

**COMPENSACIÓN DE LOS EFECTOS DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA EN  
SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICOS COHERENTES MEDIANTE  
ALGORITMOS DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES BASADOS EN FILTROS  
ADAPTATIVOS Y EN EL ALGORITMO BACK-PROPAGATION**

**JESÚS ALVAREZ GUERRERO**

**UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA**

**ESCUELA DE INGENIERÍAS**

**FACULTAD DE TIC**

**MAESTRÍA EN TIC**

**MEDELLÍN**

**2017**

**COMPENSACIÓN DE LOS EFECTOS DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA EN  
SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICOS COHERENTES MEDIANTE  
ALGORITMOS DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES BASADOS EN FILTROS  
ADAPTATIVOS Y EN EL ALGORITMO BACK-PROPAGATION**

**JESÚS ALVAREZ GUERRERO**

**Trabajo de grado para optar al título de Magister en TIC**

**Asesor**

**FERNEY AMAYA FERNANDEZ**

**Ph.D. en Ingeniería de Telecomunicaciones**

**UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA**

**ESCUELA DE INGENIERÍAS**

**FACULTAD DE TIC**

**MAESTRÍA EN TIC**

**MEDELLÍN**

**2017**

A mi madre, esposa y a mi bebé que viene en camino...

## **AGRADECIMIENTOS**

En primer lugar agradezco a Dios por regalarme la bendición de cursar este posgrado y por todas las personas maravillosas que cruzó en mi camino para que me apoyaran y guiaran en esta aventura.

Agradezco a mi familia por su apoyo incondicional, en especial a mi querida madre y a mis hermanos por siempre creer en mí y brindarme todo el cariño que me expresan a diario. También agradezco enormemente a mi esposa por su apoyo, compañía y el gran amor que me ha expresado siempre.

Agradezco de forma especial al Ph.D. Ferney Amaya Fernandez director de este trabajo de grado, por toda su disposición, sus consejos, su amistad y por compartir parte de su sabiduría conmigo.

*DECLARACIÓN ORIGINALIDAD*

*“Declaro que esta tesis (o trabajo de grado) no ha sido presentada para optar a un título, ya sea en igual forma o con variaciones, en esta o cualquier otra universidad”. Art. 82 Régimen Discente de Formación Avanzada, Universidad Pontificia Bolivariana.*

FIRMA AUTOR (ES) Jesús Alvarez Guerrero.

## CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN.....	11
1.1. OBJETIVOS .....	14
1.1.1. Objetivo General.....	14
1.1.2. Objetivos Específicos .....	14
1.2. METODOLOGÍA.....	14
1.2.1. Implementación del Escenario de transmisión Óptica.....	14
1.2.2. Implementación de los Algoritmos de Compensación de la CD .....	17
1.2.3. Comparación del Desempeño de los Algoritmos de Compensación de la CD	18
1.3. PUBLICACIONES .....	18
1.3.1. Artículos Publicados en Revista Científica:.....	18
1.3.2. Ponencias en Eventos de Carácter Nacional e Internacional:.....	19
1.4. ESTRUCTURA DE LA TESIS.....	19
2. SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICOS COHERENTES EN UNA RED DE ACCESO .....	20
2.1. REDES PON CON MULTIPLEXACIÓN DE LONGITUD DE ONDA (WDM-PON)	22
2.2. FENÓMENOS DE PROPAGACIÓN EN ENLACES ÓPTICOS .....	23
2.2.1. Dispersión Cromática (CD).....	25
2.3. MODULACIÓN Y DETECCIÓN DE FASE DIFERENCIAL.....	27
2.3.1. Sistema de Transmisión Óptico DPSK .....	27
2.3.2. Ancho de Línea en la Modulación DPSK .....	29
2.3.3. Requerimiento de Ancho de Línea Debido a la CD.....	30
2.4. MODULACIÓN DE FASE M-PSK Y DETECCIÓN COHERENTE.....	34

2.4.1.	Modulación BPSK y Detección Coherente con Fotodiodo Balanceado .....	34
2.4.2.	Comparación de la Modulación BPSK y DPSK en una Red de Acceso .....	36
2.4.3.	Detección coherente en Cuadratura con Acoplador Híbrido de 90 Grados .	41
2.4.4.	Impacto de la CD en la Transmisión QPSK con Detección Coherente .....	44
3.	COMPENSACIÓN ELECTRÓNICA DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA .....	47
3.1.	DETECCIÓN COHERENTE CON ALGORITMOS DE DSP .....	47
3.2.	ALGORITMOS DE COMPENSACIÓN DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA.....	48
3.2.1.	Algoritmo del Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE).....	50
3.2.2.	Algoritmo de Módulo Constante (CMA) .....	51
3.2.3.	Comparación de los algoritmos CMA y MMSE en la Compensación de la CD	51
3.2.4.	Algoritmo Digital Back-Propagation (DBP).....	54
3.2.5.	Comparación de los algoritmos CMA y DBP en la Compensación de la CD	55
3.2.6.	Análisis de CMA y DBP en un Escenario DWDM-PON.....	58
4.	CONCLUSIONES .....	61
	BIBLIOGRAFÍA.....	63
	ANEXOS .....	71

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Arquitectura de una red de transmisión óptica. [Adaptado de [23]] .....	20
Figura 2. Esquema básico de un sistema DWDM. [Adaptado de [39]]. .....	22
Figura 3. Efectos Lineales y no Lineales de la Fibra Óptica. [Elaboración Propia]. .....	24
Figura 4. Interferencia Intersímbolo Causada por la Dispersión Cromática. [Elaboración Propia]. .....	25
Figura 5. Dispersión Cromática en una Fibra Óptica Monomodo Estandar. ....	26
Figura 6. Sistema de Transmisión Óptico con modulación DPSK y Detección Diferencial. [Elaboración Propia]. .....	28
Figura 7. BER vs Ancho de Línea a 10 Gb/s, potencia de 0 dBm y 20 km de fibras DSF, NZ-DSF y SSMF. ....	31
Figura 8. BER en función del ancho de línea a 20 Gb/s con potencia de transmisión de 0 dBm y 20 km de fibras DSF, NZ-DSF y SSMF. ....	32
Figura 9. Sistema de Transmisión Óptico con modulación BPSK y Detección coherente con par Balanceado. ....	35
Figura 10. BER vs Ancho de línea con formatos de modulación DPSK y BPSK, sobre 20 km de fibras SMF y DSF a 10 Gb/s. ....	38
Figura 11. BER vs Potencia óptica recibida con formatos de modulación DPSK y BPSK, sobre 20 km de fibras SSMF y DSF a 10 Gb/s. ....	39
Figura 12. BER vs Longitud de la fibra con formatos de modulación DPSK y BPSK con fibras ópticas SSMF y DSF a 10 Gb/s. ....	41
Figura 13. Sistema de Transmisión Óptico con Modulación QPSK y Detección Coherente con 90 Híbrido. ....	42
Figura 14. Detector Coherente con Acoplador Híbrido de 90°. ....	43
Figura 15. EVM vs Distancia de transmisión con fibra óptica SSMF a 20, 40 y 56 Gb/s. .	45
Figura 16. Receptor coherente con DSP. ....	48
Figura 17. Principio de funcionamiento de un ecualizador digital. ....	50



Figura 18. EVM vs Distancia con y sin compensación digital adaptativa a 20 Gb/s. Los recuadros muestran los diagramas de ojo y constelación a 70 km de longitud de fibra óptica.....	52
Figura 19. EVM vs Distancia con y sin compensación digital adaptativa a 40 Gb/s. Los recuadros muestran los diagramas de ojo y constelación a 30 km de longitud de fibra óptica.....	53
Figura 20. Arquitectura general del ecualizador digital Back-Propagation.....	54
Figura 21. EVM vs Distancia con y sin compensación digital a 40 Gb/s. Los recuadros muestran los diagramas de constelación a 20 km de longitud de fibra óptica. ....	56
Figura 22. EVM vs Potencia óptica recibida con CMA y DBP a 40 Gb/s con 20 km de fibra óptica.....	56
Figura 23. Sistema de Transmisión DWDM-PON con modulación QPSK y receptor coherente.....	59
Figura 24. EVM vs Número de Longitudes de Onda en un escenario DWDM-PON a 40 Gb/s y 30 km de fibra.....	60

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Atenuación y dispersión de las fibras empleadas en las simulaciones [Corning].	30
Tabla 2. Máximo Ancho de Línea permitido para obtener un BER= $1 \times 10^{-12}$ a 10 Gb/s en WDM-PON con diferentes tipos de fibras. ....	32
Tabla 3. Máximo Ancho de Línea permitido para obtener un BER de $1 \times 10^{-12}$ a 20 Gb/s en WDM-PON con diferentes tipos de fibras.....	33
Tabla 4. Ancho de línea para lograr un BER de $10^{-12}$ y de $10^{-9}$ en una PON con formatos de modulación DPSK y BPSK y fibras óptica SSMF y DSF.....	38
Tabla 5. Potencia recibida con detección diferencial y detección coherente para garantizar un BER de $10^{-12}$ y de $10^{-9}$ en una PON con fibras ópticas SSMF y DSF. ....	40
Tabla 6. Parámetros de la fibra Óptica SSMF.....	45
Tabla 7. Presupuesto de enlace disponible para usuarios usando compensación CMA. .	57
Tabla 8. Operaciones complejas del algoritmo CMA con 128 muestras.....	58
Tabla 9. Operaciones complejas del algoritmo DBP para un bloque de 128 muestras. ...	58

## 1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, las ciudades del mundo han empezado a migrar hacia modelos de Ciudades Inteligentes que hacen uso de las Tecnologías de la Información y Comunicación (TIC) para proveer infraestructuras y servicios públicos más interactivos para los ciudadanos [1]. Esto ha traído consigo el despliegue de tecnologías como las redes de sensores ubicuas, el internet de las cosas y en general la explotación de las TIC con el fin de recopilar y gestionar la información de los diferentes subsistemas de ciudad permitiendo que la infraestructura y los servicios públicos sean más interactivos, accesibles y eficientes [2].

Partiendo de este concepto, se considera que las Ciudades Inteligentes generaran flujos gigantescos de información provenientes de los sensores desplegados por la ciudad, que en conjunto con los flujos generados por aplicaciones como el video 3-D, el video bajo demanda y el video de ultra alta definición (UHDTV, Ultra High Definition TeleVision), demandaran un gran ancho de banda, planteando la necesidad de una red de acceso que soporte tasas de transmisión de varios Gb/s por usuario final [3].

Para satisfacer los requerimientos de ancho de banda y latencia, las tecnologías de acceso que se ajustan a estos requerimientos son las basadas en fibra óptica. Al respecto, la tecnología de red óptica pasiva (PON, Pasive Optical Network) se está desplegando ampliamente en varios países del mundo [4]. En Colombia, algunos operadores de telecomunicaciones vienen ofreciendo a sus usuarios la tecnología PON con capacidad de Gigabit (G-PON, Gigabit-capable Passive Optical Network). Esta tecnología estandarizada por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU, International Telecommunication Union) en la recomendación ITU-T G.984.3, ofrece una tasa de bits máxima de 2.5 Gbps que puede ser compartida en el tiempo entre 64 o 128 usuarios en un esquema de multiplexación por división en el tiempo (TDM-PON, Time Division Multiplexed-PON).

Para ofrecer un ancho de banda por usuario final de varios Gb/s, se ha planteado el uso de multiplexación por división en la longitud de onda (WDM-PON, Wavelength Division Multiplexed-PON) [5] [6], ofreciendo ventajas como transparencia en el protocolo y tasa de bits, seguridad a nivel de la capa física y la facilidad de actualización y gestión de la red [7] [8]. Sin embargo, además de los mayores costos, las señales ópticas en sistemas WDM-PON sufren degradaciones debido a los efectos de propagación de la fibra óptica.

Los efectos inherentes a la fibra óptica imponen grandes limitaciones en cuanto al alcance de la red, la potencia de transmisión y la máxima tasa de transmisión de datos [9]. Para tasas de transmisión de hasta 10 Gb/s y distancias de transmisión de acceso, los fenómenos de propagación de la fibra no afectan en gran medida las señales. Sin

embargo, las redes de acceso de próxima generación demandan capacidades muy superiores a 10 Gb/s, a las que los efectos de propagación de la fibra óptica impactan en gran medida la información.

A propósito de esto, actualmente se encuentran en desarrollo las redes PON de Próxima Generación (NG-PON, Next Generation PON) que debe tener como características la compatibilidad con las redes de distribución ópticas (ODN, Optical distribution networks), mejorar la capacidad y un costo rentable, comparado con las redes de acceso actuales. De hecho, algunas de las tecnologías candidatas son las redes PON con Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales (OFDMA-PON, Orthogonal Frequency-Division Multiple Access - PON), las PON con Acceso Múltiple por División de Código (CDMA-PON, Code Division Multiple Access) y WDM-PON coherente que incluye formatos de modulación avanzados y detección coherente [10]. Adicionalmente, estas tecnologías buscan mejorar la tolerancia a los efectos de propagación de la fibra, a la vez que ofrecen una alta eficiencia espectral [11].

En cuanto a los efectos de propagación de la fibra óptica, todas las arquitecturas de telecomunicaciones que utilizan la fibra óptica como medio de transmisión, se ven limitados por los efectos lineales y no lineales que se presentan en la fibra debido a la dependencia del índice de refracción con la potencia y la longitud de onda de la luz.

Fenómenos lineales como la dispersión cromática (CD, Chromatic Dispersion) y no lineales como la automodulación de fase (SPM, Self-Phase Modulation), la modulación de fase cruzada (XPM, Cross-Phase Modulation) y el mezclado de cuatro ondas (FWM, Four-wave Mixing), producen deformaciones en la información que limitan el alcance de mayores distancias y velocidades de transmisión, condicionando el óptimo desempeño de los sistemas de comunicaciones ópticos [12]. En este trabajo se enfoca especial cuidado a las limitaciones de transmisión debido a la CD, que consiste en el ensanchamiento temporal de los pulsos transmitidos debido a la dependencia del índice de refracción de la fibra con la longitud de onda, causando la superposición entre pulsos adyacentes, dando lugar a la Interferencia Intersímbolos (ISI, Intersymbol Interference) [13].

Hasta ahora, algunas de las técnicas utilizadas para compensar efectos como la CD son los módulos compensadores de dispersión (DCM, Dispersion Compensation Module) que son fibras ópticas con parámetro de dispersión opuesto al parámetro de la fibra original [14]. También se conocen otros métodos como DCMs basados en interferómetros de Gires-Tournois [15], arreglos de fibras micro-estructuradas, conocidas como fibras de cristal fotónico [16]. A pesar del buen desempeño de estos métodos de compensación, presentan desventajas como la adición de complejidad a la red y que representan costos adicionales en la implementación de los enlaces ópticos. Estas desventajas pueden superarse con el uso de técnicas de DSP debido a que solo requieren la aplicación de algoritmos en el lado del receptor.

Las técnicas de procesamiento de señales en los sistemas de transmisión ópticos han tenido un gran avance en los últimos años gracias al avance reciente de la electrónica y específicamente al desarrollo de conversores análogo/digitales (ADCs) con frecuencias de muestreo cercanas a las 160 GSa/s [17]. Este desarrollo, en conjunto con formatos de modulación avanzados y la detección coherente, han permitido aplicar técnicas de DSP para alcanzar velocidades de transmisión de hasta 400 Gb/s por canal y distancias en el orden de los 1000 km [18], superando ampliamente el límite de 10 Gb/s de los sistemas con modulación de intensidad y detección directa (IM/DD, Intensity Modulation/Direct Detection) [19].

Actualmente, el algoritmo de DSP más usado en enlaces ópticos de largo alcance se conoce como *Backpropagation*. Al punto que se ha propuesto como una técnica universal para la compensación de los efectos lineales y no lineales de la fibra óptica [20] [18]. Sin embargo, la principal desventaja de este algoritmo es su complejidad computacional, que se refleja directamente en el incremento del costo del receptor [18]. Esta situación dificulta la posibilidad de implementación de *Backpropagation* en una red de acceso WDM-PON de próxima generación.

Otra alternativa de menor complejidad computacional y por ende de menor costo para la compensación de efectos de la fibra óptica, son los algoritmos adaptativos en el dominio del tiempo. En la literatura científica se encuentran varios algoritmos adaptativos basados en la teoría de un filtro ideal, en donde se busca hallar los pesos del filtro de modo que la señal ecualizada presente el mínimo error. Normalmente los algoritmos parten de una función de costo del error y mediante técnicas matemáticas se busca llegar al mínimo error cuadrático medio [21]. Dos de los compensadores digitales basados en filtros adaptativos más reconocidos son el algoritmo de módulo constante (CMA, Constant Modulus Algorithm) y el algoritmo de minimización del error cuadrático medio (MMSE, Minimum Mean Square Error) [13].

A partir de todo lo anterior, en este trabajo se realizó una evaluación y comparación a nivel de simulación el desempeño de los algoritmos *Backpropagation*, CMA y MMSE en la compensación de los efectos de la CD en un escenario WDM-PON con modulación de fase óptica QPSK y un esquema de detección coherente. Además, se realizaron análisis de varios escenarios de transmisión óptica con modulación de fase como alternativas para una red de acceso óptica de próxima generación con capacidades de transmisión superiores a 10 Gb/s.

Los resultados obtenidos en este trabajo muestran la viabilidad de incrementar la capacidad y el alcance de las redes acceso ópticas del futuro mediante el uso de algoritmos de compensación digital de la CD de baja complejidad computacional como el algoritmo CMA, comparado con el algoritmo *Backpropagation*.

## **1.1. OBJETIVOS**

### **1.1.1. Objetivo General**

Comparar el desempeño de algoritmos de procesamiento de señales en la compensación de los efectos de la CD basados en filtros adaptativos y en el algoritmo back-propagation en un enlace de comunicaciones ópticas basado en la tecnología DWDM utilizando un esquema de modulación de fase óptica QPSK y recepción digital coherente.

### **1.1.2. Objetivos Específicos**

- Implementar en una herramienta de simulación un transmisor-receptor basado en las especificaciones de la tecnología DWDM y utilizando un esquema de modulación de fase QPSK y un esquema de recepción óptica coherente.
- Implementar en una herramienta de simulación algoritmos de procesamiento de señales para compensar los efectos de la CD basados en filtros adaptativos y en el algoritmo back-propagation.
- Evaluar comparativamente el desempeño de los algoritmos de compensación ante los efectos de la CD de la fibra óptica.

## **1.2. METODOLOGÍA**

En esta sección se describe la metodología usada para el cumplimiento del objetivo general, así como el de los objetivos específicos propuestos en este trabajo de grado. Se mencionan las herramientas de simulación utilizadas en el desarrollo del trabajo y se describen las actividades realizadas en cada objetivo específico. De igual manera, se realiza una pequeña descripción de las herramientas de análisis utilizadas para la evaluación de los sistemas de transmisión propuestos.

### **1.2.1. Implementación del Escenario de transmisión Óptica**

En el objetivo específico 1 se propuso la implementación del escenario de comunicaciones ópticas sobre el que se evalúa posteriormente el desempeño de los algoritmos de compensación de la CD. Este escenario consiste en un sistema de transmisión óptico con modulación de fase QPSK en el transmisor y detección coherente en el receptor.

- **Definición de los parámetros de Transmisión**

Al iniciar el estudio del estado del arte se definió que el trabajo se enfocaría en el segmento de acceso de la red de telecomunicaciones, ya que actualmente se está tratando de definir las redes de acceso ópticas de próxima generación y el escenario propuesto es una de las alternativas viables para este tipo de redes. Por esta razón, los parámetros de transmisión utilizados corresponden a los de una red de acceso óptica.

Las redes de acceso ópticas actuales ofrecen velocidades de transmisión hasta 10 Gb/s y alcance de 20 km. Sin embargo, las redes de acceso NG-PON buscan extender estas características utilizando diferentes técnicas. En este sentido, en este trabajo se realizaron simulaciones a 10, 20, 40 y 56 Gb/s y hasta 100 km de alcance con el fin de evaluar los algoritmos de compensación de la CD en un escenario de red NG-PON.

Los parámetros específicos de cada componente se detallan en las descripciones de los escenarios implementados a lo largo del trabajo de grado.

- **Herramienta de Simulación**

Para la implementación del escenario de comunicaciones ópticas se utilizó el software OPTSIM desarrollado por RSOFTE Design Group. Esta herramienta computacional permite simular sistemas de comunicaciones ópticos y modela de buena manera los fenómenos que se presentan en estos. Adicionalmente, el software ofrece una amplia gama de componentes empleados en el diseño de sistemas electro-ópticos como amplificadores, láser, distintos tipos de fibra, moduladores, filtros, divisores, multiplexores, módulos que implementan funciones lógicas, etc. Así como herramientas de medida como analizadores de espectro, diagramas de ojo, estimadores de BER, etc. En el Anexo 1 se presenta una breve introducción al software OPTSIM.

- **Implementación del Escenario**

En la revisión del estado del arte de las redes de acceso ópticas con modulación de fase se encontró que un área de estudio reciente son redes de acceso con esquemas de re-modulación en el receptor. Esto quiere decir que la misma portadora óptica utilizada en el canal descendente se reutilice para el canal ascendente. Con estos esquemas de re-modulación se busca reducir costos en las redes de acceso ópticas.

