

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA
SEDE QUITO**

CARRERA: INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**Trabajo de titulación previo a la obtención del título de: INGENIERA
ELECTRÓNICA**

**TEMA:
ESTUDIO COMPARATIVO DE FAST OFDM Y LAS TÉCNICAS MULTI-
PORTADORA QUE USAN BANCOS DE FILTROS EN SISTEMAS DE
FIBRA ÓPTICA**

**AUTOR:
PAULINA LIZETH TITUSUNTA VENEGAS**

**DIRECTOR:
MILTON NAPOLEÓN TIPÁN SIMBAÑA**

Quito, mayo de 2015

**DECLARATORIA DE RESPONSABILIDAD Y AUTORIZACIÓN DE USO
DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

Yo, autorizo a la Universidad Politécnica Salesiana la publicación total o parcial de este trabajo de titulación y su reproducción sin fines de lucro.

Además, declaro que los conceptos, análisis desarrollados y las conclusiones del presente trabajo son de exclusiva responsabilidad del autor.

Quito, mayo de 2015

Paulina Lizeth Titusunta Venegas
C.C. 172243165-5

DEDICATORIA

Este trabajo lo dedico a Hernán y Rebeca mis padres que han sido para mí un ejemplo de lucha y perseverancia, lo cual me ha servido para cumplir mis metas propuestas. En adición agradezco a mis hermanos Diana y Erick por su apoyo y cariño, y como olvidarme de mis amigos que siempre han estado ahí brindándome ánimos en el transcurso de este trabajo.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a la Universidad Politécnica Salesiana por haberme brindado una formación académica y humanística necesaria para incursionar en el mundo laboral, agradezco de manera especial a mi tutor Milton Tipán quien ha sido mi guía y me ha compartido sus conocimientos para poder culminar este proyecto de fin de carrera.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1.....	2
ANTECEDENTES	2
1.1 Justificación del trabajo.....	2
1.2 Planteamiento del problema.....	2
1.3 Resumen de la propuesta de intervención.....	3
1.4 Objetivos.....	3
1.4.1 Objetivo general.....	3
1.4.2 Objetivos específicos.....	3
1.5 Beneficiarios de la propuesta de intervención.....	3
1.6 Metodología.....	3
CAPÍTULO 2.....	5
MARCO TEÓRICO	5
2.1 Estado del arte.....	5
2.2 Sistemas Multiportadoras.....	6
2.2.1 OFDM.....	6
2.2.2 FOFDM.....	11
2.2.3 FBMC.....	13
2.3 Canal óptico.....	18
2.3.1 Fibra óptica monomodo.....	21
2.3.2 Fibra óptica multimodo.....	22
2.3.2.1 Fibra óptica de pocos modos.....	23
2.4 Sistema MIMO.....	24
2.4.1 Sistemas de multiplexación.....	25
2.4.2 Código Espacio Temporal de Alamouti.....	26
2.4.4 Receptor del canal ZF.....	30
CAPÍTULO 3.....	32
MODELOS DE SIMULACIÓN Y SU ARQUITECTURA	32
3.1 Sistema de transmisión óptico.....	32
3.2 Sistema de transmisión FOFDM.....	32
3.2.1 Transmisor FOFDM.....	35
3.2.2 Receptor FOFDM.....	36

3.3 Sistema de transmisión FBMC.	37
3.3.1 Transmisor FBMC.	44
3.3.2 Receptor FBMC.	45
3.4 Fibra óptica.....	46
CAPÍTULO 4.....	54
RESULTADOS Y ANÁLISIS DE LA SIMULACIÓN	54
4.1 Simulación FOFDM.....	54
4.2 Simulación FBMC.	57
4.3 Posibles escenarios de aplicación.....	59
CONCLUSIONES.....	60
RECOMENDACIONES.....	61
LISTA DE REFERENCIA.....	62
ANEXOS	67

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 1.</i> Señal OFDM. Fuente: Teleinformación.....	7
<i>Figura 2.</i> Arquitectura general de OFDM.	9
<i>Figura 3.</i> Prefijo cíclico.	10
<i>Figura 4.</i> (a) Espectro OFDM, (b) Espectro FOFDM. Fuente: opticsinfobase	12
<i>Figura 5.</i> Arquitectura general de FOFDM.	13
<i>Figura 6.</i> Arquitectura general de FBMC.....	16
<i>Figura 7.</i> FBMC vs. OFDM.	17
<i>Figura 8.</i> Subportadoras FBMC y OFDM.....	18
<i>Figura 9.</i> Componentes de la fibra óptica.....	21
<i>Figura 10.</i> Fibra monomodo. Fuente: fibraoptichoy.com.....	22
<i>Figura 11.</i> Fibra multimodo. Fuente: fibraoptichoy.com	23
<i>Figura 12.</i> (a) Modo LP01, (b) ModoLP11a.	24
<i>Figura 13.</i> Sistema MIMO 2X2.....	27
<i>Figura 14.</i> Diagrama QAM para FOFDM.....	34
<i>Figura 15.</i> Diagrama del transmisor para la modulación FOFDM.....	35
<i>Figura 16.</i> Diagrama del receptor para la modulación FOFDM.	36
<i>Figura 17.</i> Sistema FBMC/OQAM.	37
<i>Figura 18.</i> Conversión de complejo a real cuando k es impar.	37
<i>Figura 19.</i> Conversión de complejo a real cuando k es par.....	38
<i>Figura 20.</i> Conversión de real a complejo cuando k es impar.	39
<i>Figura 21.</i> Conversión de real a complejo cuando k es par.....	39
<i>Figura 22.</i> Banco de filtros de síntesis.	40
<i>Figura 23.</i> Banco de filtros de análisis.	41
<i>Figura 24.</i> Espectro de FBMC con diferentes valores de factor de solapamiento. ...	43
<i>Figura 25.</i> Arquitectura de FBMC.....	44
<i>Figura 26.</i> Arquitectura del transmisor FBMC.....	44
<i>Figura 27.</i> Arquitectura del receptor FBMC.	45
<i>Figura 28.</i> Modelo de una fibra óptica y sistemas de coordenadas.	46
<i>Figura 29.</i> Arquitectura para el diseño de la fibra de pocos modos (FMF).....	49
<i>Figura 30.</i> Atenuación.	51
<i>Figura 31.</i> Retardo de grupo en modo diferencial $\Delta\beta$	52
<i>Figura 32.</i> Dispersión.	53

<i>Figura 33.</i> Gráfica del BER con respecto al OSNR para diferentes distancias para FOFDM.....	55
<i>Figura 34.</i> Gráfica del BER con respecto al OSNR para diferentes DMGD para FOFDM.....	56
<i>Figura 35.</i> Gráfica del BER con respecto al OSNR para diferentes distancias para FBMC.....	57
<i>Figura 36.</i> Gráfica del BER con respecto al OSNR para diferentes DMGD para FBMC.....	58

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. <i>Parámetros caso atenuación</i>	51
Tabla 2. <i>Parámetros caso DMGD</i>	52
Tabla 3. <i>Parámetros caso Dispersión</i>	53

ÍNDICE DE ANEXOS

Anexo 1. Características de una fibra comercial de pocos modos.....	67
---	----

RESUMEN

A medida que las tecnologías y aplicaciones en tiempo real requieren de ancho de banda y velocidades de transmisiones mayores, se ha optado por migrar a redes de fibra óptica que es el medio de transmisión más eficiente y nos permite enviar información de una manera rápida y precisa. Existen pocos estudios para las nuevas técnicas de modulación inalámbricas a ser implementadas en fibra óptica, es por esta razón que se hace necesario investigar qué tipo de técnicas pueden o no ser implementadas en estas redes.

Es por tal motivo que este proyecto de investigación realiza una comparación entre la multiplexación por división de frecuencia ortogonal rápida (Fast Orthogonal Frequency Division Multiplexing, FOFDM) con técnicas multiportadoras que usan bancos de filtros (Filter Bank Multicarrier, FBMC) en este caso FBMC-OQAM, cabe aclarar que el estudio realizado es para redes de fibra óptica de pocos modos utilizando únicamente un modelo lineal, para llegar a realizar un análisis comparativo el cual dio como resultado que FBMC es una técnica de modulación mucho más eficiente que FOFDM porque que realiza una transmisión a mayores distancias con una potencia menor, y soporta de mejor manera los retardos del grupo del modo diferencial.

ABSTRACT

As technology and real time application require broadband and higher transmission rates, it has chosen to migrate to optical fiber networks which are the most efficient means of transmission and it allows us to send information faster and more accurate way. Today, there are only few studies for new wireless modulation techniques to be implemented in optical fiber modulation, for this reason it has been necessary to investigate what kind of techniques might or might not be implemented in this networks.

This is the reason because this research project do a comparison between Fast Orthogonal Frequency Division Multiplexing (FOFDM) with multicarrier techniques using Filter Bank Multicarrier (FBMC) in this case FBMC-OQAM, it's necessary to make clear that this study is for few modes optical fiber networks using only a linear model to reach a comparative analysis, which threw the results of FBMC is a more efficient modulation technique than FOFDM because it takes transmission longer distances with less power, and it supports in a better way the differential group delay mode.

INTRODUCCIÓN

Debido a la demanda de redes que cuenten con anchos de banda y velocidades de transmisión cada vez mayores que las actuales, es necesario migrar desde la fibra monomodo a la fibra de pocos modos (Few Mode fiber, FMF) porque esta incrementa la capacidad de transmisión, este tipo de fibra usa una multiplexación por división de modo (Mode Division Multiplexing, MDM), además, es más resistente al acoplamiento de modos y tiene bajas no linealidades porque cuenta con un núcleo más grande.

En este documento se analizan las técnicas de modulación FOFDM Y FBMC mediante una comparación de su eficiencia en una transmisión punto a punto en una fibra óptica de pocos modos, mediante la variación del retardo de grupo de modo diferencial (Differential Mode Group Delay, DMGD) y la variación de distancia lo cual nos permitirá realizar el análisis comparativo entre las modulaciones en función del Bit Error Rate (BER).

Este trabajo se encuentra organizado por capítulos, el primer capítulo describe el planteamiento del problema que servirá para justificar la pertinencia de esta investigación, el objetivo general, los objetivos específicos y la metodología utilizada. En el capítulo dos se presenta el estado del arte de las técnicas FOFDM y FBMC para posteriormente dar las definiciones, características y diagramas de las modulaciones y del canal óptico. El capítulo tres muestra la arquitectura y los modelos matemáticos específicos que se van a utilizar en la simulación y la arquitectura de una manera detallada. Finalmente en el capítulo cuatro se realizó el análisis de resultados de las simulaciones obtenidas, además se sugirió posibles escenarios de aplicación, y se expuso las conclusiones que arrojó el análisis comparativo.

CAPÍTULO 1

ANTECEDENTES

1.1 Justificación del trabajo.

Actualmente, las técnicas inalámbricas para la transmisión de datos se han ido incorporando a las redes de fibra óptica, por lo cual se hace necesario que se investiguen que tipo de técnicas pueden o no ser implementadas en estas redes y que ventajas tienen unas respecto a las otras para conseguir mayores tasas de transmisión y anchos de banda eficiente. Por esta razón es necesario contar con un estudio del estado del arte de FOFDM y FBMC, que permita conocer las investigaciones más recientes y actuales sobre estas técnicas y proponer posibles escenarios para su implementación.

Para comparar el desempeño de FOFDM y FBMC sobre un escenario que se aproxime a la realidad se utilizarán técnicas de simulación numérica para crear un enlace óptico basado en un modelamiento matemático que permita la transmisión en fibra de dos modos (Two mode fiber, TMF) usando módulos linealmente polarizados LP01 y LP11a.

1.2 Planteamiento del problema.

El desarrollo de tecnologías y aplicaciones en tiempo real requieren de ancho de banda y velocidades de transmisión mayores. Por este motivo, técnicas que se han usado convencionalmente en redes inalámbricas, tales como FOFDM y FBMC han migrado a redes ópticas. Por ejemplo, las redes inalámbricas de tipo personal tienen altas velocidades de transmisión pero son de corto alcance, si estas son transmitidas por fibra óptica se pueden alcanzar grandes distancias en el rango de kilómetros.

Estas técnicas al migrar hacia las redes ópticas traen también sus problemas inmersos como sincronización, picos de potencia altos, eficiencia espectral baja, entre otros. El efecto de estos problemas, más los existentes en la fibra óptica (lineales y no lineales), hacen necesario investigar para conocer cuán factible es usar estas técnicas en redes ópticas.

1.3 Resumen de la propuesta de intervención.

La finalidad de esta investigación es comparar FOFDM con las técnicas de multiportadoras que usan bancos de filtros mediante la simulación en redes de fibra óptica para identificar sus ventajas, desventajas y su aplicación en estas redes. Se busca conocer qué tipo de técnicas pueden ser o no implementadas, qué tantas ventajas tienen unas respecto a las otras de manera de conseguir mayores tasas de transmisión. FOFDM y FBMC son dos técnicas propuestas para dar solución a redes futuras de ahí la importancia de realizar y aportar con la investigación en este campo.

1.4 Objetivos.

1.4.1 Objetivo general.

Comparar FOFDM con las técnicas de multiportadoras que usan bancos de filtros mediante la simulación numérica en Matlab en redes de fibra óptica para identificar sus ventajas, desventajas y su aplicación en estas redes.

1.4.2 Objetivos específicos.

- Estudiar el estado del arte de FOFDM y FBMC.
- Simular el enlace óptico con un modelo matemático para la transmisión en la fibra TMF usando los módulos LP01 y LP11.
- Comparar el desempeño de FOFDM y FBMC en una transmisión de fibra óptica de pocos modos.
- Proponer escenarios posibles de aplicación.

1.5 Beneficiarios de la propuesta de intervención.

Los beneficiarios de esta propuesta son los estudiantes de la carrera de Ingeniería Electrónica con énfasis en Telecomunicaciones y los investigadores que pueden tomar como referencia este trabajo para investigaciones futuras en este campo.

1.6 Metodología.

- Elaboración del estado del arte por medio de la lectura y análisis de artículos científicos publicados en bases de datos científicas internacionales como Science Direct e IEEE Explorer, entre otras.

- La información recopilada permitirá obtener un modelo matemático que se implementarán luego usando un software de simulación numérica (Matlab).
- Los resultados obtenidos tanto de la investigación como de las simulaciones nos permitirán realizar un estudio comparativo sobre el desempeño de FOFDM y FBMC.

CAPÍTULO 2

MARCO TEÓRICO

2.1 Estado del arte.

En la actualidad debido a la necesidad de transmitir cada vez a más altas velocidades se han investigado nuevas técnicas de modulación y se ha decidido migrar a redes ópticas que permiten tener velocidades muy altas superando incluso las 100Gbps (X. Chen, A. Al Amin, A. Li y W. Shieh, 2013., pág. 337), pero es importante investigar la FMF ya que las fibras ópticas monomodo están siendo saturadas por el incremento de usuarios los cuales generan más tráfico en las redes.

Por esto que es de gran interés realizar estudios de los impedimentos que producen las técnicas de modulación multiportadora como OFDM y FBMC en FMF. De ahí que es importante realizar una comparación entre OFDM y las técnicas generales de modulación por múltiple portadora, en especial FBMC (Boroujeny, 2011, pág. 9).

Se puede mejorar también la eficiencia espectral mediante varias técnicas como por ejemplo el zero-padding (F. Cruz-Roldán, M. Blanco-Velasco y J. I. Godino Llorente, 2012), o mediante un banco de filtros digitales generados usando la transformada de Fourier discreta modificada (MDFT) (F. Cruz-Roldan, M. Blanco-Velasco y J. Godino Llorente, 2011), entre otras. Es necesario también tomar en consideración que existen varios problemas con OFDM, debido a la pérdida de ortogonalidad de las sub-bandas de frecuencias, esto produce interferencia inter portadora (ICI) por efecto del canal de transmisión. (Ribeiro, 2010.). Uno de los mayores problemas es la desviación de la frecuencia de portadora que produce interferencia inter símbolo (ISI) e ICI, se ha demostrado que FBMC es más tolerante a este problema que OFDM (Q. Bai y J. Nossek, 2010).

OFDM requiere de un prefijo cíclico (Cyclic Prefix, CP), que dura una fracción del tiempo de símbolo, de manera que parezca que el canal de transmisión sea invariante en el tiempo lo que hace que no sea muy eficiente espectralmente, se ha propuesto un nuevo esquema donde se usa un banco de filtros de múltiple portadora de frecuencia

ensanchada (frequency spreading filter bank multicarrier, FS-FBMC) (Bellanger, 2012), que permite una perfecta ecualización sin necesidad de este tiempo de guarda.

Debido a todas estas ventajas se han realizado numerosas investigaciones sobre FBMC y su impacto en las nuevas tecnologías tales como MIMO, Cognitive Radio Systems, entre otras (Y. Cui, Z. Zhao, R. Li, G. Zhang y H. Zhang, 2012 , pág. 93), por lo que es importante conocer el comportamiento de FBMC en la fibra óptica y más aún su comparación con la nueva modulación FOFDM que espectralmente es más eficiente que OFDM.

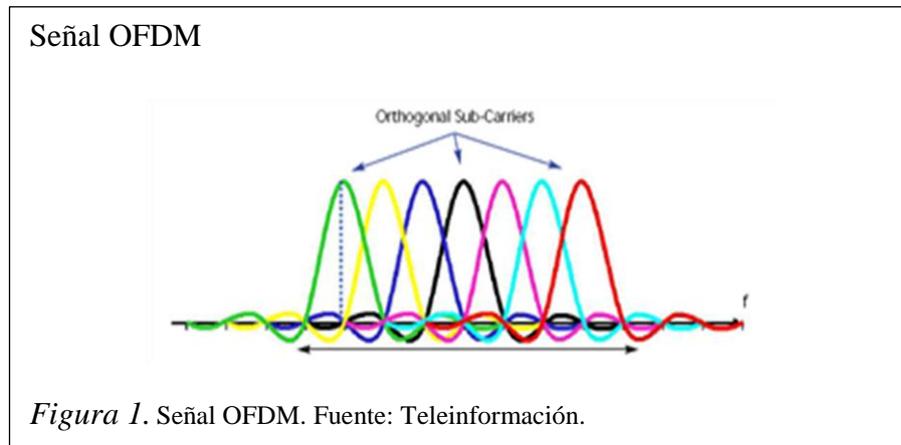
FOFDM es una técnica de modulación que ha provocado interés debido a que logra el doble de eficiencia espectral debido a que reduce la separación de frecuencias entre las subportadoras. (Darwazeh, K. Li and I., 2009, pág. 2) y reduce los sistemas complejos (E. Giacomidis, S. K. Ibrahim, J. Zhao, J. M. Tang, A. D. Ellis, and I. Tomkos, 2012, pág. 52) esta modulación transmite el mismo tipo de datos que OFDM con la mitad del ancho de banda (Darwazeh, K. Li and I., 2009, pág. 1), una de las desventajas de FOFDM era que solo manejaba esquemas unidimensionales de modulación, como BPSK y M-ASK pero ahora maneja también esquemas de modulación QAM mediante la separación de la parte real e imaginaria, cada parte es modulada utilizando la transformada discreta de Fourier (Discrete Fourier Transform, DFT) (Dongqiang Wang, Cheng Lei, Ruofan Luo, Hongwei Chen, Minghua Chen, Sigang Yang, Shizhong Xie, 2014, pág. 445).

2.2 Sistemas Multiportadoras.

2.2.1 OFDM.

La primera propuesta de utilizar multiplexación por división de frecuencia ortogonal (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) para los sistemas de transmisión de datos fue en 1966 por Chang. Posteriormente llega 1969 la propuesta de utilizar Transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform, FFT) para crear señales ortogonales, en 1980 fue propuesto el prefijo cíclico que juega un papel muy importante en las implementaciones prácticas. Fue en 1985 que Cimini introduce OFDM para comunicaciones inalámbricas, dos años después los franceses Lassalle y Alard estudian el uso de OFDM para ser utilizada para difusión de radio. Apenas en

el 2005 OFDM fue aplicada para comunicaciones de fibra óptica (Jean Armstrong, 2009, pág. 190).



Como se puede observar en la figura 1 la modulación se realiza usando múltiples subportadoras de ancho de banda angosta con un espaciamiento en la frecuencia de manera regular formando un único bloque en el espectro.

El principio fundamental es la utilización de subportadoras ortogonales, ya que minimizan la interferencia destructiva entre subportadoras, OFDM lleva a cabo el envío de múltiples mensajes en un único canal haciendo que mejore la eficiencia espectral (Prieto, Mauren Eliana, 2011, pág. 1).

