cíclico, se puede representar matemáticamente como:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=\frac{-N_{sc}}{2}+1}^{\frac{N_{sc}}{2}} a_{n,k} g_n(t - kT) \quad (2.38)$$

$$g_n(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j\frac{2\pi nt}{T}}, t \in [0, T] \quad (2.39)$$

Donde $a_{n,k}$ es el símbolo complejo transmitido en la subportadora OFDM nth en el intervalo de señalización Kth, $g_n(t - kT)$ es la subportadora compleja, T es el período del símbolo OFDM y N_{sc} es el número total de subportadoras OFDM.

2.14. Implementaciones del sistema OFDM

Un sistema OFDM se puede implementar tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto. La implementación continua de OFDM utiliza un banco de osciladores, un oscilador para cada subportadora. En el transmisor, el flujo de información entrante se asigna en símbolos según el formato de modulación utilizado (n-PSK o n-QAM) y luego se envía a un bloque de conversión de serie a paralelo. Cada flujo paralelo en la salida del bloque de conversión de serie a paralelo se utiliza para modular la subportadora correspondiente simplemente por multiplicación con esa subportadora en particular. Como se indica en la sección 2.3.2, las frecuencias de las subportadoras adyacentes deben diferir en $\frac{1}{T}$ para mantener la ortogonalidad. (Weinstein, 2009)

En el receptor, la señal recibida se correlaciona con las mismas subportadoras para dar los símbolos transmitidos originales. El espectro de

una señal OFDM modulada por BPSK que comprende 8 subportadoras se simula en MATLAB en la Figura 2.16 utilizando la implementación de tiempo continuo que se muestra en la Figura 2.17.

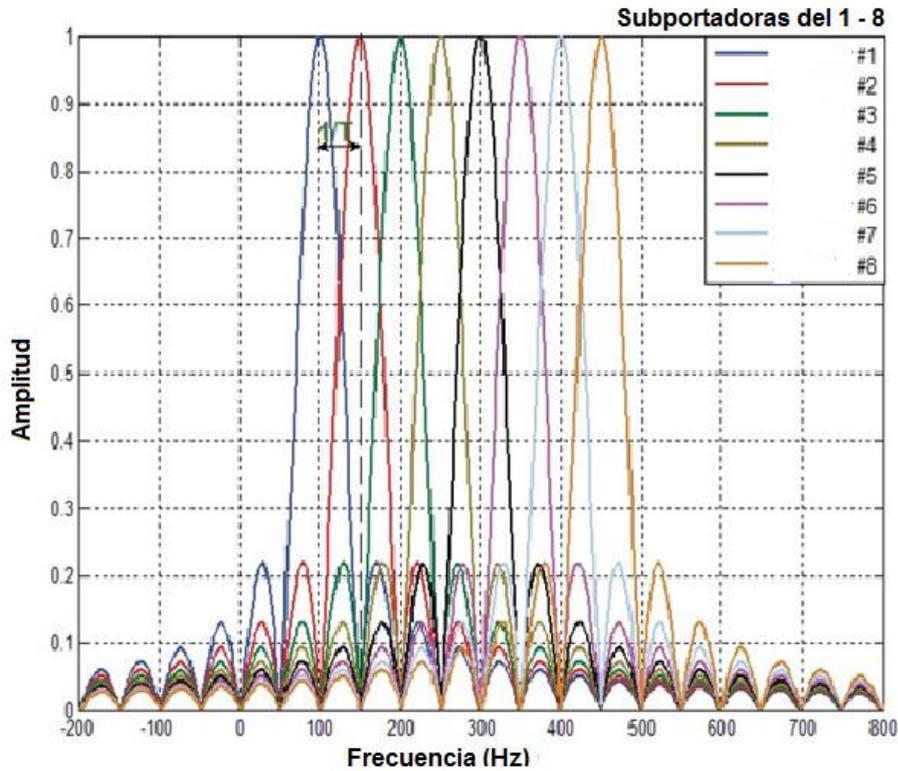


Figura 2.16. Espectro superpuesto OFDM para 8 subportadoras.
Elaborado por: Autor.

Como se puede observar en la Figura 2.16, los espectros de las subportadoras tienen forma de sinc y se superponen, donde la función de sinc se define como:

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \quad (2.40)$$

Para la simulación de MATLAB, los símbolos entrantes tienen una duración de símbolo de 2,5 ms. Esto implica que la duración del símbolo OFDM, como se ilustra en la Figura 2.16 será, por consiguiente $T = 8 \times 2.25\text{ms} = 0.02\text{s}$, el espaciado de frecuencia entre las subportadoras es $1/T = 50\text{ Hz}$, cómo se observa claramente en la Figura 2.16. En el pico de cada espectro de subportadoras, los espectros de las otras subportadoras son

cero, por lo tanto, las subportadoras son ortogonales. (Ahmed, Ali, & Asad, 2014)

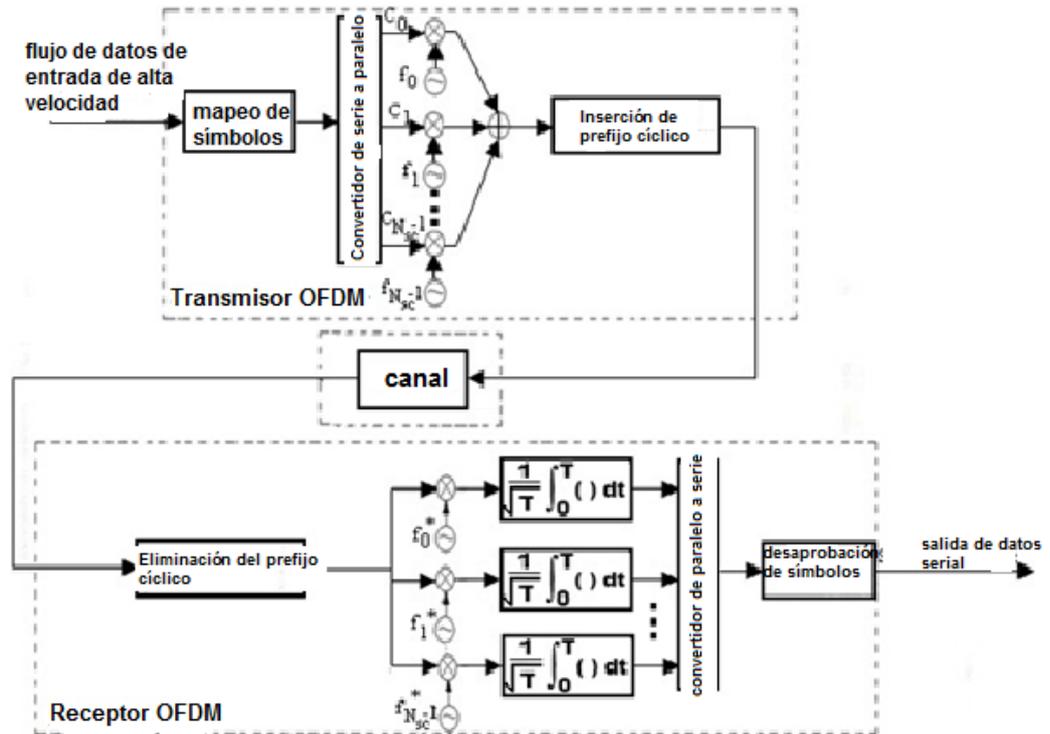


Figura 2.17: Implementación OFDM basada en oscilador.

Elaborado por: Autor.

Para garantizar que el canal de transmisión afecte a cada subportadora como un canal plano, OFDM requiere un gran número de subportadoras. Esto implica que, para esta implementación, se requeriría un gran número de osciladores en el transmisor y el receptor, dando lugar a una arquitectura considerablemente compleja, ineficiente en costos y por consiguiente, poco práctica. Para cada símbolo OFDM, $\hat{a}_{n,k}$ es el símbolo complejo recuperado en el intervalo de señalización k th viene dado por:

$$\hat{a}_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T r(t) \cdot g_n^*(t - kT) dt \quad (2.41)$$

Donde $r(t)$ es la señal OFDM recibida, el superíndice "*" lleva a cabo la compleja operación de conjugación, y todos los demás términos. La ecuación (2.41) muestra que cada símbolo complejo se recupera al multiplicar el símbolo OFDM por el conjugado complejo de la subportadora particular e

integrarse en el intervalo de señalización, por otro lado, la implementación de OFDM en tiempo discreto extiende las ideas introducidas por el modelo de tiempo continuo en el dominio digital haciendo uso de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) y la Transformada Inversa de Fourier (IDFT). El concepto de usar la IDFT y la DFT para llevar a cabo la modulación y demodulación OFDM fue propuesto por primera vez por Weinstein y Ebert en 1971. (Yeung, Takai, Bagrodia, Mehrnia, & Daneshrad, 2004)

La DFT se define en la secuencia compleja N-larga $x = (x_j, 0 \leq j < N)$ como:

$$F_k(x) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-\frac{2\pi i}{N}nk} \quad 0 \leq k < N \quad (2.42)$$

La IDFT se define como:

$$F_k^{-1}(x) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{\frac{2\pi i}{N}nk} \quad (2.43)$$

Por lo tanto, se puede decir que el valor discreto de la señal OFDM transmitida, es simplemente un IDFT de punto simple del símbolo de información x_n . En realidad, debido al gran número de multiplicaciones complejas involucradas en el cálculo de la DFT y la IDFT. La modulación y demodulación OFDM se realizan de manera más eficiente con la transformada rápida de Fourier inversa (IFFT) y la FFT. Usando el IFFT y FFT, el número de multiplicaciones complejas se reduce de $N^2 a \left(\frac{N}{2}\right) \cdot \log_2(N)$ usando un algoritmo radix-2 y $N^2 a \left(\frac{3}{8}\right) \cdot N \cdot \log_2(N - 2)$ usando un radix-4 algoritmo.

En comparación con la implementación de OFDM basada en el oscilador, la implementación de tiempo discreto es menos compleja porque un gran número de subportadores ortogonales se pueden modular y demodular

fácilmente usando el IFFT y el FFT sin tener que recurrir a un gran banco de osciladores. La arquitectura OFDM de tiempo discreto se muestra en la Figura 2.21.

En el transmisor, el flujo de bits en serie entrante a una alta velocidad de datos, después de la codificación y el intercalado, se convierte en varios flujos paralelos de baja velocidad, cada uno asignado a los símbolos de información correspondientes para las subportadoras dentro de un símbolo OFDM. El sistema OFDM basado en DFT trata los símbolos de información como si estuvieran en el dominio de la frecuencia. Estos símbolos, indicados como X_0, X_1, \dots, X_{N-1} en la Figura 2.21 se utilizan como entradas para un bloque IFFT que los convierte al tiempo muestras de dominio X_0, X_1, \dots, X_{N-1} . Un prefijo cíclico, obtenido copiando un número de las muestras del final de cada símbolo OFDM de dominio de tiempo, se adjuntan al inicio de ese símbolo OFDM. (Suma, Narasimhan, & Kanmani, 2012)

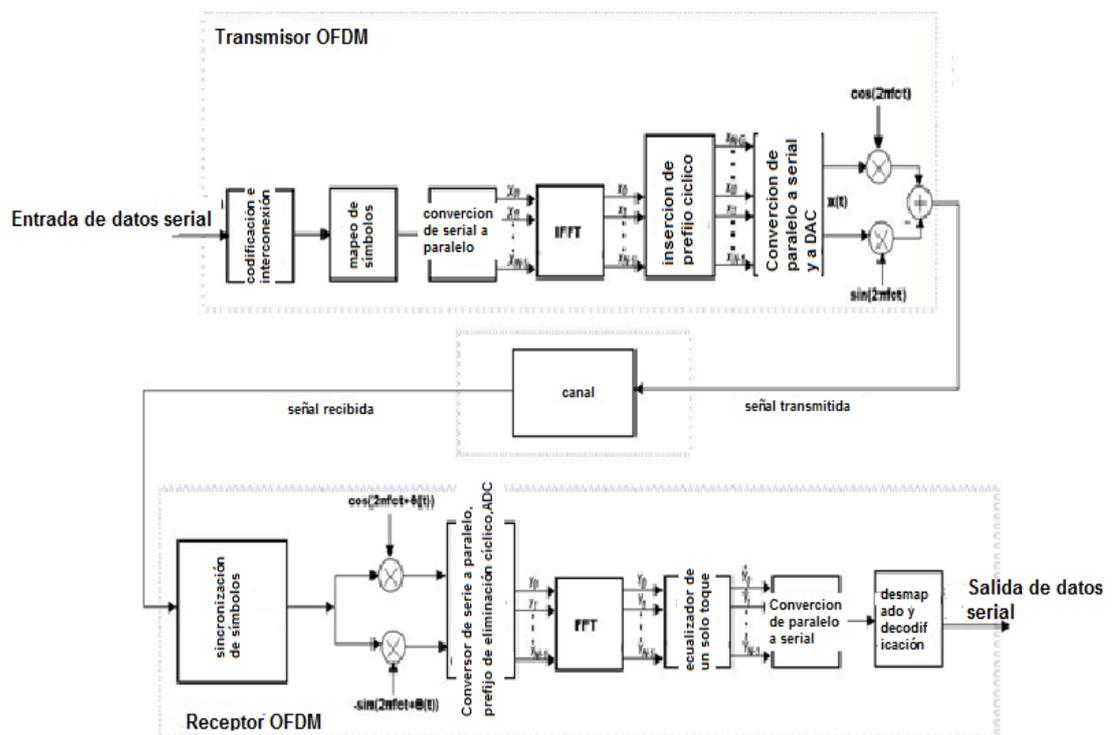


Figura 2. 16: Implementación OFDM basada en DFT.