Una de las principales alternativas estudiadas para los esquemas de re-modulación es el formato de modulación de fase diferencial DPSK. En los últimos 5 años este formato de modulación viene siendo analizado para las redes de acceso ya que se ha demostrado que ofrece varias ventajas respecto al formato de modulación OOK. A pesar de estas ventajas, la modulación de fase m-aria con detección coherente ofrece otras ventajas adicionales que la presentan como una alternativa para las NG-PON.

Por lo anterior, en este trabajo de grado se realizó un análisis previo de los formatos de modulación en fase DPSK y BPSK, con el fin de observar las ventajas que ofrece cada uno para una posible implementación en el acceso óptico. Además, la implementación y análisis de BPSK es una etapa previa para la implementación del escenario final, ya que el formato de modulación QPSK está conformado por dos brazos BPSK.

En el capítulo 2 se presenta detalladamente la implementación y el análisis de tres sistemas de transmisión ópticos: el primero es un sistema de transmisión óptico con

modulación DPSK y detección de fase diferencial, el segundo con modulación BPSK y detección coherente y el tercer escenario con modulación QPSK y detección coherente. Con la implementación de este último escenario se da cumplimiento al objetivo específico 1. Al final del capítulo 2 se presentan algunos resultados que evidencian como la CD afecta y limita estos sistemas de transmisión.

En el Anexo 1 se presenta la implementación en OPTSIM paso a paso del sistema de transmisión con modulación QPSK y detección coherente.

- **Herramientas de Análisis de los sistemas de transmisión**

El análisis de los sistemas de transmisión implementados en este trabajo de grado se realizó principalmente mediante la tasa de bits erróneos (BER, *Bit Error Rate*), la magnitud del error vectorial (EVM, *Error Vector Magnitude*) y herramientas cualitativas como los diagramas de ojo y los diagramas de constelación.

El uso de una y otra herramienta se definió dependiendo del software de simulación utilizado. OPTSIM ofrece herramientas como los diagramas de ojo y a partir de este hace una estimación del BER. Por esta razón, el análisis de los sistemas de transmisión con modulación de fase DPSK y BPSK se realizó principalmente con las curvas del BER ya que estos sistemas fueron implementados en su totalidad en OPTSIM.

El sistema de transmisión con modulación QPSK y detección coherente se implementó en OPTSIM y algunos componentes se implementaron en co-simulación con MATLAB. Por facilidad en la implementación y su utilidad en los sistemas modulados en fase se eligió el EVM como herramienta de análisis en MATLAB. Para poder calcular el BER en el lado del receptor se requiere de sincronización para poder determinar los bits erróneos, mientras que con el EVM solo se requieren las señales I y Q.

El EVM es una herramienta que se utiliza para evaluar la calidad de los sistemas de transmisión ya que cuantifica la desviación de los símbolos recibidos a partir de la posición ideal de estos. El EVM se define como la relación entre la magnitud del error promedio de los símbolos recibidos y la de los símbolos originales [13]. Esta magnitud se mide normalmente en porcentaje. Para N cantidad de símbolos el EVM se calcula mediante la ecuación:

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |(I_k - \tilde{I}_k)^2 + (Q_k - \tilde{Q}_k)^2|}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2)}} * 100$$

Donde  $(I_k, Q_k)$  son las componentes en fase y en cuadratura de los símbolos recibidos y  $(\tilde{I}_k, \tilde{Q}_k)$  son las componentes de la posición ideal de los símbolos.



Se tomó como referencia de análisis un EVM de 17,5% dado que según la regulación es el límite permitido para sistemas de transmisión con modulación QPSK [22] [23].

### **1.2.2. Implementación de los Algoritmos de Compensación de la CD**

En el objetivo específico 2 se propuso la implementación de algoritmos de compensación de la CD basados en filtros adaptativos y el algoritmo BP. Se implementaron los algoritmos CMA y MMSE basados en la teoría de filtros adaptativos en el dominio del tiempo y el algoritmo BP que se trabaja en el dominio de la frecuencia.

- **Implementación de los Algoritmos**

Se seleccionaron los filtros adaptativos basados en los algoritmos CMA y MMSE ya que de acuerdo al estado del arte son dos de los ecualizadores más representativos de los algoritmos ciegos y no ciegos respectivamente. En la sección 2.3 se mencionan otros algoritmos y su clasificación que han sido estudiados para la compensación de la CD.

Además se eligieron en el dominio temporal con el fin de evitar la exigencia computacional que demandan las transformadas directa e inversa de Fourier que requieren por ejemplo algoritmos como BP. En la sección 3.2.5 se presenta un análisis de la complejidad computacional del algoritmo CMA en el dominio temporal y el algoritmo BP en el dominio de la frecuencia.

La implementación de los algoritmos consiste básicamente en la implementación de las ecuaciones que los representan y aplicarlas a los datos que provienen del sistema de comunicación óptico estudiado. A partir de esta idea, en el capítulo 3 se presenta la descripción teórica de los algoritmos implementados y las ecuaciones que los representan. Este capítulo hace mayor énfasis en los resultados obtenidos en la compensación de la CD, sin embargo, en el Anexo 2 se presenta una descripción detallada de la implementación de los algoritmos mediante el pseudocódigo y el diagrama de flujo de cada uno de estos.

Con los resultados presentados en el capítulo 3 y en el Anexo 2 se da cumplimiento al objetivo específico 2.

- **Herramienta de Simulación**

La implementación de los algoritmos de compensación de la CD se llevó a cabo en el software MATLAB, ya que OPTSIM cuenta con una herramienta que permite el diseño de componentes personalizados mediante código de MATLAB y ejecutarlos como un componente de OPTSIM.

Mediante co-simulación se implementaron los algoritmos CMA, MMSE y BP, además de la implementación del módulo correspondiente al acoplador híbrido de 90° que es parte

del receptor coherente. En el Anexo 2 se presenta la descripción paso a paso del proceso de co-simulación entre OPTSIM y MATLAB.

- **Herramientas de Análisis del Desempeño de los Algoritmos**

El análisis del desempeño de los algoritmos se realizó mediante los diagramas de constelación y el EVM. Se comprobó el funcionamiento de cada algoritmo comparando una constelación distorsionada con la constelación luego de cada ecualizador. Si la constelación y el EVM mejoraban evidenciaban el buen funcionamiento del algoritmo.

### **1.2.3. Comparación del Desempeño de los Algoritmos de Compensación de la CD**

En el objetivo específico 3 se propuso la evaluación comparativa del desempeño de los algoritmos de compensación ante los efectos de la CD. Esta comparación se realizó mediante los diagramas de constelación y el EVM para diferentes velocidades y distancias de transmisión.

En el capítulo 3 se presentan los resultados más importantes de la evaluación de los algoritmos. En estos resultados se muestra el desempeño de los algoritmos en una red NG-PON hasta 40 Gb/s. Estos resultados así como otros resultados obtenidos en este trabajo de grado han sido publicados en revistas científicas indexadas y reconocidas por Colciencias.

## **1.3. PUBLICACIONES**

Como resultado de este trabajo de grado se obtuvieron las siguientes publicaciones:

### **1.3.1. Artículos Publicados en Revista Científica:**

- **Alvarez, J.;** Amaya, F. Comparison of Electronic Compensation Techniques in Access Networks with Optical Phase Modulation and Coherent Detection. *Rev. Ingeniería y Competitividad*.

La revista *Ingeniería y Competitividad* es una revista de la Universidad del Valle indexada en la Categoría A de Publindex. El artículo fue aprobado para publicación en el próximo número de la revista.

- **Alvarez, J.;** Amaya, F. (2015). Impacto de los efectos lineales y no lineales en el requerimiento del ancho de línea del transmisor en sistemas WDM-DPSK. *Rev. UIS Ingenierías*, vol. 14, no 2, p.p. 35-45.

La revista *UIS Ingenierías* es una revista de la Universidad Industrial de Santander indexada en la categoría B de Publindex.

- Carmona, C.; Amaya, F.; **Alvarez, J.;** Cárdenas, M. (2015). Linewidth penalty on optical access networks using DPSK modulation format. *Rev. Ingenius*. N.13, pp. 38-43. ISSN: 1390-650X.

La revista *Ingenius* es una revista de la Universidad Politécnica Salesiana de Ecuador indexada en Latindex.

### 1.3.2. Ponencias en Eventos de Carácter Nacional e Internacional:

- **Alvarez, J.;** Amaya, F. *Modulación de fase óptica y compensación electrónica de los efectos de propagación de la fibra óptica en el segmento de acceso de una red de telecomunicaciones*. XIV Encuentro Nacional de Óptica, V Conferencia Andina y del Caribe en Óptica y sus Aplicaciones ENO-CANCOA. 2015.
- **Alvarez, J.;** Amaya, F.; Carmona, C. "Analysis of BPSK and DPSK Modulation in Optical Access Networks". Colombian Conference on Communications and Computing – COLCOM 2014.

## 1.4. ESTRUCTURA DE LA TESIS

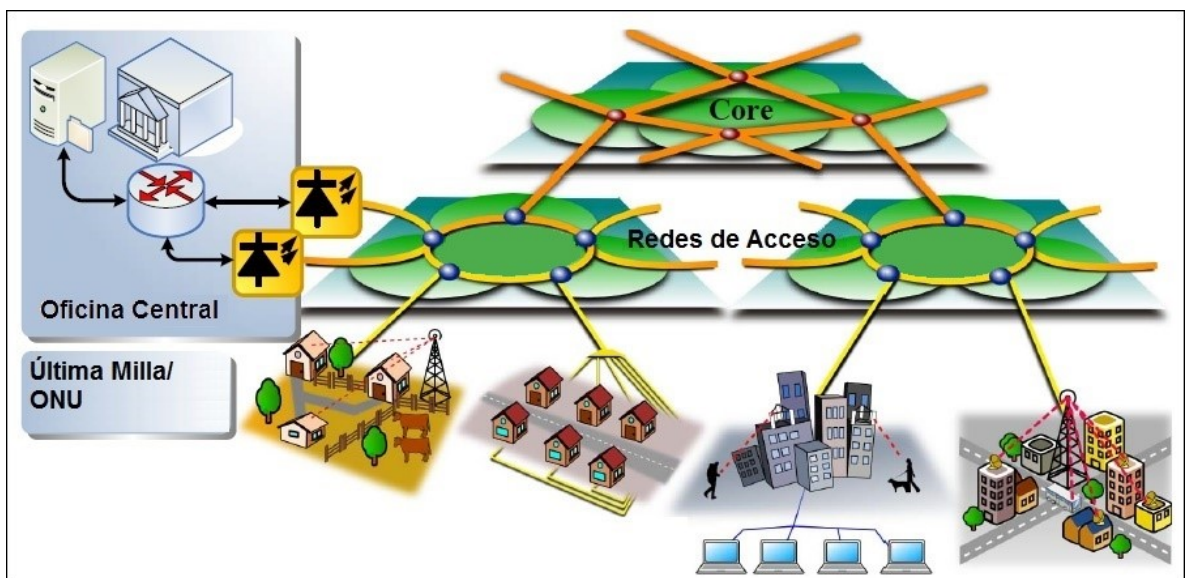
Este trabajo está dividido en 4 secciones que están organizadas de la siguiente manera: La sección 1 corresponde a la introducción del trabajo de grado. En la sección 2 se describe teóricamente la arquitectura de un sistema de transmisión óptico WDM-PON, así como los esquemas de modulación de fase DPSK, BPSK y QPSK, y las arquitecturas de recepción con detección diferencial y detección coherente. Además, se mencionan los principales efectos de propagación de la fibra óptica, haciendo énfasis en la definición de la CD y del impacto de este fenómeno en los diferentes escenarios de transmisión con modulación de fase.

En la sesión 3 se presenta la descripción general de un receptor digital coherente con todos los bloques de procesamiento de señal que se realizan en él, haciendo énfasis especial en el bloque de compensación de la CD. Se describen conceptual y matemáticamente los algoritmos Backpropagation, CMA y MMSE, y posteriormente se presenta la evaluación del desempeño de los algoritmos en la compensación de los efectos de la CD en un sistema de transmisión con modulación QPSK y detección coherente. Adicionalmente se presenta un breve análisis del desempeño de los algoritmos en un escenario WDM-PON con los mismos esquemas de transmisión y recepción mencionados anteriormente.

Finalmente, en la sección 4 se presentan las conclusiones de los resultados obtenidos en este trabajo de grado. Además, en la parte final del documento se agregan algunas recomendaciones, la bibliografía y como documentos anexos se incluyen los artículos publicados en eventos y revistas científicas.

## 2. SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICOS COHERENTES EN UNA RED DE ACCESO

Actualmente, las redes de comunicaciones ópticas se presentan como la principal alternativa para soportar el ancho de banda y cobertura que demandan las ciudades inteligentes. De hecho, hoy en día los sistemas de comunicaciones por fibra óptica se encuentran desplegados en todos los segmentos de la red, desde el core hasta los segmentos metro y acceso tal como se muestra en la Figura 1. Este gran despliegue de fibra óptica ha dado vía libre al rápido aumento de la capacidad de los sistemas de transmisión, como se evidencia en las velocidades de transmisión reportadas en la última década desde 40 y 100 Gb/s hasta 400 Gb/s y 1 Tb/s por longitud de onda [24].



**Figura 1.** Arquitectura de una red de transmisión óptica. [Adaptado de [25]]

Hoy en día, la arquitectura de red óptica pasiva (PON, Passive Optical Network) es la tecnología estandarizada en el segmento de acceso, que usa el formato de modulación de intensidad OOK para transmitir información. Sin embargo, la modulación de fase óptica en conjunto con la detección coherente ha sido propuesta para incrementar la capacidad y el alcance de las redes de acceso, en respuesta a la demanda de servicios y aplicaciones de las futuras ciudades inteligentes.

La arquitectura de una PON es una alternativa económica para implementar las redes de fibra hasta las premisas (FTTP, Fiber-To-The-Premises). De hecho, ya hay redes PON estandarizadas que ofrecen hasta 10 Gb/s con un esquema de multiplexación en el dominio del tiempo (TDM-PON). Las principales alternativas comerciales de TDM-PON son Ethernet-PON (EPON), que se encuentra normalizado en el estándar IEEE 802.3ah [26], y las redes PON con capacidad de Gigabit (GPON), estandarizadas por la norma ITU-T G.984 [27]. La tecnología EPON provee 1.25 Gb/s hasta para 32 usuarios y GPON

ofrece 2.5 Gb/s para máximo 64 usuarios. Además los estándares 10G-EPON, IEEE 802.3av [28] y el estándar XG-PON, ITU-T G.987 [29], ofrecen 10 Gb/s en canal descendente. Todas estas redes PON normalizadas utilizan el formato de modulación de intensidad (OOK, On-Off Keying).

Las redes PON de próxima generación (NG-PON, Next Generation PON), esperan ofrecer por lo menos 40 Gb/s en canal descendente, con un alcance de hasta 60 km para más de 64 usuarios. Estas redes aún no han sido normalizadas, sin embargo ya se han propuesto varias alternativas para incrementar el alcance y la capacidad de las alternativas estandarizadas [30]. Algunas de las alternativas propuestas para ser consideradas en el estándar de NG-PON incluyen amplificación óptica [31] [32], multiplexación WDM [5] [6], formatos de modulación complejos como formatos de modulación de fase óptica [33] [34], multiplexación por división de código óptico (OCDM, Optical Code Division Multiplexing) [35], multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [36] [37] [38], multiplexación por división de polarización (PDM, Polarization Division Multiplexing) [31] y multiplexación por división de espacio [39]

Los formatos de modulación en fase se presentan como una alternativa viable para NG-PON debido a la alta inmunidad a los efectos de propagación de la fibra óptica y la mayor capacidad comparada con la modulación OOK. Para la modulación de fase hay dos alternativas para el receptor: detección diferencial y detección coherente. La detección coherente presenta un mejor desempeño que la detección diferencial, sin embargo, la detección coherente es más compleja, lo que incrementa el costo del sistema en general.

En este capítulo se presenta un análisis del desempeño en la transmisión de datos de formatos de modulación en fase con detección diferencial y con detección coherente, en un escenario de red de acceso óptica, así como el comportamiento de estos sistemas ante los efectos de propagación de la fibra óptica, específicamente de la CD. Inicialmente se presenta una breve descripción de la tecnología WDM-PON, así como de los fenómenos de propagación que se presentan en los enlaces ópticos, haciendo énfasis especial en la CD.

Posteriormente se realiza una descripción y análisis de un sistema de transmisión óptico con modulación DPSK y detección diferencial. El análisis se enfoca en el requerimiento de ancho de línea del láser de la OLT debido a la CD, debido a que este parámetro está directamente relacionado con el costo del transmisor. Los resultados muestran que el ancho de línea requerido por estos sistemas de transmisión es del orden de varias decenas de MHz.

Luego se describe y analiza un sistema de transmisión óptico con modulación BPSK y detección coherente. El análisis de este sistema de transmisión se realiza comparativamente con el sistema DPSK diferencial, mediante curvas de BER versus distancia, potencia recibida y ancho de línea del láser de la OLT.

Finalmente, se describe y se analiza un sistema de transmisión óptico con modulación QPSK y detección coherente. Se analizó el impacto de la CD mediante las curvas de EVM

versus distancia a diferentes tasas de transmisión. Con este análisis se da cumplimiento al primer objetivo específico de este trabajo.

## 2.1. REDES PON CON MULTIPLEXACIÓN DE LONGITUD DE ONDA (WDM-PON)

Actualmente WDM se reconoce como la tecnología que ha permitido extender la capacidad de los sistemas de transmisión ópticos al orden de los Tb/s, mediante la transmisión de flujos de información contenidos en varias decenas de portadoras ópticas por una misma fibra óptica [40]. En la Figura 2 se presenta la arquitectura general de un sistema de transmisión WDM-PON.

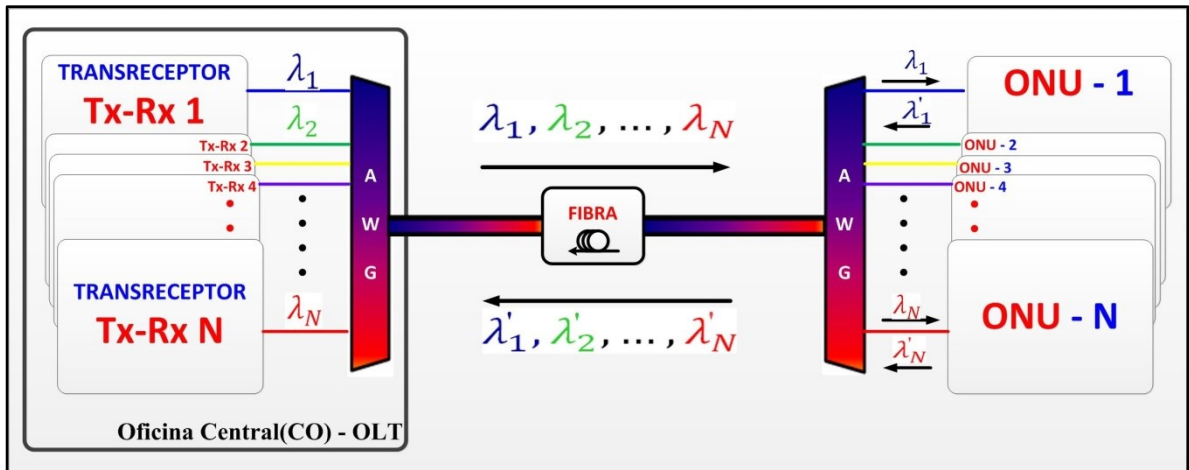


Figura 2. Esquema básico de un sistema DWDM. [Adaptado de [41]].

WDM-PON proporciona un enlace óptico punto a punto mediante la asignación de un par de longitudes de onda bidireccionales entre cada ONU y la OLT conectados a la PON [42]. En la Figura 2,  $N$  número de ONUs reciben las longitudes de onda  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$  del canal descendente (Downstream) y posteriormente transmiten las señales  $\lambda'_1, \lambda'_2, \dots, \lambda'_N$  en el canal ascendente (Upstream). La capacidad de estas longitudes de onda se dedica exclusivamente a cada ONU [7]. Debido a esto WDM-PON ofrece varias ventajas sobre TDM-PON, como un gran ancho de banda, transparencia en el protocolo, mayor seguridad y escalabilidad.

Los sistemas que usan WDM se clasifican según el espaciamento que se utiliza entre las portadoras ópticas entre WDM denso (DWDM, Dense WDM) y WDM ligero (CWDM, Course WDM). DWDM es una tecnología que se caracteriza por un espaciamento entre canal más estrecho que la tecnología CWDM. En DWDM múltiples canales con información pueden ser transmitidos por una sola fibra óptica. El espaciamento entre canales puede ser de 12.5 a 100 GHz o más amplios (enteros múltiplos de 100 GHz), tomando como frecuencia central 193.1 THz. En la recomendación G.694.1 de la ITU se define la red de frecuencias fijas y una red flexible para las aplicaciones de la tecnología DWDM [43].

La tecnología DWDM permita trabajar con múltiples espaciamentos de canal, múltiples distancias de transmisión con y sin amplificadores y múltiples tasas de transmisión. Sin embargo, en este trabajo no se consideraron todos los parámetros definidos en esta tecnología pero si se toma como marco de referencia las especificaciones definidas en esta tecnología, como por ejemplo, el espaciamento entre los canales.