La siguiente ecuación representa a una señal OFDM.

$$s_c(t) = \frac{1}{n} \sum_{n=0}^{N=1} A_n(t) e^{jt(\omega_n + \phi_n)} \quad (1)$$

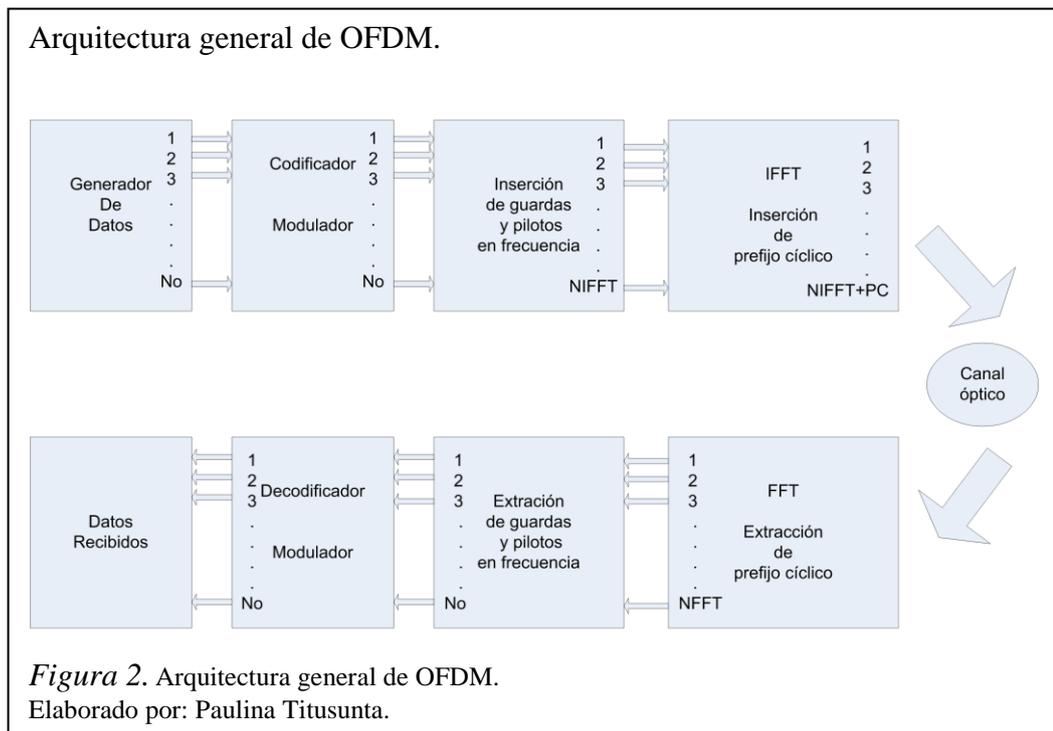
Características de la modulación OFDM son: (Castillo, 2008, pág. 11).

- OFDM ofrece una elevada eficiencia espectral al transmitir tasas elevadas de información por segundo y por ancho de banda, esto se debe a que utiliza múltiples portadoras ubicadas en un ancho de banda angosto.

- La ecualización de modulaciones multiportadora en varios casos es más sencilla que en las modulaciones monoportadora ya que en conjunción con una modulación diferencial, no se necesita un estimador de canal, haciendo que se transforme a una ecualización simplificada.
- Se puede aumentar o disminuir las velocidades si se emplea más o menos portadoras.
- Al introducir el prefijo cíclico se eliminan las interferencias intersímbolo y genera robustez frente a la interferencia interportadora.
- La implementación es simple y eficiente gracias a que se utilizan los algoritmos de la transformada de Fourier rápida inversa (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) para la modulación y la transformada de Fourier rápida (Inverse Fast Fourier Transform, FFT) para la demodulación.
- Una de las características desfavorables de OFDM es que son altamente sensibles al offset en frecuencia y a los ruidos de fase.
- Al utilizar intervalos de guarda con prefijo cíclico provoca una eficiencia de energía menor.
- Una alta relación de la potencia pico frente a la potencia promedio (Peak-to-Average Power Ratio, PAPR) de la señal modulada la cual dificulta la elección de un punto de trabajo en potencia, condicionando aún más el problema de las no linealidades.
- Bajo costo de los sistemas de transmisión y recepción que se ocupan con OFDM.

La arquitectura de OFDM se muestra en la figura 2, como se puede ver parte con la entrada de una señal la cual inicialmente es una trama serial de datos, a los cuales se los transforma a un formato en paralelo que posteriormente pasan a formar símbolos

de n bits de longitud dependiendo de modulaciones convencionales como mapeadores (M-ASK, M-PSK, M-QAM). Una vez realizado el mapeo de la señal se obtiene símbolos ortogonales entre sí a los que se les determinará una subportadora mediante IFFT. En cada subportadora viaja una pequeña cantidad de datos es por esto que la velocidad de bit por portadora disminuye haciendo que la interferencia intersímbolo disminuya. La IFFT genera múltiples portadoras a diferentes frecuencias ortogonales dividiendo el ancho de banda disponible entre un número N de subportadoras, este proceso es al que los llamamos OFDM. Una vez que se obtiene la modulación OFDM, los datos son de nuevo convertidos a un formato serial para posteriormente agregar un intervalo de guarda en cada símbolo OFDM esto ayudará a eliminar la interferencia intersímbolo causado por la distorsión multitrayectoria. La señal se transmite a través de la fibra óptica de pocos modos, en este caso. En el receptor se realiza el proceso inverso del transmisor (Fajardo, Leonardo Jiménez Cano y José Parrado Galeano y Carlos Quiza Montaña y Carlos Suárez, 2000, pág. 1).



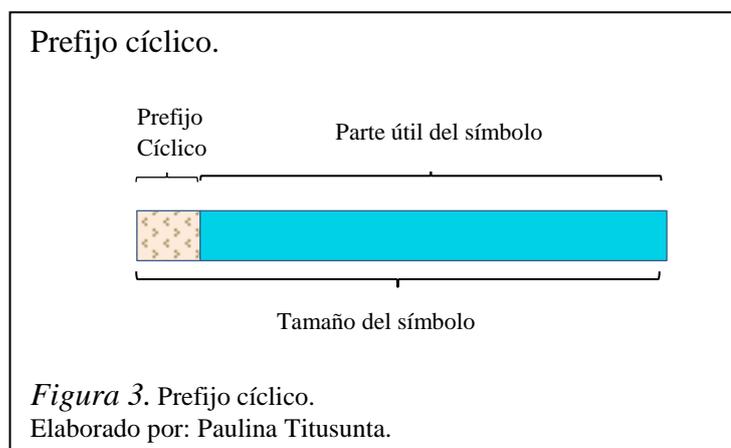
Los intervalos de guarda y pilotos son aplicaciones utilizadas en la transmisión de datos que se insertan entre los símbolos OFDM. En los intervalos de guarda no se transmite información en las subportadoras de los extremos, haciendo que se reduzca

la eficiencia espectral de transmisión. Esta técnica es muy útil si la limitación del canal esta próxima al ancho del espectro, o también se utilizaría en el caso que se esté transmitiendo por el mismo canal diferentes señales OFDM moduladas en banda.

Las subportadoras pilotos son utilizadas para detectar los efectos del canal, este tipo de subportadoras transmiten un patrón conocido como referencia (Muñoz, 2010, pág. 24).

Los medios de transmisión multitrayectoria tienen un fenómeno característico, la interferencia entre símbolos (intersymbol interference, ISI) y las interferencia provenientes de las subportadoras adyacentes en el propio símbolo, a este fenómeno se lo llama interferencia entre portadoras (Inter Carrier Interference, ICI) que degrada significativamente la transmisión debido a la pérdida de ortogonalidad, para evitar esta interferencia se creó el prefijo cíclico.

El prefijo cíclico es un intervalo de tiempo que se añade antes del símbolo resultante de IFFT como se puede ver en la figura 3, se obtiene copiando la parte final del símbolo y pegándolo al inicio con el propósito de tener periodicidad cíclica. El prefijo cíclico se elige de tal manera que su duración sea mayor al retardo del canal, generalmente el prefijo cíclico se elige de entre un medio y un cuarto del total de las subportadoras que contiene el símbolo, posteriormente este será eliminado en el receptor.



2.2.2 FOFDM.

Multiplexación por división de frecuencia ortogonal rápida (Fast Orthogonal Frequency Division Multiplexing, FOFDM) fue desarrollado por Izzat Darwazeh y MRD Rodríguez en el University College of London en el año 2002, con un sistema similar reportado por Xiong. El cual se basa en el principio de OFDM con la ventaja de tener dos veces la eficiencia en ancho de banda de OFDM, donde la separación de frecuencias de las subportadoras es $1 / 2T$ Hz, donde T es la duración del intervalo de señalización, solo utilizado en esquemas de modulación unidimensionales (Darwazeh, K. Li and I., 2009, pág. 1).

En resumen FOFDM es una técnica similar a OFDM con la diferencia que FOFDM reduce a la mitad la brecha entre las frecuencias de subportadora, de esta manera la eficiencia espectral es mayor que la de OFDM, para la multiplexación y demultiplexación de la subportadora, se utiliza una transformada discreta del coseno o la recientemente propuesta transformada discreta de Fourier (Discrete Fourier Transform, DFT) (Selwan K. Ibrahim, Jian Zhao, Danish Rafique, John A. O'Dowd, Andrew D. Ellis, 2010, pág. 1).

En el 2013, J. Zhao propuso un esquema 16 QAM para FOFDM mediante la fusión de dos ramas de señales 4 ASK con un modulador de fase cuadratura óptica. Entonces, Z. Yang presentó un FOFDM de doble banda lateral, que es modulado en cuadratura amplificada. Al utilizar la transformada discreta de coseno (discrete cosine transform, DCT) disminuye el ancho de banda con la desventaja de que provoca complejidad en los sistemas de recepción, he incluso no es comúnmente utilizada en los sistemas de comunicaciones.

En el 2014 en el departamento de ingeniería electrónica de la universidad de Tsinghua en Beijing presentó un estudio en el que se propone un esquema para transmitir señales moduladas por amplitud de cuadratura (Quadrature amplitude modulation, QAM) separando la parte real e imaginaria (Dongqiang Wang, Cheng Lei, Ruofan Luo, Hongwei Chen, Minghua Chen, Sigang Yang, Shizhong Xie , 2014, pág. 445).

Espectro OFDM y FOFDM.

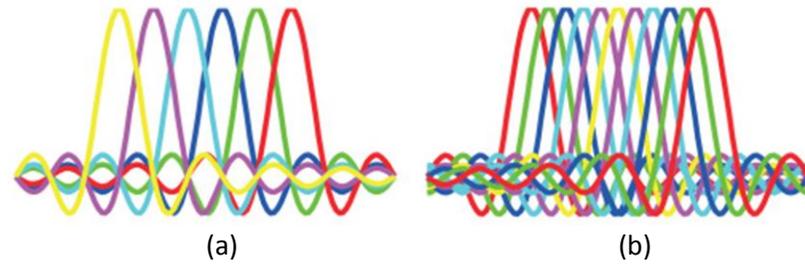


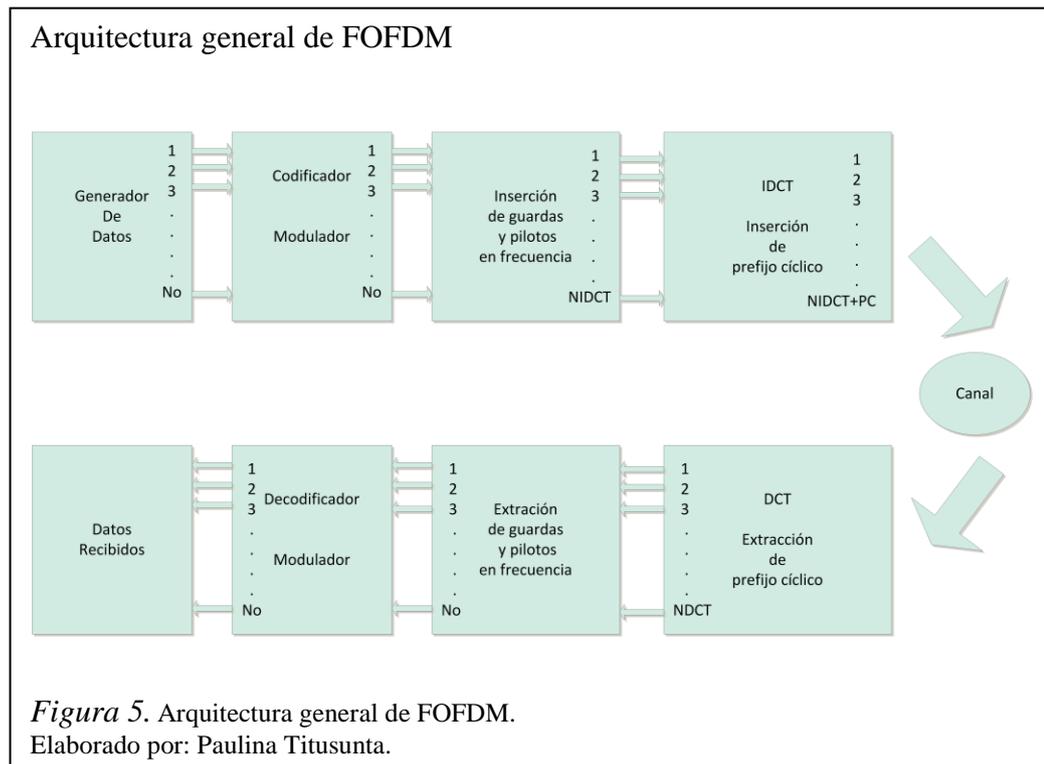
Figura 4. (a) Espectro OFDM, (b) Espectro FOFDM. Fuente: opticsinfobase

Esta técnica de modulación ha provocado interés como se puede observar en la figura 4 FOFDM tiene una mejora en la eficiencia espectral y reducción de sistemas complejos, a continuación se describen algunas características de FOFDM: (E. Giacomidis, S. K. Ibrahim, J. Zhao, J. M. Tang, A. D. Ellis, and I. Tomkos, 2012, pág. 52)

- Transmite el mismo tipo de datos que OFDM con la mitad del ancho de banda ya que la separación de la frecuencia entre subportadoras es $1 / 2T$ Hz, donde T es la duración del intervalo de señalización (Darwazeh, K. Li and I., 2009, pág. 1).
- FOFDM logra el doble de eficiencia espectral debido a que reduce la separación de frecuencias entre las subportadoras (Darwazeh, K. Li and I., 2009, pág. 2).
- Reduce los costos de los componentes del transmisor y receptor disminuyendo el diseño arquitectónico de hardware y software ya que emplea operaciones reales logrando que la potencia de procesamiento en FOFDM sea menor que OFDM (E. Giacomidis, A. Tsokanos, C. Mouchos, G. Zardas, C. Alves, J. L. Wei, J. M. Tang, C. Gosset, Y. Jaouën., 2012, pág. 724).
- Los últimos estudios han demostrado que FOFDM no solo maneja esquemas unidimensionales de modulación, como BPSK y M-ASK sino también

esquemas de modulación QAM mediante la separación de la parte real e imaginaria, cada parte es modulada utilizando la DFT.

La figura 5 muestra la arquitectura de FOFDM para un esquema unidimensional, esta arquitectura es muy parecida a OFDM con la diferencia que utiliza DCT en lugar de FFT.



2.2.3 FBMC.

El primer método de multiportadora fue basado en banco de filtros desarrollado mucho antes de OFDM.

A mediados de 1960 Chang fue el primero en desarrollar esta técnica ya que planteo condiciones necesarias para la señalización de un conjunto paralelo de modulación por amplitud de pulso (Pulse Amplitude Modulation, PAM) a través de un banco de filtros superpuestos dentro de un ancho de banda mínimo. Para transmitir símbolos PAM en un ancho de banda de manera eficiente, Chang propuso la señalización de banda lateral vestigial (Vestigial Sideband, VSB) para las secuencias de subportadora, posteriormente Saltzberg demostró como el método de Chang podría

ser modificado para transmitir QAM. Saltzberg mostró que la reconstrucción perfecta de un sistema FBMC puede ser implementado utilizando un espacio de retardo de medio símbolo entre fase y cuadratura de los componentes de símbolos QAM y para una adecuada transmisión y recepción de pulsos en un sistema multicanal, QAM mientras tendría la máxima eficiencia espectral.

En 1980 Hirosaki realizó grandes avances sobre FBMC y propuso una implementación polifásica eficiente para el método Saltzberg. El método propuesto por Saltzberg se conoce como OFDM basado en offset QAM (OQAM) u OFDM-OQAM. El offset proviene del cambio de la mitad del símbolo de fase en cuadratura y de cada símbolo QAM con respecto al otro. Nos referimos a este método como modulación multitono escalonado (Staggered Modulated Multitone, SMT), donde la palabra escalonada se refiere al hecho de que los componentes en fase y en cuadratura en cada símbolo QAM son de tiempo escalonado.

El trabajo pionero de Chang ha recibido mucha menos atención que SMT. Sin embargo, la modulación por multitono de coseno (Cosine Modulated Multitone, CMT) ha sido ampliamente estudiada dentro de la comunidad de procesamiento de señales, no son más que una reinención de bancos de filtros de Chang, formulados en tiempo discreto. El uso de coseno en modulaciones que utilizan bancos de filtros para la transmisión de datos fue ampliamente estudiado en la década de 1990. Los avances en la tecnología de línea de abonado digital (Digital Subscriber Line, DSL) llevaron a trabajar más en dos clases de sistemas de comunicación FBMC, modulación multitono filtrada (Filtered Multitone Modulation, FMT) y modulación multitono de onda discreta (Discrete Wavelet Multitone, DWMT).

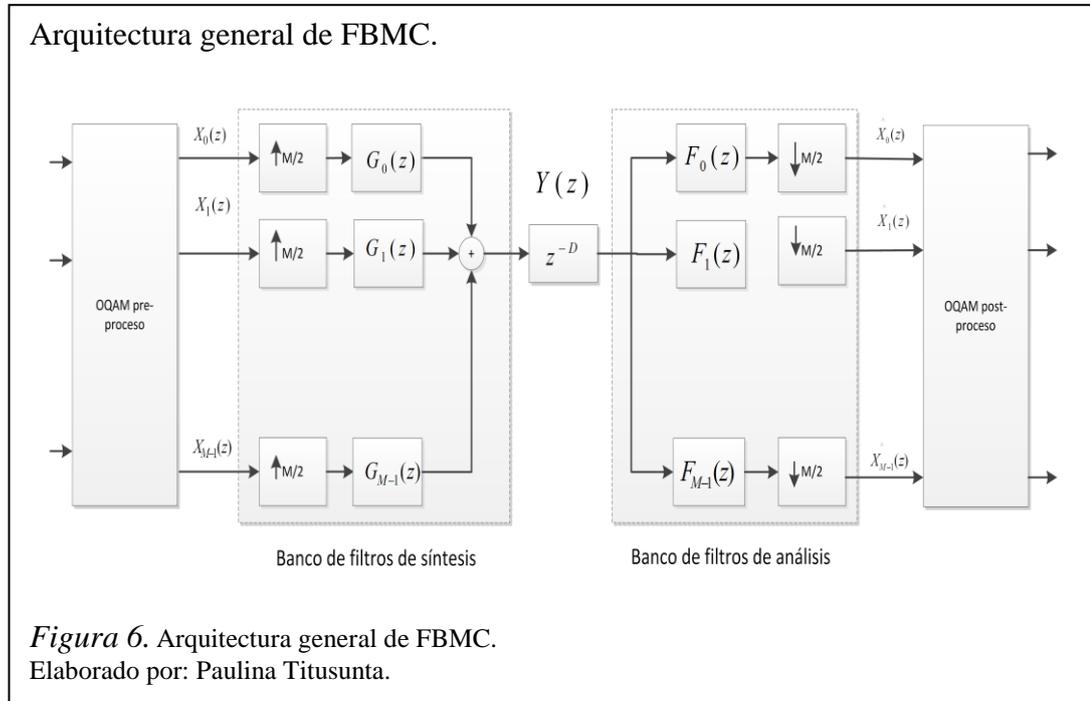
Recientemente, se ha demostrado que DWMT está usando esencialmente la modulación por bancos de filtros coseno. Por lo tanto, DWMT pasó a llamarse modulación multitono de coseno (CMT). También se sabe que la CMT está utilizando la banda lateral vestigial (VSB) para transmitir símbolos de modulación PAM. FMT es otro esquema de comunicaciones multiportadora que se ha propuesto para aplicaciones DSL. En FMT, las subportadoras adyacentes no se superponen. Por lo tanto, FMT no es eficiente en el ancho de banda a comparación de SMT y CMT (Amini, Filterbank Multicarrier Techniques for Cognitive Radios, 2009).

En síntesis “La modulación Filter Bank Multicarrier (FBMC), puede ser considerada como un OFDM evolucionado. Los bancos de filtros responden a las principales desventajas de OFDM. En primer lugar, sus subcanales pueden ser diseñados de manera óptima en el dominio de la frecuencia. Segundo, los sistemas FBMC no requieren CP redundante y por lo tanto son más eficientes espectralmente.” (Pietrzyk, Piotr, 2014). FBMC es considerado como una modulación basada en bancos de datos eficiente y uniforme. Las características sobresalientes de FBMC se detallan a continuación.

- FBMC no tiene la necesidad de insertar un intervalo de guarda (prefijo cíclico) (Zakaria, R. and Le Ruyet, D., 2012, pág. 1112).
- Por el hecho que FBMC no utiliza un prefijo cíclico este tipo de modulación multiportadora tiene alta eficiencia espectral (Zakaria, R. and Le Ruyet, D., 2012, pág. 1112).
- Eficiencia en el ancho de banda (Farhang-Boroujeny, Behrouz, 2011, pág. 106).
- El uso de un diseño adecuado de filtros, donde las subportadoras adyacentes son las únicas que se superponen, hace que no haya casi ninguna interferencia de subportadoras adyacentes (Amini, Filterbank Multicarrier Techniques for Cognitive Radios, 2009, pág. 19).

Como se mostró anteriormente existen diferentes estructuras de modulaciones multiportadoras de bancos de filtros como son FMT, CMT, EMFB y FBMC/OQAM. FBMC / OQAM es el esquema de banco de filtros más popular, ya que introduce un espacio de retardo entre las componentes en fase y en cuadratura de los símbolos QAM. Este esquema de banco de filtros alcanza velocidad máxima de transmisión. Además, FBMC / OQAM utiliza un filtro prototipo específicamente que reduce la ISI y la ICI por lo cual será usado en esta tesis.