Elaborado por: Autor.

Aunque este proceso introduce cierta cantidad de redundancia, es a través del uso del prefijo cíclico que OFDM es resistente no solo a ISI sino

también a ICI que surge de multipath en entornos de tiempo disperso. Esto se debe a que, si la duración del retardo de ruta múltiple es menor que la del prefijo cíclico, el prefijo cíclico garantiza que las copias atenuadas y demoradas del símbolo OFDM debido a la ruta múltiple aún tengan un número entero de ciclos dentro del período OFDM. Si ocurren transiciones de fase de cualquiera de las rutas demoradas, ocurren dentro del intervalo de prefijo cíclico. Además, debido a este prefijo cíclico, la ecualización OFDM se puede realizar fácilmente en el receptor utilizando un ecualizador de un toque. Si se utilizara un intervalo de guarda ordinario con una longitud mayor que la duración del retardo de trayectoria múltiple, la suma de las réplicas de trayectoria múltiple no produciría una onda continua. Ya no habrá un número entero de ciclos dentro del intervalo FFT, lo que resultará en una pérdida de ortogonalidad entre las subportadoras e ICI en el receptor. Sin embargo, el uso del prefijo cíclico garantiza que la señal OFDM y sus réplicas sean continuas. En consecuencia, la secuencia de muestras recibidas en un símbolo OFDM es equivalente a un período de convolución cíclica entre el símbolo OFDM transmitido y las muestras de la respuesta de impulso de canal. En el dominio de la frecuencia, esto corresponde a la multiplicación de una subportadora particular por su muestra correspondiente de la respuesta de frecuencia del canal. Esto permite utilizar un ecualizador de un toque en esa subportadora en particular para corregir cualquier amplitud o distorsión de fase introducidas por el canal. (Junsong Li & Kavehrad, 1999)

Cabe señalar que el uso del prefijo cíclico reduce la eficiencia de ancho de banda de las transmisiones OFDM por el factor $T/(T+T_g)$, donde T_g es la duración del prefijo cíclico. Esto se debe a que parte del ancho de banda se utiliza para el intervalo de guarda sin llevar información. Además, el uso del prefijo cíclico da como resultado una reducción de la SNR, ya que las muestras del prefijo cíclico se descartan en el receptor. Después de la inserción del prefijo cíclico, la señal de banda de base de dominio de tiempo discreta se pasa a través de un DAC que convierte la señal discreta en una señal analógica en preparación para la conversión ascendente y la transmisión posterior a través del canal analógico.

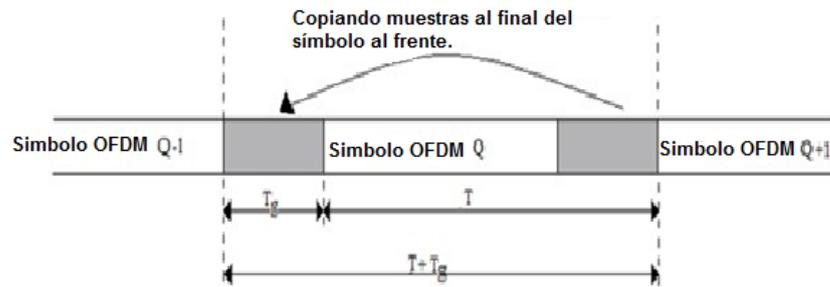


Figura 2. 17: Inserción del prefijo cíclico. T: Duración activa del símbolo OFDM. Tg: Duración del prefijo cíclico.
Elaborado por: Autor.

Idealmente, esta conversión de digital a analógica debe convertir cada muestra de dominio de tiempo OFDM con una función sinc. Cuando el DAC muestrea la señal OFDM en el dominio del tiempo a una tasa de muestreo de f_s , alias se producen múltiplos de la tasa de muestreo. Si todas las subportadoras están moduladas (es decir, todas las entradas al IFFT se usan para transportar datos), estos alias se ubicarán justo al lado de la señal OFDM principal, lo que significa que sería muy difícil usar un filtro práctico para separarlos. Este problema se evita mediante un sobremuestreo utilizando un relleno cero. Aquí, las subportadoras de valor cero se colocan en posiciones específicas (alrededor del término Nyquist) en la secuencia de entrada IFFT. En consecuencia, los alias se alejan de la señal OFDM principal, simplificando así los requisitos de filtrado analógico en el transmisor.

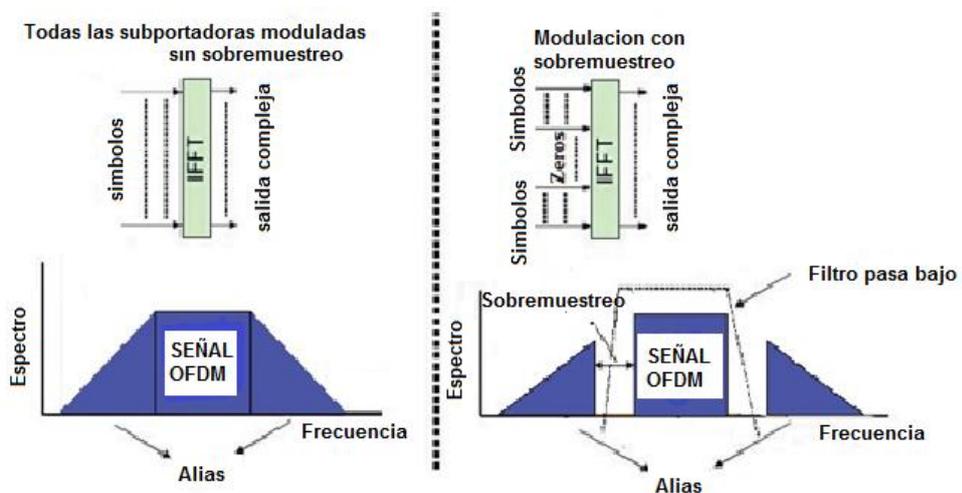


Figura 2. 18: Sobremuestreo para cambiar los alias de la señal OFDM, simplificando así el filtrado.
Elaborado por: Autor.

Como se puede ver en la Figura 2.18, con un sobremuestreo, los ceros se asignan a frecuencias alrededor del término Nyquist que se encuentra en el centro del IFFT. Estas frecuencias corresponden a las frecuencias negativas más bajas y más altas de la señal.

En consecuencia, las subportadoras que llevan el cero se convierten en bandas de guarda a ambos lados de la señal OFDM principal, con el efecto resultante de que las réplicas espectrales están mucho más separadas de la señal OFDM principal que en el caso de no muestreo excesivo. Por lo tanto, un filtro de reconstrucción para filtrar los alias es mucho más fácil de diseñar. Después del DAC, la señal OFDM analógica de banda base se convierte luego a una banda de paso de RF utilizando un mezclador IQ eléctrico. La señal de banda de paso convertida en sentido ascendente $s(t)$ es:

$$s(t) = \text{Re}(x(t)) \cdot \cos(2\pi f_c t) - \text{Im}(x(t)) \cdot \sin(2\pi f_c t) \quad (2.44)$$

$$s(t) = \text{Re}(x(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}) \quad (2.45)$$

Donde $\text{Re}(x(t))$ y $\text{Im}(x(t))$

Denotan las partes reales e imaginarias de la señal de banda base $X(t)$ respectivamente, y f_c es la frecuencia portadora de banda de paso. Desde (2.45), se puede ver que el proceso de conversión ascendente convierte la señal OFDM de banda base de valores complejos en una señal de valores reales.

En el receptor, la señal OFDM recibida se envía a un bloque de sincronización de símbolos cuya función es determinar el momento preciso en que el símbolo OFDM comienza y termina en la trama recibida. La señal OFDM de tiempo continuo luego se vuelve a convertir en banda base y se pasa a un ADC para la conversión al dominio digital. Las muestras de prefijo cíclico se descartan antes de las muestras de tiempo discreto, y_0, y_1, \dots, y_{N-1} se pasan al bloque FFT para la demodulación. La ecualización sigue a continuación antes de desentrelazar, demapear y decodificar para recuperar los datos.

2.15. Desventajas OFDM

A pesar de sus numerosas ventajas, OFDM tiene una serie de desventajas. De los diversos inconvenientes, se considera su alta relación de potencia de pico a potencia promedio (PAPR) y su sensibilidad al ruido de fase debido a los importantes desafíos que presentan estos inconvenientes para las comunicaciones de fibra óptica. (Chanda, Sesay, & Davies, 2004)

2.16. Relación de potencia pico a promedio de señales OFDM

Dado que OFDM tiene una naturaleza multiportadora, las diversas subportadoras que forman la señal OFDM se combinan de manera constructiva. En consecuencia, dado que se está sumando varias sinusoides, la señal OFDM en el dominio del tiempo tiene un PAPR alto. Debido a este alto PAPR, cualquier no linealidad del transmisor se traduciría en potencia fuera de banda y distorsión dentro de banda. A pesar de que la señal OFDM tiene picos altos que ocurren con poca frecuencia, estos picos todavía pueden causar suficiente potencia fuera de banda cuando hay una saturación del amplificador de potencia de salida o cuando existe la más mínima no linealidad del amplificador. (Slimane, 2007)

El PAPR se define como:

$$PAPR = \frac{\max\{|s(t)|^2\}}{E\{|s(t)|^2\}}, \quad t \in [0, T] \quad (2.46)$$

Donde $E\{\cdot\}$ denota el operador de expectativa.

En las comunicaciones ópticas, se emplean EDFA. Estos amplificadores se caracterizan por un tiempo de respuesta lento, haciéndolos lineales independientemente de la potencia de la señal de entrada. Sin embargo, el alto PAPR de OFDM sigue siendo un desafío debido a la no linealidad del modulador externo, el ADC y la fibra óptica. Cuando la señal OFDM se transmite a través de fibra, el efecto Kerr da lugar a productos de distorsión de mezcla de cuatro ondas (FWM). La potencia de estos productos FWM depende del PAPR de la señal. Se han propuesto técnicas como el

recorte de la señal, el Mapeo seleccionado y la Trellis Shaping (SLM), así como el cifrado de la señal, como soluciones para el alto PAPR de OFDM.

2.17. Sensibilidad al ruido de fase

Las señales OFDM son bastante sensibles al ruido de fase. La señal OFDM recibida con ruido de fase láser se puede modelar matemáticamente como:

$$r(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\frac{N_{sc}}{2}}^{\frac{N_{sc}}{2}} a_{n,k} p_n(t - kT) \quad (2.47)$$

$$p_n(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j\left(\frac{2\pi n t}{T} + \phi(t)\right)}, t \in [0, T] \quad (2.48)$$

Los efectos adversos del ruido de fase son dobles. Una rotación de la fase de todas las subportadoras en el dominio de la frecuencia en el mismo ángulo debido al desplazamiento de fase común (CPS). Este CPS da como resultado todo el OFDM. (Pollet, Van Bladel, & Moeneclaey, 1995)

CAPÍTULO 3: SIMULACION Y RESULTADOS OBTENIDOS

3.1. Esquemas de multiplexación en RoF.

En esta sección se describen brevemente los diferentes esquemas de multiplexación en el campo de ROF para la comunicación inalámbrica:

3.1.1. Multiplexación por división de forma de onda (WDM)

El concepto básico de la tecnología WDM es combinar múltiples canales ópticos con las diversas longitudes de onda que provienen de varias fuentes ópticas en una sola fibra a través de multiplexores utilizados en el lado del transmisor, así como demultiplexores en el lado del receptor para dividir los canales WDM. Sin embargo, la tecnología WDM es una forma eficaz que se puede utilizar en la red de alimentación de fibra óptica para aumentar la capacidad de los sistemas RoF, aumentar el ancho de banda utilizable de la fibra y aumentar el número de estaciones base con alimentación de la oficina central. Además, las topologías de las redes WDM-RoF son similares a las otras redes ópticas, topologías, como red de bus, red de anillo y red en estrella. Es un dispositivo pasivo que combina señales de luz con varias longitudes de onda que provienen de múltiples fibras a una fibra única. Esto necesita multiplexores de división de longitud de onda densa (DWDM). Las técnicas ópticas (analógicas) de multiplexación se utilizan a través de estos dispositivos para aumentar la capacidad de transportar redes de fibra por encima de los niveles, que se logran mediante el uso de multiplexación por división de tiempo (TDM).

Hoy en día, la distribución de señales RoF (véase la figura 3.1) utilizando la tecnología WDM se ha convertido en muy importante. Sin embargo, para una sola fibra, tales sistemas pueden alcanzar capacidades de 1 Tbps. El canal único tiene velocidades de bits elevadas a 10 Gbps y velocidades de canal de 40 Gbps de los sistemas disponibles a nivel comercial. Es posible reducir el espaciado del canal a 50 GHz o incluso a 25 GHz lo que hace posible utilizar canales de un centenar de números. Pero si la reducción en el espaciado del canal será de 50 GHz en lugar de 100 GHz, esto hará que la

actualización de los sistemas que funcionan a 40 Gbps sea más difícil debido a los efectos no lineales en la naturaleza.