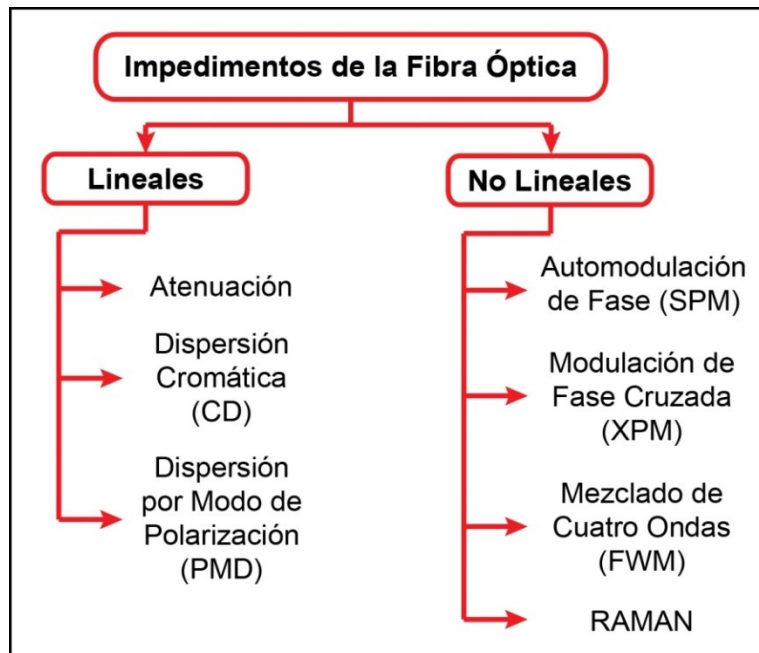
## 2.2. FENÓMENOS DE PROPAGACIÓN EN ENLACES ÓPTICOS

Los sistemas de telecomunicaciones que utilizan la fibra óptica como medio de transmisión, se ven limitados por los efectos lineales y no lineales inherentes a la fibra debido a la dependencia del índice de refracción con la potencia y la longitud de onda de la luz. En la Ecuación (1) se presenta el modelo de propagación teórico de una fibra óptica que se obtiene de la ecuación no lineal de Schrodinger [44]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} = j \sum_{k=2}^{\infty} \frac{j^k \beta_k}{k!} \frac{\partial^k A}{\partial t^k} + j\gamma|A|^2 A - \frac{\alpha}{2} A \quad (1)$$

donde el primer término al lado derecho de la igualdad representa la Dispersión Cromática (CD, Chromatic Dispersion) que consiste en uno de los principales efectos lineales de la fibra óptica, el segundo término representa el efecto no lineal de Kerr y el tercer término representa la atenuación. La variable  $A$  es la envolvente del campo eléctrico,  $\gamma$  es el coeficiente no lineal,  $\alpha$  es el coeficiente de atenuación y  $\beta_k$  es el coeficiente de dispersión de orden  $k$ . En la Figura 3 se mencionan los principales efectos lineales y no lineales que se presentan en una fibra óptica monomodo.

Los efectos lineales más representativos de las fibras ópticas monomodo son la atenuación, la CD y la Dispersión por Modo de Polarización (PMD, Polarization Mode Dispersion). La atenuación es el parámetro que considera las pérdidas de potencia que experimentan las señales ópticas cuando pasan a través de la fibra óptica, y generalmente se expresan en dB/km [45]. La PMD se presenta debido a que a pesar de su nombre, las fibras ópticas monomodo soportan dos modos de propagación distinguidos por su polarización. Estos dos modos viajan a través de la fibra a diferente velocidad de grupo ocasionando acoplamiento aleatorios entre los modos y por ende distorsiones en los pulsos que limitan la capacidad de transmisión de la fibra óptica. Por su parte, la CD restringe el alcance de grandes distancias y velocidades de transmisión, y es considerada como la limitación más influyente en los sistemas de comunicaciones basados en redes de fibra óptica. En la siguiente subsección se presenta una descripción más detallada de la CD ya que es el principal efecto que se propone compensar digitalmente en este trabajo.



**Figura 3.** Efectos Lineales y no Lineales de la Fibra Óptica. [Elaboración Propia].

Por otro lado, los efectos no lineales se manifiestan cuando se alcanzan niveles de potencia significativos, como por ejemplo en el caso de las tecnologías WDM. Los principales fenómenos no lineales que afectan los sistemas basados en WDM son la automodulación de fase (SPM, Self-Phase Modulation), la modulación de fase cruzada (XPM, Cross-Phase Modulation) y el mezclado de cuatro ondas (FWM, Four-wave Mixing) [12].

A diferencia de la CD, La SPM se produce debido a la variación del índice de refracción, en función de la intensidad en un medio óptico no-lineal. Ese fenómeno lleva al alargamiento o encogimiento espectral de los pulsos ópticos [46]. XPM y FWM aparecen cuando las diferentes longitudes de onda o canales interactúan entre sí. XPM siempre está acompañada por la modulación SPM y se produce debido a que el índice de refracción eficaz visto por un pulso óptico en un medio no lineal depende no sólo de la intensidad de ese pulso, sino también de la intensidad de otros pulsos de copropagación [46]. El fenómeno de FWM consiste en la creación de nuevas frecuencias a partir de las frecuencias de los canales transmitidos en un sistema WDM. Si tres canales con frecuencias  $f_a$ ,  $f_b$ ,  $f_c$ , se propagan por la misma fibra, la interacción de FWM producirá una nueva componente de frecuencia [45]:

$$f_{abc} = f_a + f_b + f_c \quad (2)$$

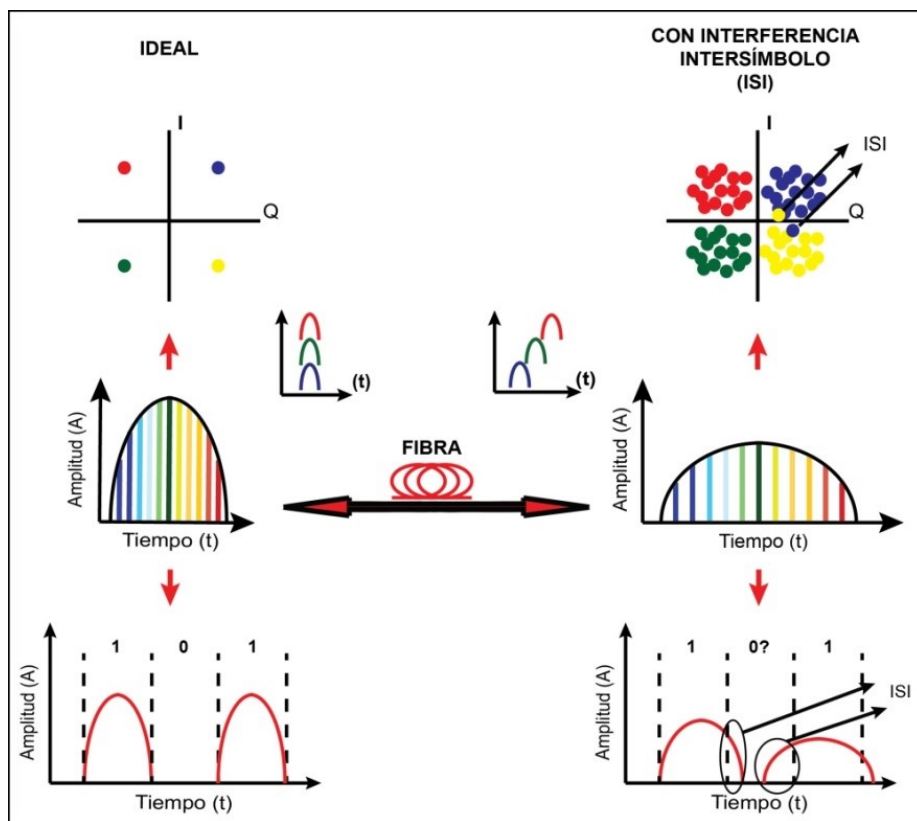
En general estos efectos degradan las señales ópticas multiplexadas y condicionan el desempeño óptimo de los sistemas WDM.



### 2.2.1. Dispersión Cromática (CD)

La CD en fibras ópticas monomodo se presenta debido a la dependencia del índice de refracción con la longitud de onda de la portadora. Como se muestra en la Figura 4, las fuentes de luz emiten pulsos conformados por diferentes longitudes de onda que viajan a diferentes velocidades de propagación, lo que genera diferencias en el tiempo de llegada de cada componente al receptor óptico. La consecuencia de este efecto es un ensanchamiento temporal del pulso, causando la superposición entre pulsos o símbolos adyacentes, dando lugar a la Interferencia Intersímbolos (ISI, Intersymbol Interference) [13].

La dispersión cromática es el resultado combinado de la dispersión del material y la dispersión de guía de onda. La Dispersión del Material se origina debido a la variación del índice de refracción en una fibra en función de cambios de la longitud de onda de la luz que se cursa por ella. Este fenómeno produce distintas velocidades de propagación, y por tanto un ensanchamiento de los pulsos de luz.

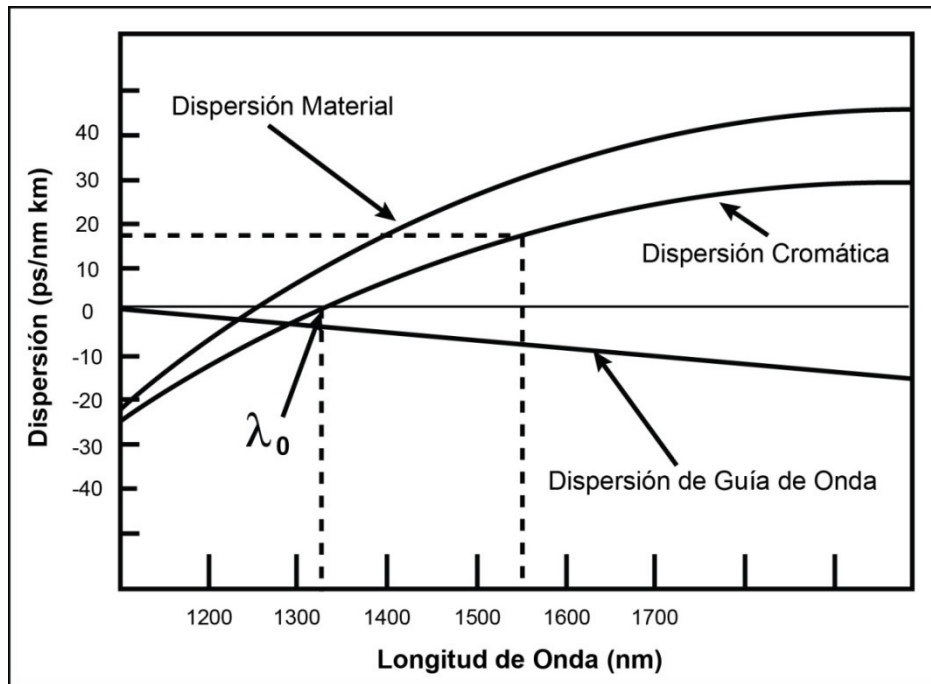


**Figura 4.** Interferencia Intersímbolo Causada por la Dispersión Cromática. [Elaboración Propia].

Para comprender el fenómeno de la Dispersión de Guía de Onda hay que recordar que la luz en una fibra monomodo se propaga principalmente por el núcleo y parcialmente por el

revestimiento. El índice efectivo de refracción de un modo se sitúa entre el índice de refracción del núcleo y el del revestimiento, acercándose más a uno u otro la velocidad del modo puede variar, este acercamiento dependerá de la longitud de onda del modo.

En la Figura 5 se presenta la curva de la dispersión cromática de una fibra óptica monomodo tipo estándar que se obtiene de la combinación de las curvas de la dispersión material y la dispersión de guía de onda. La curva muestra que para una fibra óptica monomodo el cero de dispersión se presenta a 1310 nm y la dispersión a 1550 nm es aproximadamente de 17 ps/nm km.



**Figura 5.** Dispersión Cromática en una Fibra Óptica Monomodo Estándar.

El parámetro de la dispersión  $D$  y la pendiente de dispersión  $S$  se describen mediante:

$$D = \frac{\partial \beta_1}{\partial \lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (3)$$

$$S = \frac{\partial D}{\partial \lambda} = \frac{4\pi c}{\lambda^3} \left( \beta_2 + \frac{\pi c}{\lambda} \beta_3 \right) \quad (4)$$

Donde  $\beta_1$  es el inverso de la velocidad de grupo,  $\beta_2$  es la dispersión de velocidad de grupo (GVD, Group-Velocity Dispersión) que también corresponde a la dispersión cromática y  $\beta_3$  es la componente de dispersión de tercer orden.

### 2.3. MODULACIÓN Y DETECCIÓN DE FASE DIFERENCIAL

La modulación por desplazamiento de fase diferencial (DPSK, Differential Phase Shift Keying) es una de las alternativas para reemplazar el formato de modulación OOK en una red de acceso óptica WDM-PON, debido a que presenta ventajas significativas sobre OOK en cuanto a la tolerancia a los efectos no lineales y a la dispersión cromática [11] [47]. De hecho, en los últimos años se han propuesto arquitecturas WDM-PON utilizando una fuente óptica en la OLT ubicada en la oficina central y la reutilización de la portadora óptica del canal descendente para modular la información del canal ascendente. De esta manera se elimina la necesidad de un láser en cada ONU y surge una nueva alternativa para reducir los costos en el lado del cliente [48]. Esta técnica de re-modulación está siendo estudiada en sistemas de alta capacidad, incluso ya se han propuesto varios esquemas con resultados satisfactorios en los que se utiliza modulación DPSK en el canal descendente [48] [49].

Dado que la modulación DPSK es una de las principales alternativas para incrementar la capacidad y disminuir los costos en una red de acceso, resulta importante analizar el desempeño de estos sistemas de transmisión en un escenario WDM-PON de próxima generación. De esta manera, en esta sección se presenta un análisis, mediante simulaciones, del impacto de los efectos lineales y no lineales de la fibra óptica en el diseño de un sistema de transmisión con única portadora y su posterior expansión a WDM-PON, utilizando formato de modulación DPSK en el canal descendente y detección diferencial en el lado del receptor.

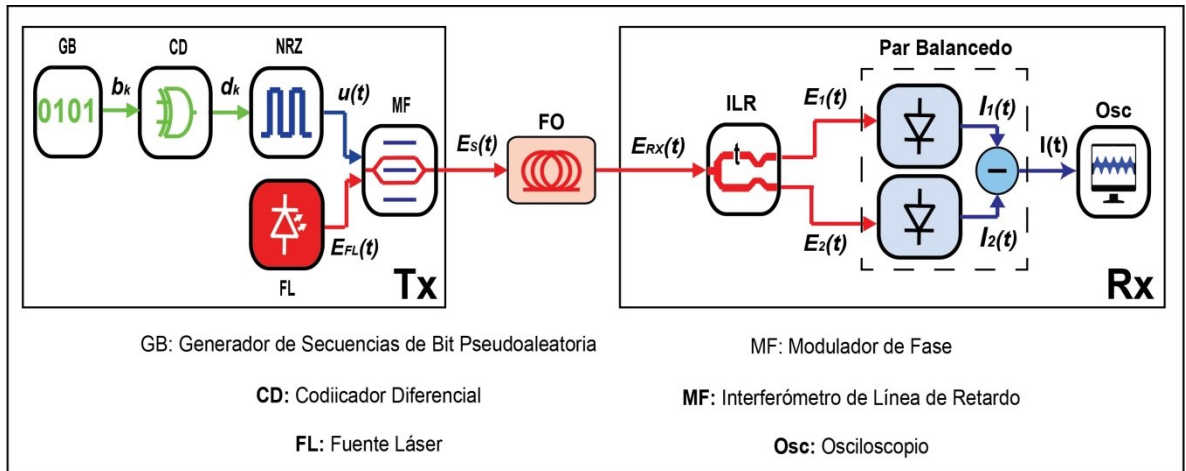
#### 2.3.1. Sistema de Transmisión Óptico DPSK

La modulación DPSK es un tipo de modulación en el cual la información modula la fase de la portadora óptica. En la Figura 6 se muestra el diagrama de bloques de un sistema de transmisión óptico con formato de modulación DPSK en el transmisor y detección diferencial en el receptor.

El Transmisor DPSK consiste básicamente en un codificador diferencial (CD) y un modulador de fase (MF). El generador de secuencias de bits (GB) se codifica diferencialmente en la diferencia de fase de dos bits sucesivos utilizando una compuerta XOR de la siguiente forma:

$$d_k = b_k \text{ XOR } d_{k-1} \quad (5)$$

donde el subíndice  $k$  indica el número del bit,  $b$  es la secuencia de bits de entrada y  $d$  es la secuencia codificada diferencialmente.



**Figura 6.** Sistema de Transmisión Óptico con modulación DPSK y Detección Diferencial. [Elaboración Propia].

Posteriormente, la señal eléctrica codificada diferencialmente modula la fase de un láser de onda continua (FL) utilizando un dispositivo externo que comúnmente es un modulador Mach Zehnder (MF).

El campo eléctrico de la señal óptica a la salida del transmisor está representado por la ecuación:

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot e^{j \frac{u(t)}{V_\pi} \pi} \quad (6)$$

donde  $\sqrt{P_s}$  es la amplitud,  $\omega_s$  es la frecuencia angular,  $\varphi_s$  es la fase inicial del campo eléctrico de la señal óptica y  $V_\pi$  es el voltaje a la entrada del modulador de fase que produce un cambio de  $\pi$  radianes en la fase de la señal óptica (Seimetz, 2009). La señal eléctrica de control  $u(t)$  está dada por la ecuación:

$$u(t) = V_\pi * \sum_k (d_k * p(t - kT_s)) \quad (7)$$

En la ecuación (7),  $d_k$  es el valor del bit que puede ser 0 o 1,  $T_s$  es el tiempo de símbolo y  $p(t)$  es la forma del pulso. El valor de  $u(t)$  puede ser 0 o  $V_\pi$  dependiendo del valor de  $d_k$ , de tal manera que la fase de salida se da de acuerdo con la regla XOR.

El receptor diferencial se puede observar en la etapa de recepción del esquema mostrado en la Figura 6. En este tipo de detección se emplea un interferómetro de línea de retardo (DLI, Delay Line Interferometer) que puede estar conformado por un interferómetro Mach Zehnder (MZI, Mach Zehnder Interferometer) o un interferómetro de Michelson. El ILD divide la señal óptica DPSK en dos rayos de igual intensidad uno retrasado respecto al otro un tiempo de bit. Las dos señales van a un par de fotodetectores balanceados, posteriormente se combinan y se obtiene una interferencia constructiva si la diferencia de fase entre los dos rayos es cero; o destructiva en caso contrario (Kaminow, Li, & Willner,

2008). De esta manera se utiliza como referencia de fase la misma señal, lo que hace este método más simple y menos costoso que el detector coherente, donde es necesario mezclar la señal con un oscilador local, como ocurre en la detección coherente.

### 2.3.2. Ancho de Línea en la Modulación DPSK

Los ruidos de amplitud y fase tienen sus orígenes en la emisión espontánea de fotones [50], induciendo fluctuaciones de potencia  $\delta P(t)$  y fluctuaciones de fase  $\varphi_{n_s}(t)$ , que si se consideran en el campo eléctrico a la salida del transmisor DPSK, la ecuación se modifica de la siguiente forma:

$$E_s(t) = \sqrt{P_s + \delta P(t)} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_{n_s}(t))} \cdot e^{j\frac{u(t)}{V\pi}\pi} \quad (8)$$

La varianza del ruido de fase dentro de un intervalo  $\tau$  es:

$$\langle \Delta\varphi_{n_s}^2(\tau) \rangle = W_{\varphi_{n_s}} * |\tau| = 2|\tau|/t_c \quad (9)$$

donde  $W_{\varphi_{n_s}}$  es la densidad espectral de potencia fija del ruido de frecuencia y  $t_c$  representa el tiempo de coherencia, el cual denota la diferencia máxima del retardo entre dos secuencias de bit en el tiempo  $\tau$  [50]. Puede modelarse la densidad espectral de la señal del láser con una función con distribución de Lorentz. En este caso, el ancho de línea del láser se define como el ancho a la mitad de la densidad de potencia máxima (FWHM, Full-Width Half-Maximum) y se especifica mediante la ecuación (10).

$$\Delta\nu_s = W_{\varphi_{n_s}}/(2\pi) = 1/(\pi t_c) \quad (10)$$

Reemplazando la densidad espectral de potencia fija presentada en la ecuación (6) en la ecuación (5), la varianza del ruido de fase puede ser calculado por la ecuación (7):

$$\langle \Delta\varphi_{n_s}^2(\tau) \rangle = 2\pi\Delta\nu_s|\tau| \quad (11)$$

De la ecuación (11) puede observarse que la incertidumbre de fase incrementa con el ancho de línea del láser  $\Delta\nu_s$ , y con el intervalo de tiempo observado  $\tau$ .

La penalidad del sistema de comunicación debido a fluctuaciones del láser depende del formato de modulación. Para el formato DPSK, el tiempo de coherencia  $t_c$  en función del tiempo de bit  $T_b$  debe satisfacerse  $t_c \gg 2T_b$ . El mínimo valor del tiempo de coherencia en función de la tasa de bits  $R$  es:

$$t_c = 2/R. \quad (12)$$

El valor máximo de ancho de línea en términos de la tasa de bits se expresa como:

$$\Delta\nu_s = R/(2\pi) \quad (13)$$

El ancho de línea inicial se modifica por la dispersión y las no linealidades en la propagación de la señal a través de la fibra óptica. Sin embargo, el formato de modulación DPSK es más robusto a las no linealidades así como a la dispersión cromática comparada con la modulación de intensidad [51].