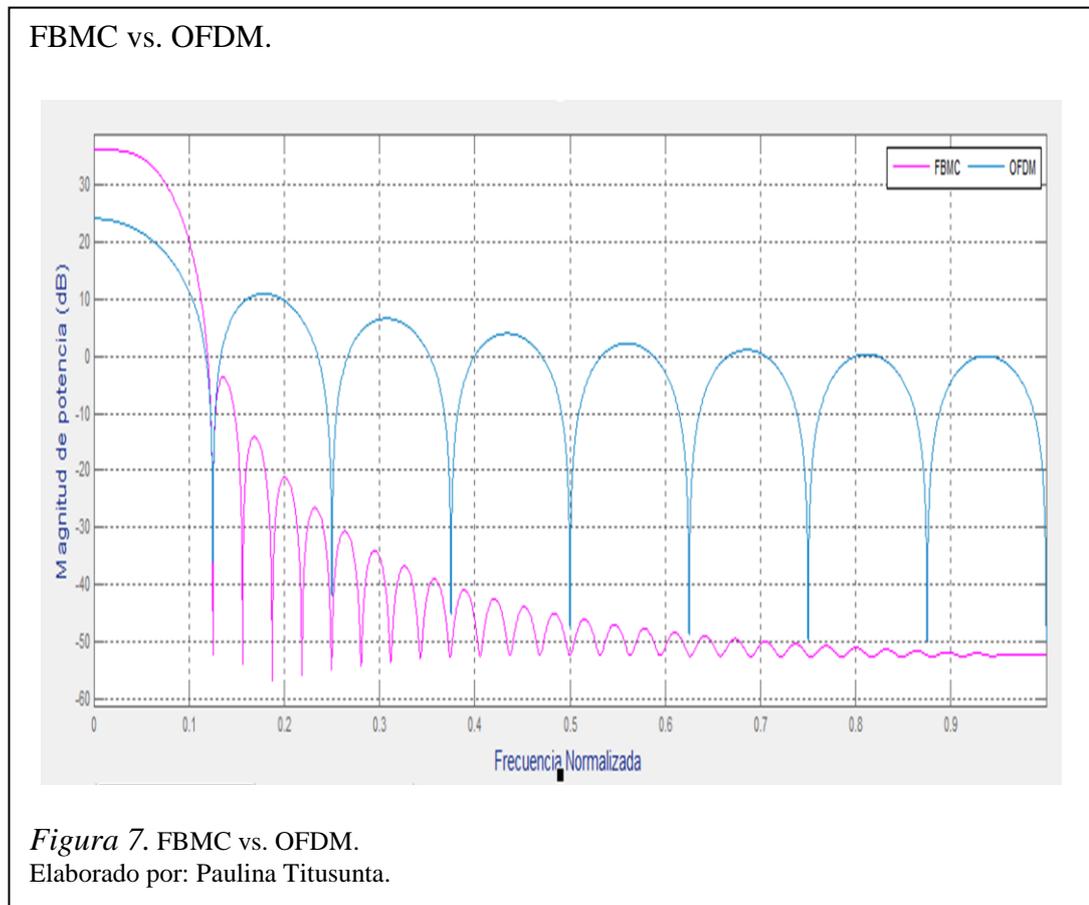
En la figura 6 se puede observar como está estructurado el diseño para FBMC / OQAM. El transmisor consta de OQAM pre procesamiento y un banco de filtros de síntesis (Synthesis Filter Bank, SFB). El receptor, se compone de banco de filtros de análisis (Analysis Filter Bank, AFB) y OQAM post procesamiento.



Las partes fundamentales del sistema FBMC/OQAM son el banco de filtros de síntesis (Synthesis Filter Bank, SFB) en el transmisor y el banco de filtros de análisis (Analysis Filter Bank, AFB) en el receptor, dispuesto en la configuración llamada transmultiplexer (TMUX). SFB y AFB se pueden implementar eficientemente usando bancos de filtros modulados de manera uniforme, un prototipo de filtro p [m] de longitud L_p se desplaza en frecuencia para generar subcanales que cubren todo el ancho de banda del sistema (Mahmoud Aldababseh and Ali Jamoos, 2014, pág. 2).

La principal diferencia entre la modulación FBMC y OFDM es la elección del filtro, el sistema OFDM utiliza un filtro de ventana rectangular mientras que el sistema FBMC utiliza un filtro prototipo diseñado con el principio de formación de impulsos de Nyquist, que puede reducir en gran medida el problema de los grandes lóbulos espectrales de OFDM. Esto da como resultado una mínima ISI e ICI. La respuesta de frecuencia frente a los filtros prototipos que se utilizan en FBMC y OFDM se

muestran en la Figura 7, respectivamente, con numero de subcanales $M=16$, factor de solapamiento $K=4$, longitud del filtro prototipo $L_p = 63$.



Los niveles de los lóbulos laterales de FBMC son considerablemente menores que en el caso de OFDM. De esta manera se puede conseguir una buena contención espectral para todos los subcanales y esto también resulta en una buena resistencia contra la interferencia de banda estrecha como se muestra en la Figura 8. Sin olvidar que tiene mayor eficiencia de ancho de banda porque no se necesita un prefijo cíclico.

FBMC vs. OFDM.

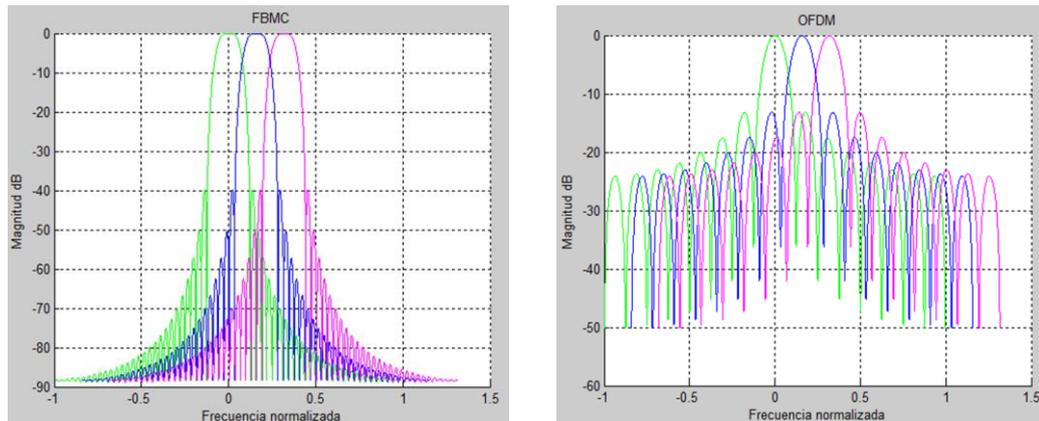


Figura 8. Subportadoras FBMC y OFDM.
Elaborado por: Paulina Titusunta.

2.3 Canal óptico.

En el año de 1880, Alexander G. Bell fue el primero en enviar por medio de la luz mensajes vocales a corta distancia con la ayuda de un fonógrafo que él construyó, pero por la falta de fuentes de luz adecuadas esta creación resultó ser inviable.

Al aparecer el láser en la década de los sesentas se volvió a tomar la idea de utilizar la luz para realizar transmisiones confiables y de gran cantidad de datos gracias a su elevada frecuencia portadora 10¹⁴ Hz.

El empleo de fibras de vidrio como medio guía resultó atractivo por su tamaño, facilidad de manejo, peso, costo y flexibilidad. Es por estas razones que se optó a la fibra de vidrio para guiar la luz mediante reflexiones internas de los rayos luminosos, sin embargo en un principio las atenuaciones eran elevadas en este medio físico.

En 1966 se publica un artículo realizado por Kao y Hockman en el cual se aclara que las atenuaciones producidas en la fibra de vidrio son provocadas por impurezas originadas en el proceso de fabricación. Gracias a los resultados obtenidos de este estudio la utilización de la fibra óptica es cada vez mayor.

En poco tiempo la fibra óptica se ha convertido en una de las tecnologías más avanzadas que se utilizan como medio de transmisión de información (Blog de Tecnología y la informática, 2013). Se puede decir que la fibra óptica es un medio de transmisión físico, parecido a un hilo muy fino de material transparente, puede ser de vidrio (compuestos de cristales naturales) o plásticos (compuestos de materiales artificiales) por el que se envían pulsos de luz que representan los datos a transmitir. La posibilidad que brinda la fibra óptica es transmitir gran cantidad de datos a una gran distancia que van desde un metro hasta muchos kilómetros debido a que es un medio inmune a las interferencias electromagnéticas y que presenta poca atenuación de la señal. La emisión de luz puede ser de un láser o un LED (EcuRed, 2013).

Es importante detallar las ventajas y desventajas de la fibra óptica (V.Herrera, 2010, pág. 78).

- Gran ancho de banda: las fibras ópticas poseen una capacidad de transmisión muy elevada, también en este medio de transmisión se propagan simultáneamente ondas ópticas de varias longitudes de onda que resulta en un mayor rendimiento de los sistemas, además pueden propagarse simultáneamente ondas ópticas de varias longitudes de onda que se traduce en un mayor rendimiento de los sistemas.
- Baja atenuación: la fibra óptica como medio físico de transmisión presenta una atenuación muy baja por este motivo no requiere de equipos repetidores ya que alcanza varios kilómetros con un enlace directo, esto hace que la transmisión sea fiable y exista disminución económica por los equipos.
- Peso y tamaño reducidos: se refiere a que el grosor y el peso de la fibra óptica se puede comparar a la de un cabello humano, al comparar con un cable de cobre con las mismas características de transmisión se puede dar cuenta claramente que presenta un mayor diámetro y un peso elevado, es por esto que ocupa un espacio muy reducido.

- Flexibilidad y recursos disponibles: la fibra óptica puede llegar a tener un radio de curvatura menor a un centímetro y los materiales con los que se fabrica la fibra óptica dieléctricos, por lo general es de dióxido de silicio que es uno de los recursos más abundantes en la superficie terrestre.
- Aislamiento eléctrico entre terminales: al no tener componentes metálicos no producen inducción de corriente, por esta razón la fibra óptica puede ser instalada en lugares donde existan cortes eléctricos.
- Ausencia de radiación emitida: esto se debe a que la fibra óptica transmite luz y no radiaciones electromagnéticas que pueden causar interferencia con equipos electrónicos y a su vez esta no se afecta por radiaciones emitidas por otros medios, por esta razón la fibra óptica es considerada como el medio más seguro de transmisión de alta calidad.
- Duración: gracias a la envoltura la fibra óptica es muy resistente a la corrosión y soporta altas temperaturas.
- Seguridad: es invulnerable a las acciones intrusivas de escucha ya que para acceder a la señal que circula en la fibra es necesario partirla, para realizar esto se debe cortar la transmisión y por lo tanto se detecta.
- Costo y mantenimiento: el costo de la construcción de una planta de fibra óptica es comparable con una planta de cobre. Y esto se debe a que la fibra óptica ha bajado notablemente sus costos, y los costos de mantenimiento son muy inferiores a los costos de una planta de cobre.

Las características de una fibra óptica son: núcleo, revestimiento y recubrimiento como se puede apreciar en la figura 9.

Componentes de la fibra óptica.

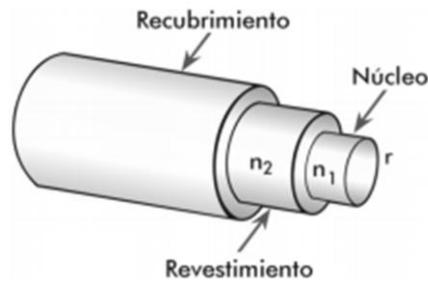


Figura 9. Componentes de la fibra óptica.

Elaborado por: H.H. Cerecedo Nuñez, A. Sánchez Martínez y P. Padilla Sosa.

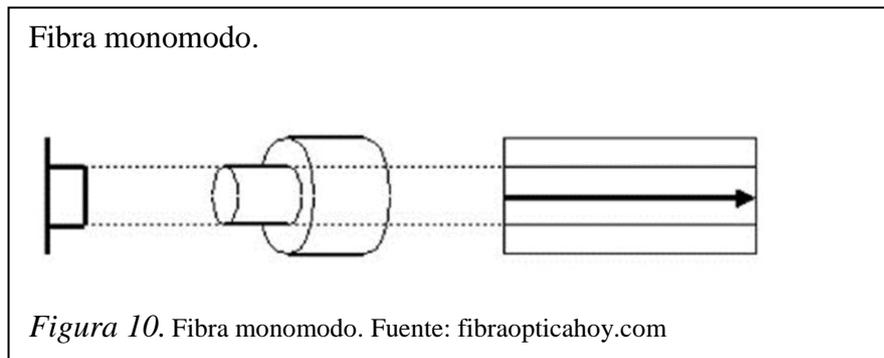
El núcleo, es la parte interna de la fibra a través de la cual se guía la luz, está hecho de sílice o de cuarzo fundido dopado con otro material (por ejemplo, GeO_2 o P_2O_5), su diámetro se encuentra en el rango de micras.

El revestimiento generalmente esta hecho de silicio puro, el cual rodea al núcleo y su misión es la de confinar la señal óptica en el mismo, por ello su índice de refracción es menor que el del núcleo.

El recubrimiento, es una capa que envuelve la fibra, el cual está hecho con algún polímero. La función del recubrimiento es proporcionarle rigidez a la estructura núcleo revestimiento (H.H. Cerecedo Nuñez, A. Sánchez Martínez y P. Padilla Sosa, 2009, pág. 15).

2.3.1 Fibra óptica monomodo.

La fibra monomodo (Single-Mode Fibers, SMD) tiene un modo de propagación único o un camino del haz luminoso único como se puede ver en la figura 10, este tipo de fibra ofrece transportar mayor información, cuenta con un ancho de banda en el orden de los 100 GHz/km, esta fibra consigue mayores flujos pero es más compleja de implementar ya que solo se pueden transmitir los rayos que tengan una trayectoria que siga el eje de la fibra (V.Herrera, 2010, pág. 74).



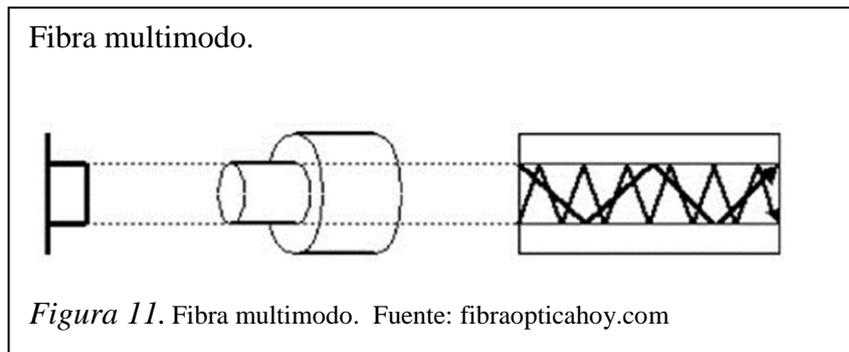
Se ha señalado que en años futuros los sistemas de comunicación óptica de larga distancia van a agotar la capacidad de transmisión de SMF. Por esta razón es necesario la presencia de nuevas tecnologías tales como las fibras multinúcleo (Multi Core Fiber, MCF). La fibra Multicore cuenta con múltiples núcleos dentro de un solo revestimiento, en el que cada núcleo actúa como un canal diferente generando un incremento en la capacidad de la fibra. El número de conductores puede variar dentro del revestimiento, el cual depende del tamaño del mismo y algunos otros parámetros de diseño.

Es importante decir que MCF ha evolucionado en dos tipos: los MCF sólidos y holey. MCF Holey está hecha de una fibra de cristal fotónico (Photonic Crystal Fiber, PCF). PCF es una fibra que tiene arreglo hexagonal de orificios que se ejecutan en toda la longitud de la fibra (Karamdeep Singh, Gurmeet Kaur , 2013, págs. 1,2).

2.3.2 Fibra óptica multimodo.

La fibra multimodo cuenta con múltiples modos de haces luminosos, en este tipo de fibra óptica viajan varios rayos ópticos reflejándose a diferentes ángulos, los cuales recorren diferente distancias y se desfasan al viajar dentro de la fibra por esta razón la distancia de la transmisión se puede limitar, en figura 11 se puede ver claramente la representación de este tipo de fibra óptica.

El índice de refracción es inferior pero del mismo orden de la magnitud que del revestimiento. Gracias al tamaño del núcleo de una fibra multimodo, es más fácil de conectar y tiene una mayor tolerancia a componentes de menor precisión.

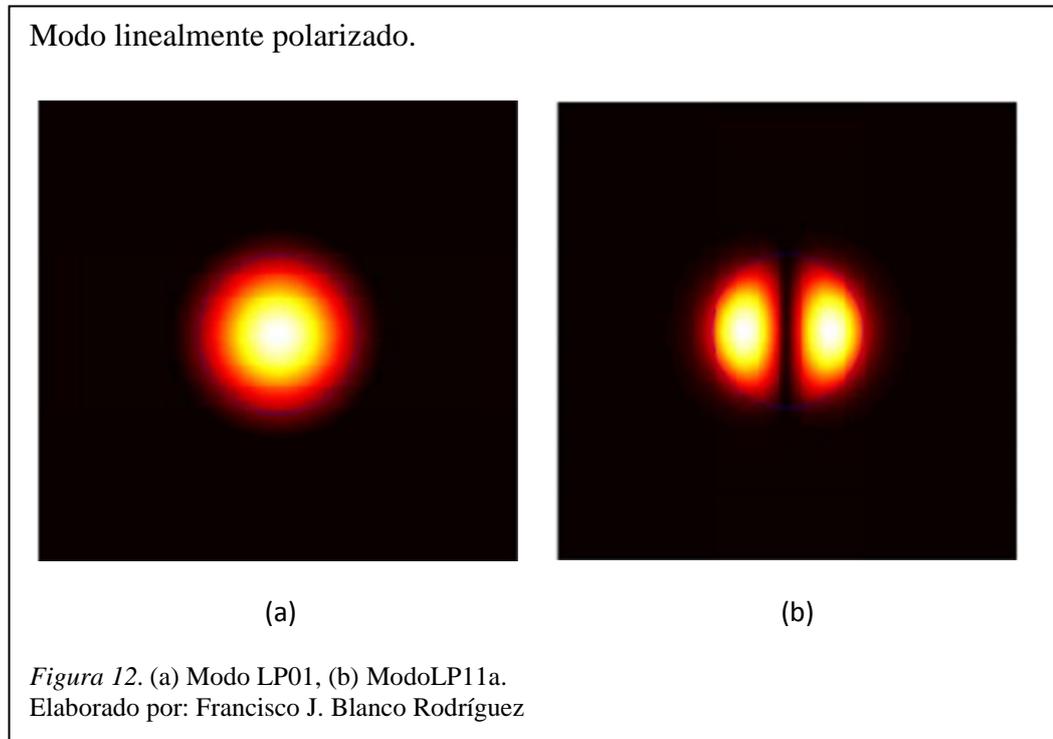


2.3.2.1 Fibra óptica de pocos modos.

La fibra óptica de pocos modos es lo suficientemente resistente para el acoplamiento de modos en comparación con las fibras multimodo estándar pero todavía pueden tener diámetros de núcleo grandes en comparación con las fibras monomodo. Como resultado, estas fibras pueden tener significativamente menos no linealidad y al mismo tiempo pueden tener el mismo rendimiento que las fibras monomodo en términos de dispersión y pérdida. En ausencia de acoplamiento de modos es posible utilizar estas fibras en la operación de modo único, donde todos los datos se realizan en uno de los modos espaciales a lo largo de la fibra (Fatih Yaman, Neng Bai, 2010, pág. 1).

Los modos linealmente polarizados son una herramienta muy útil en el análisis de la propagación de la luz en la fibra óptica generados por combinaciones de otros tipos de modos de propagación (TE, TM, TE, EH). Se basa en la existencia de modos degenerados y permite visualizar cada conjunto de modos con facilidad, es decir si dos modos tienen características similares se puede utilizar una combinación lineal de ellos y considerar al resultado como un nuevo modo. Por superposición se podría demostrar que el campo eléctrico o magnético, está polarizado en una dirección dada, por esta razón al nuevo modo se lo llama linealmente polarizado (LP_{mn}). Existe una relación entre los subíndices de los modos LP con los subíndices de los modos que lo forman. Así por ejemplo el modo fundamental LP_{01} el cual proviene del modo HE_{11} y el modo LP_{11} el cual proviene del modo TE_{01} (Xavier Serrado, Julio Proaño, pág. 173), estos dos tipos de modos se puede observar en la figura 12.

En resumen el modo linealmente polarizado LP_{0m} se obtiene de un modo HE_{1m} (donde HE es el campo electromagnético), por otro lado cada modo LP_{1m} se obtiene de los modos TE_{0m} , TM_{0m} , HE_{2m} donde TE se denomina transversal eléctrico y TM se denomina trasversal magnético.



2.4 Sistema MIMO.

Los sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (Multiple Input Multiple Output, MIMO) son mecanismos encargados de incrementar la capacidad de un sistema de transmisión, los cuales requieren el uso de múltiples antenas en el transmisor y en el receptor. Los sistemas MIMO fueron creados inicialmente para las transmisiones inalámbricas, sin embargo es posible utilizarlas en la fibra óptica siempre que se tome en consideración los efectos lineales, no lineales del canal y la naturaleza distribuida del ruido en la fibra.