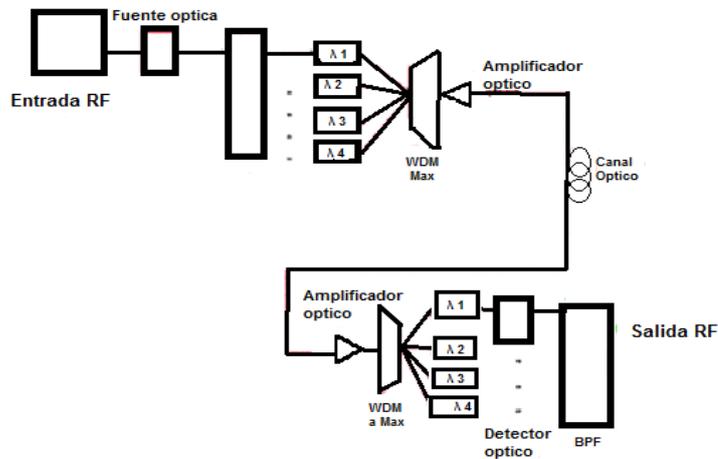


Figura 3. 1: Sistema RoF a través de la tecnología WDM usada.
Elaborado por: Autor

3.1.2. Multiplexación de subportadoras (SCM)

La técnica de SCM es una de las técnicas de multiplexación que se puede utilizar en el sistema óptico para aumentar la eficiencia de utilización del ancho de banda. El SCM es más sensible a los efectos de ruido, lo que limita las tasas de datos y la subportadora máxima. Frecuencias La configuración básica del sistema óptico SCM se muestra en la Figura 3.2. La frecuencia de radio múltiple Las señales (RF) en esta técnica del sistema RoF se multiplexan en el dominio de la frecuencia y luego se transmiten a través de una única longitud de onda. Sin embargo, la combinación de SCM y WDM. Las técnicas pueden proporcionar una mayor flexibilidad para la transmisión óptica de alta velocidad con alta tolerancia de dispersión y alta eficiencia de ancho de banda óptica.

La multiplexación de subportadora óptica (OSM) es un sistema en el que se multiplexan más de una señal en el dominio de radiofrecuencia y luego se transmite mediante el uso de una sola longitud de onda. Por lo tanto, los dispositivos con microondas son más maduros que los dispositivos ópticos y la televisión por cable analógica en sistemas de fibra óptica es la aplicación común de este esquema. La selección de frecuencia en el filtro de microondas y la estabilidad es mucho mejor en el oscilador de microondas en comparación

con el óptico. Por lo tanto, en el dominio de la frecuencia de radio, la detección coherente se vuelve más sencilla debido a los osciladores de RF con bajo ruido de fase en comparación con los formatos de modulación avanzada y dominio óptico que son aplicables simplemente.

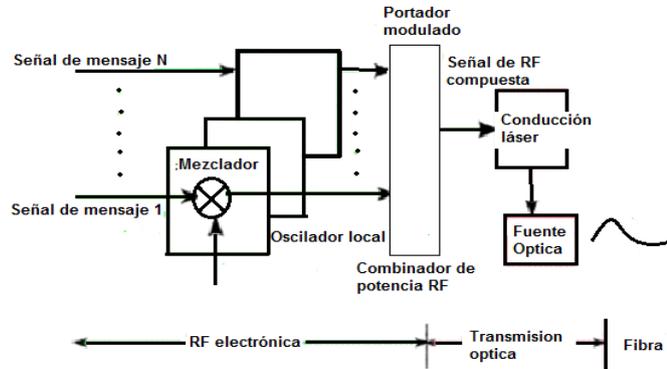


Figura 3. 2: Configuración básica del sistema óptico SCM
Elaborado por: Autor.

3.2. Técnica OFDM

OFDM es una solución efectiva al problema de interferencia entre símbolos causado a través de un canal dispersivo, por lo tanto, se utiliza ampliamente en sistemas de comunicación. Además, OFDM se caracteriza por transmitir la complejidad de los transmisores y receptores del dominio analógico a la digital. Sin embargo, el concepto básico de OFDM es un método para dividir un flujo de alta velocidad de datos en múltiples flujos de menor velocidad de datos y luego transmitirse al mismo tiempo a través de varias subportadoras ortogonales. Como resultado, reduce la cantidad relativa de dispersión en el tiempo causada a través de canales dispersivos como las fibras ópticas. El diseño basado en OFDM tiene una capacidad inherente para incluir un tiempo de guarda extendido periódicamente en cada símbolo OFDM. El símbolo OFDM es una extensión periódica, el tiempo de guarda para evitar y elimina la interferencia entre portadoras. Sin embargo, una señal OFDM consiste en la suma de las subportadoras que se modulan mediante el uso de modulación de amplitud en cuadratura (QAM) o cambio de fase (PSK).

3.3. Diseño de Sistemas

El sistema RoF consta de tres partes principales que son: transmisor, canal de fibra y receptor. Sin embargo, el parte del transmisor contiene dos

lados principales, tales como; lado eléctrico para generar señal de RF con SCM y lado óptico para generar señal óptica con WDM. Mientras que la parte del receptor contiene FrF lateral y óptica. Esta sección ofrece el diseño del sistema RoF que utiliza diferentes tipos de esquemas de modulación, tales como: 4-QAM, 16-QAM y 64-QAM con y sin técnica OFDM en transmisión multicanal a través de las técnicas WDM y SCM utilizadas.

3.3.1. Modelo para el sistema SCM-RoF

En esta sección, los canales 4-RF (2.4, 5.8, 10 y 15 GHz) se simulan a través del esquema de modulación 4-QAM, 16-QAM y 64-QAM utilizado con la técnica OFDM a una velocidad de datos de 5 Gbps. La configuración de simulación propuesta para El SCM con el sistema RoF (4-QAM-OFDM) y (64-QAM-OFDM) se muestra en la Figura 3.3 y la Figura 3.4 respectivamente.

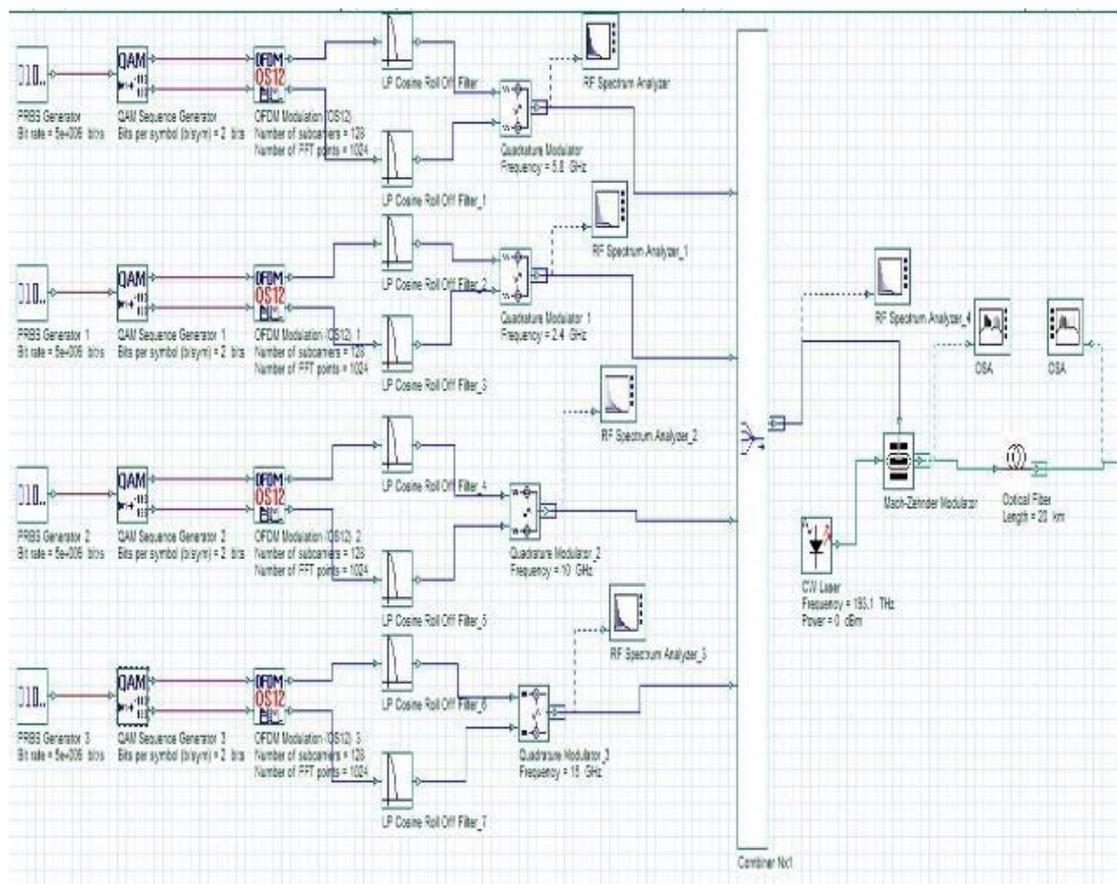


Figura 3. 3: Configuración de simulación propuesta para la parte del transmisor (SCM-4QAM).

Elaborado por: Autor.

Sin embargo, para la parte del transmisor en estas figuras, en el inicio, los bits de datos se codifican después de que se convierten en un mapa de constelación de un esquema de modulación bien conocido utilizado en este trabajo. En la técnica OFDM, los datos se interpretan como datos en el dominio de la frecuencia y luego se convierten a la señal de dominio de tiempo a través del proceso IFFT, después de eso, la salida de IFFT se envía al canal después de la adición del prefijo cíclico (CP). Las señales de tiempo OFDM luego se convierten a la forma analógica apropiada mediante el uso de convertidores D/A y el diodo láser modificado, lo que crea un paso de señal óptica por el enlace óptico para finalmente pasar a un canal inalámbrico. Además, el combinador se utiliza para combinar señales de cuatro entradas en una sola señal de salida. En la parte del receptor, después de que la señal se convierta de una forma óptica a una forma eléctrica mediante un fotodetector, se pasa a través de Fork para reiterar la señal de entrada en cuatro señales de salida. Un amplificador eléctrico en este sistema se usa para compensar la potencia que se pierde debido a la atenuación de la fibra.

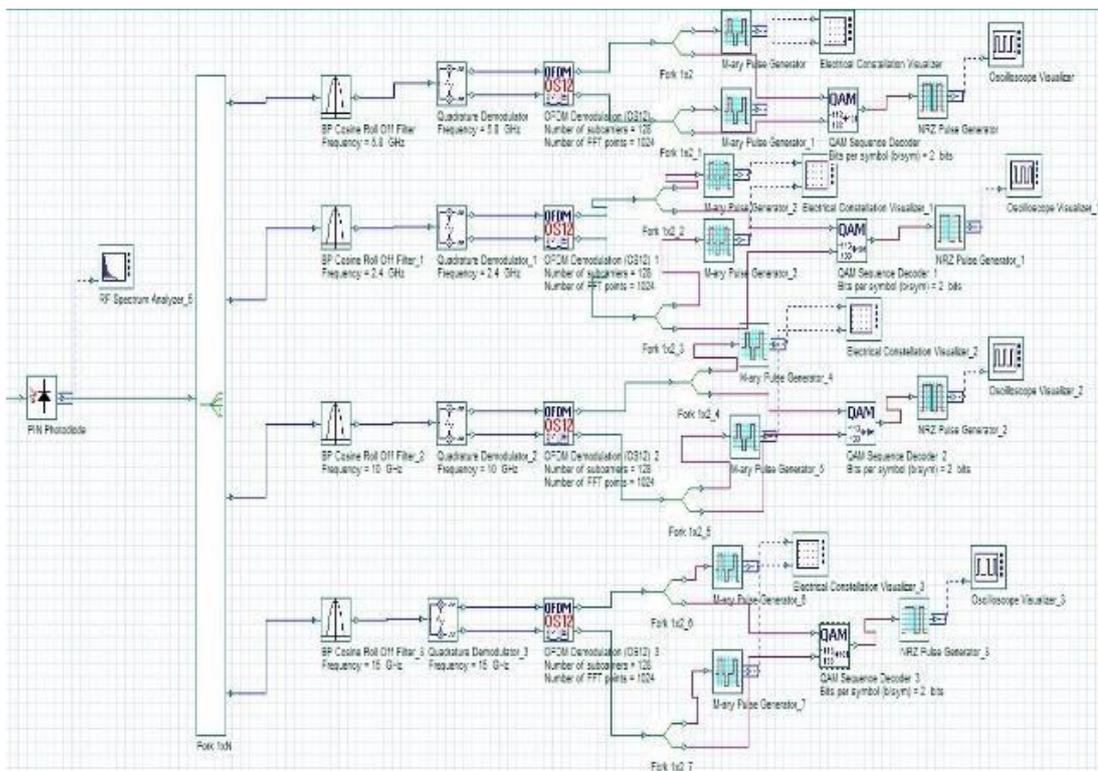


Figura 3. 4: Configuración de simulación propuesta para el receptor (SCM-4QAM)

Elaborado por: Autor

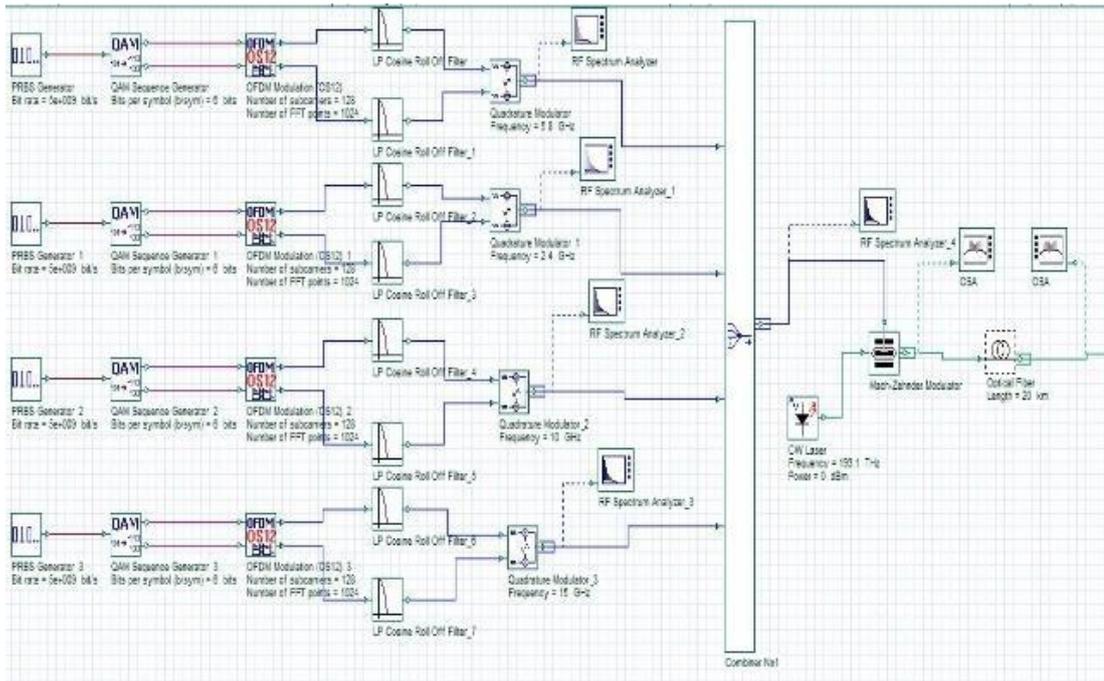


Figura 3. 5: Configuración de simulación propuesta para la parte del transmisor (SCM-64-QAM).