### 2.3.3. Requerimiento de Ancho de Línea Debido a la CD

Para el análisis del requerimiento del ancho de línea debido a la dispersión en un escenario con modulación DPSK y detección diferencial, se implementó en la herramienta de simulación OPTSIM el esquema de la Figura 6.

El transmisor óptico está formado por un láser de onda continua que emite a una longitud de onda de 1550 nm y potencia óptica de 0 dBm para evitar la presencia de fenómenos no lineales de la fibra. Para simular la información a transmitir se utilizó un generador de secuencia binaria pseudoaleatoria (PRBS, Pseudo-random Binary Sequence) con tasas de transmisión de 10 y 20 Gb/s. En el transmisor se asume que la salida del PRBS se encuentra codificada en forma diferencial.

La información es codificada en No-Retorno a Zero (NRZ, Non-Return to Zero) y esta señal eléctrica modula la fase de la señal óptica utilizando un modulador electro-óptico Mach Zehnder (MZM, Mach Zehnder Modulator), con  $V_{\pi}$  igual a 4 V.

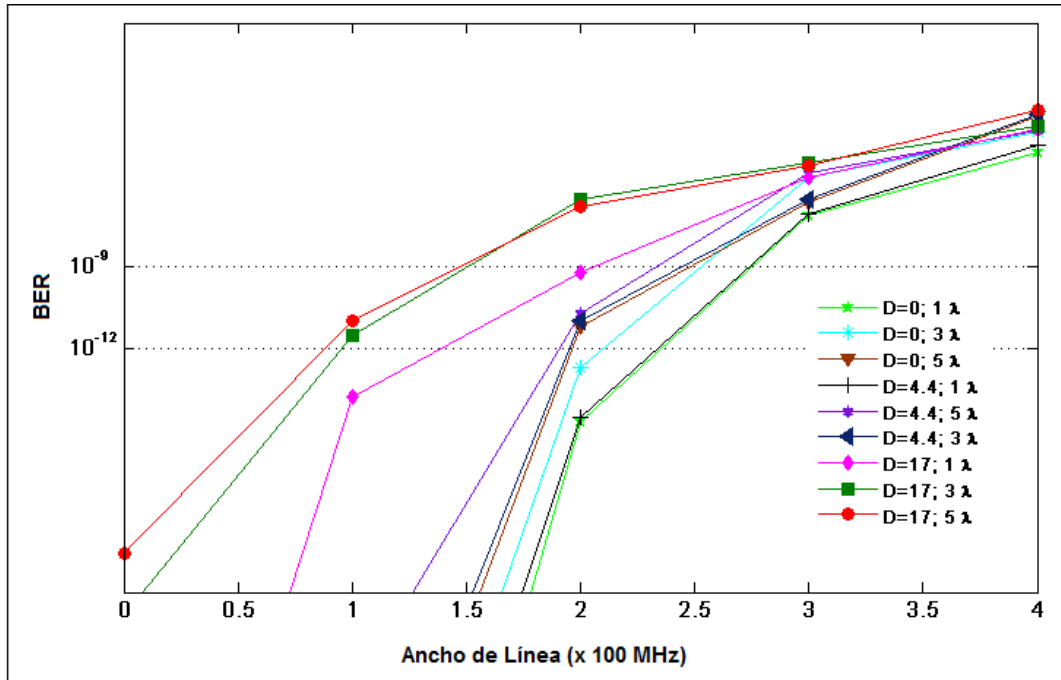
Para el canal óptico se utilizó un tramo de fibra de 20 km de longitud y se realizaron pruebas con tres tipos de fibra óptica monomodo con diferentes valores de dispersión: SSMF (Standard Single Mode Fiber), NZ-DSF (Non-Zero Dispersion Shifted Fiber) y DSF (Dispersion Shifted Fiber). En la Tabla 1 se presentan los parámetros de atenuación y dispersión de los tres tipos de fibra óptica utilizados en la simulación. Esto con el fin de analizar el requerimiento de ancho de línea debido a la dispersión.

**Tabla 1.** Atenuación y dispersión de las fibras empleadas en las simulaciones [Corning].

Tipo de Fibra	Atenuación (dB/km)	Dispersión (ps/nm km)
SSMF	0,28	17,0
NZ-DSF	0,28	4,4
DSF	0,35	0,0

El receptor óptico está formado por un filtro óptico pasa banda, un DLI y un par de fotodetectores PIN balanceados. Se ajustó un valor de responsividad de 1.6 A/W y ruido térmico de  $10^{-12} \text{A/Hz}^{1/2}$ . La señal eléctrica demodulada es analizada en el tiempo empleando un osciloscopio y como parámetro de desempeño se analiza el efecto del ancho de línea sobre la tasa de error de bit (BER, Bit Error Rate).

En la Figura 7 se presentan las curvas de BER en función del ancho de línea del láser del OLT, utilizando fibras SSMF, NZ-DSF y DSF para 1, 3 y 5 longitudes de onda a una velocidad de transmisión de 10 Gb/s.



**Figura 7.** BER vs Ancho de Línea a 10 Gb/s, potencia de 0 dBm y 20 km de fibras DSF, NZ-DSF y SSMF.

De los resultados mostrados en la Figura 7 se puede determinar el máximo valor de ancho de línea permitido para garantizar un nivel de BER de  $1 \times 10^{-12}$  con los tres tipos de fibra. Estos valores se resumen en la Tabla 2.

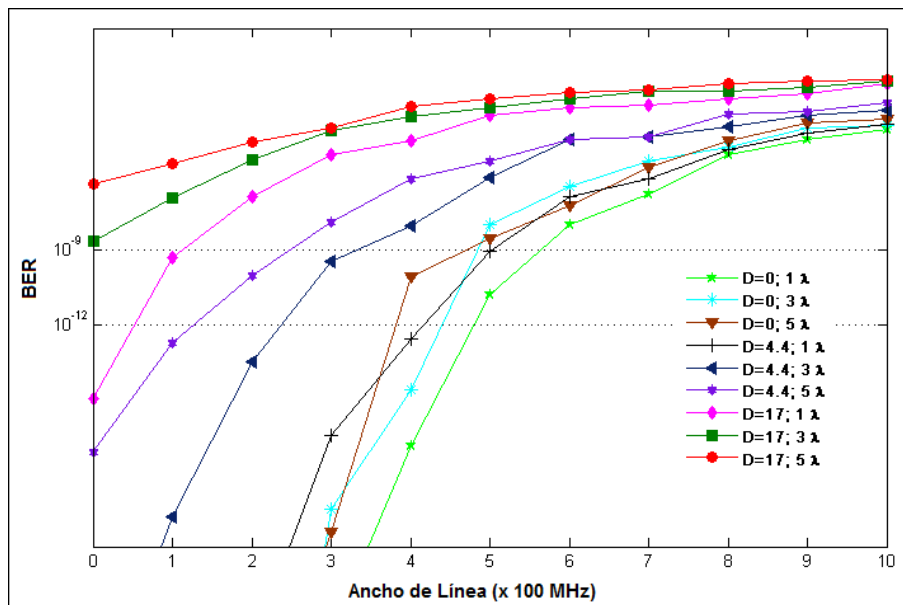
De los resultados se observan dos comportamientos con respecto al ancho de línea de la fuente óptica. Por un lado se observa que al utilizar fibras con mayor dispersión se requiere un menor ancho de línea. Esto ocurre porque la dispersión, al ensanchar los pulsos, incrementa el tiempo de coherencia. Este mismo comportamiento se observó en los escenarios con tres y cinco longitudes de onda.

Por otro lado, también se presenta una penalidad en el ancho de línea cuando se incrementa el número de longitudes de onda. Esto se debe a que a pesar de utilizar una potencia de 0 dBm en cada portadora óptica, al combinar las tres o cinco portadoras ópticas se obtiene unos niveles de potencia acumulada de 4.7 y 7 dBm respectivamente en el transmisor, generando efectos no lineales sobre las señales transmitidas a través de la fibra óptica.

**Tabla 2.** Máximo Ancho de Línea permitido para obtener un  $BER=1 \times 10^{-12}$  a 10 Gb/s en WDM-PON con diferentes tipos de fibras.

Número de longitudes de onda	Máximo ancho de línea en MHz para un $BER = 1 \times 10^{-12}$	
	Tipo de Fibra Óptica	Ancho de Línea máximo permitido (MHz)
1	DSF	220
	NZ-DSF	219
	SSMF	118
3	DSF	204
	NZ-DSF	188
	SSMF	94
5	DSF	194
	NZ-DSF	192
	SSMF	85

En la Figura 8 se presentan las curvas de BER en función del ancho de línea del láser del OLT, utilizando fibras SSMF, NZ-DSF y DSF para 1, 3 y 5 lambdas a 20 Gb/s.



**Figura 8.** BER en función del ancho de línea a 20 Gb/s con potencia de transmisión de 0 dBm y 20 km de fibras DSF, NZ-DSF y SSMF.



Analizando los resultados presentados en la Figura 8 se pueden obtener los valores que se muestran en la Tabla 3 que corresponden a los máximos anchos de línea requeridos por el láser del OLT para garantizar un BER de  $1 \times 10^{-12}$  a 20 Gb/s con los tres tipos de fibra óptica.

**Tabla 3.** Máximo Ancho de Línea permitido para obtener un BER de  $1 \times 10^{-12}$  a 20 Gb/s en WDM-PON con diferentes tipos de fibras.

Número de longitudes de onda	Máximo ancho de línea en MHz para un BER = $1 \times 10^{-12}$	
	Tipo de Fibra Óptica	Ancho de Línea máximo permitido (MHz)
1	DSF	475
	NZ-DSF	415
	SSMF	49
3	DSF	437
	NZ-DSF	234
	SSMF	-
5	DSF	375
	NZ-DSF	125
	SSMF	-

Al comparar los valores presentados en la Tabla 3 obtenidos a 20 Gb/s con los valores obtenidos a 10 Gb/s se puede comprobar que el máximo ancho de línea permitido en la modulación DPSK es proporcional a la tasa de bits, ya que los valores permitidos a 20 Gb/s son aproximadamente el doble de los permitidos a 10 Gb/s para las fibras DSF y NZ-DSF. Este comportamiento comprueba lo expresado en la Ecuación (13), que al disminuir el tiempo de coherencia se incrementa el ancho de línea para la modulación DPSK.

De igual manera, se observa que al aumentar la velocidad de transmisión, es decir a 20 Gb/s, la información se vuelve más sensible a la dispersión. Esto se evidencia al observar los bajos valores de ancho de línea requeridos con la fibra SSMF.

Los resultados de la Tabla 3 también muestran que no es posible recuperar la información cuando se transmiten 3 o más portadoras ópticas a 20 Gb/s, utilizando una fibra óptica SSMF ni siquiera utilizando un láser ideal (de ancho de línea igual a 0 Hz). En teoría, el

requerimiento de ancho de línea con 3 y 5 longitudes de onda debió mantenerse igual que en el caso de una sola longitud de onda, ya que la CD no depende del número de portadoras ópticas. Sin embargo, como se mencionó anteriormente la potencia acumulada de las 3 y 5 portadoras ópticas es lo suficientemente alta para excitar algunos efectos no lineales que producen degradaciones en la señal que en este caso se ve reflejado en el requerimiento de un menor ancho de línea. Este mismo comportamiento se observa con las fibras DSF y NZ-DSF y se puede verificar en la Tabla 3.

## **2.4. MODULACIÓN DE FASE M-PSK Y DETECCIÓN COHERENTE**

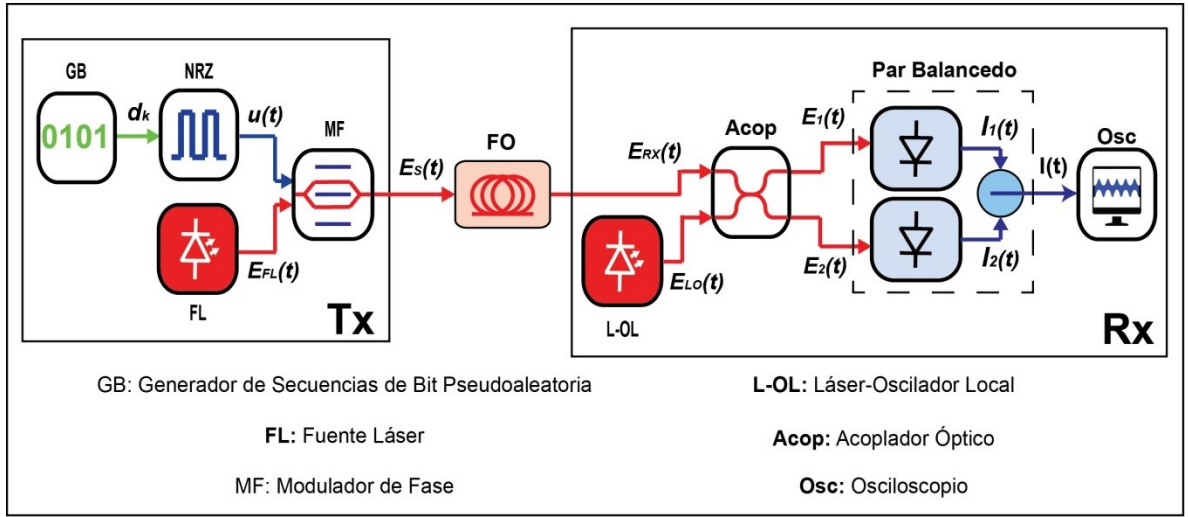
Hoy en día, los formatos de modulación en fase óptica, también llamados formatos de modulación avanzados, en conjunto con la detección coherente son reconocidos como tecnologías claves para incrementar la capacidad y el alcance de los sistemas de transmisión ópticos. Los formatos de modulación avanzados permiten alcanzar una mayor eficiencia espectral debido a la reducción proporcionada por la tasa de símbolos y la reducción del ancho espectral asociado con estos [50].

En esta sección se describen tanto conceptual como matemáticamente los formatos de modulación en fase BPSK y QPSK con sus respectivos esquemas de detección coherente. Además, se presenta una comparación entre un sistema de transmisión óptico con modulación de fase diferencial y detección diferencial con un sistema de transmisión óptico con modulación BPSK y detección coherente con fotodiodo balanceado en una red de acceso óptica. Finalmente se presenta un análisis del impacto de la CD en un sistema de transmisión con modulación QPSK y detección coherente con acoplador híbrido de 90 grados.

### **2.4.1. Modulación BPSK y Detección Coherente con Fotodiodo Balanceado**

El formato de modulación BPSK es un tipo de modulación digital en la que es posible obtener dos fases de salida sobre una señal portadora. Cuando la secuencia de bits de entrada cambia de estado, la señal portadora cambia de fase con una diferencia de  $180^\circ$ . En la Figura 9 se presenta el diagrama de bloques de un sistema de transmisión óptico con modulación BPSK y detección coherente con un par balanceado.

El campo eléctrico de la señal óptica a la salida del transmisor se puede representar de la misma manera que para DPSK según la Ecuación (6); igualmente la señal de control  $u(t)$  en la Ecuación (7); la diferencia se encuentra básicamente en que no se requiere un codificador diferencial, por lo tanto, la serie de valores  $d_k$  que varía entre 0 y 1 corresponden con la salida del PBRS y no con la serie de valores para DPSK.



**Figura 9.** Sistema de Transmisión Óptica con modulación BPSK y Detección coherente con par Balanceado.

El receptor coherente está compuesto por un acoplador óptico y un par balanceado. El acoplador óptico combina la señal recibida  $E_{RX}(t)$  y la señal óptica del oscilador local  $E_{OL}(t)$ . Posteriormente, las salidas del acoplador se introducen a un par balanceado que convierte las señales ópticas al dominio eléctrico y luego las resta de modo que se obtiene una señal con mayor tolerancia a la OSNR comparado con la detección coherente con un solo fotodetector [21].

Para el análisis matemático se asume como despreciable tanto el ruido de disparo como el ruido térmico. El sistema de detección coherente recibe una señal modulada compleja que entra a uno de los brazos del acoplador óptico y que se representa como:

$$E_{RX}(t) = A_{RX} e^{j(\omega_{RX}t + \varphi_{RX})} \quad (14)$$

donde  $A_{RX}$  es la amplitud,  $\omega_{RX}$  es la frecuencia angular,  $\varphi_{RX}$  es la componente de fase dependiente del tiempo. El otro brazo del acoplador óptico es alimentado por la señal óptica proveniente del láser oscilador local que se representa de la siguiente manera:

$$E_{LO}(t) = A_{LO} e^{j(\omega_{LO}t + \varphi_{LO})} \quad (15)$$

Las señales  $E_{RX}$  y  $E_{LO}$  se combinan en el acoplador de 3 dB, el cual presenta una respuesta compleja dada por la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

donde  $j = \sqrt{-1}$ . Las dos salidas del acoplador están dadas por:

$$\begin{bmatrix} E_1(t) \\ E_2(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} E_{RX}(t) \\ E_{LO}(t) \end{bmatrix} \quad (17)$$

De la ecuación (17) se obtiene que:

$$E_1(t) = \frac{E_{RX}(t) + jE_{LO}(t)}{\sqrt{2}} \quad (18)$$

$$E_2(t) = \frac{E_{LO}(t) + jE_{RX}(t)}{\sqrt{2}} \quad (19)$$

Partiendo de la ecuación (18) y la ecuación (19) y de que la salida de cada fotodetector está dada por  $|E|^2$  se obtienen las expresiones a la salida de cada fotodetector del par balanceado:

$$I_1(t) = P_0 + P(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \quad (20)$$

$$I_2(t) = P_0 - P(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \quad (21)$$

donde  $P_0 = A_{RX}^2 + A_{LO}^2$ ;  $P(t) = 2A_{RX}A_{LO}$ ;  $\Delta\omega = \omega_{RX} - \omega_{LO}$  y  $\Delta\varphi = \varphi_{RX} - \varphi_{LO}$ . Finalmente, se llega a la expresión de la señal de salida del par balanceado que se representa de la siguiente manera:

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2P(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \quad (22)$$

Esta señal de salida permite mejorar en gran medida la relación señal a ruido óptica (OSNR, Optical Signal to Noise Ratio) comparada con la señal del receptor diferencial que usa como señal de referencia a la misma señal recibida retrasada un tiempo de bit. Por lo tanto, se demuestra que la principal ventaja de la detección coherente es la alta sensibilidad del receptor. Sin embargo, una desventaja de este tipo de detección coherente es que tiene un solo grado de libertad de modulación, lo que quiere decir que solo es posible detectar información en la amplitud o la fase de la señal óptica.

Para solucionar este problema, aparece la detección coherente en cuadratura que mediante el uso de un dispositivo conocido como acoplador híbrido de 90 grados permite detectar información en la amplitud y la fase simultáneamente de formatos de modulación de alto nivel.

#### 2.4.2. Comparación de la Modulación BPSK y DPSK en una Red de Acceso

Para analizar y comparar el desempeño de la modulación DPSK y BPSK en una red de acceso óptica, se utilizaron los escenarios presentados en la Figura 6 y la Figura 9 respectivamente. Sin embargo, se utilizó el transmisor de la Figura 9 para ambos sistemas de transmisión ya que ambos formatos de modulación realizan la misma modulación de fase binaria, solo que en el caso de la modulación DPSK se asume que la secuencia de bits está codificada diferencialmente, por lo tanto la salida esperada en el receptor DPSK es la secuencia de bits decodificada diferencialmente.

En el transmisor óptico se utilizó un láser de onda continua con una longitud de onda de 1550 nm y potencia de transmisión de 0 dBm. La secuencia de bits se generó mediante un PRBS que posteriormente se adapta a una forma de onda eléctrica NRZ mediante un codificador. Esta señal eléctrica modula la fase de la señal óptica utilizando un modulador MZM. El modulador MZM utilizado se configuró con un  $v_{\pi}$  igual a 4 V, pérdidas por inserción de 3.5 dB y radio de extinción de 22 dB. Se trabajó con una velocidad de transmisión de 10 Gb/s como lo recomienda el estándar XG-PON.

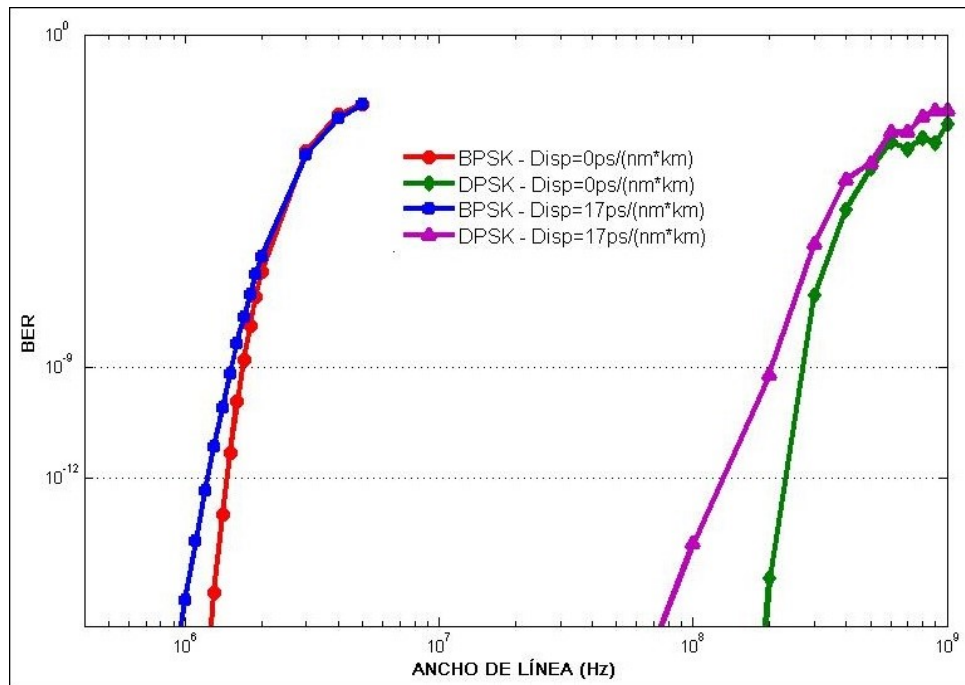
Para la configuración del canal óptico se utilizaron las especificaciones de las fibras SSMF y DSF descritas en la Tabla 1. Las pruebas se realizaron sobre un tramo de fibra de 20 km debido a que es la distancia máxima recomendada para las redes PON. Sin embargo, se realizaron pruebas hasta 100 km para determinar las distancias máximas que se pueden alcanzar con cada sistema de transmisión de acuerdo al máximo BER permitido en enlaces de fibra óptica.