MIMO se basa en la utilización del dominio espacial, creando “canales espaciales” diferenciados entre el transmisor y el receptor. Para ello es necesario emplear múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor. Estas antenas deben

estar separadas por una distancia mínima que permita la creación de estos canales espaciales diferenciados.

MIMO se puede emplear para dos usos: Incrementar la velocidad de transmisión para una misma tasa de error y SNR, o reducir la tasa de error manteniendo la velocidad de transmisión y las SNR constantes.

MIMO se basa en el uso de canales espaciales que operan en la misma frecuencia, polarización y tiempo. Esos canales espaciales pueden crearse en condiciones de propagación con fuerte multitrayecto, por lo que MIMO es una tecnología destinada a sistemas de transmisión sin línea de vista (Salas, págs. 1,2).

2.4.1 Sistemas de multiplexación.

La multiplexación por división de espacio en la fibra óptica se puede implementar mediante el establecimiento de varios caminos de luz independientes de dos maneras. La primera es a través de fibras de múltiples núcleos, donde una multitud de guías de ondas se introducen en diferentes posiciones en la sección transversal de la fibra. Las guías de ondas pueden actuar como canales independientes si el acoplamiento entre guías de ondas es lo suficientemente pequeño haciendo que su efecto se pueda despreciar para el formato de modulación óptica subyacente.

La segunda manera de introducir diversas trayectorias de la luz se basa en fibras multimodo (Multimode Fibers, MMF), que son las guías de ondas espaciales que soportan más de un modo. Los modos de guías de onda son las distribuciones de fase y amplitud espacial que se propagan sin cambios en la guía de ondas y son ortogonales entre sí (Toshio Morioka, Yoshinari Awaji, Roland Ryf, Peter Winzer, David Richardson and Francesco Polett, 2012, pág. 531).

La multiplexación por división de modo (MDM) en fibras ópticas de pocos monomodos, donde cada modo de la fibra actúa como un canal diferente. Existen dos técnicas, el régimen “acoplados” y “desacoplados”.

En una transmisión acoplada, se transmiten señales con múltiples datos que son mezcladas durante la propagación y procesamiento digital de señales debe emplearse para separarlos. En una transmisión desacoplada, la multiplicidad y la distancia de la transmisión están restringidas a fin de que el acoplamiento sea lo suficientemente pequeño para que las señales puedan ser demoduladas con receptores convencionales.

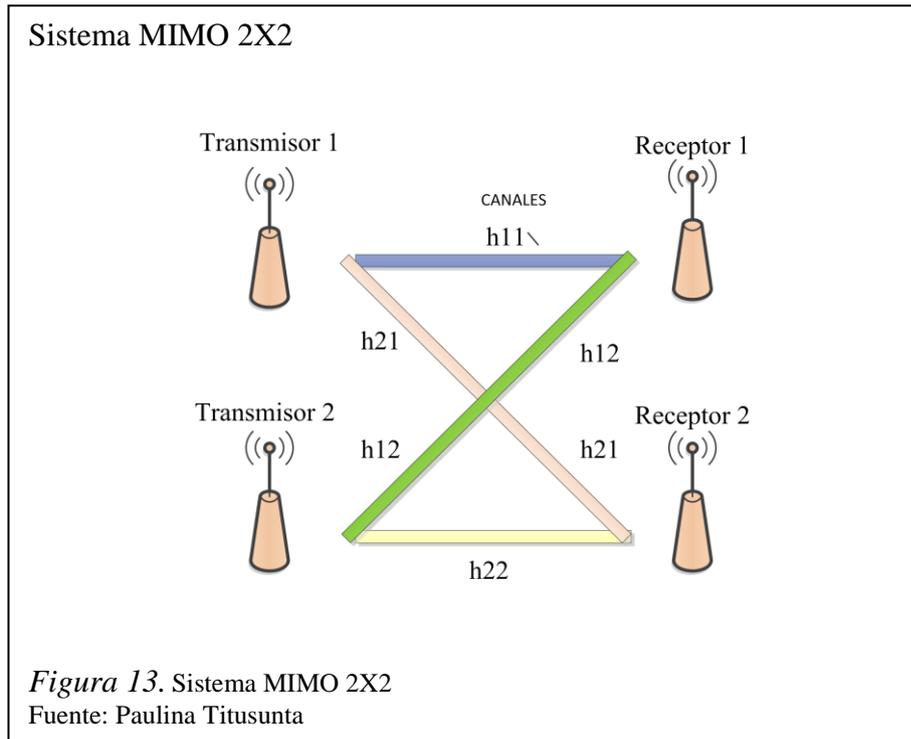
A pesar de estas limitaciones, los sistemas desacoplados tienen la ventaja de tener que un esquema de transmisión convencional, ya que en cada canal no sería necesario emplear el procesamiento de señales. La transmisión desacoplada en un sistema multimodo ha despertado el interés, ya que puede reducir la complejidad del procesamiento de señal. Sin embargo, impone grandes restricciones a los elementos del sistema de transmisión (moduladores, demoduladores, amplificadores) para evitar que los modos se acoplen.

En un sistema de MDM la distancia de transmisión está limitada por la pérdida de la fibra más alta entre los modos de transmisión. Es importante reducir al mínimo la pérdida, si vamos a realizar sistemas de transmisión por MDM de larga distancia (Hirokazu Kubota, Toshio Morioka, 2012, págs. 1,2).

2.4.2 Código Espacio Temporal de Alamouti.

El código Alamouti, es un código espacio temporal que permite una recodificación de los símbolos haciéndolos ortogonales, por lo tanto más resistente a los impedimentos del canal y no tiene ganancia en velocidad ya que necesita 2 slot de tiempo para transmitir dos símbolos (Chung-Hua Chiang, Yung-Cheng Yao, Chia-Yi, Taiwan, Jyh-Horng Wen, 2013, págs. 352, 353).

El sistema utilizado en este trabajo es Alamouti 2X2. En la figura 13 se representa el sistema MIMO 2X2.



Suponemos que los parámetros del canal permanecen constantes durante el tiempo de dos slots.

Donde X_1, X_2 son los símbolos modulados.

El vector del receptor después del primer tiempo el slot es:

$$\begin{bmatrix} y_{11} \\ y_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} \\ n_{12} \end{bmatrix} \quad (2)$$

El vector del receptor después del segundo tiempo el slot es:

$$\begin{bmatrix} y_{21} \\ y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -x_2^* \\ x_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{21} \\ n_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Donde $[y_{11}, y_{12}]^T$ es el vector del receptor en el primer tiempo del slot para el componente 1 y 2 respectivamente, y $[y_{21}, y_{22}]^T$ es el vector del receptor en el segundo tiempo del slot para el componente 1 y 2 respectivamente.

h_{ij} Denota la respuesta del impulso del canal desde j^{th} es la componente de transmisión y i^{th} es la componente de recepción que permanece constante durante los dos intervalos de tiempo.

$[n_{11}, n_{12}]^T$ denota el vector de ruido AWGN durante el intervalo de tiempo 1 y $[n_{21}, n_{22}]^T$ denota el vector de ruido AWGN durante el intervalo de tiempo 2.

$$Y = HX + N \quad (4)$$

Donde

$$Y = [y_{11} \ y_{12} \ y_{21}^* \ y_{22}^*]^T$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \quad \text{Nota: } H \text{ es una matriz ortogonal.} \quad (5)$$

$$X = [x_1 \ x_2]^T \text{ y } N = [n_{11} \ n_{12} \ n_{21}^* \ n_{22}^*]^T \quad (6)$$

Ahora, nosotros combinamos estas dos ecuaciones en una ecuación de matriz simple.

$$\begin{bmatrix} y_{11} \\ y_{12} \\ y_{21}^* \\ y_{22}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} \\ n_{12} \\ n_{21}^* \\ n_{22}^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

2.4.3 Estimación del canal.

Para aprovechar las ventajas que los sistemas MIMO ofrecen, se requiere una información precisa del estado del canal (Channel State Information, CSI) en el transmisor y / o receptor. Por ejemplo, el rendimiento de la formación de haz de transmisión se determina en su totalidad por la exactitud de la CSI en el transmisor. Si se utiliza la codificación espacio tiempo, entonces la disponibilidad de un CSI precisa en el receptor es crucial para el rendimiento de los decodificadores de espacio tiempo. Por lo tanto, una estimación de canal precisa juega un papel clave en las comunicaciones MIMO.

Uno de los métodos más populares y ampliamente utilizados para la estimación de canal MIMO es emplear señales piloto (también conocidas como secuencias de entrenamiento) y luego para estimar el canal se usa técnica de mínimos cuadrados (Least Squares, LS) basado en los datos recibidos y el conocimiento de los símbolos de información enviados (Mehrzaad Biguesh, Alex B. Gershman, 2006, pág. 884); en este trabajo se usa la técnica de mínimos cuadrados propuesto por Carl Friedrich Gauss hacia 1794 (Santamaría), la cual realiza la estimación desde una aproximación clásica en la que los parámetros a estimar se consideran desconocidos pero deterministas (Borrás, 2009, págs. 51,52), LS resulta especialmente interesante cuando el modelo entre las observaciones y los parámetros a estimar es lineal como se está tratando al canal de fibra óptica en este trabajo. Así la señal recibida s_i puede representarse como:

$$s_i = Hp_i + v_i \quad (8)$$

Donde:

H = Matriz del canal.

p_i = Vector de la señal transmitida.

v_i = Vector de ruido blanco.

Cualquier estimador de H tiene que obtener una estimación de una realización particular de esta matriz aleatoria que corresponde a la secuencia actual de los datos recibidos.

Con el fin de estimar la matriz de canal H , se debe cumplir que $N \geq t$ (t =número de las antenas de transmisión) para que los vectores de entrenamiento p_1, \dots, p_N sean transmitidos. La señal recibida se puede expresar como:

$$S = HP + V \quad (9)$$

Donde:

$$S = [s_1, \dots, s_N] \quad (10)$$

$$P = [p_1, \dots, p_N] \quad (11)$$

$$V = [v_1, \dots, v_N] \quad (12)$$

P es la matriz de entrenamiento $t \times N$ y V es la matriz de ruido. La tarea de un algoritmo de estimación de canal es recuperar la matriz de canal H basado en el conocimiento de S y P.

Conociendo P y los datos que reciben, la realización de la matriz de canal puede estimarse con LS:

$$\hat{H}_{LS} = SP^\dagger \quad (13)$$

Donde $P^\dagger = P^H(PP^H)^{-1}$ es el pseudoinverso de P y $(\cdot)^H$ denótese que la transpuesta Hermitiana. Se usa el siguiente tratamiento de transmisión para la formación de la potencia.

$$\|P\|_F^2 = \mathcal{P} \quad (14)$$

Donde \mathcal{P} esta dado por el valor de una constante y $\|\cdot\|_F$ es la Norma matricial Frobenius. Con la cual se encuentra P que minimiza el error de estimación de canal sujeto a la restricción de potencia transmitida.

La matriz de entrenamiento puede obtenerse de una submatriz correctamente normalizada de la transformada de Fourier discreta (DFT) así P puede ser expresada como:

$$P = \sqrt{\frac{\mathcal{P}}{Nt}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N & \dots & W_N^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & W_N^{t-1} & \dots & W_N^{(t-1)(N-1)} \end{bmatrix} \quad (15)$$

Donde: $W_N = e^{j2\pi/N}$ (Mehrzad Biguesh, Alex B. Gershman, 2006).

2.4.4 Receptor del canal ZF.

El receptor utilizado para este sistema fue Zero Forcing (ZF) el cual trabaja con una técnica sencilla y eficaz para la recuperación de múltiples flujos de datos transmitidos en el receptor. Sin embargo, la detección requiere del conocimiento de la información de estado de canal (Channel State Information, CSI) (Cheng Wang,

Edward K. S. Au, Ross D. Murch, Wai Ho Mow, Roger S. Cheng, Roger S. Cheng., 2007, pág. 805).

Para un sistema MIMO con N_t antenas transmisoras y N_r antenas de recepción, donde $N_t \leq N_r$ puede ser denotado para $N_r \times N_t$, formando así la matriz H . Si suponemos que la transmisión de información de estado del canal no se considera, entonces $N_r \times 1$ formando el vector de la señal recibida x se expresa como:

$$x = Hs + n \quad (16)$$

Donde s denota el vector del símbolo de transmisión y n es el ruido añadido. Si se asume que la información de estado del canal es perfecta, el estimador ZF del vector de los símbolos transmitidos puede expresarse como:

$$\hat{s} = H^\dagger x \quad (17)$$

Donde:

H^\dagger = Denota la pseudoinversa de H . ($H^\dagger = (H^T H)^{-1} H^T$)

\hat{s} = Estimación de los canales transmitidos.

x = Datos recibidos (Sang Goo Kim, Dongweon Yoon, Zhengyuan Xu, and Sang Kyu Park, 2009, pág. 2).

CAPÍTULO 3

MODELOS DE SIMULACIÓN Y SU ARQUITECTURA

En este capítulo se mostrará y analizará la arquitectura del sistema de transmisión del sistema óptico así como los respectivos modelos matemáticos de las modulaciones FOFDM y FBMC a utilizar en las simulaciones numéricas, las cuales serán realizadas en MATLAB que es uno de los programas de simulación más empleado en la actualidad en el ámbito de la ingeniería.

3.1 Sistema de transmisión óptico.

Se transmitió dos diferentes tipos de señales FOFDM y FBMC, para FOFDM se usó QAM y para FBMC se utilizó OQAM con el fin de realizar una comparación de parámetros similares, estas modulaciones pasan por un canal MIMO 2X2 de fibra óptica de pocos modos, con un modelo de canal casi lineal debido a que la FOFDM tiene gran área efectiva lo que disminuye las no linealidades y por lo tanto en este documento no serán consideradas.

Una vez formada la señal esta se codifica con el método de Alamouti para obtener la conformación de la matriz de transmisión en este caso una matriz de 2X2. Para continuar con la simulación se agrega ruido aleatoriamente y se pasan los símbolos por el canal, la estimación del canal es muy importante en el proceso de evaluar el comportamiento del canal y poder recuperar la información de una forma precisa, por lo que se utilizó la estimación del canal de mínimos cuadrados y en el receptor Zero Forcing, y se procede a realizar la descomposición de la señal siguiendo el proceso inverso de la formación hecha en el transmisor, luego se procede a medir los parámetros de desempeño del sistema con respecto a la tasa de error binario (Bit Error Rate, BER), relación señal a ruido óptico (Optical Signal to Noise Ratio, OSNR) y retardo de grupo de modo diferencial (Differential Mode Group Delay, DMGD) para poder realizar un análisis comparativo con respecto a los datos enviados.

3.2 Sistema de transmisión FOFDM.

La señal OFDM convencional puede ser matemáticamente escrita como:

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi \frac{k}{T} t} \quad (18)$$

La ortogonalidad entre portadoras se muestra como:

$$S_{m,n} = \frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi \frac{m}{T} t} e^{-j2\pi \frac{n}{T} t} dt = \begin{cases} 1 & (m=n) \\ 0 & (m \neq n) \end{cases} \quad (19)$$

Donde:

N= Número de subportadoras.

k= Índice de las subportadoras.

T= Periodo de la señal.

m y n= m-esima y n-ésima subportadora.

En OFDM la diferencia de frecuencia es de $1/T$ pero para la señal FOFDM, la diferencia de frecuencia entre las subportadoras es $1/2T$, que es un medio de que en el OFDM convencional. La señal se puede escribir como:

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi \frac{k}{T} t} \quad (20)$$

Y la ortogonalidad entre subportadoras se muestra como:

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j\pi \frac{k}{T} t} \quad (21)$$

Y puede obtener a través de la multiplexación de dos señales OFDM ordinarias de iguales parámetros del sistema, con un poco de desplazamiento de frecuencia.

$$S(t) = \sum_{k=0}^{M-1} a_{2k} e^{j2\pi \frac{k}{T} t} + e^{j\pi \frac{1}{T} t} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} a_{2k+1} e^{j2\pi \frac{k}{T} t} \quad (22)$$

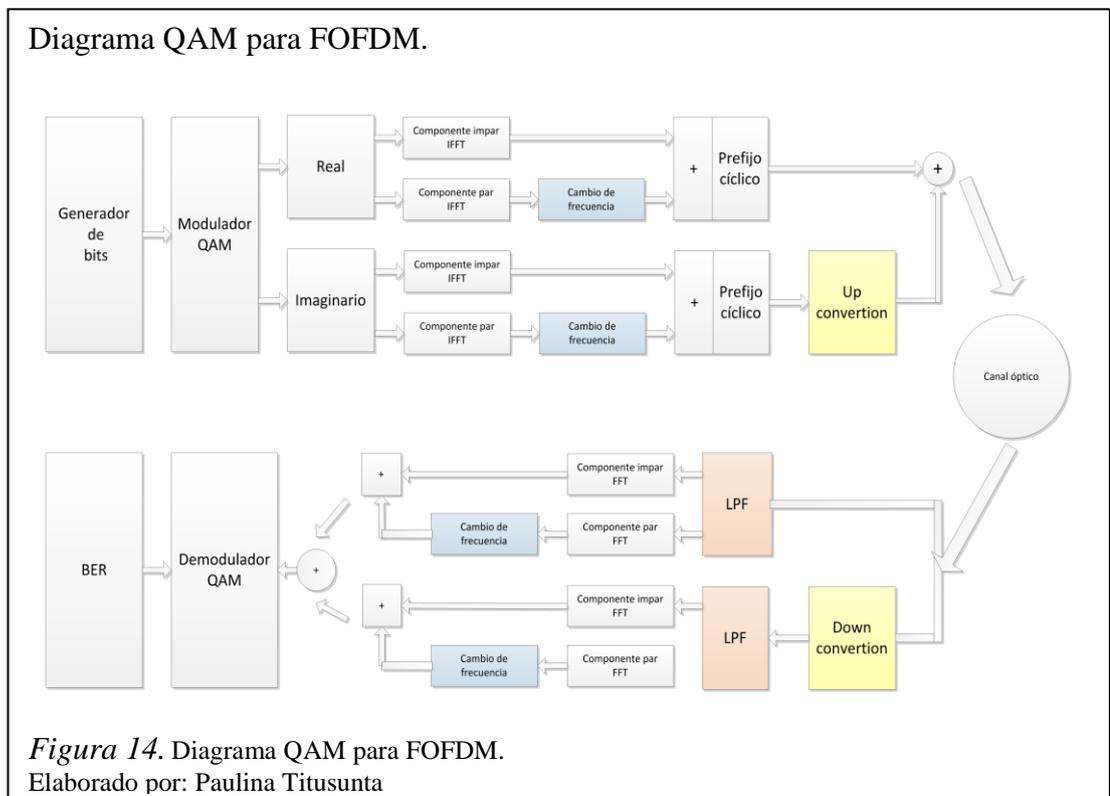
El número total de subportadoras es $2M$. Si transmitimos señales reales, la diafonía entre subportadoras no afectará el juicio y las subportadoras pueden ser consideradas ortogonales. Para señal QAM, que puede ser escrito como:

$$S(t) = S_{re}(t) + jS_{im}(t) \quad (23)$$

Obtenemos la señal transmitida por la mezcla de las partes real e imaginaria con una conversión hacia arriba, como se muestra:

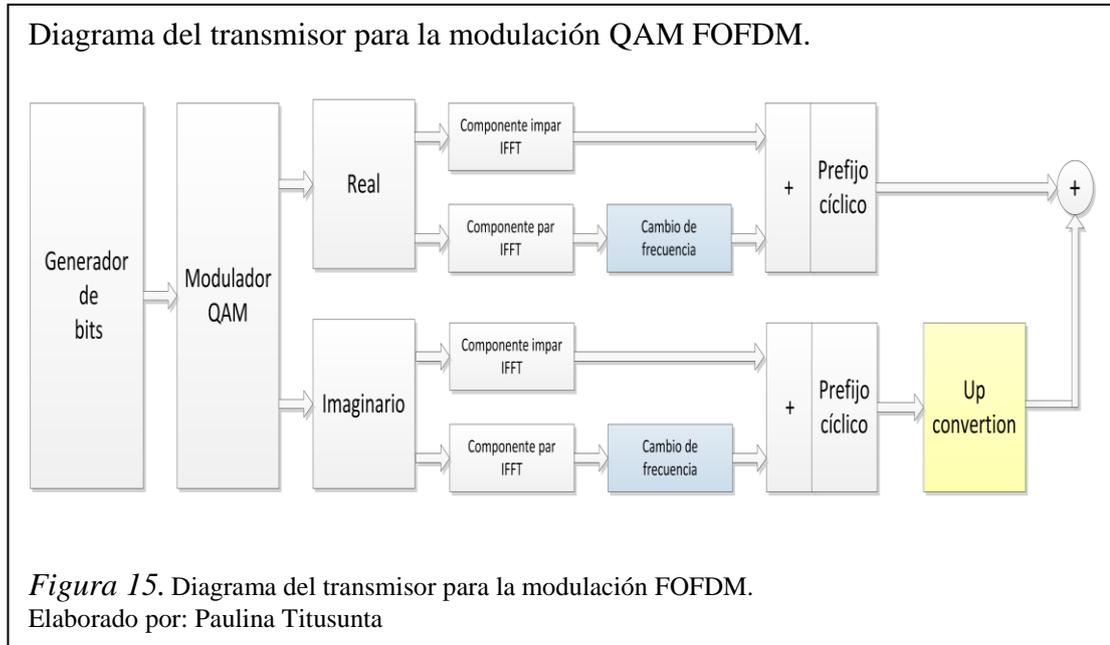
$$S(t) = S_{re}(t) + e^{j2\pi ft} S_{im}(t). \quad (24)$$

Donde f es un poco más grande que el ancho de banda de una parte de la señal. Tanto las dos partes son señales FOFDM. Está claro que las partes real e imaginaria de la señal se aíslan en dominio de la frecuencia y el filtro de pasa bajo se pueden utilizar para separarlos en el receptor como se presenta en el diagrama de FOFDM en la figura 14 (Dongqiang Wang, Cheng Lei, Ruofan Luo, Hongwei Chen, Minghua Chen, Sigang Yang, Shizhong Xie , 2014, pág. 445).