Elaborado por: Autor.

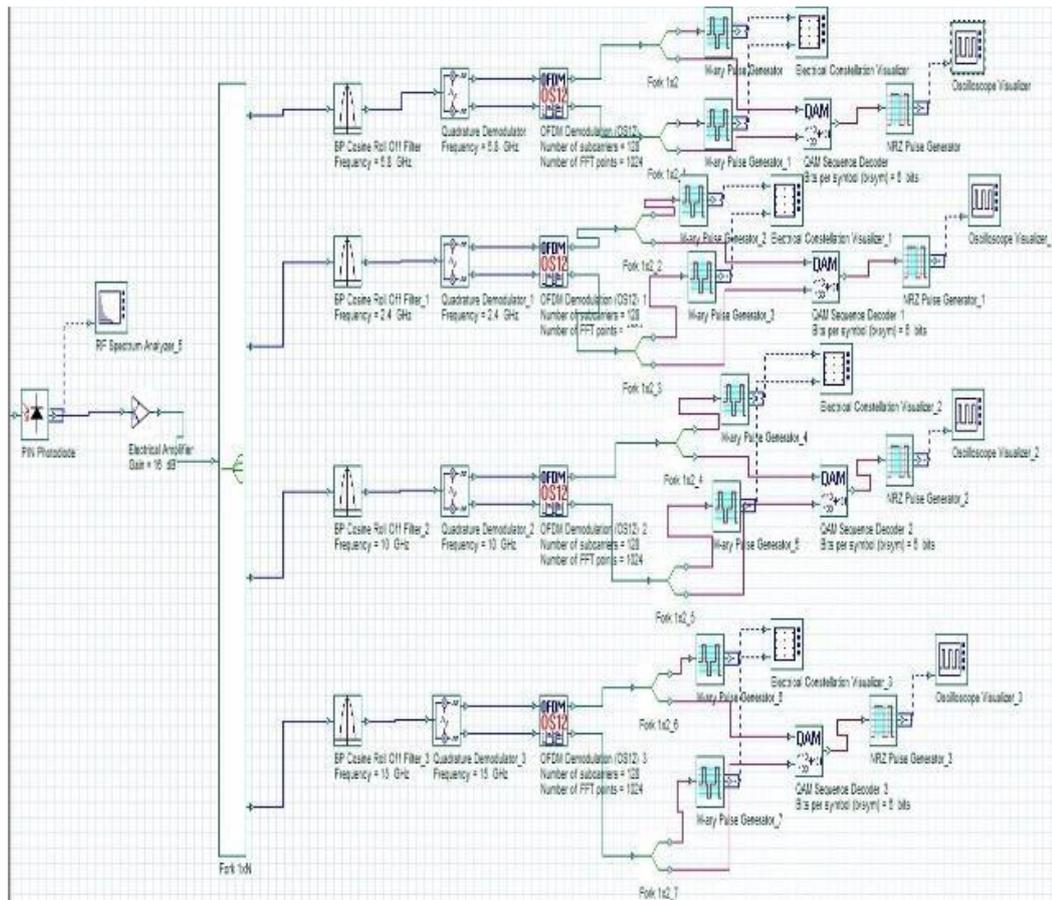
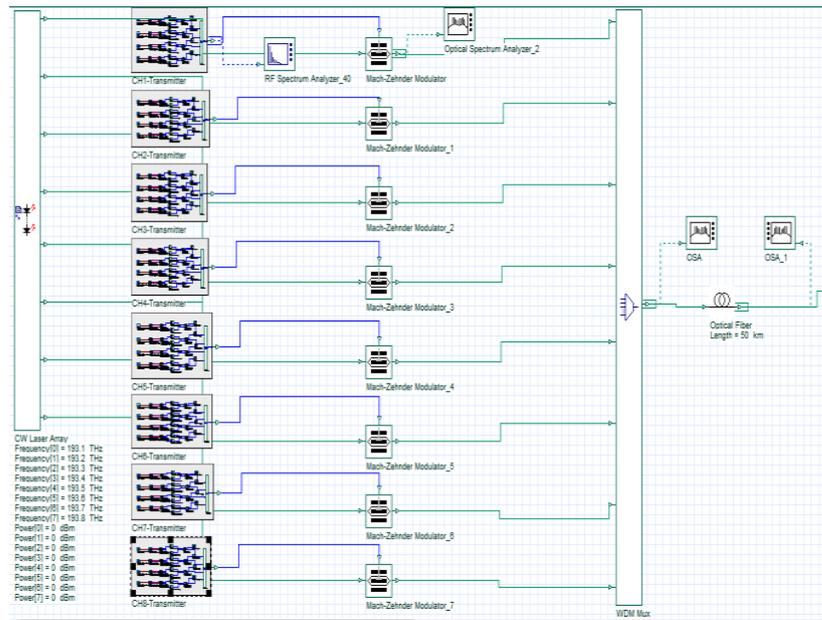


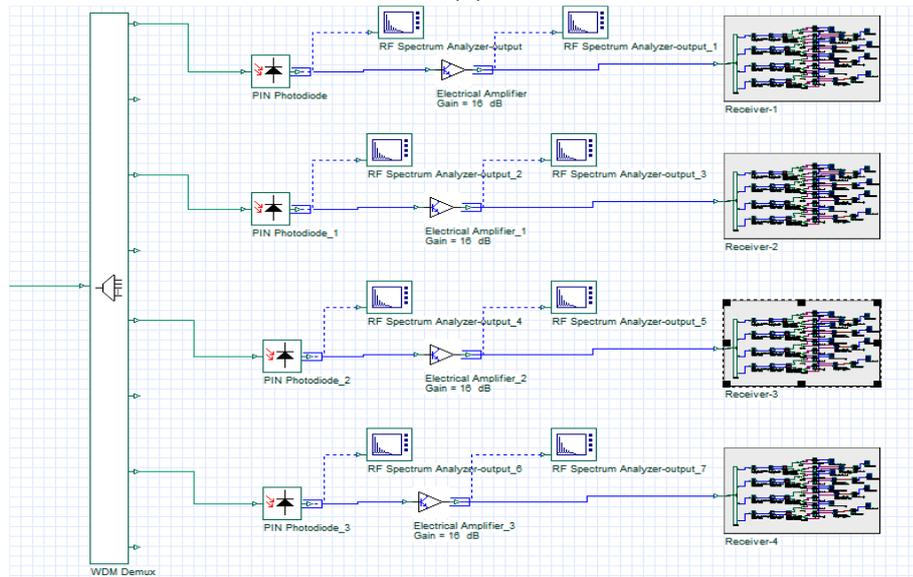
Figura 3. 6: Configuración de simulación propuesta para la parte del receptor (SCM-64-QAM)

Elaborado por: Autor.

3.3.2. Modelo para sistema (SCM/ WDM)-RoF



(a)



(b)

Figura 3. 7: Configuración de simulación propuesta para el sistema (SCM / WDM) - RoF para: (a) transmisor, y (b) receptor.

Elaborado por: Autor

En esta sección, la combinación de técnicas WDM y SCM para el sistema RoF se utiliza para multiplexar 8 canales ópticos. Cada canal óptico consta de cuatro canales de RF a una velocidad de datos de 5 Gbps para cada canal de RF, y así se produce un RF de 32 canales. Sin embargo, en este modelo, tres esquemas de modulación, tales como; (Se pueden utilizar

4-QAM-OFDM, 16-QAM-OFDM y 64-QAM-OFDM). La Figura 3.7 muestra la simulación del sistema SCM / WDM RoF.

3.4. Resultados y discusiones

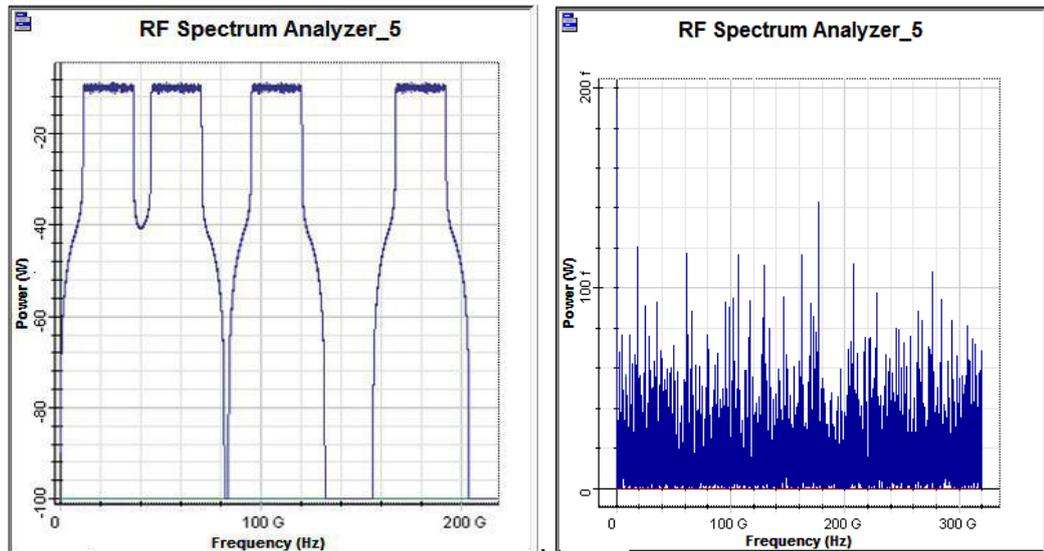
En esta sección, los resultados de la simulación del sistema de múltiples canales de RoF se realizaron para la técnica de SCM y la combinación de SCM con la técnica de WDM. Sin embargo, en esta simulación, se utiliza la señal QAM que utiliza (4, 16 y 64) bits por símbolo. El número de bits en cada símbolo es (2, 4 y 6) y el resultado de la constelación viene dado por la fórmula 2^n .

3.4.1. SCM para enlace RoF con esquema de modulación 4-QAM

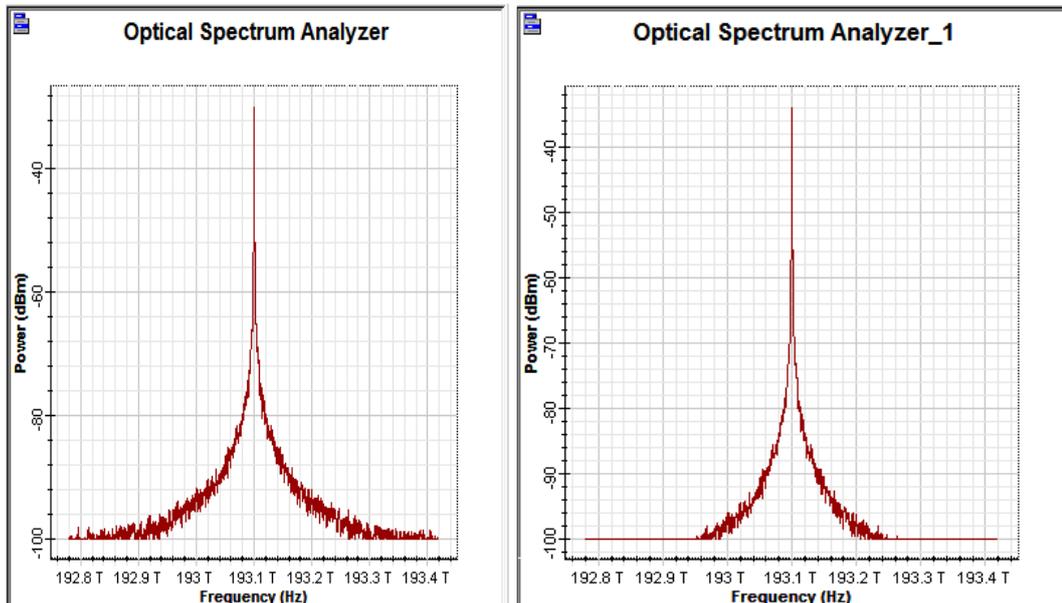
Los resultados para el espectro de radiofrecuencia (RF) y la modulación del espectro óptico de las señales transmitidas y recibidas para el sistema SCM-RoF-OFDM del esquema 4-QAM después de 20 km con más armónicos en la banda lateral del espectro se muestran a continuación en la Figura 7. En otras palabras, se muestran los resultados de ambas señales ópticas con amplificación antes y después del filtrado basado en el enlace de transmisión óptica en el dominio óptico. El espectro de la señal SCM es para cuatro flujos de datos, donde los cuatro flujos de datos de 5Gbps de velocidad de bits se modulan en cuatro subportadoras de frecuencias de RF (2.4, 5.8, 10 y 15) GHz que se multiplexan en el dominio de RF. Además, esta señal compuesta SCM se modula luego en una portadora óptica de señal de frecuencia 193.1 THz. Sin embargo, se necesita una opción de mejora del espectro a través de la amplificación óptica debido a la mala calidad del espectro OFDM resultante de la banda base y la ruta de transmisión.