El receptor óptico DPSK está formado por un DLI y un par de fotodiodos balanceados, con responsividad de 1.6 A/W y ruido térmico de  $10^{-12} A/Hz^{1/2}$ . Finalmente, se utiliza un osciloscopio para evaluar la señal recibida.

El receptor óptico BPSK está formado por un láser oscilador local con la misma configuración del láser del transmisor, junto con un acoplador óptico y un par balanceado con las mismas características que el utilizado en el receptor diferencial.

La comparación del desempeño de los sistemas de transmisión se realizó midiendo el BER en función de tres parámetros: el ancho de línea de la fuente óptica empleada en el transmisor, la sensibilidad del receptor y la longitud de la fibra.

En la Figura 10 se presentan las curvas de BER en función del ancho de línea del láser de la OLT, para los dos tipos de receptores DPSK y BPSK, empleando las fibras SSMF y DSF.



**Figura 10.** BER vs Ancho de línea con formatos de modulación DPSK y BPSK, sobre 20 km de fibras SMF y DSF a 10 Gb/s.

De la Figura 10 se puede determinar el máximo ancho de línea permitido para mantener un BER de  $10^{-12}$  y de  $10^{-9}$  que son los valores de BER requeridos en las redes de acceso ópticas. Estos valores se presentan con mayor exactitud en la Tabla 4.

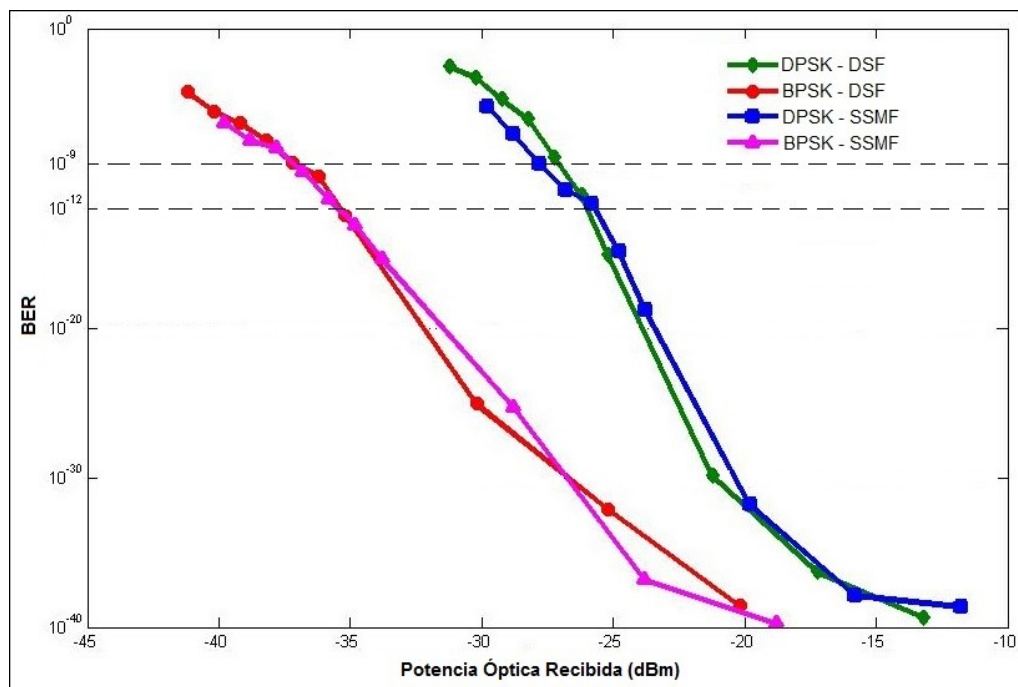
**Tabla 4.** Ancho de línea para lograr un BER de  $10^{-12}$  y de  $10^{-9}$  en una PON con formatos de modulación DPSK y BPSK y fibras óptica SSMF y DSF.

Escenario	BER	Máximo Ancho de línea (MHz)	
		Fibra DSF	Fibra SSMF
DPSK	$10^{-9}$	270	200
	$10^{-12}$	235	140
BPSK	$10^{-9}$	1.5	1.5
	$10^{-12}$	1.3	1.2

Los resultados muestran que utilizando el formato de modulación DPSK es posible utilizar fuentes ópticas con un mayor ancho de línea que con la modulación BPSK. Este comportamiento se debe a que en la transmisión con modulación BPSK con detección coherente la fuente óptica del transmisor debe estar sintonizada con el oscilador local del

receptor, lo que implica que el ancho de línea de las fuentes ópticas de la OLT y la ONU en la transmisión con detección coherente debe ser pequeño comparado con el permitido con la modulación DPSK. Según los resultados obtenidos, el máximo ancho de línea permitido con la modulación BPSK puede ser de hasta 1.5 MHz para garantizar el óptimo funcionamiento del sistema, mientras que con la modulación DPSK este valor se puede extender hasta 270 MHz.

Por otro lado, se realizó la comparación de los dos sistemas de transmisión evaluando la sensibilidad de los receptores. En la Figura 11 se muestran las curvas del BER en función de la potencia óptica medida a la entrada del receptor con formatos de modulación DPSK y BPSK y fibras ópticas SSMF y DSF.



**Figura 11.** BER vs Potencia óptica recibida con formatos de modulación DPSK y BPSK, sobre 20 km de fibras SSMF y DSF a 10 Gb/s.

Para obtener la curva de BER versus la sensibilidad del receptor se utilizó un ancho de línea que garantizara el buen funcionamiento de los sistemas de transmisión. En el escenario con modulación DPSK se utilizó un ancho de línea de 12 MHz, mientras que con BPSK se configuró en 400 kHz. En ambos casos, el BER medido fue de  $10^{-40}$ .

Los resultados presentados en la Figura 11 muestran que la detección coherente presenta mayor sensibilidad que la detección diferencial, ya que los valores de potencia para mantener un BER de  $10^{-12}$  y de  $10^{-9}$  en la detección coherente son mucho menores que los que percibe el receptor diferencial. Estos valores se pueden observar con mayor claridad en la Tabla 5.

**Tabla 5.** Potencia recibida con detección diferencial y detección coherente para garantizar un BER de  $10^{-12}$  y de  $10^{-9}$  en una PON con fibras ópticas SSMF y DSF.

Escenario	VER	Mínima Potencia de Recepción (dBm) por Tipo de Fibra	
		Fibra DSF	Fibra SSMF
Detección Diferencial	$10^{-12}$	-26.0	-25.8
	$10^{-9}$	-27.0	-27.8
Detección Coherente	$10^{-12}$	-35.2	-35.5
	$10^{-9}$	-37.0	-37.0

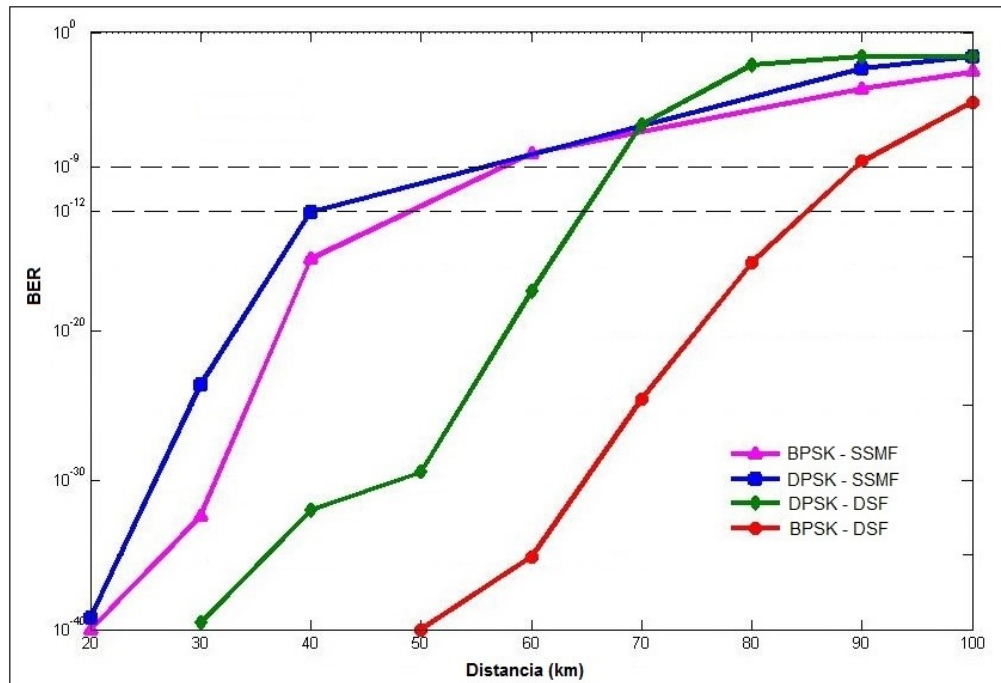
Los resultados también muestran que en la transmisión óptica con modulación DPSK y BPSK la sensibilidad del receptor es independiente del tipo de fibra que se utilice para la transmisión. Esto se deduce al observar que las curvas con una fibra u otra son muy similares, al igual que los valores de BER mínimos obtenidos para garantizar el óptimo desempeño de los sistemas de transmisión.

Por último, se realizó una comparación de los sistemas de transmisión mediante las curvas de distancia contra BER. Esta curva permite medir la máxima distancia de transmisión, que consiste en la distancia para garantizar valores de BER de  $10^{-12}$  y de  $10^{-9}$ . La comparación se realizó a una velocidad de transmisión de 10 Gb/s y sobre fibras ópticas DSF y SSMF como se muestra en la Figura 12.

Las curvas mostradas en la Figura 12 muestran que el comportamiento de los dos sistemas de transmisión son similares cuando se utiliza una fibra óptica dispersiva, ya que la máxima distancia de transmisión en ambos casos es de 60 km aproximadamente para un BER de  $10^{-9}$ . Este comportamiento indica que ambos sistemas de transmisión presentan igual desempeño ante la dispersión cromática a 10 Gb/s, ya que este parámetro está directamente relacionado con la distancia de transmisión.

Por otro lado, en el caso de la fibra óptica sin dispersión se observa un mejor desempeño del escenario con modulación BPSK y detección coherente, con el que se logra transmitir a una máxima distancia de 85 km, mientras que en el escenario con modulación DPSK y detección diferencial se alcanzan 65 km. Este comportamiento indica que el primer escenario presenta un mejor desempeño ante el fenómeno no lineal SPM, ya que en las fibras no dispersivas las diferentes componentes espectrales de la fuente laser viajarían a la misma velocidad de propagación a lo largo de la fibra óptica, lo que facilitaría que se presente la auto modulación de fase.



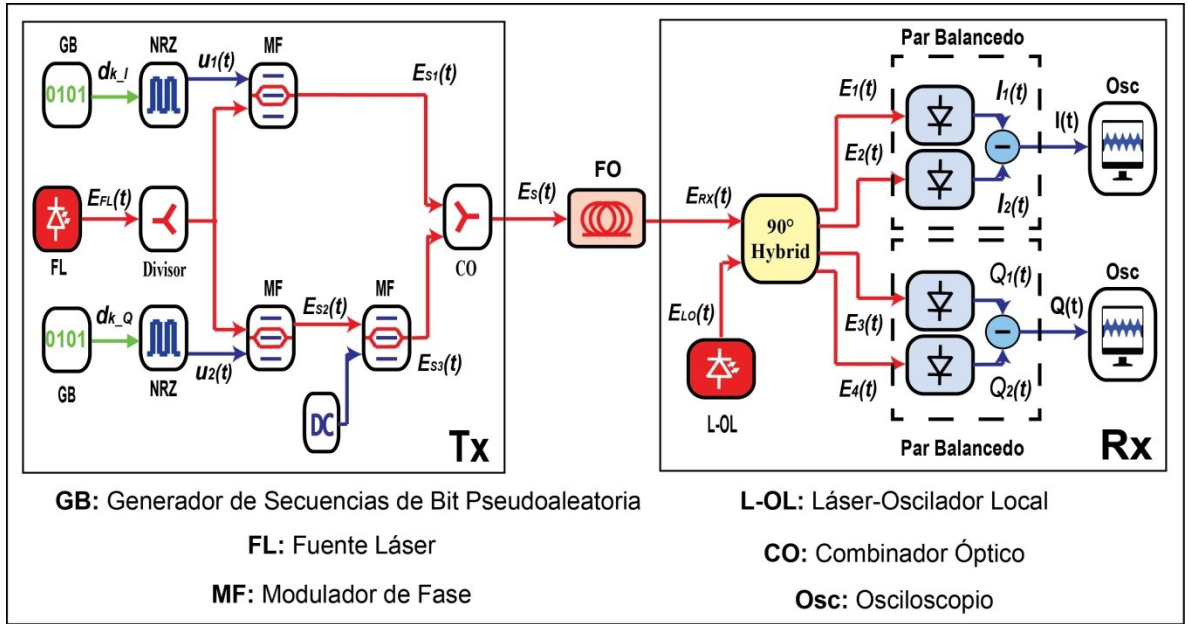


**Figura 12.** BER vs Longitud de la fibra con formatos de modulación DPSK y BPSK con fibras ópticas SSMF y DSF a 10 Gb/s.

### 2.4.3. Detección coherente en Cuadratura con Acoplador Híbrido de 90 Grados

En la Figura 13 se muestra el diagrama esquemático de un sistema de transmisión con modulación QPSK y detección coherente con acoplador híbrido de 90 grados.

El transmisor óptico está conformado por una fuente láser de onda continua (FL), un divisor, tres moduladores de fase que pueden ser Mach-Zehnder (MZM) y un combinador óptico. El transmisor tiene dos brazos que generan las componentes I (en fase) y Q (en cuadratura) de la señal QPSK. En cada brazo, un modulador MZM modula la fase de la portadora óptica dependiendo del valor de la señal eléctrica de los bits, que se adecua mediante un driver NRZ. El tercer MZM añade un desfase de 90 grados a uno de los brazos para generar la componente Q. El combinador óptico combina las señales I y Q con el fin de transmitir las a través de la fibra óptica.



**Figura 13.** Sistema de Transmisión Óptico con Modulación QPSK y Detección Coherente con 90 Híbrido.

El campo eléctrico de la señal óptica a la salida del transmisor QPSK se representa mediante la ecuación [50]:

$$\vec{E}_S = \left\{ \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_I(t)}{2}\right) + j \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_Q(t)}{2}\right) \right\} \vec{E}_{FL} \quad (23)$$

Donde  $\Delta\varphi_I$  y  $\Delta\varphi_Q$  son las diferentes fases inducidas por los MZM en los brazos I y Q, que están dadas por:

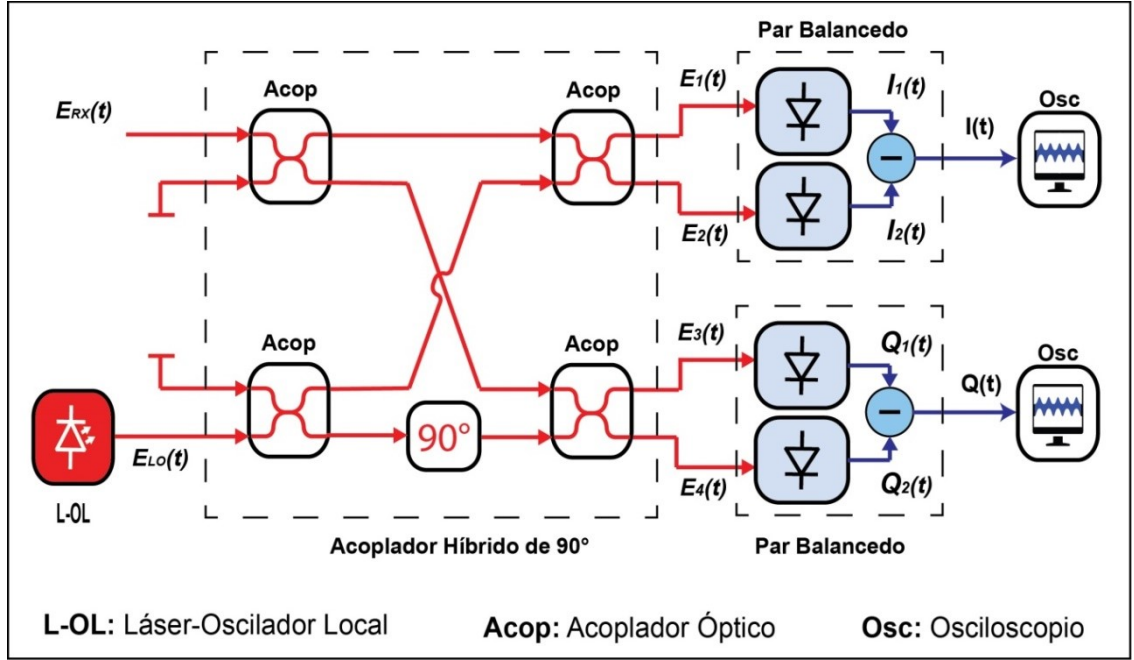
$$\Delta\varphi_I(t) = \frac{U_1(t)}{V_\pi} \pi \quad (24)$$

$$\Delta\varphi_Q(t) = \frac{U_2(t)}{V_\pi} \pi \quad (25)$$

$U_1(t)$  y  $U_2(t)$  son las señales eléctricas de control de los brazos I y Q respectivamente y representan los bits de información.

En el lado del receptor, se resalta la presencia del acoplador híbrido de 90 grados (90° Hybrid), que en conjunto con dos pares de fotodetectores balanceados conforman el receptor coherente en cuadratura. Este tipo de detección permite recuperar información en la amplitud y la fase de la señal óptica simultáneamente. El acoplador híbrido de 90° es simplemente un arreglo de acopladores, fibras y un modulador de fase que agrega un desfase de 90° a uno de los brazos del receptor. En la

Figura 14 se presenta un esquema detallado del receptor coherente en cuadratura con acoplador híbrido de 90°.



**Figura 14.** Detector Coherente con Acoplador Híbrido de 90°.

Como se puede observar en la Figura 14, las salidas de los dos fotodetectores balanceados  $I_1(t)$ ,  $I_2(t)$ ,  $Q_1(t)$  y  $Q_2(t)$  están dadas por:

$$\begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ Q_1(t) \\ Q_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |E_{RX}(t) + E_{LO}(t)|^2 \\ |E_{RX}(t) - E_{LO}(t)|^2 \\ |E_{RX}(t) + iE_{LO}(t)|^2 \\ |E_{RX}(t) - iE_{LO}(t)|^2 \end{bmatrix} \quad (26)$$

Resolviendo la ecuación (26) se llega a las siguientes expresiones:

$$\begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ Q_1(t) \\ Q_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_0 + P(t) \cos[\Delta\omega t + \Delta\varphi] + n_I(t) \\ P_0 - P(t) \cos[\Delta\omega t + \Delta\varphi] + n'_I(t) \\ P_0 + P(t) \sin[\Delta\omega t + \Delta\varphi] + n_Q(t) \\ P_0 - P(t) \sin[\Delta\omega t + \Delta\varphi] + n'_Q(t) \end{bmatrix} \quad (27)$$

donde  $P_0 = A_{RX}^2 + A_{LO}^2$ ;  $P(t) = 2A_{RX}A_{LO}$  y  $n(t)$  son las intensidades relativas de ruido (RIN, *Relative Intensity Noises*) de las cuatro señales recibidas [50]. Finalmente se obtienen las señales de salida de los fotodetectores balanceados  $I(t)$  y  $Q(t)$  de la siguiente manera:

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2P(t) \cos[\Delta\omega t + \Delta\varphi] \quad (28)$$

$$Q(t) = Q_1(t) - Q_2(t) = 2P(t) \sin[\Delta\omega t + \Delta\varphi] \quad (29)$$

Las señales corresponden a las componentes  $I$  y  $Q$  de la señal transmitida. Esto hace que la detección coherente con acoplador híbrido de  $90^\circ$  sea adecuada para la detección de los formatos de modulación avanzados de cualquier nivel. Sin embargo, una desventaja del receptor coherente es el costo elevado comparado con la detección diferencial y la detección de amplitud.