3.2.1 Transmisor FOFDM.

Para realizar la simulación de la modulación FOFDM es importante conocer su arquitectura, de qué manera está estructurado su proceso de formación para poder obtener los resultados deseados.

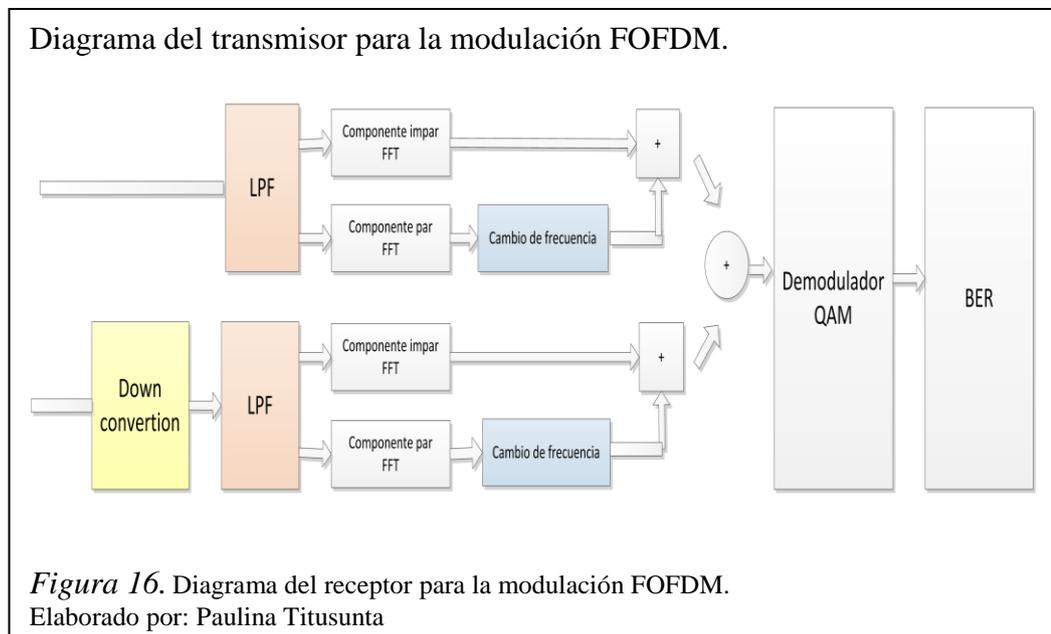


Como podemos ver en la figura 15 el primer módulo con el que nos encontramos es el generador de bits, es el encargado de generar un número aleatorio de bits. Para este trabajo de investigación se va a simular una transmisión de 4096 bits con el fin de transformar posteriormente a una matriz de 1024×4 para poder realizar la transformación de binario a decimal obteniendo 1024. Para pasar a modular a 16 QAM, el siguiente paso es separar las partes real e imaginaria de la señal, una vez realizada esta operación se procede a dividir en dos partes, en parte impar y par de las componentes a las cuales se les realiza una transformada de Fourier inversa dando así una señal modulada por 512 subportadoras respectivamente. En la parte par se realiza un cambio de frecuencia (frequency shift), es decir un desplazamiento de frecuencia, tanto en la componente real e imaginario, siguiendo con el proceso se realiza una sumatoria de la parte impar y par, y para eliminar la dispersión cromática en la fibra óptica se añade un prefijo cíclico de 10 muestras en el símbolo FOFDM obteniendo así 1034 subportadoras. Finalmente para obtener la señal QAM-FOFDM

se introduce un up-convert en la componente de los imaginarios para lograr convertir la señal a una frecuencia intermedia consiguiendo así que no exista interferencia.

3.2.2 Receptor FOFDM.

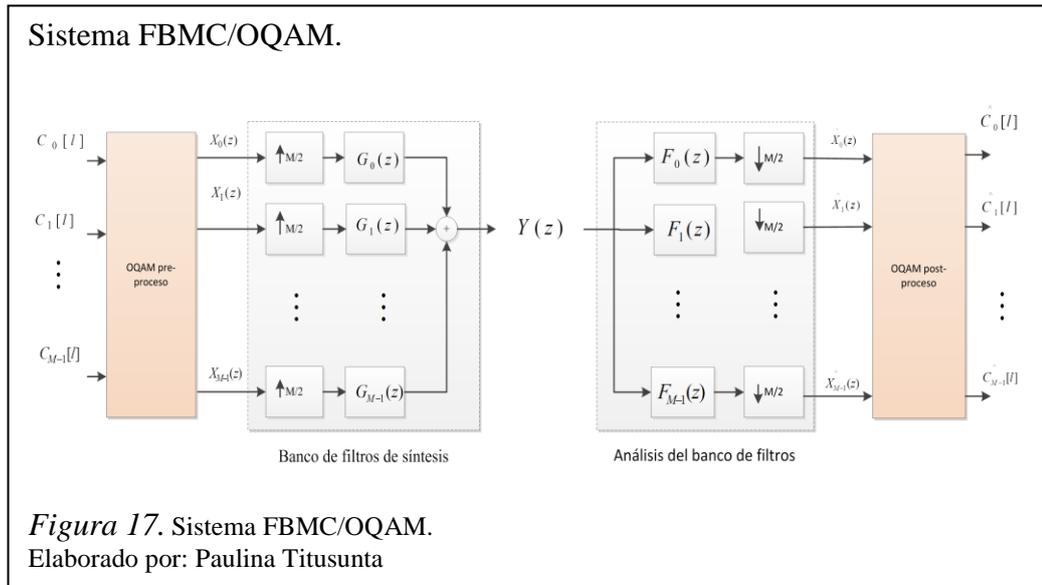
En la figura 16 se muestra la arquitectura del receptor FOFDM donde se puede mirar como en el receptor se separa la señal nuevamente la parte real y la parte imaginaria, para volver a encontrar la señal se realiza un down-convert regresando así a banda base, para eliminar la componente de alta frecuencia se usa un filtro pasa bajo para la parte real e imaginaria.



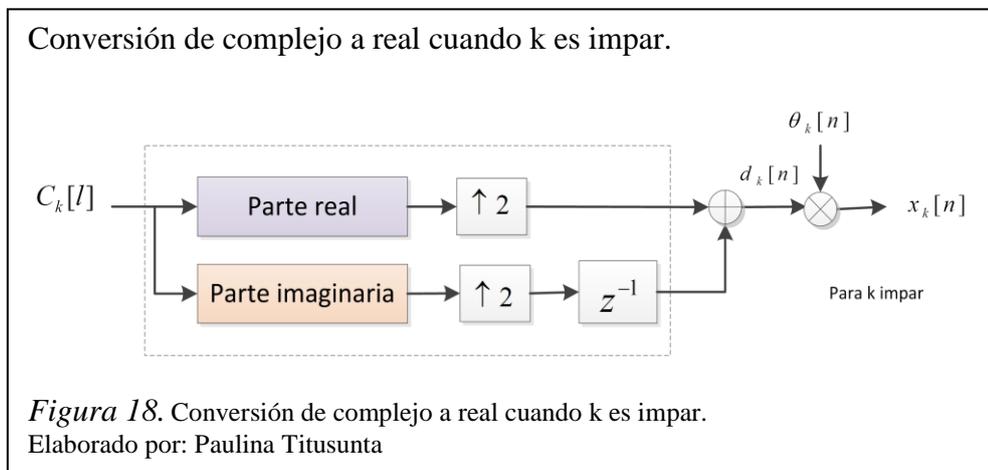
Una vez realizado este procedimiento se subdivide en parte impar y par para posteriormente realizar una transformada de Fourier rápida, pasando así a realizar el proceso inverso realizado en el transmisor en el que se realiza la operación del cambio de frecuencia en la parte par; para obtener la señal QAM se realiza la sumatoria de datos impares y pares respectivamente de cada componente y de la misma forma se realiza una sumatoria de la parte real e imaginaria finalmente la señal obtenida se llevará al demultiplexor para obtener los datos enviados inicialmente.

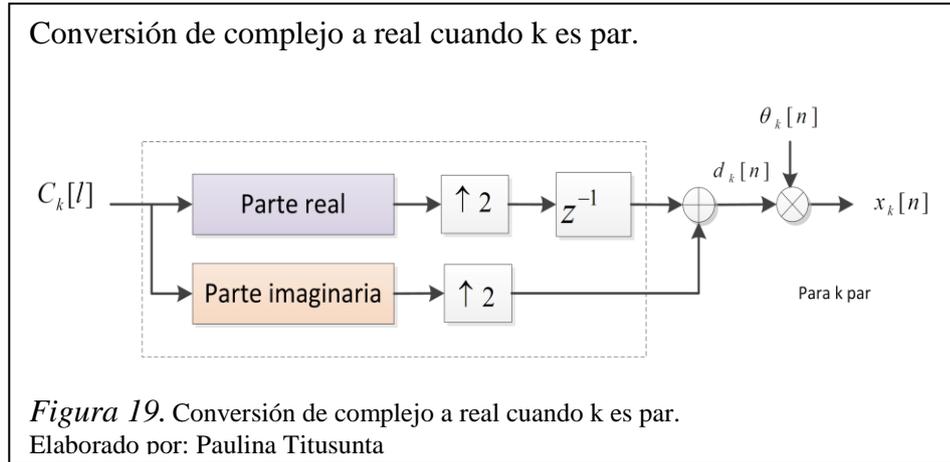
3.3 Sistema de transmisión FBMC.

El modelo FBMC / OQAM consiste en varios bloques de procesamiento principales donde se transmiten símbolos OQAM en lugar de símbolos QAM, para realizar esta modulación se colocan bloques de pre y post procesamiento, bloque del banco de filtros de síntesis y análisis del lado del transmisor y receptor respectivamente como se puede ver en la figura 17.



El diagrama de OQAM pre procesado se muestra en la figura 18 y 19 tanto para la parte par e impar estas tiene dos operaciones. La primera es una conversión de complejo a real, donde la parte real y la imaginaria de un símbolo de valor complejo de QAM es representada por $c_k[l]$, y se transmite a una tasa de velocidad de $1/T$.





Donde el periodo de señalización está definido como $T = 1/\Delta f$ con Δf como el espaciado de subportadora, están separados para formar dos nuevos símbolos $d_k[n]$, y $d_k[n + 1]$. La conversión de complejo a real es diferente para los subcanales numerados pares e impares y están dadas por las siguientes ecuaciones:

$$d_k[n] = \begin{cases} \text{Re}(c_k[l]), & \text{para pares} \\ \text{Im}(c_k[l]), & \text{para impares} \end{cases} \quad (25)$$

$$d_k[n + 1] = \begin{cases} \text{Im}(c_k[l]), & \text{para pares} \\ \text{Re}(c_k[l]), & \text{para impares} \end{cases} \quad (26)$$

Donde l es el índice de muestreo a OQAM a la entrada del pre procesamiento en el caso de la salida se refiere al post procesamiento y n como el índice de muestreo a la salida del pre procesamiento y en el caso de la entrada al post procesamiento. Se debe tener en cuenta que la conversión de complejo a real incrementa la tasa de muestreo por un factor de 2. La segunda operación del bloque de OQAM pre procesado es la multiplicación por $\theta_k[n]$ con el fin de mantener los símbolos ortogonales.

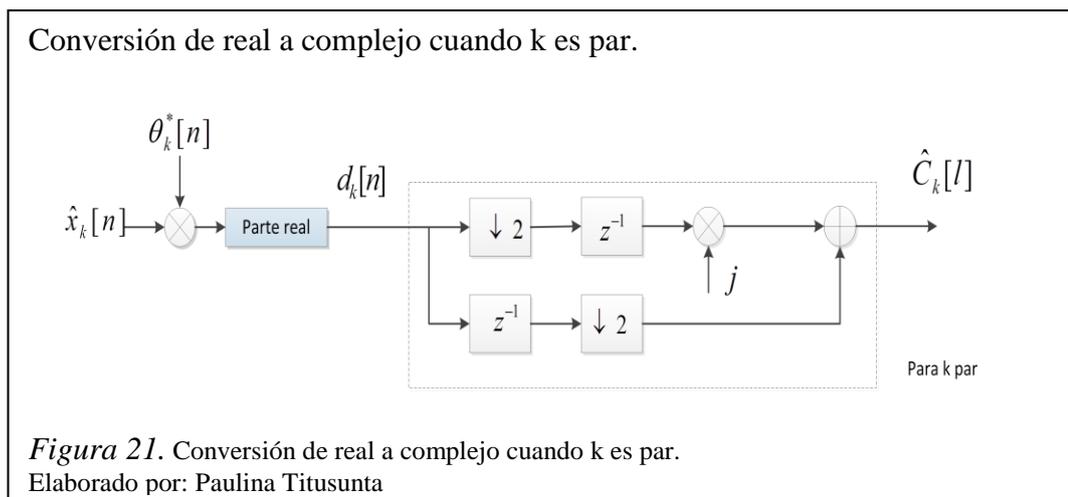
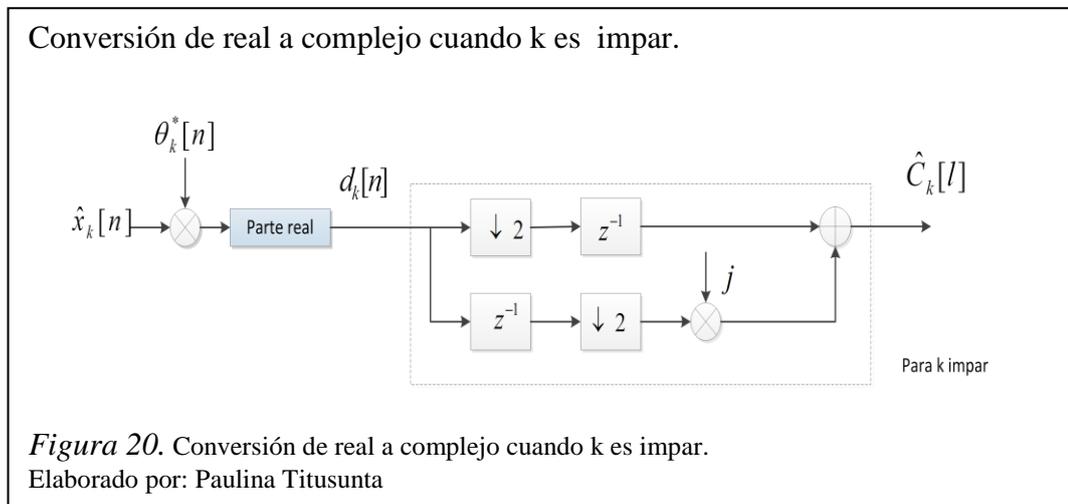
$$\theta_k[n] = j^{k+n} \quad (27)$$

A continuación la salida de los datos del bloque de pre procesamiento $x_k[n]$ pueden ser expresados como:

$$x_k[n] = d_k[n]\theta_k[n] \quad (28)$$

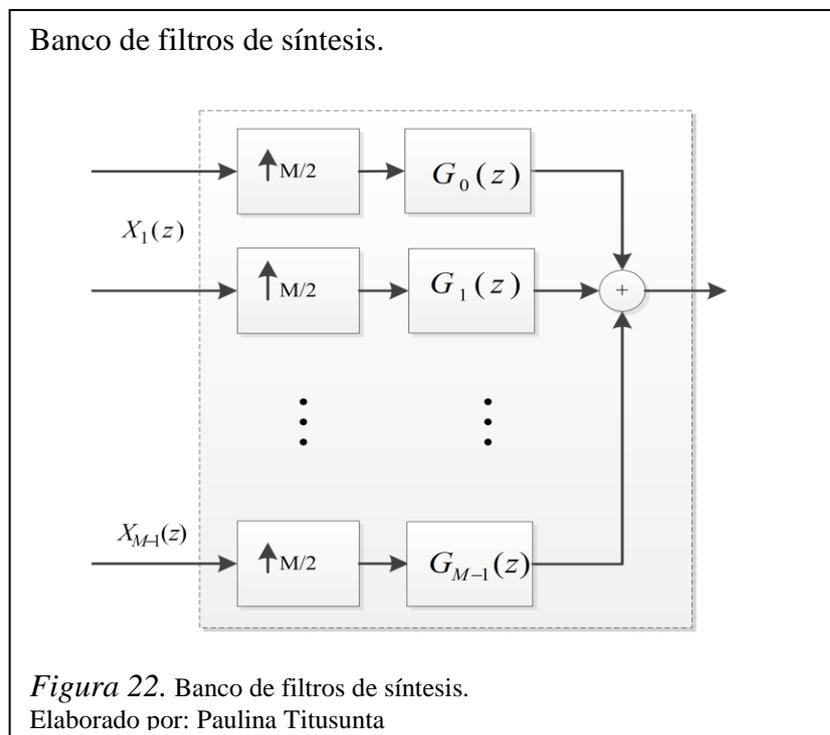
El bloque de post procesamiento realiza la multiplicación por la conjugada compleja de $\theta_k[n]$, denotado por $\theta_k^*[n]$, seguida de la parte real. La segunda operación es la conversión de real a complejo, en el que dos valores sucesivos forman un valor de símbolo complejo denotado por $\hat{c}_k[l]$ y definidos como sigue:

$$\hat{c}_k[l] = \begin{cases} \hat{d}_k[n] + j\hat{d}_k[n+1], & k \text{ pares} \\ \hat{d}_k[n+1] + j\hat{d}_k[n], & k \text{ impares} \end{cases} \quad (29)$$



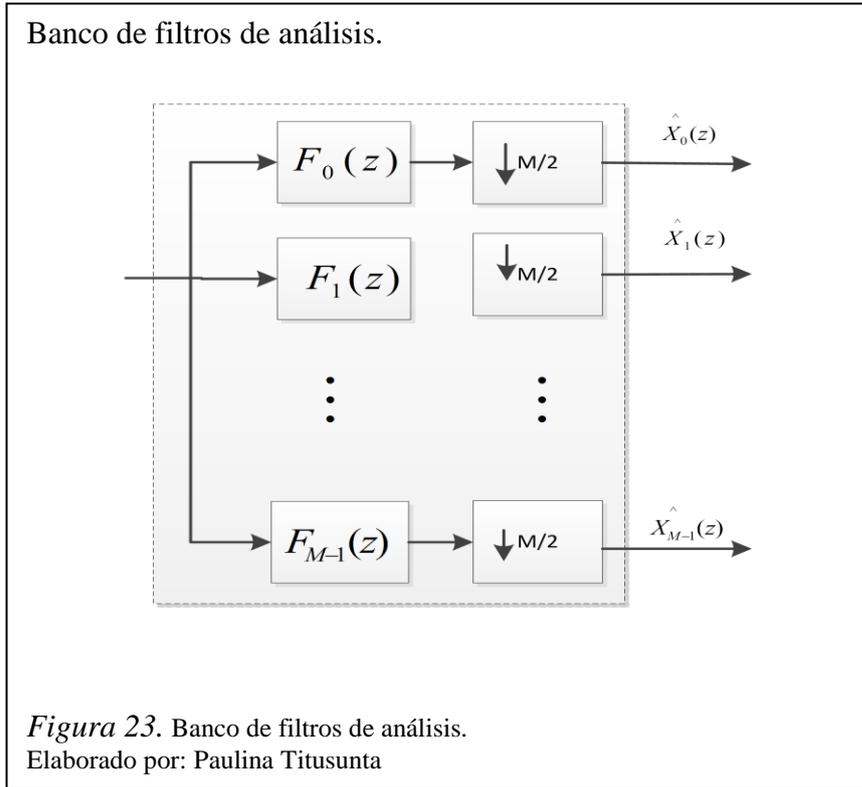
En este sentido la conversión real a complejo decrece la tasa de muestreo por un factor 2. En la figura 20 y 21 se puede ver una representación gráfica del bloque de post procesamiento.

Los datos $X_k(z)$ son obtenidos después de haber realizado el bloque de pre procesamiento, a los cuales se les realiza un aumento en la frecuencia de muestreo por $M/2$ para luego ser filtrados por un banco de filtros de síntesis $G_k(z)$. Donde M es el número de subportadoras.



Finalmente todos los subcanales son sumados para formar $Y(z)$ que es la señal que viajará por el canal óptico como se muestra en la figura 22.

En el receptor como se puede ver en la figura 23 la señal recibida es filtrada con un banco de filtros de análisis $F_k(z)$, y luego se disminuye la frecuencia de muestreo por $M/2$ y se obtiene $\hat{X}_k(z)$.



Es importante mostrar cómo está formado el modelo matemático de los bancos de filtros ya que tienen el objetivo de lograr una alta eficiencia espectral y utilizan bancos de filtros modulados complejos de fase lineal en respuesta al impulso finito (FIR) de filtro de prototipo pasa bajo $p[m]$, mediante el uso de modulación exponencial. Así, el k^{th} filtro de síntesis $g_k[m]$ puede ser expresado como:

$$g_k[m] = p[m] \exp\left(j \frac{2\pi k}{M} \left(m - \frac{Lp-1}{2}\right)\right) \quad (30)$$

Donde $m = 0, 1, \dots, Lp - 1$ es el número de sub canales con una potencia de dos y Lp es la longitud del filtro prototipo el cual es elegido para ser $Lp = KM - 1$, donde K esta sobrelapada con un factor de 2.