El rendimiento se ve obstaculizado principalmente por el canal de transmisión del sistema, el ruido del amplificador acumulado y los componentes del sistema de rendimiento interno. La modulación del espectro óptico de la portadora de RF produce señales de banda lateral única después del filtrado. Además, después del filtrado, la modulación del espectro óptico de la portadora de RF produce señales con una banda lateral única. Las arquitecturas de un lado del transmisor con una señal real se proponen en

este trabajo para hacer que la señal RF OFDM sea una frecuencia intermedia compleja con el fin de suprimir una de las bandas laterales con un filtro óptico. Además, en el lado de recepción, se utiliza un fotodiodo para Detecta la señal óptica y luego la desmodula. Además, para eliminar la banda de un solo lado, la frecuencia de RF debe elegirse en este trabajo.



(a) 1- Señal transmitida y 2- Señal recibida



(b) 2- Señal transmitida y 2- Señal recibida

Figura 3. 8: (a) Espectro RF y (b) espectro óptico de las señales transmitidas y recibidas del sistema SCM-RoF-OFDM para el esquema 4-QAM.

Elaborado por: Autor

La potencia de la señal recibida frente a la longitud de la fibra óptica para el enlace SCM-RoF con dos velocidades de datos diferentes, tales como; (5 y 10) Gbps para el esquema de modulación 4-QAM y las técnicas OFDM que

se muestran en la Figura 3.8. El rendimiento del sistema SCM-RoF con 10 Gbps es mejor que el rendimiento de este sistema con 5 Gbps. Además, la potencia de señal de RF del sistema 4-QAM-OFDM a 80 km de longitud de fibra óptica para una velocidad de datos de 10 Gbps igual a 88, mientras que es igual a 85 para 5 Gbps a la misma longitud de fibra óptica. Se puede concluir que La potencia de la señal de RF disminuye con el aumento de la longitud de la fibra para los diferentes valores de las velocidades de datos.

La Figura 3.9 muestra el diagrama de constelación del enlace SCM-RoF para el primer y cuarto canal de RF y 4-QAM-OFDM después de 20 km de longitud de fibra óptica con diferentes valores de la velocidad de datos, tales como; (5, 7 y 10) Gbps. El ancho de banda de los canales de RF aumenta al aumentar la velocidad de datos y, por lo tanto, se superponen entre sí. Sin embargo, la constelación de señales del transmisor se toma de la salida del generador de impulsos M-ary.

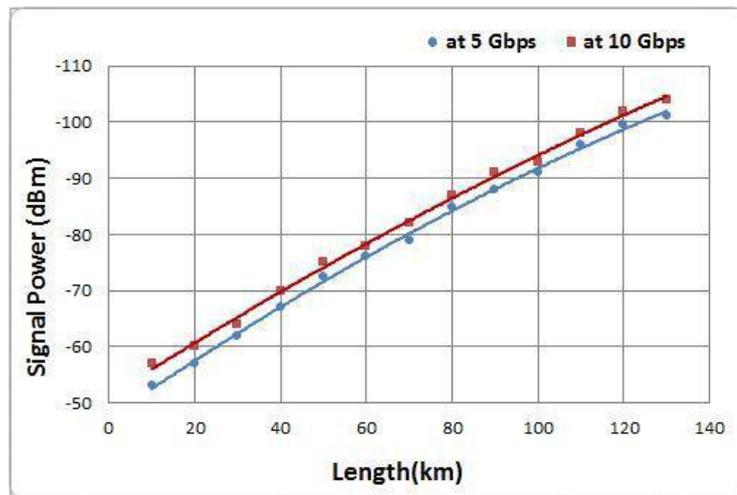
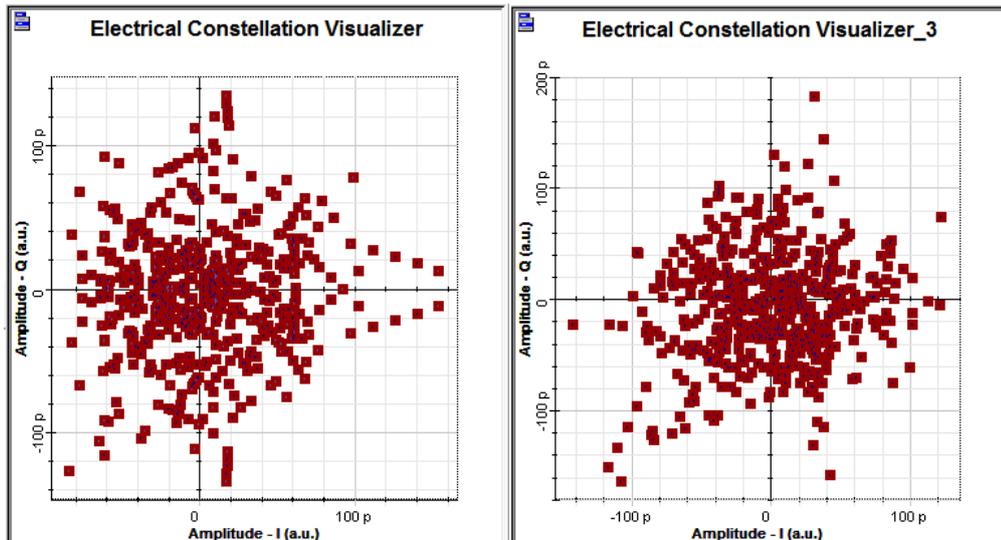
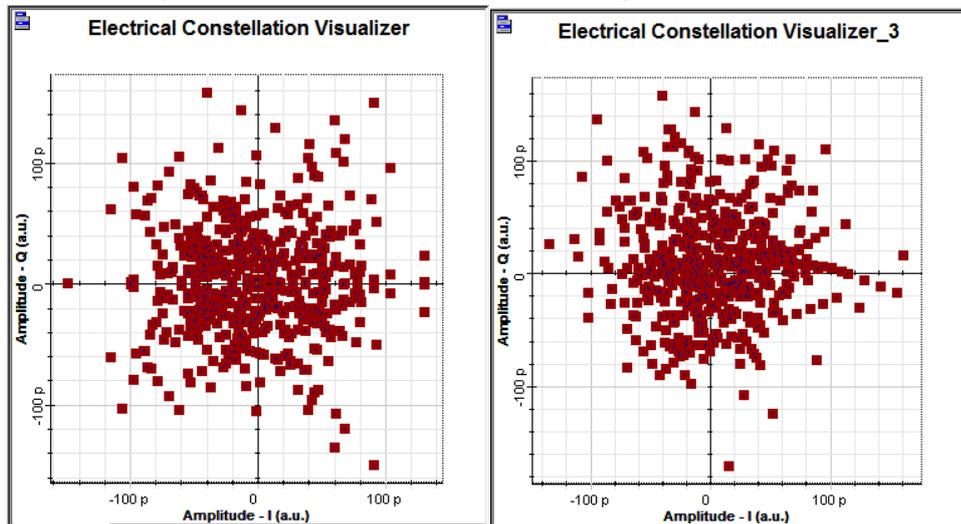


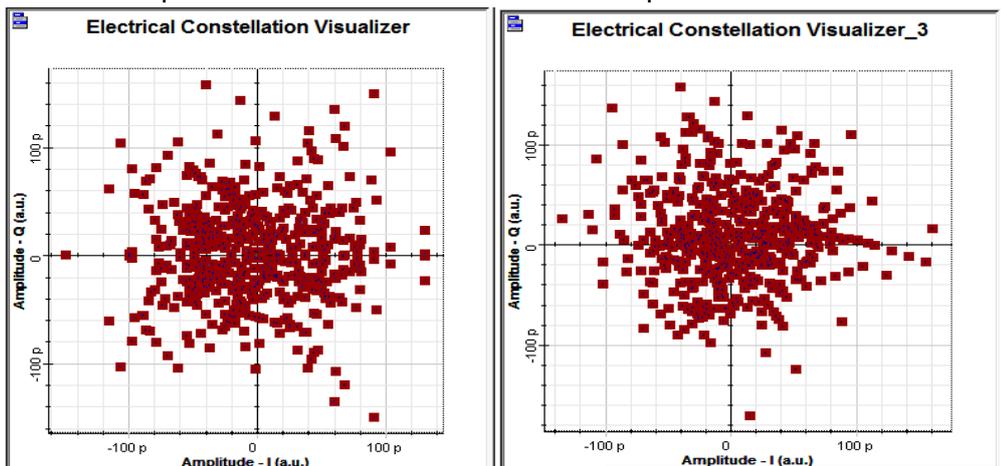
Figura 3. 9: Potencia de señal versus longitud del sistema SCM-RoF-OFDM para el esquema 4-QAM
Elaborado por: Autor.



1- A 5 Gbps de velocidad de datos 1- A 5 Gbps de velocidad de datos



2- A 7 Gbps de velocidad de datos. 2- A 7 Gbps de velocidad de datos.



3- A 10 Gbps de velocidad de datos. 3- A 10 Gbps de velocidad de datos.

Figura 3. 10: El diagrama de constelación del sistema SCM-FoF-OFDM (a) para el canal 1, y (b) para el canal 4 del esquema 4-QAM

Elaborado por: Autor.

3.4.2. Enlace SCM-RoF con esquema de modulación 16-QAM

El espectro de RF y el espectro óptico de las señales transmitidas y recibidas para el sistema SCM-RoF-OFDM del esquema 16-QAM después de 20 km a 5 Gbps se muestran en la Figura 3.11. La señal compuesta SCM se modula en un portador óptico de señal de longitud de onda de $1,5525 \mu\text{m}$.

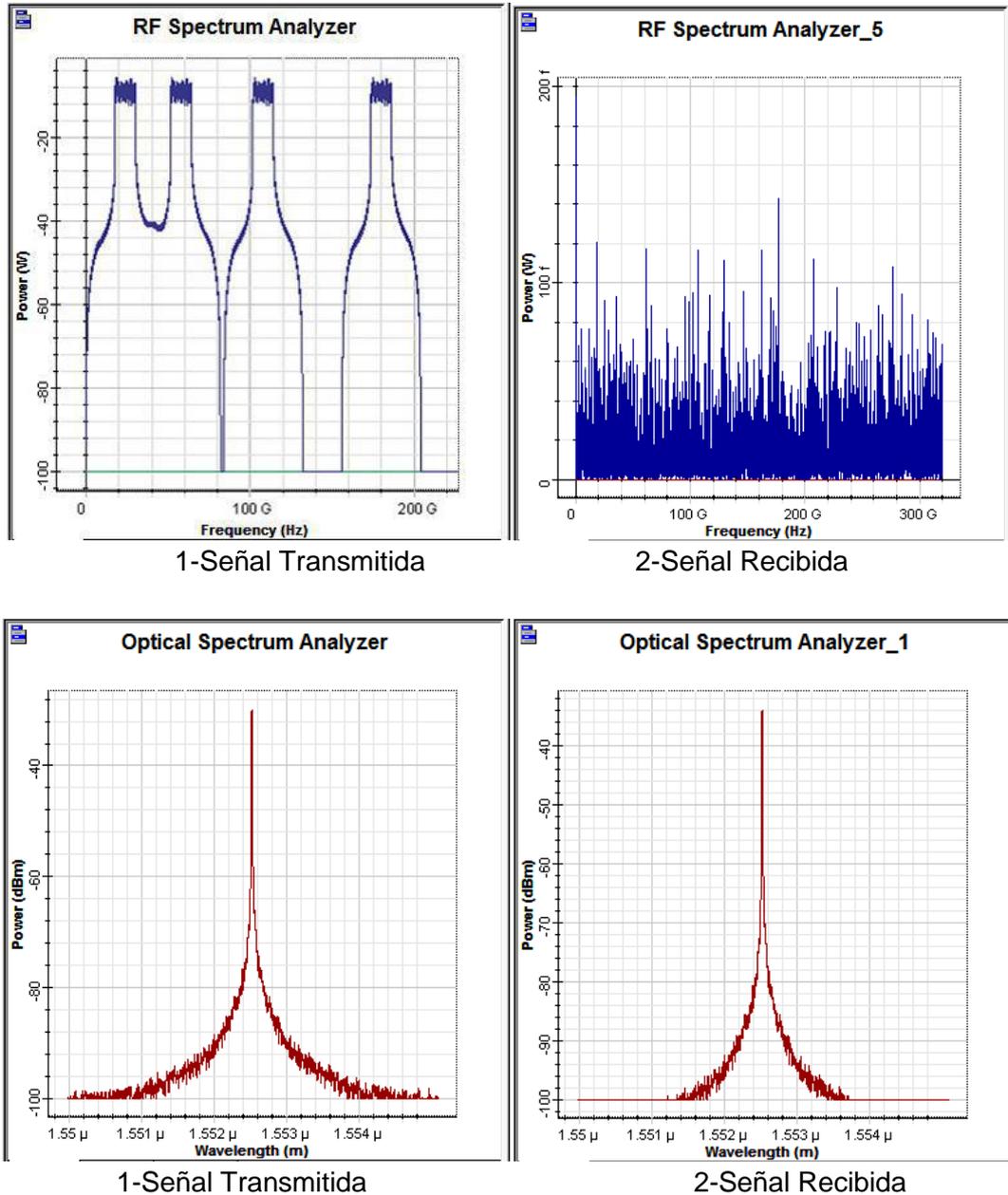


Figura 3. 11: Espectro de (a) RF y (b) óptico del sistema SCM-RoF-OFDM para el esquema 16-QAM.