#### **2.4.4. Impacto de la CD en la Transmisión QPSK con Detección Coherente**

En la sección 2.2.1 se definió la CD como el ensanchamiento temporal de los pulsos cuando viajan a través de la fibra óptica, debido a la dependencia del índice de refracción con las componentes espectrales que conforman la señal óptica portadora. Partiendo de esta idea, se entiende que la CD limita la velocidad de transmisión en los sistemas de comunicaciones ópticos, debido a que al aumentar la velocidad de transmisión, se reduce el tiempo de duración de los pulsos transmitidos. De igual manera, la fibra óptica también limita las distancias de transmisión dado que la CD es un efecto que presenta un comportamiento lineal que es directamente proporcional a la longitud de la fibra. Por ejemplo, una fibra SSMF tiene un parámetro de dispersión de  $17 \text{ ps/nm km}$  a la longitud de onda de  $1550 \text{ nm}$ .

En esta sección se realiza un análisis de las limitaciones que impone la CD en cuanto a la velocidad y distancia de transmisión en un sistema de comunicación óptico con modulación QPSK y detección coherente con acoplador híbrido de  $90$  grados. Para el análisis se implementó el esquema presentado en la Figura 13 en el software de simulación de sistemas de comunicaciones ópticas OPTSIM y se configuró de la siguiente manera:

En el transmisor óptico QPSK se utilizó un láser de onda continua (FL) a  $1550 \text{ nm}$  y  $0 \text{ dBm}$  de potencia de transmisión. La señal eléctrica de los datos se generó mediante un PRBS y un driver NRZ que adecua los bits con niveles de  $5$  y  $-5 \text{ V}$ , y  $32$  muestras por bit. Se realizaron simulaciones a  $20$ ,  $40$  y  $56 \text{ Gb/s}$ . Los moduladores de fase utilizados tienen un  $V_\pi$  de  $5 \text{ V}$  y pérdidas de inserción de  $3 \text{ dB}$ .

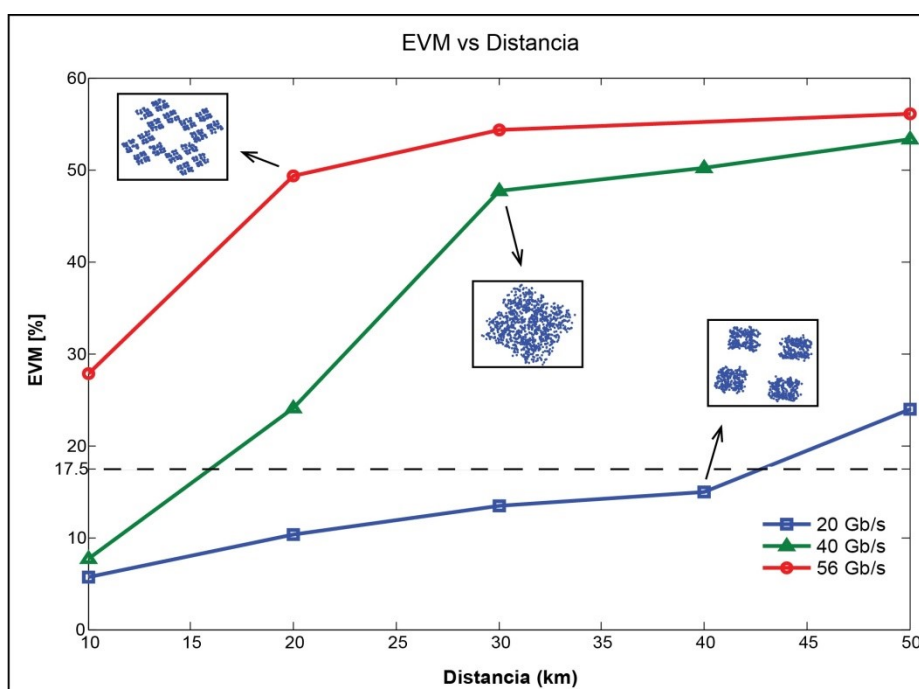
El canal de fibra óptica se modeló mediante la ecuación no lineal de Schrödinger que considera tanto los efectos lineales como no lineales, sin embargo, se trabajó con una potencia de transmisión de  $0 \text{ dBm}$  para evitar los efectos no lineales de la fibra. En cuanto a los parámetros de transmisión de la fibra óptica, se asumió una fibra SSMF con los parámetros presentados en la Tabla 6.

En el receptor se utilizó un láser oscilador local con los mismos parámetros del láser en el transmisor. Los fotodetectores son tipo PIN con una responsividad de  $0.8751 \text{ A/W}$ . el acoplador híbrido de  $90$  grados y los fotodetectores balanceados se configuraron sin ruido debido a que se busca analizar solo el efecto de la CD sobre la información.

**Tabla 6.** Parámetros de la fibra Óptica SSMF.

Parámetro	Valor
Atenuación, $\alpha$	0.2 dB/ km
Coefficiente de Dispersión de 2 orden, $\beta_2$	-21.68262 ps <sup>2</sup> / km
Coefficiente de Dispersión de 3 orden, $\beta_3$	0.17349 ps <sup>3</sup> /km
Coefficiente no lineal, $\gamma$	1.19226 1/ W/km

En la Figura 15 se presentan las curvas de EVM contra distancia de transmisión para velocidades de 20, 40 y 56 Gb/s, en las que se pueden apreciar las limitaciones que impone la CD en cuanto a la distancia y velocidad de transmisión.



**Figura 15.** EVM vs Distancia de transmisión con fibra óptica SSMF a 20, 40 y 56 Gb/s.

Considerando que por regulación el máximo EVM permitido en un sistema de transmisión óptico con modulación QPSK es 17.5 % [14] [52], los resultados muestran que la máxima distancia de transmisión que se puede alcanzar con una fibra óptica SSMF es de 43 km a 20 Gb/s y 15 km a 40 Gb/s, mientras que a 56 Gb/s no es posible transmitir información con la mínima calidad requerida. Teniendo en cuenta que el estándar actual de redes de acceso ópticas XG-PON, ofrece 10 Gb/s en el canal descendente con modulación OOK, los resultados muestran que la modulación en cuadratura en conjunto con la detección coherente permiten duplicar la velocidad de transmisión sin aplicar ningún tipo de

procesamiento de señal en el receptor. Sin embargo, también se observa que a 40 Gb/s no es posible garantizar la transmisión de datos con la calidad requerida a las distancias de transmisión exigidas por las redes de acceso. Por esta razón y con el fin de extender la capacidad y el alcance de los sistemas de transmisión ópticos se han implementado diversas técnicas de compensación de la CD, entre ellas las técnicas de compensación electrónica que se describen en el siguiente capítulo.

### **3. COMPENSACIÓN ELECTRÓNICA DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA**

La compensación electrónica de la CD hace referencia al uso de técnicas de DSP en el lado del receptor para compensar dicho efecto. Hoy en día, gracias al avance de la electrónica y específicamente al desarrollo de conversores análogo/digitales (ADCs) con frecuencias de muestreo cercanas a las 160 GSa/s [17] en conjunto con formatos de modulación avanzados y la detección coherente, es posible aplicar técnicas de DSP para recuperar la información transmitida a tasas de transmisión de hasta 400 Gb/s por canal y distancias en el orden de los 1000 km [18], superando ampliamente el límite de 10 Gb/s de los sistemas con Modulación de Intensidad y Detección Directa (IM/DD, Intensity Modulation / Direct Detection) [19].

La utilización de DSP luego de la detección coherente tiene ciertas ventajas que se mencionan a continuación: en primer lugar la detección coherente con algoritmos de DSP permiten detectar formatos de modulación avanzados que proveen una alta eficiencia espectral, como los formatos de modulación M-PSK. En segundo lugar, esta combinación permite aumentar potencialmente la sensibilidad del receptor. También permite la compensación en el dominio eléctrico fuera de línea de los efectos de propagación impuestos por la fibra. Además, la detección coherente con algoritmos de DSP toma ventaja continuamente del aumento de las velocidades de procesamiento eléctrico [25].

En este capítulo se describe de forma general el funcionamiento de un receptor coherente con todas las etapas de DSP. Sin embargo, el capítulo se enfoca en la compensación de la CD mediante el algoritmo Back-Propagation y los algoritmos CMA y MMSE basados en la teoría de filtros adaptativos. Se compara el desempeño de los tres algoritmos en un sistema de transmisión óptico con modulación QPSK y detección coherente.

#### **3.1. DETECCIÓN COHERENTE CON ALGORITMOS DE DSP**

En la Figura 16 se presenta la configuración más común de un receptor coherente en cuadratura asociado con algoritmos de DSP para la compensación electrónica de los efectos lineales y no lineales que degradan las señales en los sistemas de comunicaciones ópticos.

Después de la detección, las señales son digitalizadas por medio de un conversor análogo a digital (ADC) con el fin de ser procesadas. En el bloque de “Compensación de la CD” se implementan los algoritmos para compensar la CD. El bloque de “Recuperación de Reloj” se implementa para corregir el error de muestreo que inserta la conversión análogo-digital de las señales. El bloque “Demultiplexor de Polarización” es un algoritmo que se utiliza para separar las polarizaciones cuando se usa modulación PDM en el transmisor. Los algoritmos de “Recuperación de fase y frecuencia” se utilizan para corregir la diferencia de fase y frecuencia entre la señal recibida y el oscilador local. En el bloque de “Ecuación” es donde se proponen los algoritmos para la mitigación del impacto de

los efectos no lineales de los sistemas ópticos. Finalmente, el bloque “Medida del BER” hace referencia a los diferentes algoritmos utilizados para medir la relación de bits erróneos (BER, Bit Error Rate) que sirve para evaluar el desempeño de los sistemas de transmisión.

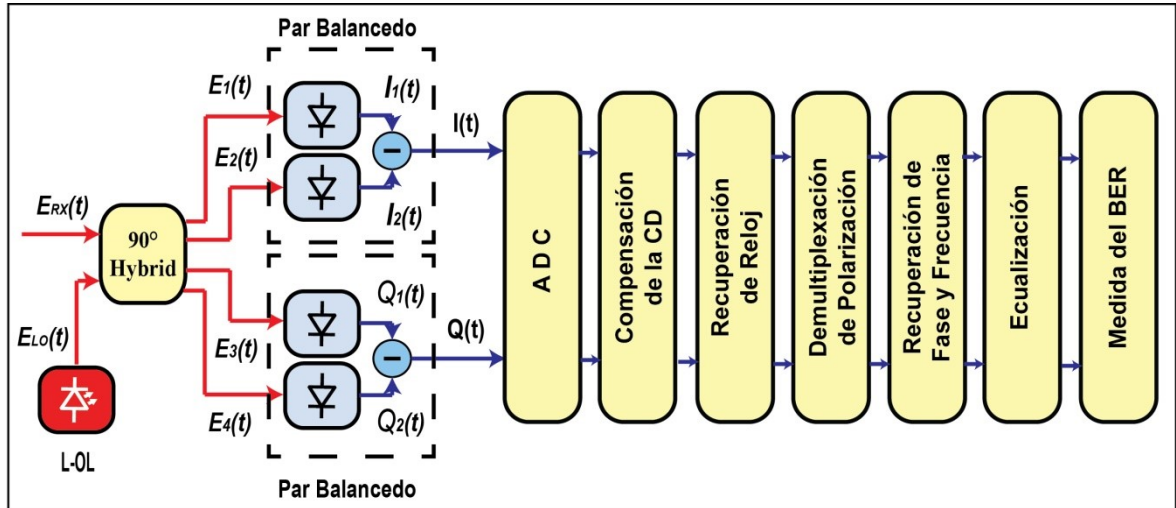


Figura 16. Receptor coherente con DSP.

El objetivo de este trabajo se enfocó en el bloque de “Compensación de la CD” mostrado en la Figura 16. Se implementaron dos algoritmos de ecuación de la CD basados en la teoría de filtros adaptativos: el algoritmo CMA y el MMSE. Además se comparó el desempeño de estos con el algoritmo Back-Propagation que usualmente se utiliza para la compensación de los efectos de propagación de la fibra en sistemas de comunicaciones ópticas de largo alcance [18] [53]. En este trabajo no se consideraron los demás bloques del receptor digital coherente ya que para la etapa de compensación de la dispersión no se requieren etapas previas para adecuar la señal recibida. Por lo tanto, en lo que resta del documento se utiliza el término receptor digital coherente para referirse a un receptor que usa detección óptica coherente y posteriormente utiliza algoritmos de DSP para compensar los efectos de la CD.

### 3.2. ALGORITMOS DE COMPENSACIÓN DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA

La compensación de la CD se puede realizar mediante filtros digitales, tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia. Comúnmente se utilizan filtros en el dominio de la frecuencia cuando se presenta una alta CD acumulada, por ejemplo en enlaces de largo alcance [54]. De hecho, la compensación en el dominio de la frecuencia se considera como la principal alternativa para la ecuación de canal en los sistemas de transmisión coherente [21], debido a su estabilidad, robustez y la claridad conceptual [55].

Hasta ahora se han desarrollado varios métodos numéricos en el dominio de la frecuencia para la compensación de la CD, entre ellos se encuentran los filtros digitales de respuesta



finita al impulso (FIR, Finite Impulse Response) basados en el algoritmo de mínimos cuadrados (LS, Least-Squares) [56], filtros digitales de respuesta infinita al impulso (IIR, Infinite Impulse Response) [57], el algoritmo de máxima verosimilitud (Maximum Likelihood) [54], turbo equalizadores basados en el algoritmo normalizado de mínimos cuadrados (NLMS, Normalized Least Mean Square) [58] y el algoritmo Back Propagation que puede mitigar conjuntamente tanto la CD como efectos no lineales de la fibra óptica [20].

Los algoritmos que operan en el dominio de la frecuencia requieren de la aplicación de la transformada de Fourier a la señal recibida en el dominio del tiempo, y posteriormente, luego de aplicado el algoritmo de compensación, aplicar la transformada inversa de Fourier para devolver la señal al dominio temporal. La aplicación de estas transformadas representa un aumento de la complejidad computacional con respecto a las técnicas de compensación en el dominio del tiempo.

Los compensadores en el dominio del tiempo emplean algoritmos iterativos basados en la teoría de Wiener del filtro óptimo, donde por medio de un método iterativo se busca hallar los pesos de un filtro de modo que el error de la señal ecualizada sea lo menor posible. Generalmente se utiliza el algoritmo de mínimos cuadrados promedio (LMS, Least Mean Square) que incorpora correcciones sucesivas al vector de los pesos en la dirección negativa del vector gradiente que al final conduce a un error cuadrático medio mínimo [21].

Los algoritmos de ecualización se clasifican según la técnica que utilizan: por un lado están los algoritmos que requieren de una secuencia de entrenamiento y por otro están los algoritmos adaptativos ciegos. Entre los algoritmos que requieren de la señal de entrenamiento se encuentran el algoritmo LMS, algoritmo de estimación de secuencia de máxima probabilidad (LMSE, Maximum likelihood sequence estimation) [59], el algoritmo de minimización del error cuadrático medio (MMSE, Minimum Mean Square Error) [13], entre otros. Mientras que los algoritmos ciegos son aquellos que no requieren una señal de entrenamiento para su funcionamiento y son usados en la práctica porque eliminan la necesidad de sincronización de tiempo y portadora [60]. Algunos de los algoritmos más utilizados son los algoritmos de decisión directa (DDA, Decision Directed Algorithms), algoritmos de tiempo, frecuencia o código cerrado y el algoritmo CMA.

El objetivo general de este trabajo se enfoca en la comparación del desempeño en la compensación de la CD de dos algoritmos adaptativos en el dominio del tiempo: el algoritmo MMSE que requiere una señal de entrenamiento y el algoritmo CMA que no requiere señal de entrenamiento. Además, también se compara el desempeño con el algoritmo Back-Propagation que trabaja en el dominio de la frecuencia. Estos algoritmos se evalúan en una red de acceso óptica de próxima generación que utiliza modulación de fase óptica QPSK y detección coherente. Por esta razón, a continuación se presenta una breve descripción de cada uno de estos algoritmos.

### 3.2.1. Algoritmo del Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE)

En la Figura 17 se presenta el principio de funcionamiento básico de un compensador digital de la CD.

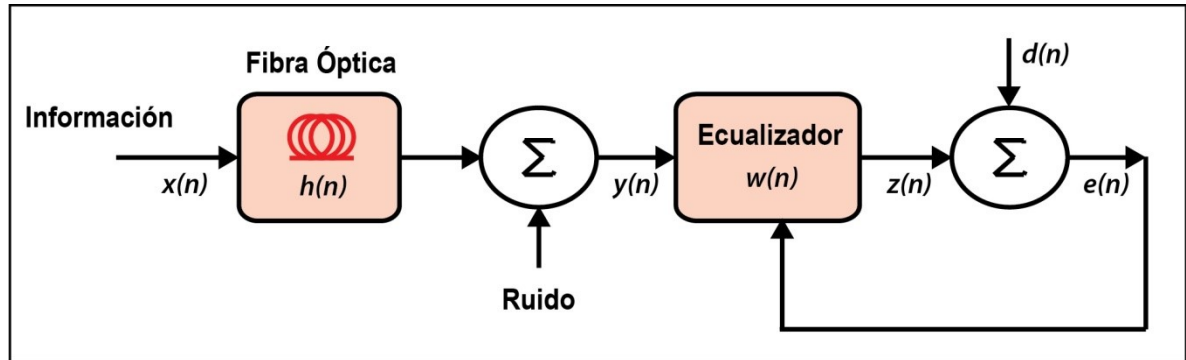


Figura 17. Principio de funcionamiento de un ecualizador digital.

La información proporciona la señal de entrada al canal  $x(n)$ , que se ve alterada por los efectos de propagación de la fibra óptica, en el caso específico de este trabajo es la dispersión cromática. Sin embargo, la señal que llega al ecualizador  $y(n)$  también se ve alterada por ruido aleatorio que introducen los dispositivos intermedios como los fotodetectores. La función del ecualizador es obtener una señal lo más parecida posible a la señal de entrada. Para esto, la función de transferencia del ecualizador debe ser la inversa de la fibra óptica, de modo que su salida  $z(n)$  sea lo más parecida a la secuencia original  $x(n)$ .

Desde el punto de vista de la compensación adaptativa, se puede diseñar un ecualizador que a partir de la señal  $y(n)$  obtenga una buena aproximación de la señal deseada  $d(n)$  que no es más que una versión retrasada de la información original  $x(n)$ . En la mayoría de los casos estos ecualizadores se diseñan para minimizar el error cuadrático medio mediante algoritmos adaptativos simples [61].

El ecualizador MMSE busca minimizar el error entre la salida de este  $z(n)$  y la secuencia de entrenamiento  $d(n)$ . Pero como el ruido es aleatorio en el sistema, la minimización se realiza de la media del error. Por tanto, el diseño del ecualizador consiste en minimizar el error cuadrático medio entre el símbolo transmitido  $d(n)$  y el símbolo estimado  $z(n)$  para la salida del ecualizador. Dicho de otro modo, los coeficientes del filtro  $w_n$  son calculados para minimizar la función de costo:

$$E[d_n - z_n]^2 \quad (30)$$

El método de minimización que se utiliza en el diseño de estos ecualizadores como *descenso por gradiente* que presenta una expresión iterativa para la actualización del vector de pesos, dada por la siguiente ecuación:

$$w(n + 1) = w(n) - \frac{1}{2} \mu \nabla (E\{e^2(n)\}) \quad (31)$$

Donde  $\mu$  es el parámetro de convergencia y el gradiente de la función de costo está dado por:

$$\nabla (E\{e^2(n)\}) = -2e^*(n)\hat{z}(n) \quad (32)$$

Reemplazando la ecuación (32) en la ecuación (31) se obtiene la formula general de actualización de pesos del ecualizador MMSE:

$$w(n + 1) = w(n) + \mu * e^*(n)z(n) \quad (33)$$

Donde  $e^*$  es el conjugado del error y  $z(n)$  es la señal estimada por el ecualizador.

### 3.2.2. Algoritmo de Módulo Constante (CMA)

El algoritmo CMA es un método de ecualización ciega que también utiliza un filtro adaptativo lineal. La función de costo del ecualizador CMA fue propuesta por Godard [62] y se expresa mediante:

$$E\{e(n)\} = E\{(|z(n)|^2 - 1)^2\} \quad (34)$$

Donde  $E\{.\}$  indica la expectativa estadística,  $z(n)$  es la salida del ecualizador y  $e(n)$  es la función del error.

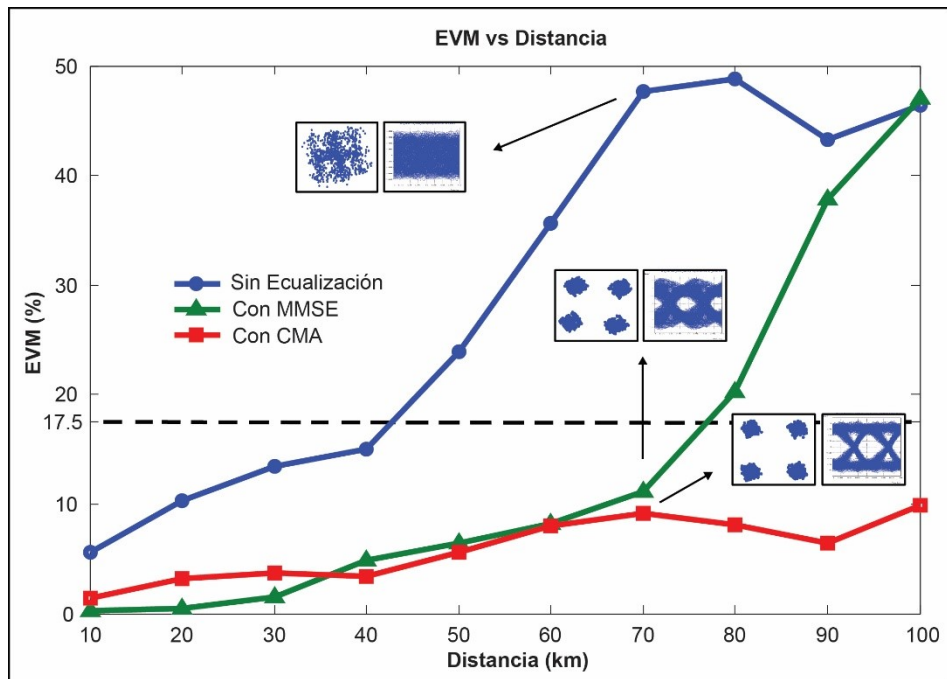
La expresión iterativa para actualizar los coeficientes del filtro ecualizador se obtiene mediante el mismo método de descenso por gradiente y está dada por la expresión:

$$w(n + 1) = w(n) - \mu z(n) e(n) y(n) \quad (35)$$

Donde  $y(n)$  es la señal de entrada al ecualizador.