Además el k^{th} filtro de análisis $f_k[m]$ es simplemente un tiempo revertido y una versión conjugada que corresponde al filtro de síntesis:

$$f_k[m] = g_k^*[Lp - 1 - m] \quad (31)$$

$$= p^*[Lp - 1 - m] \exp^*\left(j \frac{2\pi k}{M} \left(Lp - 1 - m - \frac{Lp - 1}{2}\right)\right) \quad (32)$$

$$= p^*[Lp - 1 - m] \exp^*\left(j \frac{2\pi k}{M} \left(-m + \frac{Lp - 1}{2}\right)\right) \quad (33)$$

$$= p^*[Lp - 1 - m] \exp^*\left(-j \frac{2\pi k}{M} \left(m - \frac{Lp - 1}{2}\right)\right) \quad (33)$$

$$= p[Lp - 1 - m] \exp\left(j \frac{2\pi k}{M} \left(m - \frac{Lp - 1}{2}\right)\right) \quad (34)$$

El filtro prototipo tiene como fin evitar el problema ISI por ello el canal debe satisfacer el criterio de Nyquist al tener caso ideal. Ahora, si el periodo de símbolo es T_s y la tasa de símbolo es $f_s = 1/T_s$, la respuesta de frecuencia del canal debe ser simétrica alrededor de la frecuencia $f_s/2$. En consecuencia, en FBMC el filtro prototipo para la síntesis y análisis de bancos de filtros debe ser el cuadrado de su respuesta de la frecuencia para satisfacer el criterio de Nyquist.

El diseño del filtro prototipo debe satisfacer las condiciones de reconstrucción perfecta (Perfect Reconstruction, PR) o al menos proporcionar características de la reconstrucción casi perfecta (Nearly Perfect Reconstruction, NPR). Sin embargo, la propiedad PR sólo se consigue bajo la condición de canal de transmisión ideal.

Los coeficientes de respuesta de impulso del filtro se obtienen de acuerdo con la respuesta de frecuencia deseada, que se muestrea en un KM uniformemente espaciados, la frecuencia de puntos $\omega_k = \frac{2\pi k}{KM}$. Por lo tanto, el filtro prototipo $p[m]$ se puede escribir como:

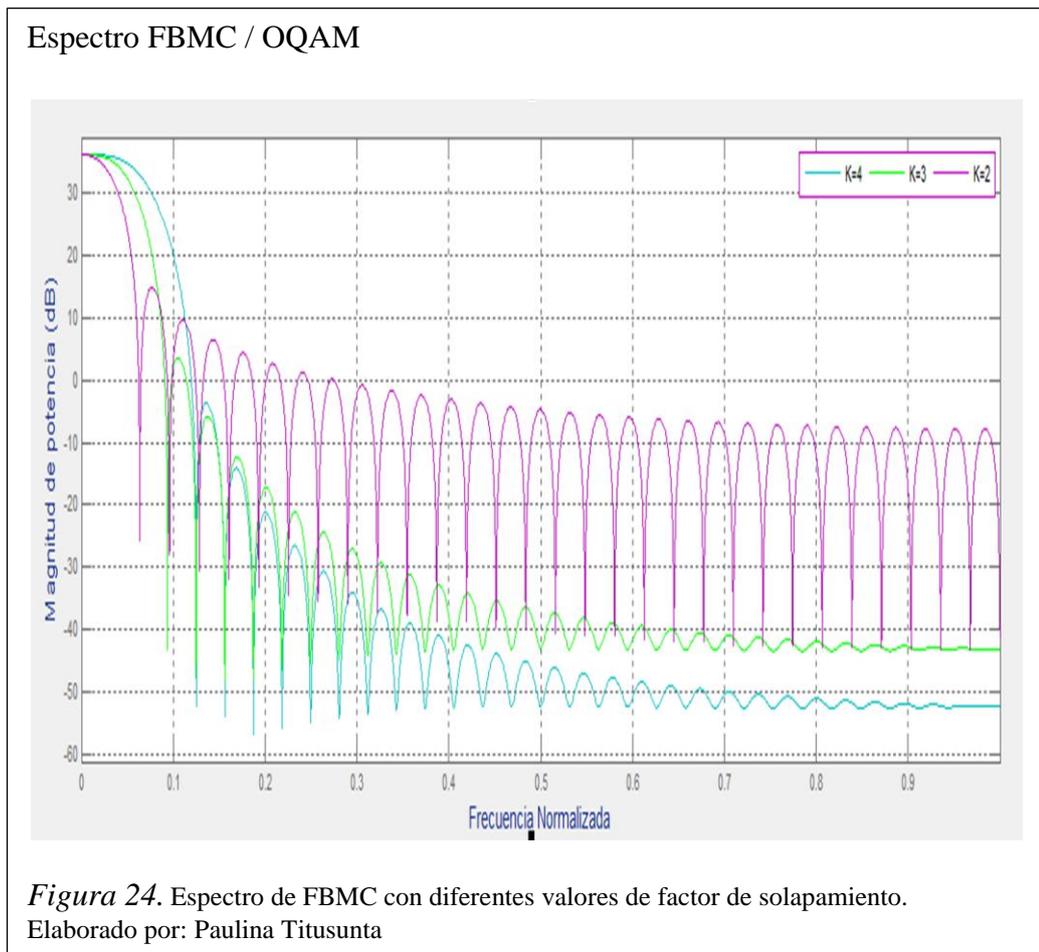
$$p[m] = \frac{1}{KM} \left(\hat{P}[0] + 2 \sum_{k=1}^U (-1)^k \hat{P}[K] \cos\left(\frac{2\pi k}{KM} (m + 1)\right) \right) \quad (35)$$

Donde:

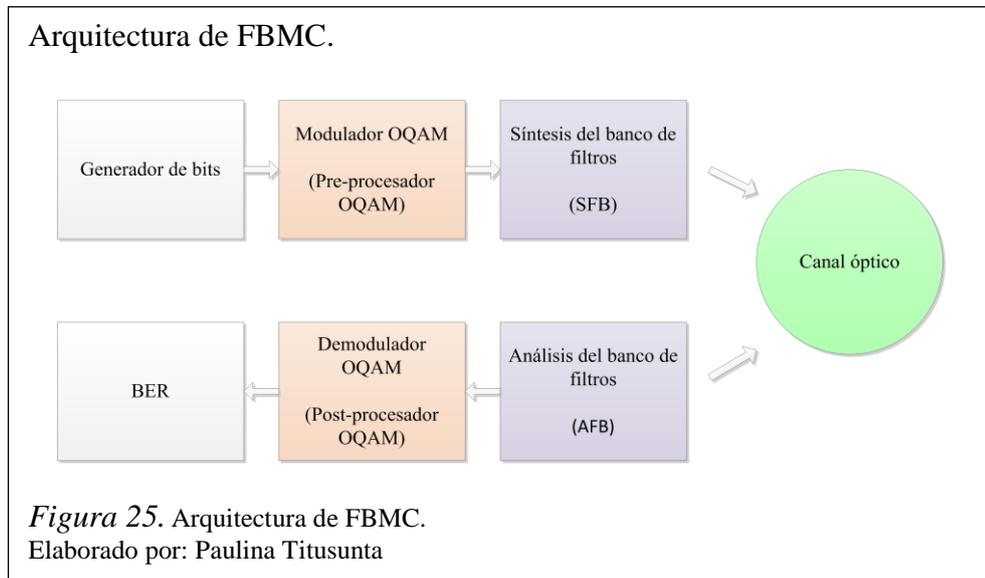
$$m = 0, 1, \dots, L_p - 1$$

$$\begin{cases} \hat{P}[0] = 1 \\ \hat{P}[k]^2 + \hat{P}[K - k]^2 = 1, \text{ for } k = 1, 2, \dots, \frac{K}{2} \\ \hat{P}[k] = 0, \text{ for } k = K, K + 1, \dots, U = \frac{KM - 2}{2} \end{cases}$$

La respuesta de frecuencia del filtro prototipo utilizado en FBMC / OQAM con diferentes valores de factor de solapamiento se muestran respectivamente en la Figura 24 con $M = 16$ y $L_p = MK - 1$.

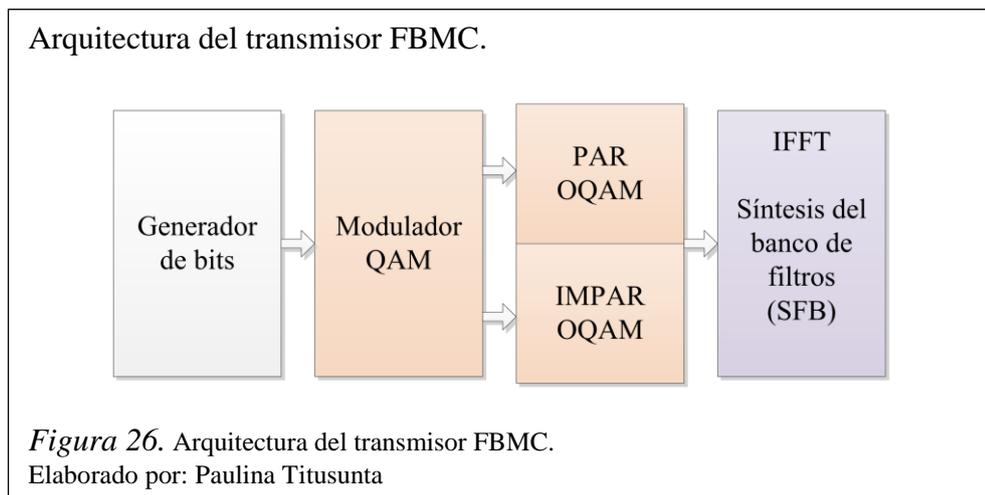


En la figura 25 se muestra cual es el proceso que realiza FBMC para formar la señal que va a ser transmitida, y descomponerla en el receptor.



3.3.1 Transmisor FBMC.

En el transmisor se generan 512 bits que va a ser el número de datos entrantes los cuales van al pre procesamiento OQAM.



Como podemos ver en la figura 26 el bloque de pre procesamiento OQAM convierte los símbolos QAM a OQAM. Para llevar a cabo la conversión de los símbolos QAM en OQAM existen dos pasos, el primer paso es realizar una simple conversión, de complejo a real, la conversión será diferente para los subcanales pares e impares, esta

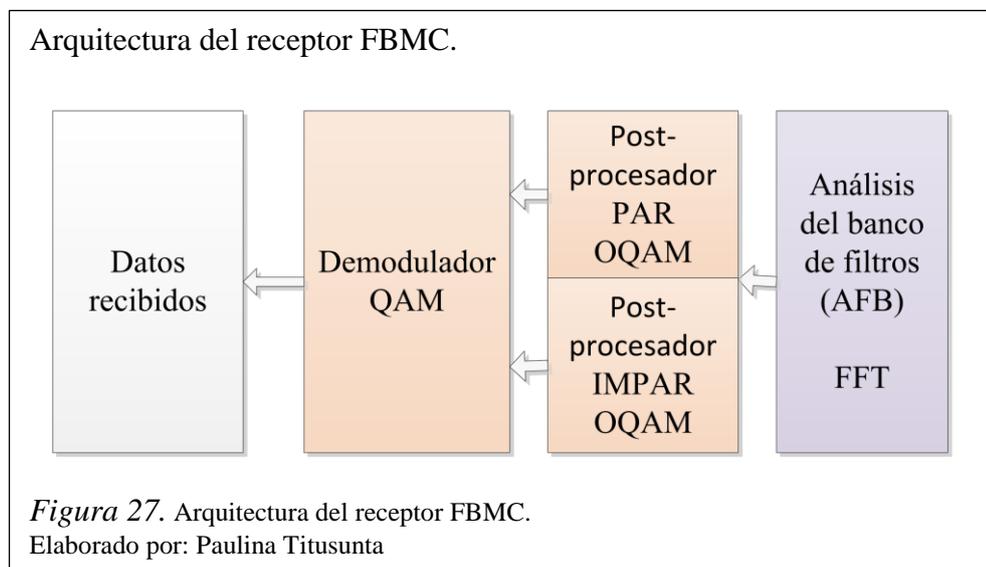
conversión aumenta la tasa muestreo haciendo que la velocidad de muestreo aumente en 2. El segundo paso es la multiplicación de la secuencia de $\theta_k[n]$.

Después del pre procesamiento OQAM, las señales de salida son o bien números reales o números imaginarios.

Siguiendo con el proceso de FBMC se realiza la síntesis del banco de filtros (Synthesis filter Banks, SFB) procesando las señales entrantes a este módulo haciendo que su frecuencia de muestreo suba para un factor de $M/2$, para luego ser filtradas por el filtro de síntesis $G_k(z)$, la suma de estas subseñales es la transmitida por el canal óptico.

3.3.2 Receptor FBMC.

Una vez transmitida la señal por el canal esta realiza el proceso inverso ejecutado en el transmisor como está representado en la figura 27.

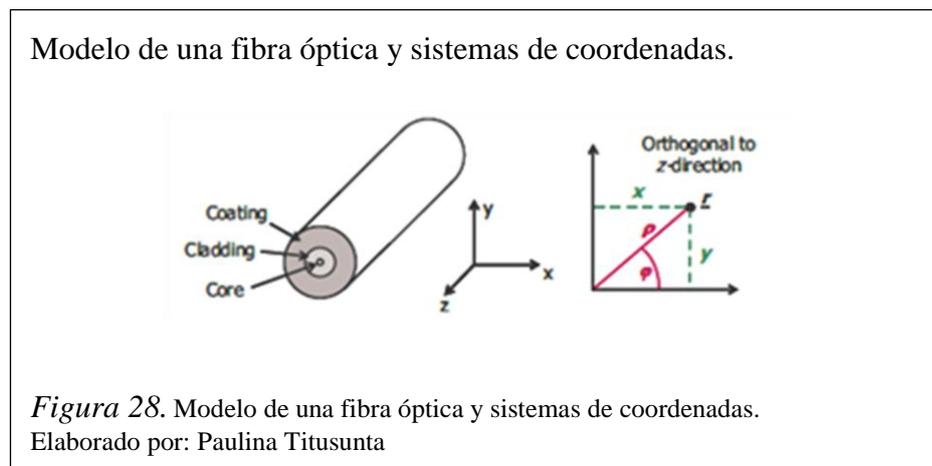


En el análisis de bancos de filtros, que se realiza en el receptor, la señal entrante es filtrada por los filtros de análisis y estas señales son las que bajan la frecuencia de muestreo para un factor de $M/2$ a la salida de la señal posteriormente se realiza la suma de las tasas de muestreo de los subcanales de la señal.

El post proceso al igual que el pre proceso cuenta con dos estructuras ligeramente diferentes dependiendo del índice de subcanal. En este caso para el post procesamiento se multiplica por la secuencia θ_k^* por la señal que llega al receptor para después tomar la parte real. La segunda operación es la conversión de real a complejo, en la que dos símbolos sucesivos de valor real se multiplican por j para formar un símbolo complejo. De esta manera, la conversión real a complejo disminuye la velocidad de muestreo por un factor de 2.

3.4 Canal óptico de pocos modos.

La fibra óptica es considerada como una estructura cilíndrica ideal dentro de un sistema de coordenadas, como se representa en la figura 28 la propagación de la luz en $-z$ o dirección $-z$ y el plano ortogonal, también llamado plano transversal, también puede ser descrito como las coordenadas cartesianas x y y o con coordenadas polares ϕ y ρ .



Donde la luz se describe como una onda electromagnética, que consiste en campo eléctrico E y campo magnético H

La estructura cilíndrica de la fibra óptica tiene por consecuencia que la distribución del campo en el plano x y y son independientes de lo que suceda en la propagación en la dirección de z .

$$E(r, t) = F(x, y)A(z, t)\exp(i\beta_0 z) \quad (36)$$

$F(x, y)$ = Distribución del campo eléctrico en el plano transversal (función de modo espacial).

$$A(z, t)\exp(i\beta_0 z) = \text{Propagación de la onda en el eje } z. \quad (37)$$

Relación entre el campo Eléctrico y el campo Eléctrico vectorial.

$$E_{SM_scalar}(\underline{r}, t) = \frac{1}{2} [E \exp(-i\omega_0 t) + E^* \exp(i\omega_0 t)] \quad (38)$$

$$E_{SM_vector}(\underline{r}, t) = \frac{1}{2} \left[\begin{array}{l} F_x(x, y)A_x(z, t)\exp(i(\beta_{0x}z - \omega_{0x}t)) + c.c \\ F_y(x, y)A_y(z, t)\exp(i(\beta_{0y}z - \omega_{0y}t)) + c.c \end{array} \right] \quad (39)$$

$c.c$ = Se utiliza para la conjugada compleja, haciendo que el escalar del campo eléctrico sea un valor real.

$$\hat{E} = FT(E) = F(x, y)\hat{A}(z, (\omega - \omega_0))\exp(i\beta_0 z) \quad (40)$$

$$\left(\frac{\partial^2 F}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F}{\partial y^2} \right) \frac{1}{F} + \varepsilon(\omega)k_0^2 = \left(\beta_0 \hat{A} - 2i\beta_0 \frac{\partial \hat{A}}{\partial z} \right) \frac{1}{\hat{A}} := \tilde{\beta}^2 \quad (41)$$

Lo que nos lleva a dos ecuaciones para $F(x, y)$ y $\hat{A}(z, \omega - \omega_0)$:

Distribución del campo:

$$\frac{\partial^2 F}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F}{\partial y^2} + (\varepsilon(\omega)k_0^2 - \tilde{\beta}^2)F = 0 \quad (42)$$

Esta ecuación también puede llamarse “propagación de modos” o simplemente “modos”, la cual da la distribución espacial del campo eléctrico en el plano x-y. Al mismo tiempo, para cada solución de su valor propio $\tilde{\beta}$ puede ser determinado, que resulta ser la constante de propagación del modo respectivo.

La ecuación de la propagación de la onda es:

$$2i\beta_0 \frac{\partial \hat{A}}{\partial z} + (\tilde{\beta}^2 - \beta_0^2) \hat{A} = 0 \quad (43)$$

La ecuación 43 es transformada en coordenadas polares ya que la simetría de rotación de la fibra óptica hace que se simplifique los cálculos de manera significativa eso usando la identidad para el operador de Laplace bidimensional. Al hacer la transformación de coordenadas se obtiene:

$$\frac{\partial^2 F}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial F}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 F}{\partial \phi^2} + (n^2(\omega)k_0^2 - \beta^2)F = 0 \quad (44)$$

Se debe tomar en cuenta las condiciones generales para todo tipo de fibras cilíndricas, para dar la simetría del rotacional en los plano x-z es más conveniente usar coordenadas polares, porque permiten dividir F en una parte dependiente de ρ y otra parte en dependiente de ϕ .

$$F(x, y) = F(\rho, \phi) = F^\rho(\rho)F^\phi(\phi) \quad (45)$$

La ecuación de propagación para la evolución del campo complejo $A_p(z, t)$ para cada modo de p.

$$\frac{\partial A(z, t)}{\partial z} = L^p(z, t) + N^p(z, t) \quad (46)$$

Esta expresión es separada por medio del método de “split step fourier” para la parte lineal $L^p(z, t)$.

$$L^p = \frac{\alpha^p}{2} A_p - (\beta_1^1 - \beta_1^p) \frac{\partial A_p}{\partial t} - \frac{i\beta_2^p}{2} \frac{\partial^2 A_p}{\partial t^2} \quad (47)$$

Donde:

α^p = Atenuación.

β^p = Constante de propagación puede variar de un modo a otro y todos los modos pueden ser tratados por separado.

$\beta_1^1 - \beta_1^p =$ es el retardo de grupo de modo diferencial entre diferentes modos espaciales.

Para la parte no lineal se extiende la Ecuación Schrödinger no lineal Acoplada (Coupled No Linear Schrödinger Equation, CNLSE) para calcular las interacciones no lineales como se muestra a continuación:

$$N^p = -i \sum_{q=1}^N \gamma_{pq} \left(\frac{2}{3} A_p |A_q|^2 + \frac{1}{3} A_p * A_q^2 \right) \quad (48)$$

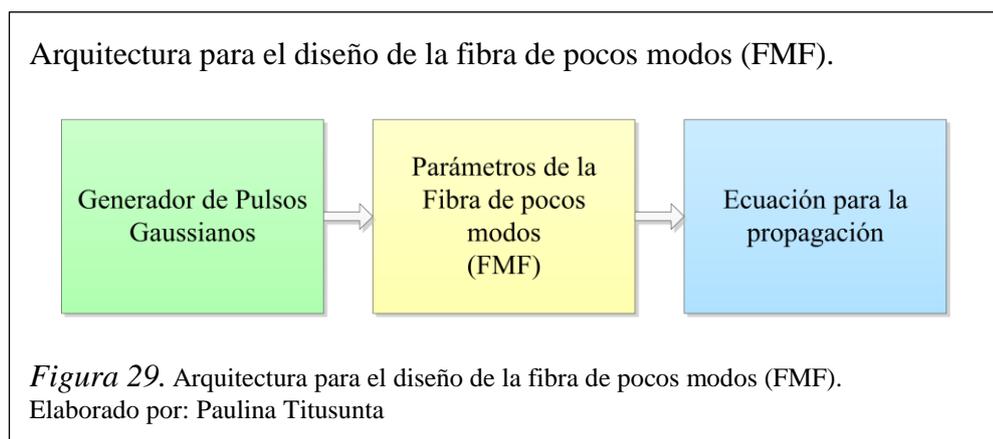
Para un paso Δz suficientemente pequeño la solución es:

$$A(z + \Delta z) = \exp(M) \cdot A \quad (49)$$

Donde:

$M =$ es una matriz $N \times N$ que contiene los términos no lineales inter e intra modales (C. Koebele, 2010, pág. 2).