Elaborado por: Autor.

La Figura 3.12 muestra la potencia de la señal recibida frente a la longitud de la fibra óptica del enlace SCM-RoF para el esquema de modulación 16-QAM y la técnica OFDM para diferentes velocidades de datos.

A partir de esta figura, se observa que la potencia de la señal ha aumentado a medida que disminuye la velocidad de datos. Como se analizó anteriormente en la Sección 4.1, el rendimiento del sistema SCM-RoF para el esquema de modulación 16-QAM con 10 Gbps es mejor que el rendimiento de este sistema con 5 Gbps. Además, la potencia de señal de RF del sistema 16-QAM-OFDM en Longitud de fibra óptica de 80 km para una velocidad de datos de 10 Gbps igual a 91.5, mientras que es igual a 87 para 5 Gbps en la misma longitud de fibra óptica.

El diagrama de constelación del enlace SCM-RoF para el esquema de modulación 16-QAM con técnica OFDM para los canales de RF primero y cuarto a velocidades de bits de 5 Gbps y 10 Gbps después de 20 km de longitud de fibra se mostró en la Figura 3.11. El ancho de banda de los canales de RF de El esquema 4-QAM es más grande que el ancho de banda de los canales de RF del esquema 16-QAM, por lo tanto, la interferencia entre los canales de RF se redujo.

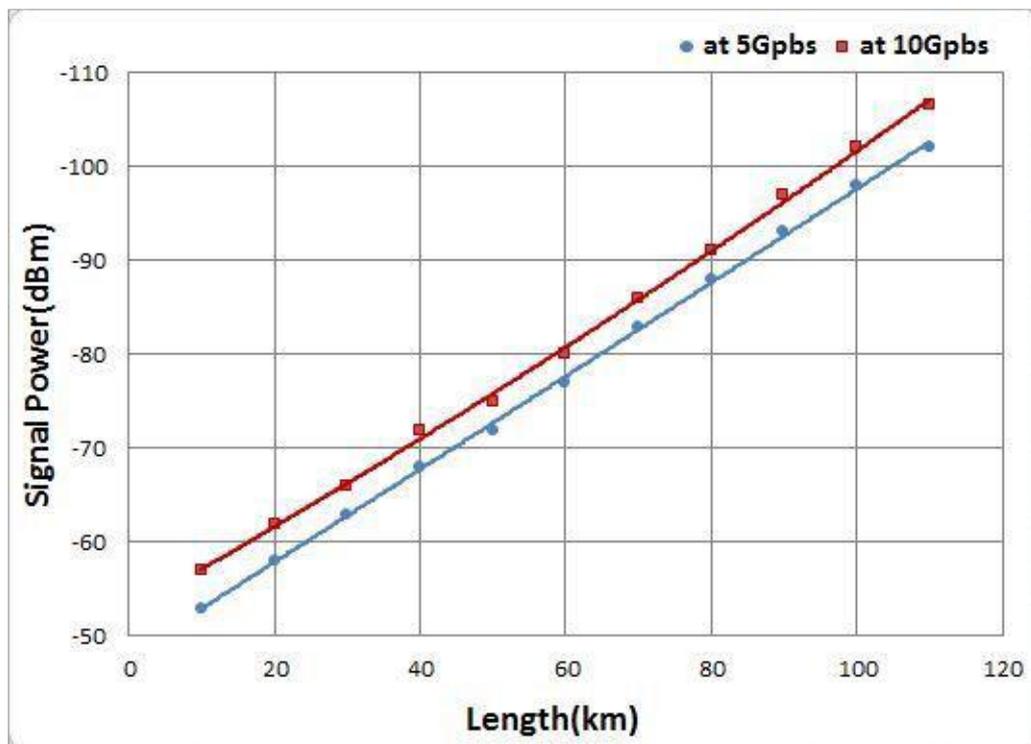
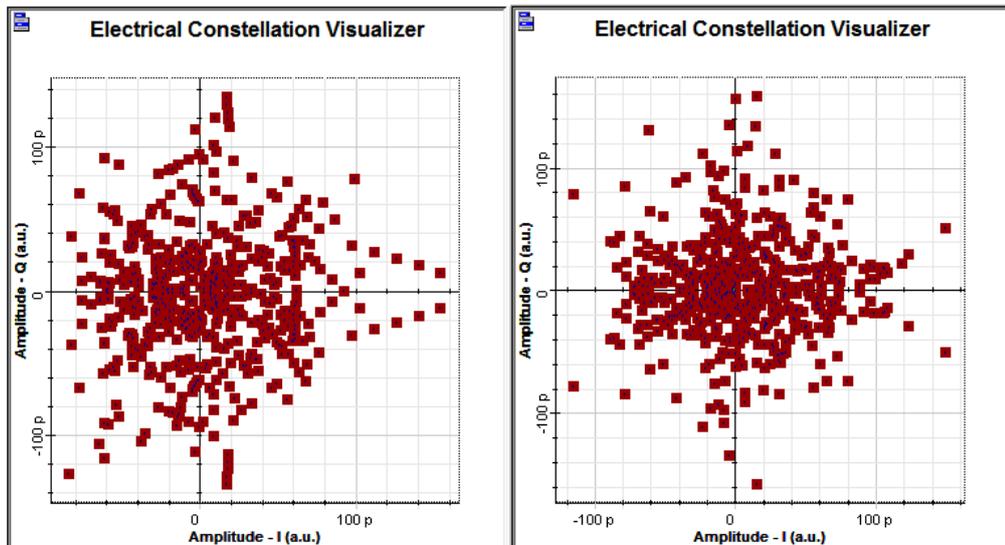
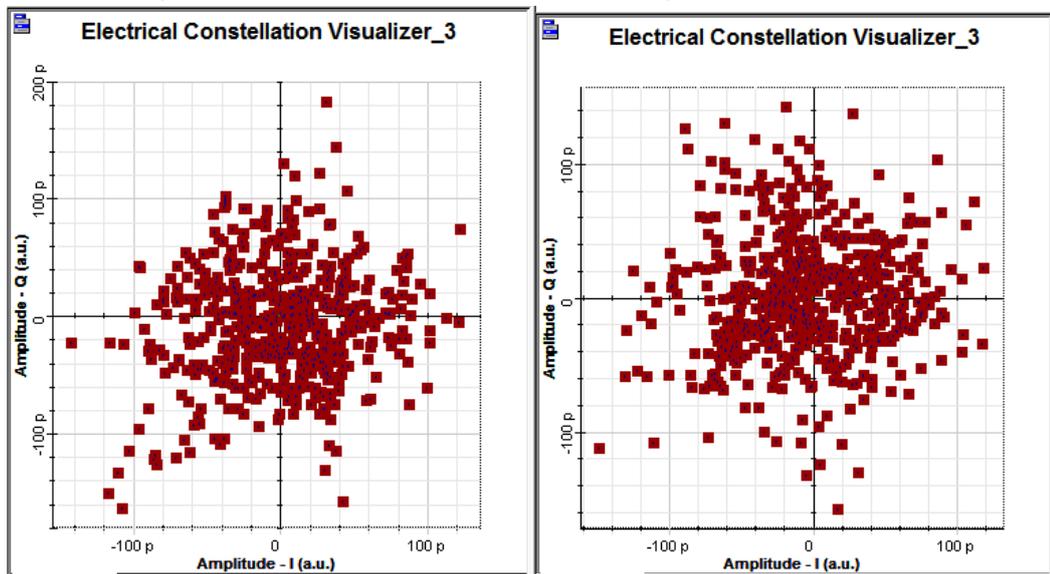


Figura 3. 12: Potencia de señal frente a la longitud del sistema SCM FoF-OFDM para el esquema 16-QAM
Elaborado por: Autor.



A-5 Gbps de velocidad de datos

A 10 Gbps de velocidad de datos.



A 5 Gbps de velocidad de datos.

A 10 Gbps de velocidad de datos.

Figura 3. 13: El diagrama de constelación del sistema SCM FoF-OFDM para (a) canal 1 y (b) canal 4 del esquema 16-QAM.

Elaborado por: Autor.

3.4.3. Enlace SCM-RoF con esquema de modulación 64-QAM

La Figura 3.14 muestra el espectro de RF y el espectro óptico de las señales transmitidas y recibidas del sistema SCM-RoF-OFDM para 64-QAM a una velocidad de datos de 5 Gbps después de 20 km. La señal compuesta SCM se modula en una portadora óptica de señal con la misma longitud de onda para el esquema 16-QAM. En la Figura 3.15 se muestra el diagrama de constelación del enlace SCM-RoF para el esquema de modulación 16-QAM con la técnica OFDM para los canales de RF primero y cuarto después de 20 km de longitud de fibra a 5 Gbps.

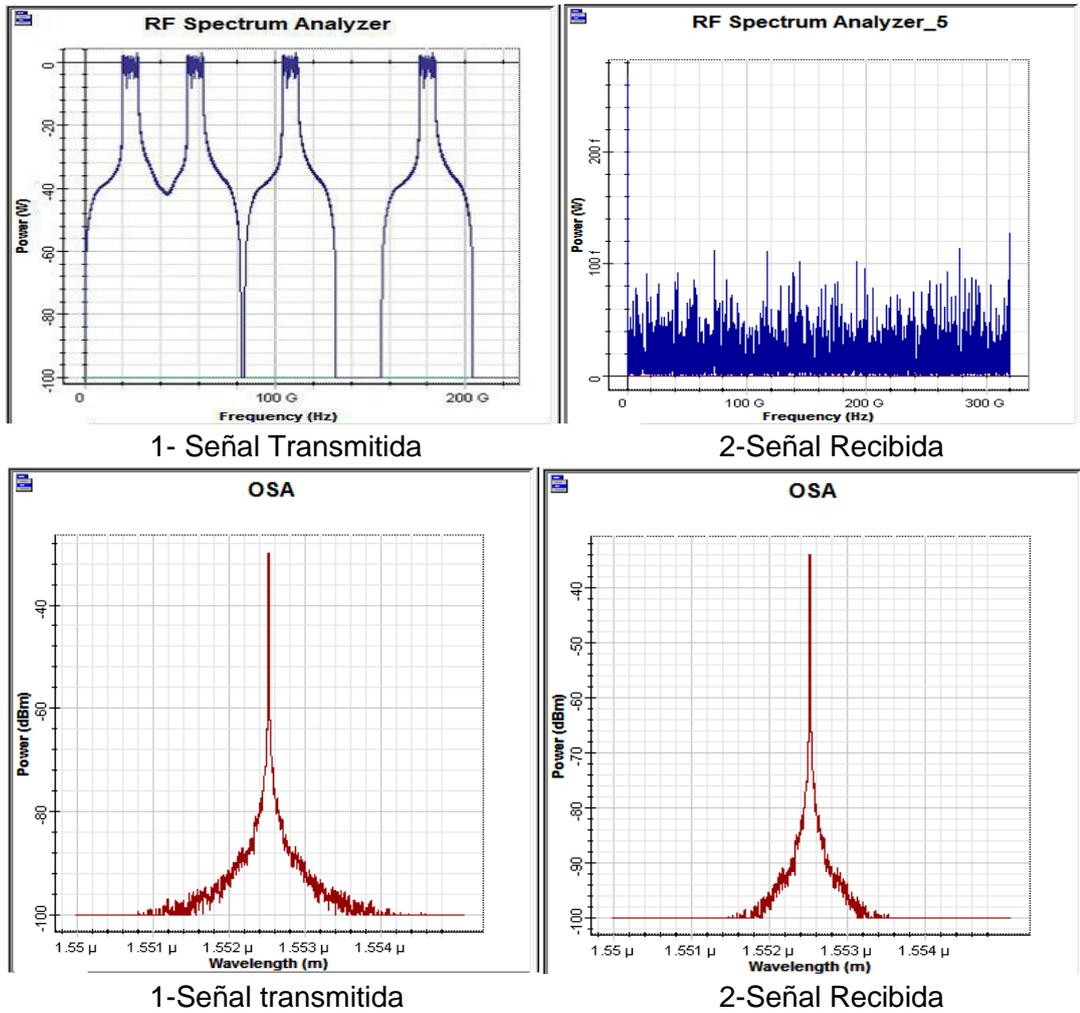


Figura 3. 14: Espectro de (a) RF y (b) óptico del sistema SCM RoF-OFDM para el esquema de modulación 64-QAM
Elaborado por: Autor.

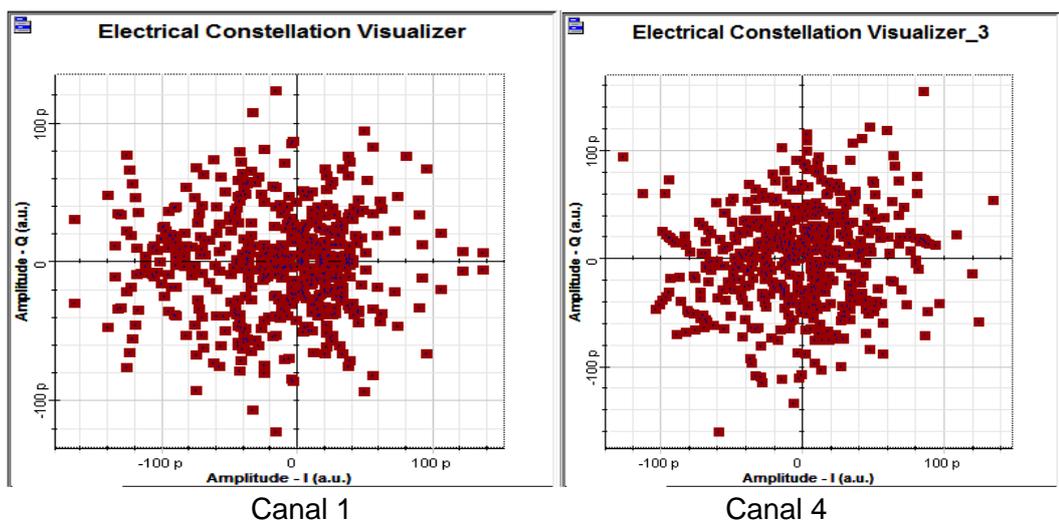


Figura 3. 15: El diagrama de constelación del sistema SCM-RoF-OFDM para el esquema 64-QAM.
Elaborador por: Autor.