### 3.2.3. Comparación de los algoritmos CMA y MMSE en la Compensación de la CD

En esta sección se presentan los resultados de la compensación digital de la CD mediante los algoritmos adaptativos en el dominio del tiempo MMSE y CMA. El desempeño de los algoritmos se evaluó sobre un sistema de transmisión por fibra óptica con modulación QPSK y detección coherente como el presentado en la Figura 13 y configurado con los mismos parámetros descritos en la sección 2.4.4, adicionando que en los filtros adaptativos se utilizaron 20 coeficientes por filtro. La evaluación se realizó mediante las curvas de EVM contra distancia a velocidades de transmisión de 20 y 40 Gb/s, las cuales se presentan en la Figura 18 y la Figura 19 respectivamente.



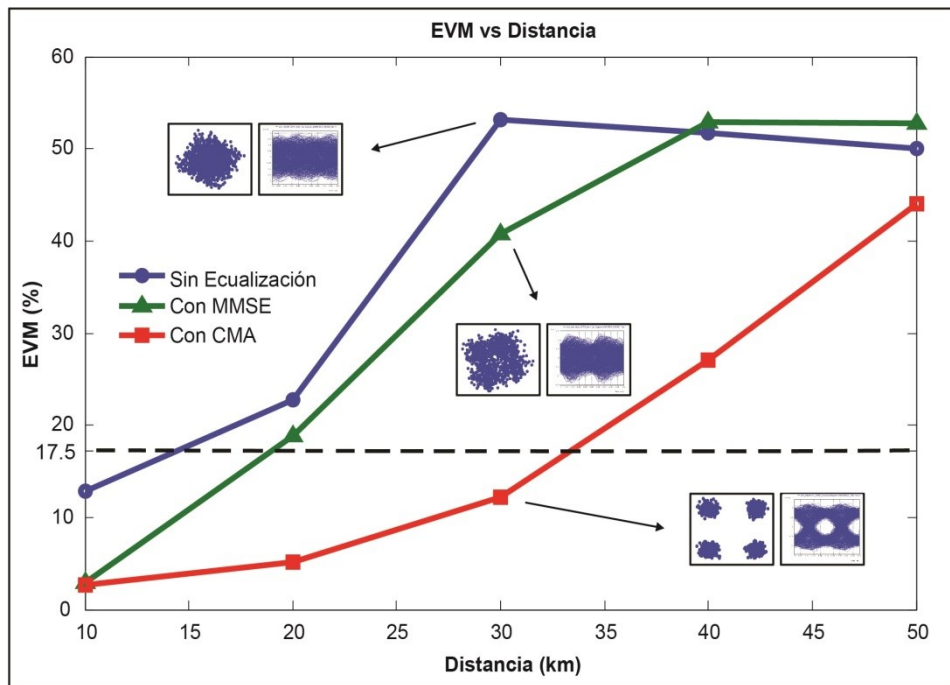
**Figura 18.** EVM vs Distancia con y sin compensación digital adaptativa a 20 Gb/s. Los recuadros muestran los diagramas de ojo y constelación a 70 km de longitud de fibra óptica.

Los resultados presentados en la Figura 18 muestran los valores de EVM obtenidos para longitudes de fibra entre 10 y 100 km a una velocidad de transmisión de 20 Gb/s. adicionalmente, se muestran los diagramas de ojo y las constelaciones a 70 km de longitud de fibra.

La curva de la señal recibida muestra que con el formato de modulación QPSK y detección coherente es posible recibir la información sin ningún tipo de compensación hasta un tramo de fibra de 43 km aproximadamente, garantizando un EVM menor o igual que 17.5 %.

Las gráficas obtenidas con los compensadores adaptativos muestran que es posible extender la máxima distancia de transmisión hasta más de 70 km. Mediante el ecualizador MMSE se consiguió recuperar la información a una distancia de 77 km aproximadamente. Mientras que con el ecualizador CMA se logró un enlace de hasta 100 km con un EVM aproximado del 10 %.

Estos resultados muestran que mediante la combinación del formato de modulación QPSK con detección coherente y un algoritmo de compensación digital de la CD es posible aumentar la capacidad de una red de acceso óptica de próxima generación a 20 Gb/s y el alcance de la red hasta 100 km de fibra óptica. Sin embargo, en la Figura 19 se muestra que con este mismo tipo de enlaces es posible aumentar la capacidad de las redes de acceso ópticas hasta 40 Gb/s.



**Figura 19.** EVM vs Distancia con y sin compensación digital adaptativa a 40 Gb/s. Los recuadros muestran los diagramas de ojo y constelación a 30 km de longitud de fibra óptica.

En la Figura 19 se puede apreciar que al aumentar la velocidad de transmisión a 40 Gb/s, la CD tiene un mayor impacto en la transmisión de la información, puesto que solo se puede recuperar la información hasta 14 km aproximadamente sin ningún tipo de compensación, a diferencia de los 43 km permitidos a 20 Gb/s.

De igual manera, los algoritmos de compensación reducen su desempeño en la compensación de la CD. La curva obtenida con el compensador MMSE muestra que solo alcanza a recuperar la información hasta 18 km aproximadamente, lo que no se presenta apropiado para una red de acceso óptica. Sin embargo, con el compensador CMA se observa que se puede lograr un enlace apropiado de hasta 33.5 km, que supera el alcance de 20 km que proponen los estándares actuales de fibra óptica.

La diferencia en el desempeño de los compensadores adaptativos que se observa en los resultados, se puede justificar en el hecho de que el compensador MMSE necesita de una señal de entrenamiento que a la vez requiere de sincronización temporal para poder medir el error de forma correcta. Mientras que el compensador CMA es un algoritmo ciego que no requiere de sincronización temporal. Esto indica que a nivel de procesamiento de señal, el compensador CMA es más sencillo y por lo que muestran los resultados, este algoritmo también es más eficiente en la compensación de la CD que el compensador MMSE. Por esta razón, más adelante se compara el compensador back-propagation solo con el compensador CMA.

### 3.2.4. Algoritmo Digital Back-Propagation (DBP)

El compensador Back-Propagation es un ecualizador digital que opera en el dominio de la frecuencia y actualmente se reconoce como el compensador universal para la compensación de los efectos de propagación lineales y no lineales de la fibra óptica en enlaces de larga distancia [20]. Sin embargo su principal desventaja es una alta complejidad computacional, que se refleja directamente en el costo del receptor [18]. En la Figura 20 se presenta la arquitectura general del compensador DBP, en la que se observa que parte del aumento de la complejidad computacional se debe a las transformadas directa e inversa de Fourier.

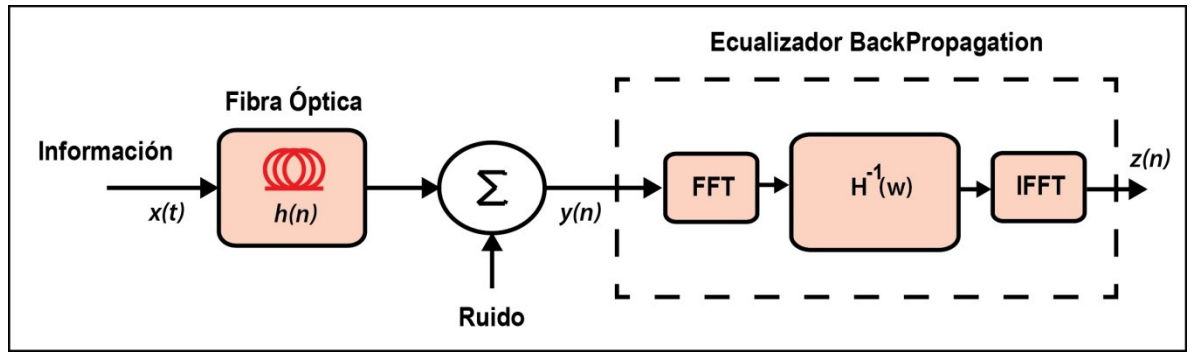


Figura 20. Arquitectura general del ecualizador digital Back-Propagation.

Matemáticamente, la forma generalizada de la ecuación no lineal de Schrödinger que representa la propagación de la señal en los sistemas de comunicaciones por fibra óptica está dada por la ecuación [53]:

$$\frac{\partial E}{\partial z} = j\gamma|E|^2E + \left(-j\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2 E}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{6}\frac{\partial^3 E}{\partial t^3} - \frac{\alpha}{2}\right)E = (\hat{N} + \hat{D})E \quad (36)$$

Donde  $\hat{D}$  y  $\hat{N}$  son conocidos como los operadores lineal y no lineal y están dados por la ecuación:

$$\hat{N} = j\gamma|E|^2; \hat{D} = \left(-j\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2 E}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{6}\frac{\partial^3 E}{\partial t^3} - \frac{\alpha}{2}\right) \quad (37)$$

donde  $\gamma$  es el coeficiente no lineal y equivale a  $\frac{2\pi n_2}{\lambda_0 A_{eff}}$ ,  $n_2$  es el índice de coeficiente no lineal,  $A_{eff}$  es el área efectiva del núcleo de la fibra,  $\lambda_0$  es la longitud de onda central,  $\beta_2$  y  $\beta_3$  son las constantes de propagación de segundo y tercer orden y  $\alpha$  es el coeficiente de atenuación de la fibra óptica. La ecuación no lineal de Schrödinger puede ser resuelta inversamente para calcular la señal transmitida sin distorsiones a partir de la señal recibida distorsionada. La señal recibida en el receptor después de la transmisión, es decir, la señal propagada hacia adelante (FP, Forward Propagation), es procesada a través de un modelo numérico utilizando un signo negativo con los parámetros de

propagación, es decir, el parámetro de distorsión  $\hat{D}$  y el coeficiente no lineal  $\hat{N}$ . Este método es conocido como el algoritmo de propagación hacia atrás o Digital backward propagation (DBP).

La ecuación no lineal de Schrödinger inversa se puede representar matemáticamente con la siguiente ecuación [53]:

$$\frac{\partial E}{\partial z} = (-\hat{N} - \hat{D})E \quad (38)$$

donde  $\hat{D}$  y  $\hat{N}$  son los operadores lineal y no lineal respectivamente.

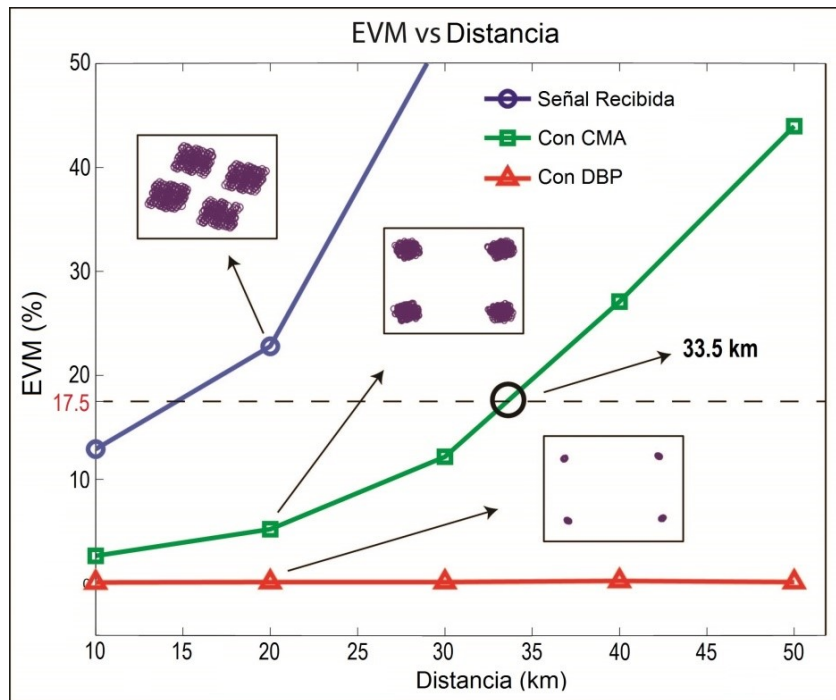
Actualmente, el algoritmo DBP es uno de los métodos más explorados para la compensación de tanto efectos lineales como no linealidades de la fibra óptica [18].

### 3.2.5. Comparación de los algoritmos CMA y DBP en la Compensación de la CD

Se presentan los resultados de la comparación del desempeño de los compensadores CMA y DBP en una red de acceso óptica con modulación de fase QPSK y detección coherente como la presentada en la Figura 13 y con la configuración descrita en la sección 2.4.4. Se utilizó el EVM como el parámetro para evaluar el desempeño de las técnicas de compensación digital a una velocidad de transmisión de 40 Gb/s.

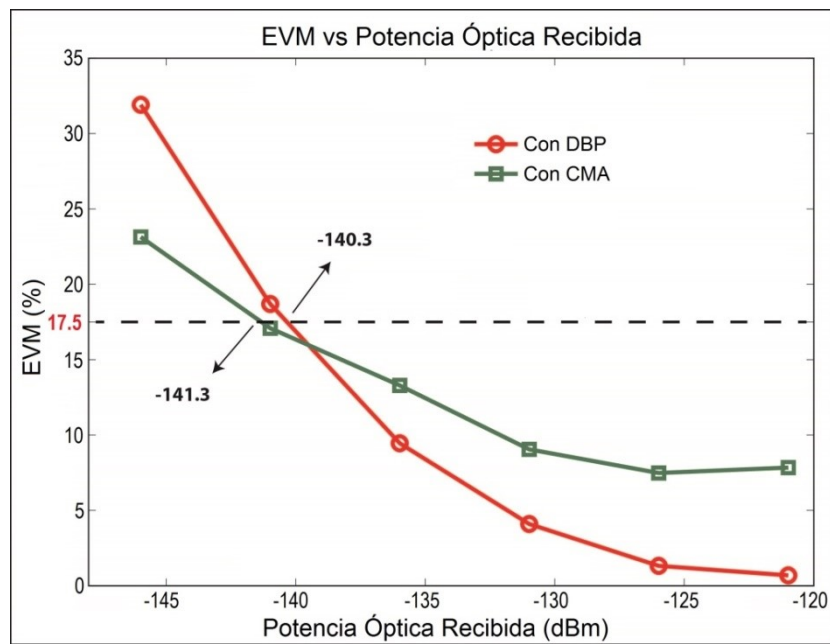
En la Figura 21 se presentan las curvas de la señal recibida sin compensación, con compensación CMA y con compensación DBP para longitudes de fibra entre 10 y 50 km.

Los resultados muestran que la máxima longitud de fibra que se puede alcanzar sin compensación son 15 km. También se observa que el compensador DBP presenta valores de EVM alrededor del 0.1 % para las diferentes longitudes de fibra evaluadas en las simulaciones, mientras que el compensador CMA pudo recuperar la información hasta una longitud de fibra de 33.5 km.



**Figura 21.** EVM vs Distancia con y sin compensación digital a 40 Gb/s. Los recuadros muestran los diagramas de constelación a 20 km de longitud de fibra óptica.

En la Figura 22 se presentan las curvas de EVM contra la potencia óptica recibida con compensación CMA y DBP.



**Figura 22.** EVM vs Potencia óptica recibida con CMA y DBP a 40 Gb/s con 20 km de fibra óptica.



Los resultados muestran que la sensibilidad del receptor usando CMA es de -140.3 dBm y con DBP es de -141.3 dBm. De esta manera, el presupuesto de enlace usando CMA es muy similar al obtenido con DBP. En la Tabla 7 se presentan los valores típicos de una red de acceso para calcular el máximo número de usuarios, en el que se obtuvo un presupuesto de enlace disponible de 129 dB utilizando CMA.

**Tabla 7.** Presupuesto de enlace disponible para usuarios usando compensación CMA.

Ítem	Perdida [dB]
Atenuación de la Fibra: 20 km, $\alpha = 0.2 \text{ dB/km}$ incluyendo empalmes	4
Conectores y cajas de distribución	4
Margen	3
Pérdida total	11
Disponible para usuarios (Presupuesto de enlace) – (Pérdida total)	129

Claramente el presupuesto de enlace obtenido es muy alto, sin embargo, con parámetros más realísticos en el receptor se puede obtener un presupuesto más bajo. Aunque de todas maneras se espera que una red de acceso con modulación de fase, detección coherente y el compensador digital CMA permita un alto número de usuarios.

Finalmente, se comparó la complejidad computacional de los algoritmos CMA y DBP. Esta comparación se realizó contando el número de sumas y multiplicaciones complejas considerando un bloque con 128 muestras para el algoritmo de la FFT.

Se parte de recordar que en las simulaciones realizadas se trabajó con símbolos de 32 muestras. Debido a que el algoritmo CMA requiere una muestra por símbolo, solo se requiere ejecutar cuatro veces la ecuación (35) para procesar las 128 muestras. En la Tabla 8 se presenta el número de operaciones complejas que realiza el algoritmo CMA considerando un bloque de 128 muestras.

Según los datos presentados, el algoritmo CMA realiza un total de 276 operaciones complejas para procesar un boque de 128 muestras.

**Tabla 8.** Operaciones complejas del algoritmo CMA con 128 muestras.

Ítem	1 muestra		128 muestras	
	Multiplicaciones complejas	Sumas Complejas	Multiplicaciones complejas	Sumas Complejas
Cálculo de $e(n)$	2	1	8	4
Cálculo de $w(n)$	4	1	16	4
Cálculo de $y(n)$	21	20	84	80
Total			188	88

En la Tabla 9 se muestran el número de operaciones complejas que realiza el algoritmo DBP para procesar un bloque de 128 muestras. El número de operaciones complejas realizadas por la FFT y la IFFT fue tomado de [63].

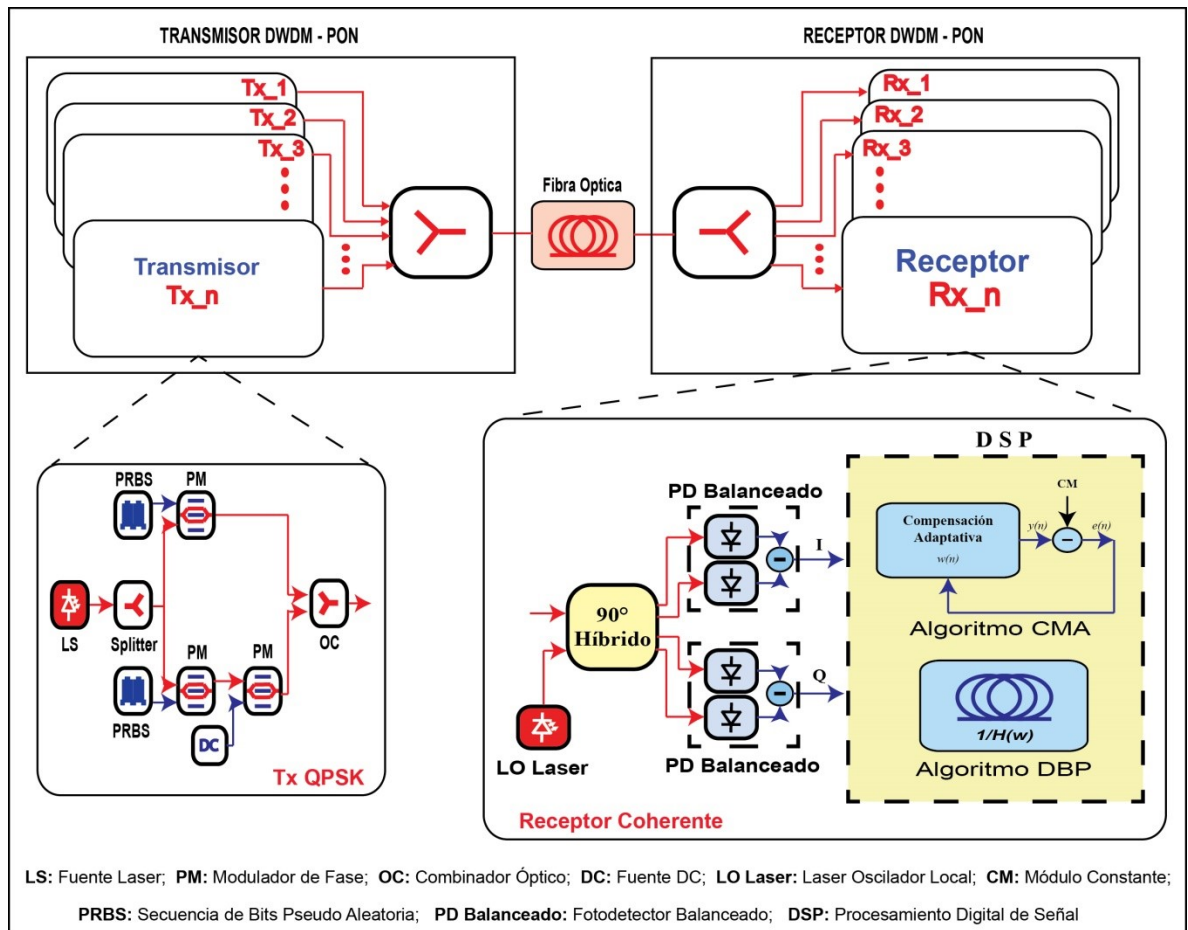
**Tabla 9.** Operaciones complejas del algoritmo DBP para un bloque de 128 muestras.