La arquitectura para modelar el canal de fibra óptica de pocos modos se presenta a continuación en la figura 29.



Para validar el modelo matemático se realizan simulaciones numéricas verificando varios parámetros de la fibra óptica como se mostrará a continuación para crear el canal por donde se va a transmitir la información, el canal va a ser modelado como

una fibra de dos modos LP 01 y LP11 (a), y se asume que no presenta no linealidades.

Se inicia generando pulsos Gaussianos para los cuales se debe calcular el número de muestras por bit, el tiempo de bit y el tamaño del intervalo de tiempo. Para crear los pulsos gaussianos se genera aleatoriamente bits y se define el ancho del pulso para por medio de la ecuación matemática:

$$PG = \sqrt{P} e^{\left(-\frac{(1-jch)t^2}{2T_0^2} \right)} \quad (50)$$

Donde:

P = Potencia

T = Ancho del pulso.

t = Tiempo de bit.

ch = Factor de chirp determina el grado de variación de la frecuencia del pulso.

Uno de los términos utilizados para el modelamiento del canal óptico es DMGD, esta es una propiedad intrínseca de la fibra óptica de pocos modos perfectamente simétrica. Cuando el DMGD es alto quiere decir que se tiene un acoplamiento modal débil (régimen débilmente acoplado) y sus modos son restringidos, si por el contrario el DMGD es bajo estamos hablando de un acoplamiento modal fuerte (régimen fuertemente acoplado) donde el número de modos se incrementa.

Para este estudio se modeló un canal lineal es decir con cero no linealidades por lo que γ es igual a cero. Para finalizar con el modelamiento del canal se simula matemáticamente la propagación en la fibra con los parámetros anteriormente descritos.

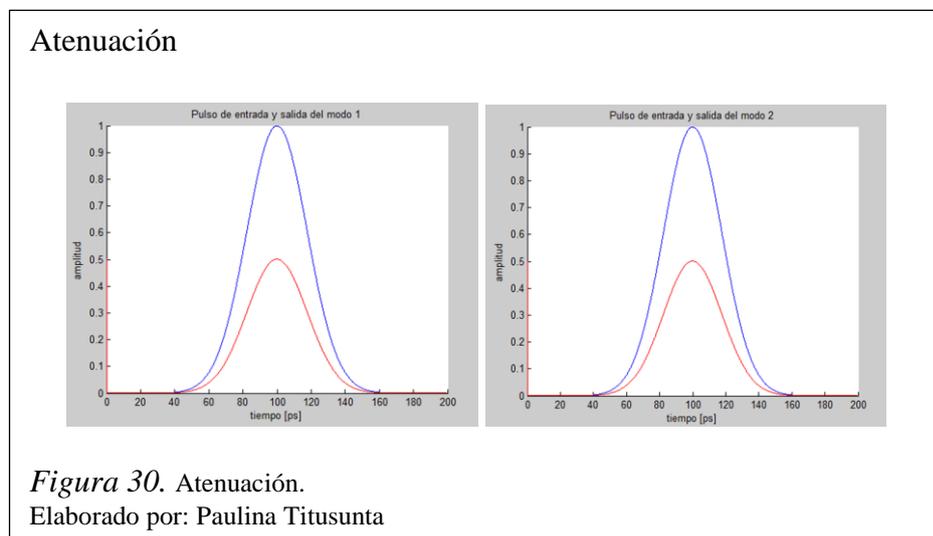
Se verificará la validez del modelo de la fibra, para los efectos lineales mediante la variación de sus parámetros, en primer lugar se validó el canal con respecto a la atenuación en segundo lugar con respecto al DMGD y en tercer lugar con respecto a la dispersión.

Como se presentará a continuación las figura 30, 31, 32, 33 presentan diferentes factores que afectan la fibra óptica y se podrá ver claramente los cambios que generan en las mismas para las cuales se tiene una tabla con las especificaciones del caso.

Tabla 1.
Parámetros caso atenuación

PARÁMETROS		modo 1	modo 2
Velocidad de transmisión	(bps)	10e ⁹	10e ⁹
Frecuencia de muestreo	(Hz)	10240e ⁹	10240e ⁹
Potencia	(mW)	1	1
Velocidad de luz	(Km/s)	300000	300000
Frecuencia de portadora óptica	(nm)	1550	1550
Atenuación	(dB/km)	3	3
DNGD	(ps/Km)	0	0
Distancia	(km)	1	1
Dispersión	ps/(nm.km)	0	0

Nota. Parámetros para notar el efecto de la atenuación en el pulso de salida.
Elaborado por: Paulina Titusunta.



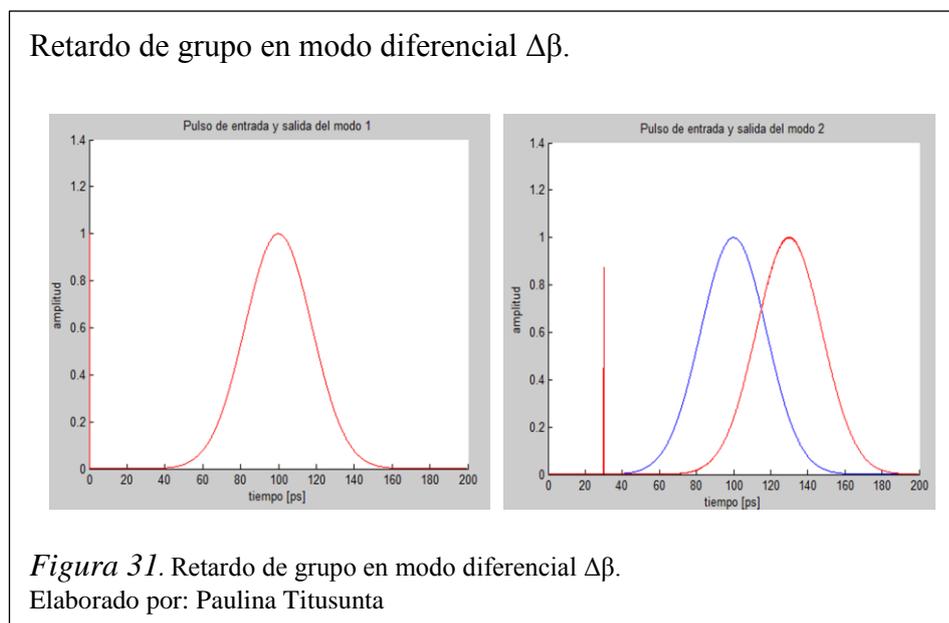
Como se puede observar en la figura 30 al aplicar una atenuación de $3 \frac{dB}{km}$ tanto en el modo 1 como en el 2 el pulso de salida disminuye su altitud en comparación con el pulso de entrada.

Para conocer los efectos que causa DMGD en la fibra óptica se realizó una simulación cambiando el DMGD del modo 2, sin presentar atenuación ni dispersión como se puede ver en la tabla los parámetros utilizados.

Tabla 2.
Parámetros caso DMGD

PARÁMETROS		modo 1	modo 2
Velocidad de transmisión	(bps)	10e ⁹	10e ⁹
Frecuencia de muestreo	(Hz)	10240e ⁹	10240e ⁹
Potencia	(mW)	1	1
Velocidad de luz	(Km/s)	300000	300000
Frecuencia de portadora óptica	(nm)	1550	1550
Atenuación	(dB/km)	0	0
DMGD	(ps/Km)	0	2,1
Distancia	(km)	100	100
Dispersión	(ps/(nm.km))	0	0

Nota. Parámetros para notar el efecto DMGD en el pulso de salida.
Elaborado por: Paulina Titusunta.



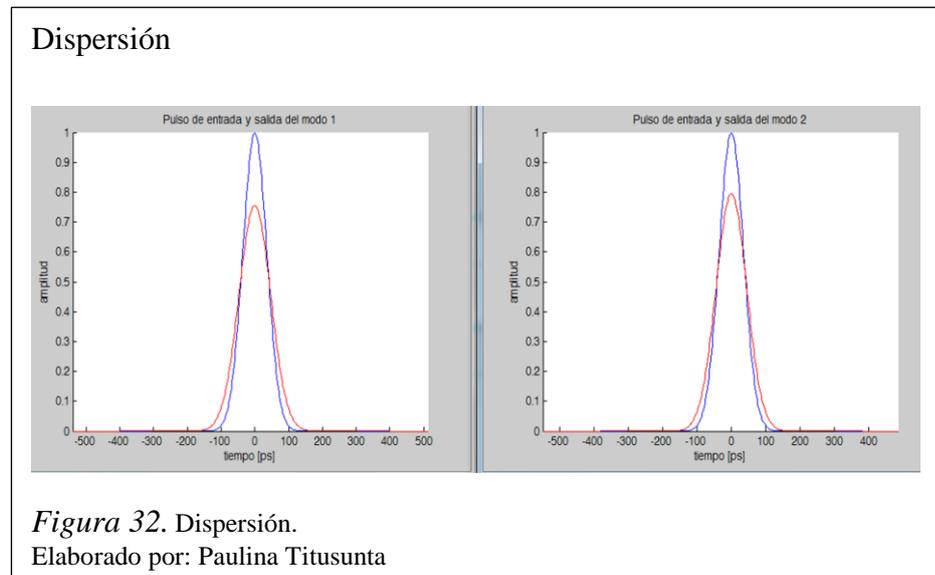
En figura 31 se puede notar como los pulsos cambian en este caso en el modo 1 el DMGD es $0 \frac{ps}{km}$ por ende el pulso de entrada y salida son iguales y en el modo 2 es $2.1 \frac{ps}{km}$ haciendo que se retrase el pulso saliente.

Un efecto de la fibra óptica muy común es la dispersión en este caso se aprecia como el pulso de salida el cual se ve afectado en su amplitud.

Tabla 3.
Parámetros caso Dispersión

PARÁMETROS		modo 1	modo 2
Velocidad de transmisión	(bps)	10e ⁹	10e ⁹
Frecuencia de muestreo	(Hz)	10240e ⁹	10240e ⁹
Potencia	(mW)	1	1
Velocidad de luz	(Km/s)	300000	300000
Frecuencia de portadora	(nm)	1550	1550
Atenuación	(dB/km)	3	3
DNGD	(ps/Km)	0	0
Distancia	(km)	100	100
Dispersión	(ps/(nm.km))	17	15

Nota. Parámetros para notar el efecto de la dispersión en el pulso de salida.
Elaborado por: Paulina Titusunta.



Como se observa existe una pequeña diferencia en los pulsos de salida tanto del modo 1 como del modo 2 ya que los parámetros de dispersión de ambos no tienen gran diferencia pero también presentan una atenuación haciendo que el pulso de salida se encoja.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS Y ANÁLISIS DE LA SIMULACIÓN

En este capítulo se presentarán los resultados obtenidos de las simulaciones numéricas realizadas, así como el análisis de las mismas respecto al desempeño del sistema óptico para cada una de las diferentes técnicas multiportadora y se sugerirá posibles escenarios de aplicación.

4.1 Simulación FOFDM.

Con el fin de analizar el desempeño de FOFDM en el sistema óptico se simuló el sistema mediante la generación aleatoria de símbolos 16-QAM, modulados mediante FOFDM y enviados a través de la fibra óptica de pocos modos donde se varió la distancia, en este caso para distancias de 0,5 , 1, 10, 20 *km*. Fue necesario obtener la curva BER vs. OSNR para conocer el comportamiento de la transmisión de acuerdo a la relación señal a ruido óptico (OSNR) en el canal, para ello se comparó los datos transmitidos inicialmente con los datos recibidos, una vez realizado esto se procede a contar los errores producidos para luego dividirlos por el número de símbolos transmitidos en un principio, esto se lo hace para cada OSNR de acuerdo al rango establecido.

El BER obtenido en la simulación está en el rango de 10^{-3} y 10^{-4} que son valores típicos en sistemas inalámbricos que usan estos formatos de modulación, además los valores del OSNR utilizados representan un valor típico en un receptor óptico.

Grafica del BER con respecto al OSNR para diferentes distancias.

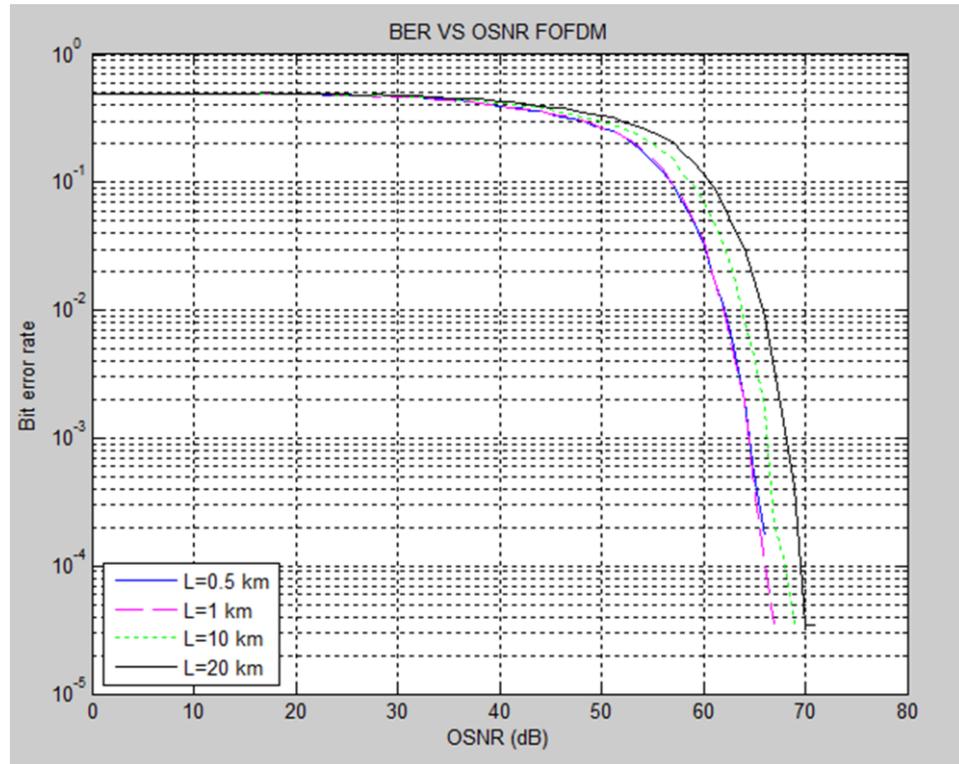


Figura 33. Gráfica del BER con respecto al OSNR para diferentes distancias para FOFDM
Elaborado por: Paulina Titusunta

Como se puede observar en la figura 33 la modulación FOFDM con una velocidad de transmisión de 10 Gbps y una frecuencia de portadora óptica de 1550 nm, con pérdidas de $0.2 \frac{dB}{km}$ y un enlace débilmente acoplado, simulado a diferentes distancias, las cuales son analizadas con respecto a un de BER de 10^{-3} , en el caso de 0.5 km y 1 km se puede observar que no existe una diferencia grande con respecto a la relación señal a ruido óptico las cuales cuentan con un OSNR de 64.41 dB para 0,5 km y 64.46 dB para 1km lo que quiere decir que se necesita casi la misma potencia para mantener el mismo BER. La situación cambia cuando comparamos la curva de 0.5 km con respecto a la 20 km ya que se necesitan 4 dB más de potencia para mantener el mismo BER.

Al comparar las distancias de 0,5 Km hasta 10Km para un OSNR de 65 dB el BER se degrada desde 10^{-4} a 10^{-2} implica que a medida que aumenta la distancia el enlace es peor porque presenta un BER mayor.

Gráfica del BER con respecto al OSNR para diferentes DMGD.

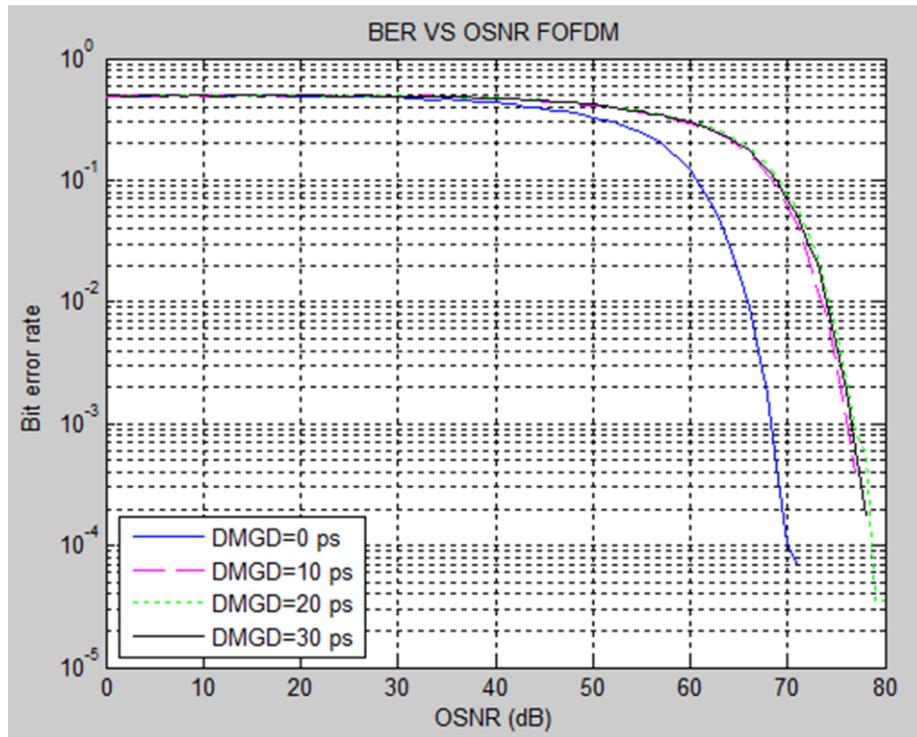


Figura 34. Gráfica del BER con respecto al OSNR para diferentes DMGD para FOFDM. Elaborado por: Paulina Titusunta

Para el siguiente análisis se va a ir variando el DMGD del modo 2 de la fibra óptica como se puede ver en la leyenda de la figura 34, para un enlace de 20 km de distancia.

Al tener un DMGD de $0 \frac{ps}{km}$ quiere decir que no hay retardo entre los modos y si voy incrementando empiezan a llegar a diferente tiempo así si DMGD es $10 \frac{ps}{km}$, la del segundo modo llegará $10 ps$ después que la del primer modo. Esto implica que entre más retardadas estén peor será el sistema BER ya que al elegir un OSNR de $68 dB$, se puede apreciar que el BER se degrada desde 10^{-4} a 10^{-2} .

Para un DMGD de $0 \frac{ps}{km}$ con una longitud de la fibra de 20 km tiene un OSNR de $68.3 dB$ para un BER de 10^{-3} , siendo el mínimo de potencia que se necesita para la transmisión con las condiciones anteriormente expuestas, en el caso $30 \frac{ps}{km}$ este presenta un OSNR de $76.8 dB$ siendo la potencia máxima requerida para un BER de

10^{-3} , a partir $10 \frac{ps}{km}$ la potencia requerida se mantiene y se puede decir que para que esta transmisión logre un BER de 10^{-3} , con DMGD, se debe añadir 8.5 dB.

4.2 Simulación FBMC.

Gráfica del BER con respecto al OSNR para diferentes distancias.

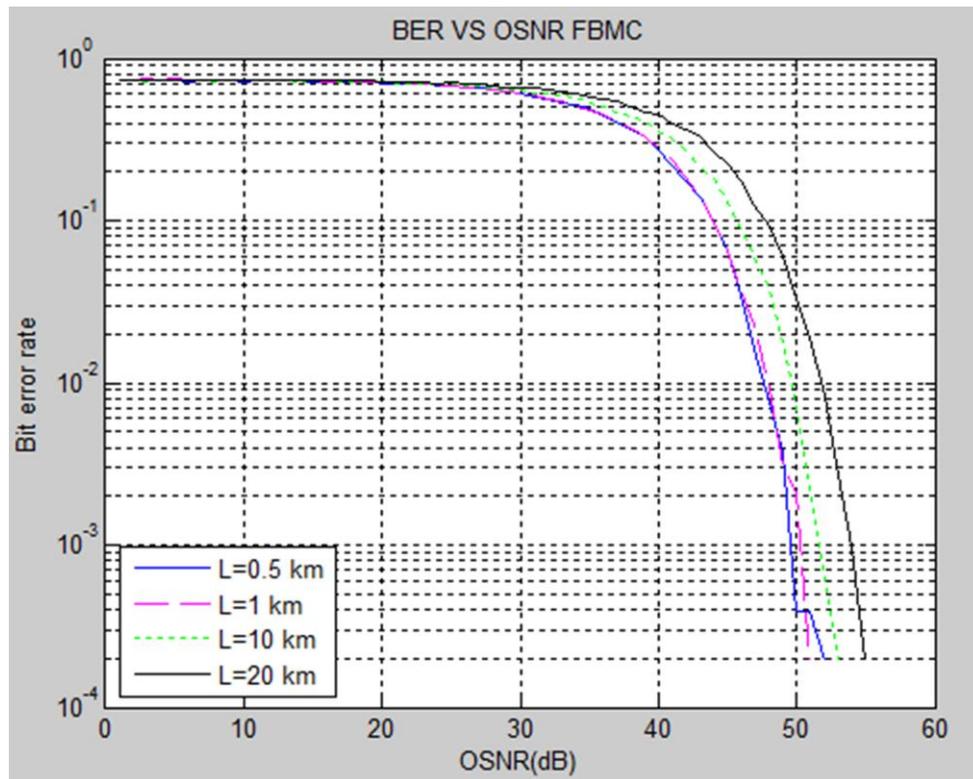


Figura 35. Gráfica del BER con respecto al OSNR para diferentes distancias para FBMC. Elaborado por: Paulina Titusunta

Para realizar la comparación entre las distancias se analiza el BER con respecto al OSNR. Como referencia de análisis en la figura 35 se eligió un BER de 10^{-3} para las distancias simuladas por el programa: 0,5 km, 1 km, 10 km, y 20 km para las distancias de 0.5 y 1 km se obtuvo un OSNR de 50 dB y 50.3 dB respectivamente, como se puede ver la modulación en las dos distancias necesitan igual potencia para mantener el mismo BER, pero al comparar a una distancia de 0.5 km con 20 km el panorama cambia ya que los OSNR aumenta como es el caso de 20 km con un OSNR de 54 dB estos datos nos indican se necesitan 4 dB más de potencia para mantener el mismo BER.