3.4.4. Modelo de sistema SCM / WDM para enlaces RoF.

En esta sección, se presentan los resultados de la simulación para la recopilación de WDM con técnicas SCM para el enlace RoF. Sin embargo, la Figura 3.16 muestra el espectro óptico para la señal transmitida del modelo del sistema SCM / WDM con técnica OFDM para ocho flujos de datos, donde cada canal óptico consta de cuatro canales de RF. Estos ocho flujos de datos de velocidad 5 Gbps se modulan en RF de 32 canales, que se multiplexan en el dominio de RF. Sin embargo, en este modelo, se utilizan tres esquemas de modulación, tales como; (4-QAM-OFDM, 16-QAM-OFDM y 64-QAM-OFDM), respectivamente, mientras que estos sistemas tienen una alta capacidad debido a que combinan las propiedades de las técnicas WDM y SCM.

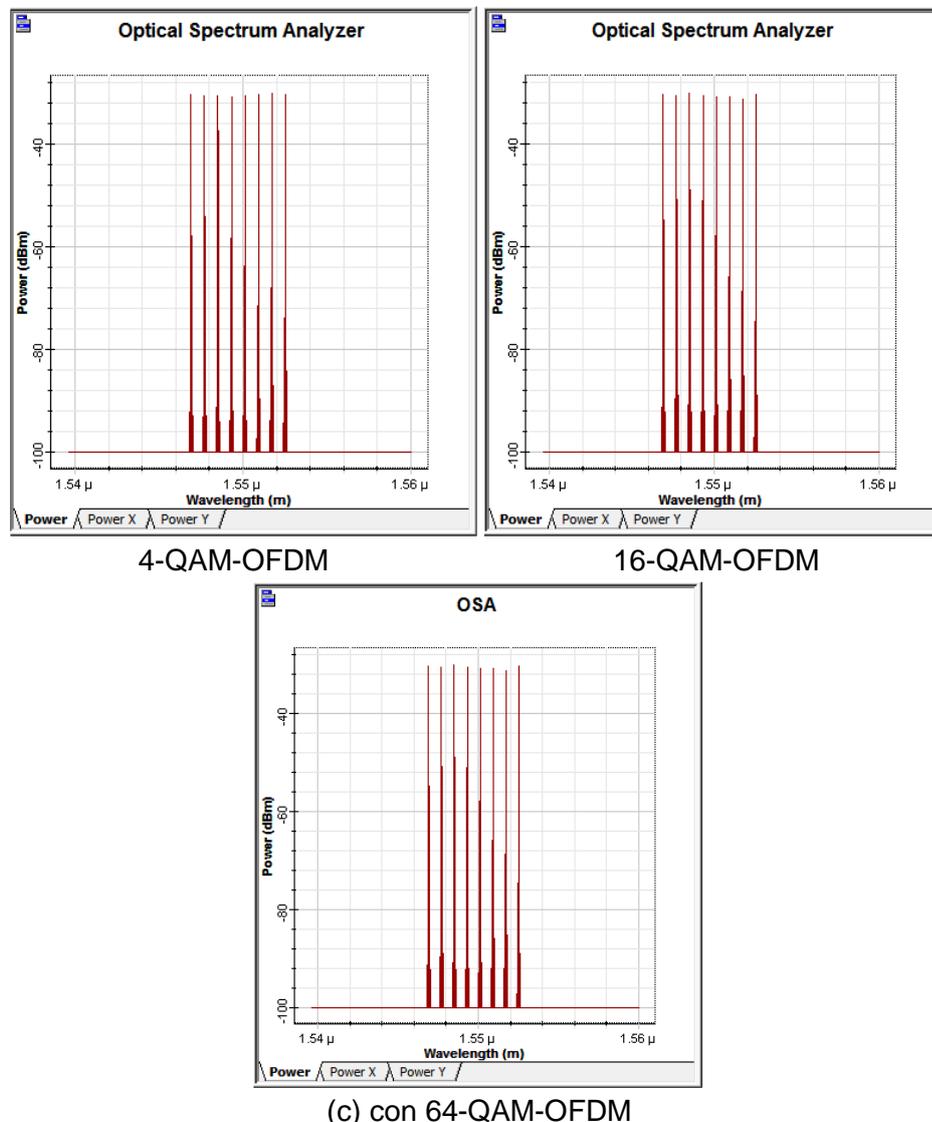


Figura 3. 16: Espectro óptico de la señal transmitida para diferentes esquemas QAM-OFDM.

Elaborado por: Autor.

La Figura 3.17 muestra la relación SNR frente a la longitud de la fibra óptica para el enlace SCM/WDM-RoF con diferentes esquemas de modulación (4-QAM, 16-QAM y 64-QAM) con la técnica OFDM a una velocidad de bits de 5 Gbps. La potencia de señal igual a la potencia de ruido para el SCM/WDM para 4-QAM con técnica OFDM después de 50 km de longitud de fibra. Además, la SNR para este sistema para 64-QAM con OFDM es más alta que la SNR para el SCM/WDM para 16-QAM y 4-QAM con la técnica OFDM después de 60 km de longitud de fibra con otras técnicas. El diagrama de constelación de 4-QAM con OFDM, 16-QAM con OFDM y 64-QAM con OFDM para el enlace SCM/WDM-RoF para el primer y cuarto canal de RF del tercer canal óptico después de 20 km de longitud de fibra se muestra en la Figura 3.18.

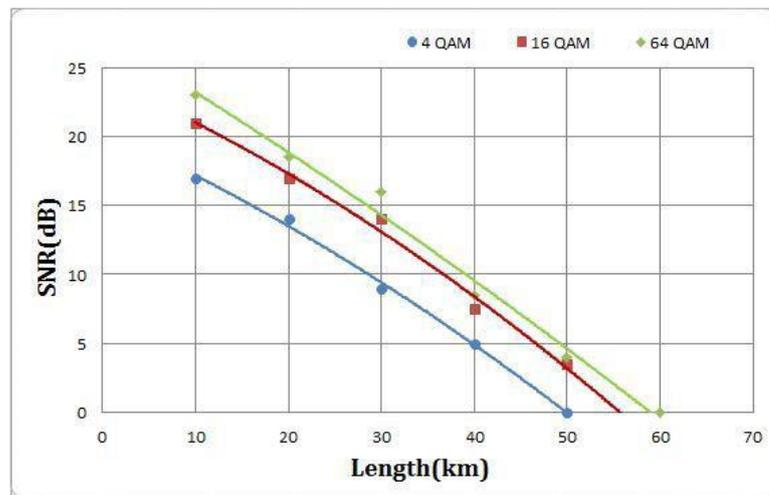
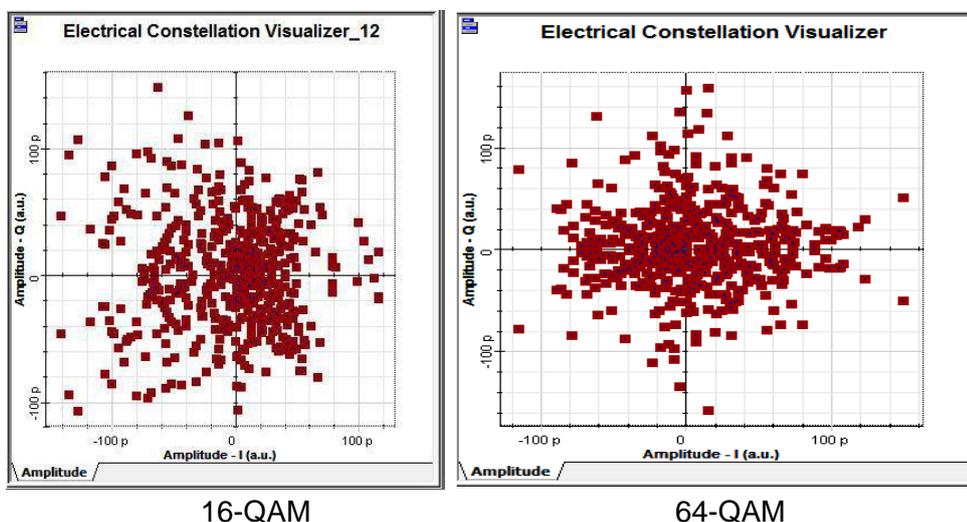


Figura 3. 17: SNR para el enlace SCM / WDM-RoF para diferentes esquemas de modulación QAM.

Elaborado por: Autor.



sistema se mejora al combinar las propiedades de las técnicas WDM y SCM para obtener una alta velocidad de datos con el canal de RF transmitido por canales ópticos a través de tres esquemas de modulación utilizados, tales como; 4-QAM, 16-QAM y 64-QAM con técnica OFDM. Los resultados de la simulación muestran que el sistema 16-QAM-OFDM proporciona el valor más alto de la potencia de señal de RF y una ligera diferencia de potencia de señal de RF con 4-QAM-OFDM. Por lo tanto, se puede concluir que el sistema 16-QAM-OFDM ofrece un rendimiento aceptable y reduce la complejidad del sistema que utiliza un alto nivel de los esquemas de modulación. Sin embargo, las formas de onda de salida del analizador, el espectro óptico y el espectro de RF comenzaron a ampliarse y, por lo tanto, disminuyen la calidad al aumentar la velocidad de datos. Del mismo modo, la salida de la constelación también aparece un aumento en los puntos de la constelación.

Conclusiones

- El OFDM se puede usar en redes de acceso óptico combinándolo con el sistema RoF, esto produce un sistema con una comunicación muy eficiente que utiliza el ancho de banda de manera efectiva.
- El sistema OFDM-ROF posee una mejor eficiencia en comparación con los estándares de comunicación existentes.
- El sistema 16-QAM-OFDM proporciona el valor más alto de la potencia de señal de RF y una ligera diferencia de potencia de señal de RF con 4-QAM-OFDM.
- De tal manera la potencia en RoF puede soportar, con muy poca infraestructura para poder dar servicios de banda ancha y ventajas tales como, fácil implementación y rentabilidad, las redes RoF serán una alternativa prometedora convergiendo con las redes inalámbricas.

Recomendaciones

- Combinar el OFDM con el RoF se puede crear un estándar de comunicación sólido que utiliza de manera eficiente las ventajas de la fibra óptica
- Mejorar las propiedades las altas velocidades de datos con la combinación de las técnicas WDM y SCM en canales de RF transmitido por canales ópticos a través de tres esquemas de modulación utilizados, tales como: 4-QAM, 16-QAM y 64-QAM con técnica OFDM.

Bibliografía

- A. Jabbar, M. (2017). Using Different Techniques in Data Transferring by Optisystem Program. *American Journal of Optics and Photonics*, 5(6), 59. <https://doi.org/10.11648/j.ajop.20170506.11>
- Ahmed, F., Ali, M. L., & Asad, M. I. H. B. (2014). Design of a high speed OFDM transmitter and receiver. En *8th International Conference on Electrical and Computer Engineering* (pp. 425–428). Dhaka, Bangladesh: IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICECE.2014.7026872>
- Ayub, W., Ramzan, M., Haider, S. A., & Zaidi, S. M. H. (2008). Radio-Over-Fiber (RoF) architecture integrating broadband wireline and wireless services. En *2008 International Symposium on High Capacity Optical Networks and Enabling Technologies* (pp. 102–106). Penang, Malaysia: IEEE. <https://doi.org/10.1109/HONET.2008.4810217>
- Bahrami, A., Ng, W. P., Ghassemlooy, Z., & Rajbhandari, S. (2012). Radio over fibre transmission using optical millimeter wave in nonlinear fibre propagation. En *2012 8th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP)* (pp. 1–5). Poznan, Poland: IEEE. <https://doi.org/10.1109/CSNDSP.2012.6292752>
- Broadband Hybrid Fiber Coax Access System Technologies. (s/f). Recuperado el 26 de febrero de 2019, de https://www.researchgate.net/publication/234828482_Broadband_Hybrid_Fiber_Coax_Access_System_Technologies
- Burrus, C. A., Lee, T. P., & Holden, W. S. (1975). Direct-modulation efficiency of LED's for optical fiber transmission applications. *Proceedings of the IEEE*, 63(2), 329–331. <https://doi.org/10.1109/PROC.1975.9747>
- Caytan, O., Bogaert, L., Li, H., Van Kerrebrouck, J., Lemey, S., Torfs, G., ... Rogier, H. (2018). Passive Opto-Antenna as Downlink Remote Antenna

Unit for Radio Frequency Over Fiber. *Journal of Lightwave Technology*, 36(19), 4445–4459. <https://doi.org/10.1109/JLT.2018.2834153>

Chahine, A. S., Okonkwo, U. A. K., & Ngah, R. (2008). Study the performance of OFDM radio over fiber for wireless communication systems. En *2008 IEEE International RF and Microwave Conference* (pp. 335–338). Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE. <https://doi.org/10.1109/RFM.2008.4897393>