Al comparar las distancias de 0.5 Km hasta 10 Km para un OSNR de 50 dB el BER se degrada desde 10^{-3} a 10^{-2} esto quiere decir que a medida que aumenta la distancia el transmisión es peor porque presenta un BER mayor.

Al comparar las distancias de 0,5 Km hasta 10Km para un OSNR de 65 dB el BER se degrada desde 10^{-4} a 10^{-2} implica que a medida que aumenta la distancia el enlace es peor porque presenta un BER mayor.

Gráfica del BER con respecto al OSNR para diferentes DMGD.

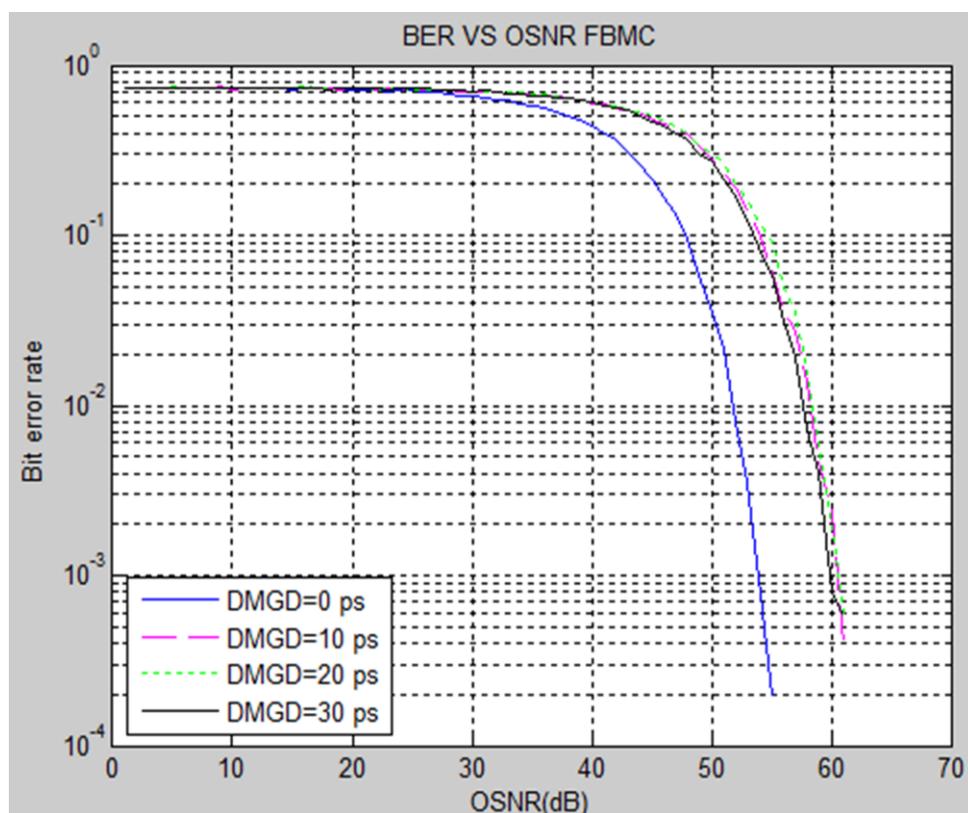


Figura 36. Gráfica del BER con respecto al OSNR para diferentes DMGD para FBMC. Elaborado por: Paulina Titusunta

Para el análisis de la figura 36 se compara el DMGD de $0 \frac{ps}{km}$ con el DMGD de $10 \frac{ps}{km}$ para un OSNR de 54 dB, el cual permite apreciar que el BER se degrada desde 10^{-3} a 10^{-1} , demostrando que el DMGD con el valor de $10 \frac{ps}{km}$ provoca que la transmisión tenga una mayor pérdida de información.

Para un DMGD de $0 \frac{ps}{km}$ con una longitud de la fibra de 20 km, se tiene un OSNR de 54 dB para un BER de 10^{-3} , siendo el mínimo de potencia que se necesita para la transmisión con las condiciones anteriormente expuestas. En el caso $30 \frac{ps}{km}$ este presenta un OSNR de 59,85 dB siendo la potencia máxima requerida para un BER de 10^{-3} . A partir $10 \frac{ps}{km}$ la potencia requerida se mantiene y se puede decir que para que esta transmisión logre un BER de 10^{-3} , con DMGD, se debe añadir 5.85 dB.

4.3 Posibles escenarios de aplicación.

Ambas técnicas pueden estar inmersas en cualquier segmento de la red ya sean estas redes de área local, redes de acceso y redes de largo alcance; este trabajo se focalizo en redes de área local y de acceso por las distancias de simulación. Así se pueden tener escenarios de aplicación en centros de datos (Data Center), radio sobre fibra (RoF), redes ópticas pasivas (PON), entre otras.

Cabe mencionar que debido a la eficiencia espectral del FBMC su uso estará muy relacionado a trabajar en redes de transporte ópticas (OTN) donde se transporta gran cantidad de información y se usará para incrementar la capacidad de las redes actuales de fibra óptica enviando datos multiplexados en tiempo y frecuencia, además este estudio preliminar propone su uso en fibras ópticas de pocos modos dando así un grado más de libertad (el de espacio) para incrementar la capacidad en los sistemas actuales.

CONCLUSIONES

- La obtención de un modelo de simulación de la fibra óptica de pocos modos permitió observar el comportamiento de las modulaciones multiportadora mediante una aproximación lineal de la misma.
- Con respecto a la distancia del enlace, a 20 km y un BER 10^{-3} , FBMC necesita 26,66% menos de potencia que FOFDM lo que indica que se pueden alcanzar mayores distancias con FBMC que con FOFDM reduciendo así el número de amplificadores ópticos en la red lo que permitirá reducir su costo.
- Con respecto al retardo de grupo de modo diferencial cuando el DMGD=10 ps/Km a una distancia de 20 km y un BER 10^{-3} , FBMC requiere un 25.88% menos OSNR que FOFDM por lo cual podemos decir que FBMC es más resistente al DMGD, permitiendo ser más tolerante a variaciones en sistemas con compensación completa del DMGD.
- Una vez realizado el estudio individual y comparativo de FOFDM y FBMC podemos afirmar que FBMC es una técnica de modulación mucho más eficiente que FOFDM ya que puede realizar una transmisión a mayores distancias con una potencia menor y que soporta de mejor manera los retardos del grupo del modo diferencial.
- FBMC y FMF constituyen una promisoriosa alternativa para sobre llevar el incremento de la capacidad “Capacity Crunch” en los diferentes segmentos de red debido a la eficiencia espectral y al incremento de modos de comunicación respectivamente.
- Para mejorar el BER obtenido en los sistemas de comunicación para los formatos multiportadoras estudiados se podrían usar técnicas FEC.

RECOMENDACIONES

- Se recomienda seguir investigando las comunicaciones ópticas en especial las fibras de pocos modos para poder mejorar sus características con respecto a diferentes tipos de modulación ya que cada día salen nuevas modulaciones.
- Se recomienda seguir con el estudio FBMC porque se pudo comprobar que tiene una buena efectividad con respecto a la fiabilidad en la recepción de los datos y no ha sido aplicada en los nuevos escenarios de comunicación como comunicaciones por luz visible.
- Incluir en el estudio de FOFDM Y FBMC las no linealidades del canal y evaluar su desempeño en sistemas de largo alcance.

LISTA DE REFERENCIA

- Amini, P. (2009). *FILTERBANK MULTICARRIER TECHNIQUES FOR COGNITIVE RADIOS*. Utah.
- Amini, P. (2009). Filterbank Multicarrier Tecniques for Cognitive Radios. estados unidos: The University of Utah.
- Bellanger, M. (2012). FS-FBMC: An alternative scheme for filter bank based multicarrier transmission. *5th International Symposium de Communications Control and Signal Processing (ISCCSP)*.
- Blog de Tecnología y la informática*. (3 de Marzo de 2013). Obtenido de <https://myprofetecnologia.wordpress.com/tag/fibra-optica/>
- Boroujeny, B. F. (2011). OFDM Versus Filter Bank Multicarrier. *Signal Processing Magazine, IEEE, vol. 28, n° 3*, 2-112.
- Borrás, V. P. (05 de 2009). Obtenido de <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11764/fichero/Carpeta6%252FCap%E Dtulo5.pdf>
- C. Koebele, M. S. (2010). Nonlinear Effects in Long-Haul Transmission over Bimodal Optical Fibre. *IEEE Xplore Digital Library*, 1-3.
- Castillo, D. C. (2008). Estudio de la modulación OFDM y de los efectos no lineales mediante simulacion en Matlab. 10.
- Cheng Wang, Edward K. S. Au, Ross D. Murch, Wai Ho Mow, Roger S. Cheng, Roger S. Cheng. (2007). On the Performance of the MIMO Zero-Forcing Receiver in the Presence of Channel Estimation Error. *IEEE Xplore Digital Library*, 805-810.
- Chung-Hua Chiang, Yung-Cheng Yao, Chia-Yi, Taiwan, Jyh-Horng Wen. (2013). Application of Space-Time Coding in a Two-Hop Amply-and-Forward cooperative network. *IEEE Xplore Digital*, 351-355.
- Códigos Space Time Block*. (s.f.). Obtenido de <http://spacetimecodes.blogspot.com/p/alamouti-code.html>

- Darwazeh, K. Li and I. (2009). System performance comparison of Fast-OFDM system and overlapping. *CiteSeerx*, 1-4.
- Darwazeh, K. Li and I. (2009). System performance comparison of Fast-OFDM system and overlapping. *CiteSeerx*, 1.
- Dhruv Malik, Deepak Batra. (2013). Comparison of various detection algorithms in a MIMO wireless communication receiver . *International Journal of Electronics and Computer Science Engineering* , 1-7.
- Dongqiang Wang, Cheng Lei, Ruofan Luo, Hongwei Chen, Minghua Chen, Sigang Yang, Shizhong Xie . (2014). 16QAM Optical Fast-OFDM Transmission System Based on Discrete Fourier Transform and Frequency Multiplexing. *IEEE Xplore Digital Library*, 245-246.
- Dongqiang Wang, Cheng Lei, Ruofan Luo, Hongwei Chen, Minghua Chen, Sigang Yang, Shizhong Xie. (2014). 16QAM Optical Fast-OFDM Transmission System Based on Discrete Fourier Transform and Frequency Multiplexing. *IEEE Xplore Digital* , 445-446.
- E. Giacomidis, A. Tsokanos, C. Mouchos, G. Zardas, C. Alves, J. L. Wei, J. M. Tang, C. Gosset, Y. Jaouën., (2012). Extensive Comparisons of Optical Fast-OFDM and Conventional Optical OFDM for Local and Access Networks. *IEEE Xplore Digital Library*, 724-733.
- E. Giacomidis, S. K. Ibrahim, J. Zhao, J. M. Tang, A. D. Ellis, and I. Tomkos. (2012). Experimental and Theoretical Investigations of Intensity-Modulation and Direct-Detection Optical Fast-OFDM Over MMF-Links. *IEEE Xplore Digital Library*, 52.
- EcuRed. (2013). *EcuRed*. Obtenido de EcuRed:
http://www.ecured.cu/index.php/Fibra_%C3%B3ptica
- F. Cruz-Roldan, M. Blanco-Velasco y J. Godino Llorente. (2011). MDFT filter bank multicarrier systems with multiple transmission zeros. *Circuits and Systems (ISCAS)*.

- F. Cruz-Roldán, M. Blanco-Velasco y J. I. Godino Llorente. (2012). Zero-padding or cyclic prefix for MDFT based filter bank multicarrier communications. *Signal Processing*, vol. 92, n° 7, 1646-1657.
- Fajardo, Leonardo Jiménez Cano y José Parrado Galeano y Carlos Quiza Montaña y Carlos Suárez. (2000). Modulación multiportadora OFDM. *Ingeniería*, 1.
- Farhang-Boroujeny, Behrouz. (2011). OFDM versus Filter Bank Multicarrier. *IEEE Xplore Digital Library*, 92-112.
- Fatih Yaman, Neng Bai. (2010). Long distance transmission in few-mode fibers. *Optical Society of America*, 1-8.
- H.H. Cerecedo Núñez, A. Sánchez Martínez y P. Padilla Sosa. (2009). Revision y análisis experimental de modos LP nm en fibras ópticas. *REVISTA MEXICANA DE FÍSICA E 55 (1) 15–20*, 15-20.
- Herrera, J. d. (2010). “ACTUALIZACIÓN DE UN ENLACE DE COMUNICACIONES, MEDIANTE LA SUSTITUCIÓN DE LA RED DE CABLE COAXIAL EXISTENTE, POR UN SISTEMA SDH DE FIBRA ÓPTICA EN TOPOLOGÍA ANILLO, EN EL NODO DE P.L.C DE CANTV”. 1-230.
- Hirokazu Kubota, Toshio Morioka. (2012). FEW-MODE FIBERS FOR MODE DIVISION MULTIPLEXING . *IEEE Xplore Digital Library*, 1-7.
- J.Zhao, A.D.Ellis . (2010). A Novel Optical Fast OFDM with Reduced Channel Spacing Equal to Half of the Symbol Rate Per Carrier. *IEEE Xplore Digital Library*, 1-3.
- Jean Armstrong. (2009). OFDM for Optical Communications. *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 27, NO. 3*, 189-204.
- Karamdeep Singh, Gurmeet Kaur . (2013). Multi-Core Fibers: An Overview. 1-3.
- Mahmoud Aldababseh and Ali Jamoos. (2014). Estimation of FBMC/OQAM Fading Channels Using Dual. *Hindawi Publishing Corporation*, 1-9.

- Mehrzad Biguesh, Alex B. Gershman. (2006). Training-Based MIMO Channel Estimation: A Study of Estimator Tradeoffs and Optimal Training Signals. *IEEE Xplore Digital Library*, 884-893.
- Milton N. Tipán, Cristina Gomezy, Leonardo Betancur and Ferney Amaya Fernández. (2014). The Impact of Uncompensated Differential Mode Delay on Zero Forcing Receiver in Mode-Division Multiplexed in Two-Mode Fiber Transmission. *IEEE Xplore Digital Library*, 1-3.
- Milton N. Tipan, Cristina Gomezy, Leonardo Betancur, Ferney Amaya-Fernández. (2013). The Impact of Uncompensated Differential Mode. *IEEE*, 1.
- Muñoz, C. V. (2010). IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA . 1-114. Obtenido de <http://e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/11062/IMPLEMENTACION%20DE%20UN%20SISTEMA%20OFDM%20EN%20UN%20DISPOSITIVO%20SFF%20SDR.pdf?sequence=1>
- Oscar Fabian Corredor Camargo, Luis Fernando Pedraza Martinez, César Augusto Hernandez Suarez. (2008). OFDM: "UNA BREVE PERSPECTIVA". *VISIÓN ACTUAL*, 86-97.
- Pietrzyk, Piotr. (28 de Abril de 2014). *Nutaq*. Recuperado el 10 de Septiembre de 2014, de <http://nutaq.com/en/blog/filter-bank-multicarrier-fbmc-%E2%80%93-potential-concept-5g>
- Prieto, Mauren Eliana. (2011). Diseño e Implementación de un transmisor-receptor OFDM en Hardware Reconfigurable. *IEEE Xplore Digital Library*, 6.
- Q. Bai y J. Nossek. (2010). On the effects of carrier frequency offset on cyclic prefix based OFDM and filter bank based multicarrier systems,» de Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). *IEEE Eleventh International Workshop on*.
- Ribeiro, C. M. (2010.). Channel and frequency offset estimation schemes for multicarrier systems.
- Salas, M. (s.f.). Tecnología MIMO. *albentia systems s.a.* , 1-8.

- Sang Goo Kim, Dongweon Yoon, Zhengyuan Xu, and Sang Kyu Park. (2009). Performance Analysis of the MIMO Zero-Forcing Receiver over Continuous Flat Fading Channels. *IEEE Xplore Digital Library*, 1-4.
- Santamaría, I. (s.f.). *Estimadores clasicos (ML, MoM, LS)*. Obtenido de https://gtas.unican.es/files/docencia/TDS/apuntes/tema3bwp_0.pdf
- Selwan K. Ibrahim, Jian Zhao, Danish Rafique, John A. O’Dowd, Andrew D. Ellis. (2010). Demonstration of World-First Experimental Optical Fast OFDM. *IEEE Explorer Digital Library*, 1.
- Toshio Morioka, Yoshinari Awaji, Roland Ryf, Peter Winzer, David Richardson and Francesco Polett. (2012). Enhancing Optical Communications. *IEEE Communications Magazine*, 531-542.
- V.Herrera, J. d. (2010). Actualización de un enlace de comunicaciones, mediante la sustitución de la red de cable coaxial existente, por un sistema SDH de fibra óptica en topología anillo, en el nodo de P.L.C de CANTV. 1-230.
- Vila, P. (5 de Septiembre de 2013). *Albentia Systems*. Recuperado el 19 de Agosto de 2014, de Albentia Systems: <http://albentia.wordpress.com/2013/09/05/modulacion-ofdm/>
- X. Chen, A. Al Amin, A. Li y W. Shieh. (2013.). Multicarrier Optical Transmission. *Optical Fiber Telecommunications Volume VIB: Systems and Networks*, 337.
- Xavier Serrado, Julio Proaño. (s.f.). Obtenido de <http://dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/168/4/Capitulo%203.pdf>
- Y. Cui, Z. Zhao, R. Li, G. Zhang y H. Zhang. (2012). Filter Bank Techniques for Multi-Carrier Cognitive Radio Systems. 93.
- Zakaria, R. and Le Ruyet, D. (2012). A Novel Filter-Bank Multicarrier Scheme to Mitigate the Intrinsic Interference: Application to MIMO Systems. *IEEE Xplore Digital Library*, 1112-1123.
- Zamora, I. (2 de Septiembre de 2009). *Scribd*. Obtenido de <https://es.scribd.com/doc/112048747/4/TRANSVERSAL-FILTERING>

ANEXOS

Anexo 1. Características de una fibra comercial de pocos modos.



Advanced Search

A Furukawa Company
EZAccess™ | Private Suite | Check Order Status | Change Region | Contact Us | [Seleccionar idioma](#)

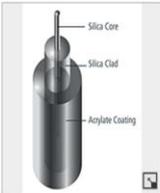
About Our Company
Product Catalog
Industries & Applications
Capabilities
Knowledge Base
Professional Services
Blog

OFS > Optical Fibers > Few-mode Optical Fiber Series > Few-mode Optical Fiber Series > Item # Two Mode Step-Index

Item # Two Mode Step-index, Few Mode Fiber

[Request Information](#)

[Printable Page](#) | [Generate Page PDF](#) | [Email This Page](#)



OFS Few Mode Fibers are designed for Spatial Division Multiplexing. Three versions are currently available, a two mode fiber with Graded-index core, which has a low differential group delay, a step index two mode fiber, and a step index four mode fiber.

[Physical Properties](#) | [Typical Optical Properties at 1550 nm](#) | [Ordering Information](#)

Physical Properties	
Cladding Diameter	125 ± 0.7 μm
Cladding Non-Circularity	< 0.7%
Core Eccentricity	< 1.0 μm
Coating Diameter	242 ± 5 μm
Proof Test Level	100 kpsi 0.69 GPa

Typical Optical Properties at 1550 nm	
Dispersion	LP ₀₁ : 21.1 ps/(nm·km) LP ₁₁ : 20.7 ps/(nm·km)
Dispersion Slope	LP ₀₁ : 0.065 ps/(nm ² ·km) LP ₁₁ : 0.060 ps/(nm ² ·km)
Mode Field Diameter	LP ₀₁ : 15.6 μm LP ₁₁ : 13.6 μm
Effective Area	LP ₀₁ : 215 μm ² LP ₁₁ : 210 μm ²
Attenuation all modes	< 0.22 dB/km
Differential group delay	LP ₁₁ -LP ₀₁ : 2.1 ps/m

Ordering Information	
Order From Location	DENMARK LOCATION +45 43 45 8888 Priorparken 680, DK-2605 Broendby, Denmark
Order By Item #	Two Mode Step-index