Chanda, D., Sesay, A., & Davies, B. (2004). Performance of clipped OFDM signal in fiber. En *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering 2004 (IEEE Cat. No.04CH37513)* (pp. 2401–2404). Niagara Falls, Ont., Canada: IEEE. <https://doi.org/10.1109/CCECE.2004.1347730>

Chi, Y.-C., Lu, H.-H., Lai, P.-C., Yee, H., & Tzeng, S.-J. (2007). CATV/ROF Transport Systems Based on Light Injection/Optoelectronic Feedback Techniques and Photonic Crystal Fiber. En *2007 Conference on Lasers and Electro-Optics - Pacific Rim* (pp. 1–2). Seoul, South Korea: IEEE. <https://doi.org/10.1109/CLEOPR.2007.4391616>

Crisp, M., Penty, R. V., White, I. H., & Bell, A. (2010). Wideband Radio over Fiber Distributed Antenna Systems for Energy Efficient In-Building Wireless Communications. En *2010 IEEE 71st Vehicular Technology Conference* (pp. 1–5). Taipei, Taiwan: IEEE. <https://doi.org/10.1109/VETECS.2010.5493764>

Desurvire, E., & Desthieux, B. (1999). Tutorial on Fundamental Limitations of EDFAs in Amplified Transmission Systems. En *OFC/IOOC . Technical Digest. Optical Fiber Communication Conference, 1999, and the International Conference on Integrated Optics and Optical Fiber Communication* (pp. 160–160). San Diego, CA, USA: IEEE. <https://doi.org/10.1109/OFC.1999.768094>

Gowda, A. S., Yang, H., Abraha, S. T., Ng'oma, A., Dhaini, A. R., Kazovsky, L. G., & Albeyoglu, K. M. (2014). Energy consumption of indoor radio-over-fiber distribution links: Experimental findings. En *2014 IEEE Global*

Communications Conference (pp. 2612–2617). Austin, TX, USA: IEEE.
<https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2014.7037201>

Hervé, D., Corral, J. L., Fuster, J. M., Herrera, J., Martinez, A., Polo, V., ...
Marti, J. (2004). Techniques for the compensation for chromatic-
dispersion effects in fiber-wireless systems. *URSI Radio Science
Bulletin*, 2004(309), 26–37.
<https://doi.org/10.23919/URSIRSB.2004.7909614>

Ji, W., & Kang, Z. (2013). Design of WDM RoF PON Based on OFDM and
Optical Heterodyne. *Journal of Optical Communications and
Networking*, 5(6), 652. <https://doi.org/10.1364/JOCN.5.000652>

Journals, I. (s/f). Numerical Analysis of ROF system using DSB Modulation
Including Fiber Dispersion. Recuperado de
[https://www.academia.edu/12135971/Numerical_Analysis_of_ROF_sy
stem_using_DSB_Modulation_Including_Fiber_Dispersion](https://www.academia.edu/12135971/Numerical_Analysis_of_ROF_system_using_DSB_Modulation_Including_Fiber_Dispersion)

Junsong Li, & Kavehrad, M. (1999). Effects of time selective multipath fading
on OFDM systems for broadband mobile applications. *IEEE
Communications Letters*, 3(12), 332–334.
<https://doi.org/10.1109/4234.809526>

Kang, N., Sun, X., Liang, J., & Gu, W. (2009). Performance improvement of
OFDM-ROF system with combined adaptive modulation. En *2009
Global Mobile Congress* (pp. 1–4). Shanghai, China: IEEE.
<https://doi.org/10.1109/GMC.2009.5295867>

Khair, F., Fakhriy, H. P., Mustika, I. W., Setiyanto, B., & Idrus, S. M. (2015).
Modeling and simulation of OFDM scheme for radio over fiber (RoF).
En *2015 2nd International Conference on Information Technology,
Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE)* (pp. 376–381).
Semarang, Indonesia: IEEE.
<https://doi.org/10.1109/ICITACEE.2015.7437833>

- Khwandah, S. A., Cosmas, J. P., Glover, I. A., Lazaridis, P. I., Prasad, N. R., & Zaharis, Z. D. (2015). Direct and External Intensity Modulation in OFDM RoF Links. *IEEE Photonics Journal*, 7(4), 1–10. <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2015.2456499>
- Kojima, F., Fujise, M., Okita, H., & Sekikawa, Y. (2003). ROF-RVC based mobile CATV system. En *14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2003. PIMRC 2003.* (pp. 2804–2808). Beijing, China: IEEE. <https://doi.org/10.1109/PIMRC.2003.1259256>
- MacDonald, J. A., Ackerman, E. I., & Prince, J. L. (1994). Signal and noise analysis of direct modulation fiber optic link with optical component and arbitrary lossless matching circuits. En *1994 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.94CH3389-4)* (pp. 167–170). San Diego, CA, USA: IEEE. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.1994.335340>
- Marciniak, M. (2007). Application of radio over fiber technology to enable converged optical and wireless next generation networking. En *2007 Second International Conference on Access Networks & Workshops* (pp. 1–7). Ottawa, ON, Canada: IEEE. <https://doi.org/10.1109/ACCESSNETS.2007.4447140>
- Nagayama, T., Furuya, K., Akiba, S., Hirokawa, J., & Ando, M. (2017). Millimeter-wave antenna beam forming by radio-over-fiber with 1.3 μm light source and variable delay line. En *2017 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC) and Photonics Global Conference (PGC)* (pp. 1–2). Singapore: IEEE. <https://doi.org/10.1109/OECC.2017.8115004>
- Novak, D., Waterhouse, R. B., Nirmalathas, A., Lim, C., Gamage, P. A., Clark, T. R., ... Nanzer, J. A. (2016). Radio-Over-Fiber Technologies for Emerging Wireless Systems. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 52(1), 1–11. <https://doi.org/10.1109/JQE.2015.2504107>

- Pandharipande, A. (2002). Principles of OFDM. *IEEE Potentials*, 21(2), 16–19.
<https://doi.org/10.1109/45.997971>
- Pollet, T., Van Bladel, M., & Moeneclaey, M. (1995). BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. *IEEE Transactions on Communications*, 43(2/3/4), 191–193.
<https://doi.org/10.1109/26.380034>
- Rahaim, M., & Little, T. D. C. (2017). Interference in IM/DD Optical Wireless Communication Networks. *Journal of Optical Communications and Networking*, 9(9), D51. <https://doi.org/10.1364/JOCN.9.000D51>
- Rugini, L., Banelli, P., & Leus, G. (2011). OFDM Communications over Time-Varying Channels. En *Wireless Communications Over Rapidly Time-Varying Channels* (pp. 285–336). Elsevier.
<https://doi.org/10.1016/B978-0-12-374483-8.00007-8>
- Sakib, M. N., Hraimel, B., Zhang, X., Wu, K., Liu, T., Xu, T., & Nie, Q. (2010). Impact of Laser Relative Intensity Noise on a Multiband OFDM Ultrawideband Wireless Signal Over Fiber System. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2(10), 841.
<https://doi.org/10.1364/JOCN.2.000841>
- Scotti, G., Tommasino, P., Trifiletti, A., & Vannucci, A. (2011). A Mach-Zehnder modulator model for the design of optical-fiber analog transmitters. En *2011 Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits* (pp. 1–4). Vienna, Austria: IEEE.
<https://doi.org/10.1109/INMMIC.2011.5773315>
- Seal, A., Bhutani, S., & Sangeetha, A. (2017). Performance Analysis of Radio over Fiber (RoF) System for Indoor Applications. En *2017 International Conference on Technical Advancements in Computers and Communications (ICTACC)* (pp. 73–76). Melmaurvathur, India: IEEE.
<https://doi.org/10.1109/ICTACC.2017.28>

- Singh, G., & Alphones, A. (2003). OFDM modulation study for a radio-over-fiber system for wireless LAN IEEE 802.11a). En *Fourth International Conference on Information, Communications and Signal Processing, 2003 and the Fourth Pacific Rim Conference on Multimedia. Proceedings of the 2003 Joint* (Vol. 3, pp. 1460–1464). Singapore: IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICICS.2003.1292708>
- Slimane, S. B. (2007). Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of OFDM Signals Through Precoding. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 56(2), 686–695. <https://doi.org/10.1109/TVT.2007.891409>
- Stephens, W., & Joseph, T. (1987). System characteristics of direct modulated and externally modulated RF fiber-optic links. *Journal of Lightwave Technology*, 5(3), 380–387. <https://doi.org/10.1109/JLT.1987.1075509>
- Suma, M. N., Narasimhan, S. V., & Kanmani, B. (2012). The OFDM system based on Discrete Cosine Harmonic Wavelet transform. En *2012 National Conference on Communications (NCC)* (pp. 1–5). Kharagpur, India: IEEE. <https://doi.org/10.1109/NCC.2012.6176766>
- Tian, Y., Lee, K.-L., Lim, C., & Nirmalathas, A. (2017). 60 GHz Analog Radio-Over-Fiber Fronthaul Investigations. *Journal of Lightwave Technology*, 35(19), 4304–4310. <https://doi.org/10.1109/JLT.2017.2740436>
- Vilcot, J.-P., & Lethien, C. (2004). Transmission of RF and microwave signals by optical fiber. En *Proceedings. 2004 International Conference on Information and Communication Technologies: From Theory to Applications, 2004.* (pp. 169–170). Damascus, Syria: IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICTTA.2004.1307675>
- Wang, J., Zhu, H., & Gomes, N. J. (2012). Distributed Antenna Systems for Mobile Communications in High Speed Trains. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 30(4), 675–683. <https://doi.org/10.1109/JSAC.2012.120502>

- Weinstein, S. B. (2009). The history of orthogonal frequency-division multiplexing [History of Communications]. *IEEE Communications Magazine*, 47(11), 26–35. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2009.5307460>
- Yee, M. S., Sandell, M., & Sun, Y. (2004). Comparison study of single-carrier and multi-carrier modulation using iterative based receiver for MIMO system. En *2004 IEEE 59th Vehicular Technology Conference. VTC 2004-Spring (IEEE Cat. No.04CH37514)* (Vol. 3, pp. 1275–1279). Milan, Italy: IEEE. <https://doi.org/10.1109/VETECS.2004.1390458>
- Yeung, G., Takai, M., Bagrodia, R., Mehrnia, A., & Daneshrad, B. (2004). Detailed OFDM modeling in network simulation of mobile ad hoc networks. En *18th Workshop on Parallel and Distributed Simulation, 2004. PADS 2004.* (pp. 26–34). Kufstein, Austria: IEEE. <https://doi.org/10.1109/PADS.2004.1301282>
- Zhang Chunlei, Geng Ling, & Zhang Pengtu. (2010). An overview of integration of RoF with PON. En *2010 International Conference on Computer Application and System Modeling (ICCASM 2010)* (pp. V15-40-V15-43). Taiyuan, China: IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICCASM.2010.5622502>
- Zin, A. M., Bongsu, M. S., Idrus, S. M., & Zulkifli, N. (2010). An overview of radio-over-fiber network technology. En *International Conference On Photonics 2010* (pp. 1–3). Langkawi, Malaysia: IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICP.2010.5604429>



Presidencia
de la República
del Ecuador



Plan Nacional
de Ciencia, Tecnología,
Innovación y Saberes



SENESCYT
Secretaría Nacional de Educación Superior,
Ciencia, Tecnología e Innovación

DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **Díaz Ortega, Jorge Alejandro** con C.C: # 120548013-8 autor del Trabajo de Titulación: **Análisis de rendimiento de la técnica de multiplexación OFDM para sistemas RoF utilizando OptiSystem** 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, 13 de Marzo de 2019

f. _____

Nombre: Díaz Ortega, Jorge Alejandro

C.C: 120548013-8

REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	Análisis de rendimiento de la técnica de multiplexación OFDM para sistemas RoF utilizando OptiSystem		
AUTOR(ES)	DÍAZ ORTEGA, JORGE ALEJANDRO		
REVISOR(ES)/TUTOR(ES)	M. Sc. EDWIN F. PALACIOS MELÉNDEZ		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo		
CARRERA:	Ingeniería en Telecomunicaciones		
TÍTULO OBTENIDO:	Ingeniero en Telecomunicaciones		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	13 de Marzo de 2019	No. DE PÁGINAS:	86
ÁREAS TEMÁTICAS:	Sistemas Microcontroladores y Comunicaciones Inalámbricas		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	RoF, GPON, OFDM, Multiplexación, LTE, WiFi, WLAN, WiMAX, OptiSystem.		
RESUMEN/ABSTRACT (150-250 palabras):			
<p>En el presente los sistemas de telecomunicaciones más utilizados son las redes ópticas pasivas - PON, para lo cual se realizó una descripción general de la tecnología de PONs, así como también se caracterizó los sistemas de Radio sobre Fibra – RoF y la tecnología de multiplexación OFDM. Los sistemas RoF permiten integrar o combinar otras tecnologías tales como las comunicaciones inalámbricas: WiFi, WLAN, WiMAX, 3G, 3.5G y 4G-LTE. Aunque, en nuestro país se desconoce que empresas públicas o privadas utilicen sistemas de RoF para combinarse con redes LTE o redes PONs, que son parte del trabajo de titulación. Posteriormente, el software apropiado para el diseño de las simulaciones fue la plataforma OptiSystem, el cual es muy requerido para modelar sistemas de comunicaciones ópticas. Los dos escenarios escogidos para modelar una red GPON y de RoF permitieron comprobar el rendimiento de la tasa de error de bits, lo cual resulto exitoso de acuerdo a los parámetros que fueron modificados durante la simulación.</p>			
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: +593981094316	E-mail: alejandrodiaz095@hotmail.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):			