Ítem	Multiplicaciones complejas	Sumas Complejas
FFT de la señal de entrada	448	896
Multiplicación compleja entre la señal de entrada y la respuesta de la fibra $H(\omega)$	128	
FFT Inversa	448	896
<b>Total</b>	1024	1792

En la Figura 21 se observó que el algoritmo DBP es muy eficiente en la compensación de la CD comparado con el algoritmo CMA. Sin embargo, los datos presentados en la Tabla 9 muestran que la complejidad computacional de algoritmo DBP es aproximadamente 10 veces mayor que la complejidad del algoritmo CMA. La baja complejidad computacional del algoritmo CMA representa una reducción en la frecuencia de reloj y la cantidad de memoria requerida. De manera que el uso del algoritmo CMA se presenta como una alternativa viable para una red de acceso de próxima generación, ya que implica un menor costo comparado con el algoritmo DBP.

### 3.2.6. Análisis de CMA y DBP en un Escenario DWDM-PON

Para el análisis del desempeño de los compensadores CMA y DBP en un escenario DWDM-PON se implementó el sistema de transmisión presentado en la Figura 23.



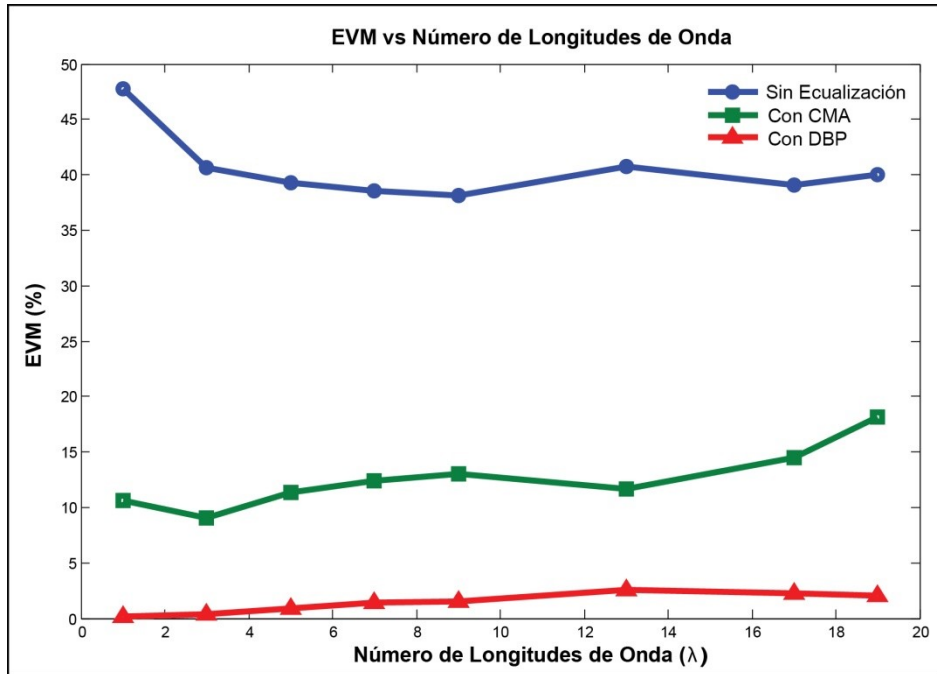
**Figura 23.** Sistema de Transmisión DWDM-PON con modulación QPSK y receptor coherente.

Los transmisores y receptores tienen la misma configuración del sistema de transmisión anteriormente evaluado con modulación QPSK y detección coherente en el receptor.

Se realizaron simulaciones con el propósito de evaluar el desempeño de los compensadores en la compensación de la CD en un escenario DWDM-PON. Con este propósito, se fijó un tramo de fibra óptica de 30 km y una velocidad de transmisión de 40 Gb/s en cada transmisor. Que fueron las condiciones en las que la CD afectó en gran medida el sistema de transmisión con una sola longitud de onda y que los compensadores digitales lograron recuperar la información.

La evaluación de los compensadores se realizó mediante la medida del EVM para diferente número de longitudes de onda. El espaciamiento entre las longitudes de onda se configuró en 0.8 nm que corresponde a 100 GHz, siendo la frecuencia central 193.1 THz que equivale a una longitud de onda central aproximada de 1552.5244 nm como se especifica en la recomendación G.694.1 de la ITU, que define la red de frecuencias fijas y una red flexible para las aplicaciones de la tecnología DWDM [43].

En la Figura 24 se presentan las curvas de EVM contra el número de longitudes de onda en el sistema DWDM-PON de la señal recibida sin ecualización y las curvas con compensación CMA y DBP



**Figura 24.** EVM vs Número de Longitudes de Onda en un escenario DWDM-PON a 40 Gb/s y 30 km de fibra.

Los resultados muestran que el desempeño de los compensadores es estable a pesar del aumento del número de longitudes de onda, sin embargo, se logran identificar comportamientos distintos en los compensadores.

La curva del compensador CMA se mantiene estable hasta 13 longitudes de onda, donde empieza a incrementar el valor de EVM a medida que aumenta el número de longitudes de onda transmitidas. Mientras que el comportamiento del compensador DBP se mantiene estable independientemente del número de longitudes de onda transmitidas. El comportamiento del compensador CMA se justifica en la excitación de algunos efectos no lineales de la fibra óptica debido a la potencia acumulada del conjunto de longitudes de onda que viajan por la fibra. De modo que, se evidencia que el compensador CMA es poco eficiente en la compensación de los efectos no lineales de la fibra comparado con el compensador DBP.

Debido a que el propósito de este trabajo se enfoca en la compensación de la CD, la discusión y análisis de la compensación digital de los efectos no lineales de la fibra óptica se propone como uno de los trabajos futuros en la línea de sistemas de comunicaciones ópticas de alta capacidad.

#### 4. CONCLUSIONES

En este trabajo de grado se presentó un análisis del impacto de la CD en sistemas de transmisión ópticos con diferentes formatos de modulación de fase y esquemas de recepción con detección diferencial y detección coherente. Además, se evaluó el desempeño de los algoritmos Backpropagation, CMA y MMSE, en la compensación de la CD en un escenario WDM-PON con modulación de fase óptica QPSK en el transmisor y un esquema de detección coherente en el receptor. Los resultados encontrados muestran que los formatos de modulación de fase en conjunto con detección coherente y algoritmos de DSP para la compensación de la CD de baja complejidad computacional, son una alternativa viable para las redes NG-PON.

Inicialmente se realizó un análisis del impacto de la CD en el diseño de una red WDM-PON con formato de modulación DPSK en el canal descendente utilizado en los recientes esquemas con re-modulación de la portadora óptica en la ONU para transmitir la información del canal ascendente. El sistema se evaluó analizando la penalidad del ancho de línea de la fuente óptica utilizando fibras ópticas DSF, NZ-DSF y SSMF y velocidades de transmisión de 10 y 20 Gb/s.

Los resultados permiten concluir que es posible transmitir a 10 Gb/s utilizando fuentes ópticas de ancho de línea en promedio de 200 MHz con fibras DSF y NZ-DSF en escenarios con 1, 3 o 5 longitudes de onda. Mientras que con fibra SSMF se puede transmitir con un ancho de línea alrededor de 100 MHz en los mismos escenarios. Mientras que cuando se transmite a 20 Gb/s es posible utilizar láseres con ancho de línea entre 375 y 475 MHz utilizando fibra DSF y un ancho de línea entre 125 y 415 MHz con fibra NZ-DSF en escenarios con 1, 3 o 5 longitudes de onda. En el caso de la fibra SSMF solo fue posible recuperar la información en el escenario con una sola longitud de onda con un ancho de línea de alrededor de 50 MHz.

Los resultados anteriores muestran que al incrementar la velocidad de transmisión aumenta el ancho de línea permitido en la fuente óptica cuando se utiliza el formato de modulación DPSK y fibras ópticas DSF y NZ-DSF. Este comportamiento permite el uso de fuentes espectrales de mayor ancho de línea, lo cual se refleja en la reducción del costo del transmisor.

Posteriormente, se realizó una evaluación y comparación del desempeño de la transmisión óptica utilizando formatos de modulación DPSK y BPSK y esquemas de recepción con detección diferencial y detección coherente respectivamente, en un escenario de red XG-PON a una velocidad de transmisión de 10 Gb/s.

Los resultados mostraron un mejor desempeño del sistema de transmisión con modulación BPSK con detección coherente en cuanto a la sensibilidad del receptor y la

máxima distancia de transmisión. Estos resultados muestran a estos sistemas como una alternativa para extender la capacidad y el alcance permitidos por el estándar XG-PON. Sin embargo, este sistema de transmisión presenta la desventaja de requerir un láser oscilador local en la ONU para recuperar la información. Además, la sincronización de las fuentes ópticas en la OLT y la ONU exigen un ancho de línea pequeño comparado con el ancho de línea requerido en la transmisión DPSK. Estos aspectos se reflejan directamente en el costo del sistema de transmisión.

Finalmente, se realizó una evaluación del desempeño de algoritmos de compensación digital de la CD en una red de acceso con modulación QPSK y detección coherente.

En primer lugar, se comparó el desempeño de los algoritmos CMA y MMSE basados en la teoría de filtros adaptativos en el dominio del tiempo. Se observó que a 20 Gb/s los dos algoritmos tienen un comportamiento similar y logran extender el alcance de la red de un poco más de 40 km sin ecualización a unos 80 km aproximadamente. Sin embargo, al incrementar la velocidad de transmisión a 40 Gb/s, el desempeño de los algoritmos fue muy diferente. Con el algoritmo MMSE se logró una transmisión a tan solo 18 km aproximadamente, mientras que con el algoritmo CMA se alcanzó una distancia de 33.5 km aproximadamente, que es superior a los 20 km requeridos en las actuales redes de acceso ópticas. Por este motivo, se comparó el desempeño del algoritmo DBP solo con el algoritmo CMA.

Al evaluar el desempeño del algoritmo DBP en la compensación de la CD, se observó que fácilmente puede compensar estos efectos a distancias mayores de 100 km, en comparación con los 33.5 km obtenidos con CMA. Sin embargo, al realizar el cálculo de la complejidad computacional, se encontró que el algoritmo DBP requiere 10 veces más de operaciones complejas que el algoritmo CMA, para un bloque de 128 muestras. Lo que muestra la viabilidad de implementación de la modulación QPSK con detección coherente y el algoritmo CMA como una alternativa de baja complejidad computacional para las redes de acceso de próxima generación, comparado con los requerimientos de una red que incluya el algoritmo DBP.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] S. Pellicer et al., "A Global Perspective of Smart Cities: A Survey," in *Innovative Mobile and Internet Services in Ubiquitous Computing (IMIS), 2013 Seventh International Conference on*, July 2013, pp. 439-444.
- [2] Cluster for Application and Technology Research in Europe on NanoElectronics (CATRENE), "Semiconductor Technologies for Smart Cities," 2014.
- [3] J. Zhu et al., "First demonstration of a WDM-PON system using full C-band tunable SFP+ transceiver modules [invited]," *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 7, no. 1, pp. A28-A36, Jan 2015.
- [4] Zhu Jiannan et al., "First Demonstration of a WDM-PON System Using Full C-band Tunable SFP+ Transceiver Modules [Invited]," *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of*, pp. A28-A36, 2015.
- [5] Rujian Lin, "Next Generation PON in Emerging Networks," in *Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008. OFC/NFOEC 2008. Conference on*, 2008, pp. 1-3.
- [6] Chen Ling, S. Dahlfort, and D. Hood, "Evolution of PON: 10G-PON and WDM-PON," in *Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP), 2010 Asia*, 2010, pp. 709-711.
- [7] E. Wong, "Next-Generation Broadband Access Networks and Technologies," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 4, pp. 597-608, Feb 2012.
- [8] Jian Zhao, Lian-Kuan Chen, and Chun-Kit Chan, "A Novel Re-modulation Scheme to Achieve Colorless High-Speed WDM-PON with Enhanced Tolerance to Chromatic Dispersion and Re-modulation Misalignment," in *Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2007. OFC/NFOEC 2007. Conference on*, 2007, pp. 1-3.
- [9] A. Hussian et al., "A Symmetric 10Gbps\lambda Colorless WDM-PON," *Journal of Computational Information Systems*, vol. 9, pp. 881-888, 2013.

- [10] Huawei Technologies. (2010) Next Generation PON Evolution. [Online]. <http://www.huawei.com/en/static/hw-077443.pdf>
- [11] Han Chenyang and Hong Wei, "Simulation and Comparison of Advanced Modulation Formats for Wavelength Reuse in High-Speed WDM-PON System," *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 276, no. 1, p. 012059, 2011. [Online]. <http://stacks.iop.org/1742-6596/276/i=1/a=012059>
- [12] J.D. Reis et al., "Experimental demonstration of a nonlinear effects crosstalk minimization algorithm," in *Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010 Conference on (OFC/NFOEC), 2010*, pp. 1-3.
- [13] J. Alvarez, B. Medina, C.M. Serpa, and N. Guerrero, "Compensación digital de la dispersión cromática en sistemas de comunicaciones ópticas basados en algoritmos CMA y MMSE," in *MEMORIAS DEL XVI SIMPOSIO DE TRATAMIENTO DE SEÑALES, IMÁGENES Y VISIÓN ARTIFICIAL – STSIVA 2011*, 2011.
- [14] RF Wireless-World. (2012) LTE UE RF Conformance testing and Measurements. [Online]. <http://www.rfwireless-world.com/Tutorials/LTE-UE-testing-measurements.html>
- [15] V. Aristizabal, "Fibra Micro-Estructurada Para la Compensación de la Dispersión Cromática en Sistemas de Comunicaciones Ópticas," *DYNA*, vol. 76, no. 160, pp. 63-69, 2009.
- [16] M.J. LI, "Recent Progress in fiber dispersion compensators," in *27th Eur. Conference on Optical Communication, ECOC'01*, Amsterdam, 2001.
- [17] Seb J Savory, "Digital Signal Processing for Coherent Optical Communication Systems," in *18th OptoElectronics and Communications Conference held jointly with 2013 International Conference on Photonics in Switching*, Kyoto, Japan, 2013.
- [18] Antonio Napoli et al., "Reduced Complexity Digital Back-Propagation Methods for Optical Communication Systems," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol.



32, no. 7, pp. 1351-1362, 2014.

- [19] S. J. Savory, "Coherent detection - Why is it back?," in *Technical Digest IEEE Lasers and Electro-Optics Society Annual Meeting, LEOS'07*, London, UK, 2007.
- [20] Rameez Asif, Chien-Yu Lin, and Bernhard Schmauss, *Digital Backward Propagation: A Technique to Compensate Fiber Dispersion and Non-Linear Impairments, Applications of Digital Signal Processing*, Dr. Christian Cuadrado-Laborde, Ed., 2011. [Online]. <http://www.intechopen.com/books/applications-of-digital-signal-processing/digital-backward-propagation-a-technique-to-compensate-fiber-dispersion-and-non-linear-impairments>
- [21] T. Xu, "Tesis-Doctoral - DSP based Chromatic Dispersion Equalization and Carrier Phase Estimation in High Speed Coherent Optical," 2012.
- [22] A. Kanno, Pham Tien Dat, I. Hosako, T. Kawanishi, and H. Ogawa, "Radio-on-terahertz over fiber system for future mobile fronthauling," in *Global Communications Conference (GLOBECOM), 2014 IEEE*, Dec 2014, pp. 2218-2222.
- [23] IEEE, IEEE 802.16.1-2012: WirelessMAN-Advanced Air Interface for Broadband Wireless Access Systems, 2012.
- [24] J Yu and X Zhou, "Ultra high capacity DWDM transmission system for 100G and beyond," *IEEE Communication Magazine*, vol. 48, pp. 56-64, 2010.
- [25] Xu Zhang, Ph.D. Thesis. Digital Signal Processing for Optical Coherent Communication Systems, 2012.
- [26] IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), *Local and metropolitan area networks—Part 3: CSMA/CD Access Method and Physical Layer Specifications Amendment: Media Access Control Parameters, Physical Layers, and Management Parameters for Subscriber Access Networks. Standard for Information Technology.*, 2004.
- [27] ITU (International Telecommunication Union), "Gigabit-capable passive optical

networks (GPON): General characteristics. Recomendación ITU-T G.984.1.," 2008.

- [28] IEEE, "Local and metropolitan area networks—Part 3: CSMA/CD Access Method and Physical Layer Specifications Amendment 1: Physical Layer Specifications and Management Parameters for 10 Gb/s Passive Optical Networks," 2009.
- [29] ITU (International Telecommunication Union), "10-Gigabit-capable passive optical network (XG-PON) systems: Definitions, abbreviations and acronyms. Recommendation ITU-T G.987.," 2012.
- [30] Tommaso Muciaccia, Fabio Gargano, and Vittorio M.N Passaro, "Passive Optical Access Networks: State of the Art and Future Evolution," *Photonics 1*, no. 4, pp. 323-346, 2014.
- [31] H. K. Shim, K. Y. Cho, U. H. Hong, and Y. C. Chung, "Demonstration of 40-Gb/s QPSK upstream transmission in long-reach RSOA-based coherent WDM PON using offset PDM technique," in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2013*, March 2013, pp. 1-3.
- [32] Zhiguo Zhang, Xue Chen, Liqian Wang, and Min Zhang, "40-Gb/s QPSK downstream and 10-Gb/s RSOA-based upstream transmission in long-reach WDM PON employing remotely pumped EDFA and FBG optical equalizer," in *Communications and Networking in China (CHINACOM), 2013 8th International ICST Conference on*, Aug 2013, pp. 788-791.
- [33] J. D. Reis, D. M. Neves, and A. L. Teixeira, "Transmission aspects on broadband coherent optical access networks," in *2011 IEEE Third Latin-American Conference on Communications*, Oct 2011, pp. 1-6.
- [34] S. Y. Kim, "Single and multi-carrier coherent detection using DSP technologies for future optical access systems," in *Digest of the 9th International Conference on Optical Internet (COIN 2010)*, July 2010, pp. 1-3.
- [35] N. Kataoka, G. Cincotti, N. Wada, and K. i. Kitayama, "Demonstration of asynchronous, 40Gbps x 4-user DPSK-OCDMA transmission using a multi-port encoder/decoder," in *2011 37th European Conference and Exhibition on Optical*

*Communication*, Sept 2011, pp. 1-3.

- [36] J. Morosi et al., "25 Gbit/s per user coherent all-optical ofdm for tbit/s-capable PONs," *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 8, no. 4, pp. 190-195, April 2016.
- [37] L. Anet Neto et al., "Up to 40Gb/s optically amplified AMOOFDM for next generation PON networks," in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, March 2011, pp. 1-3.
- [38] N. Cvijetic et al., "Terabit Optical Access Networks Based on WDM-OFDMA-PON," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 4, pp. 493-503, Feb 2012.
- [39] M. Hernández, A. Arcia, R. Alvizu, and M. Huerta, "A review of XDMA-WDM-PON for Next Generation Optical Access Networks," in *Global Information Infrastructure and Networking Symposium (GIIS)*, Choroní, Venezuela, 2012, pp. 1-6.
- [40] L.B. Du et al., "Digital Fiber Nonlinearity Compensation: Toward 1-Tb/s transport," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 31, pp. 46-56, 2014.
- [41] V Sarup and A Gupta, "Performance analysis of an ultra high capacity 1 Tbps DWDM-RoF system for very narrow channel spacing," in *Wireless and Optical Communications Networks (WOCN), 2014 Eleventh International Conference on*, Vijayawada, 2014.
- [42] Md. S. Ahsan, M. S. Lee, S. H. Newaz, and S. Md. Asif, "Migration to the Next Generation Optical Access Networks Using Hybrid WDM/TDM-PON," *Journal of Networks*, vol. 6, no. 1, pp. 18-25, January 2011. [Online]. <http://ojs.academypublisher.com/index.php/jnw/article/view/06011825>
- [43] ITU-T Telecommunication Standardization Sector of ITU, "Spectral grids for WDM applications: DWDM," 2012.
- [44] G.P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems Fourth Edition*, 4th ed.: Jhon

Wiley & Sons. INC, 2010.

- [45] D. F. Grosz, "Sistemas de Comunicación por fibra óptica de Alta Capacidad," *Departamento de Física y Matemática, Instituto Tecnológico de Buenos Aires, Argentina*, 2004.
- [46] GOVIND P. AGRAWAL, *Nonlinear Fiber Optics*, Trhird ed., Academic Press, Ed., 2001.
- [47] J. Latal et al., "Simulation of modulation formats for optical access network based on WDM-PON," in *Transparent Optical Networks (ICTON), 2014 16th International Conference on*, July 2014, pp. 1-7.
- [48] A.K. Garg and V. Janyani, "Analysis of OOK Upstream Signal Remodulation for Different Data Rates in WDM PON Network," *International Journal of Signal Processing Systems*, vol. 3, no. 2, pp. 134-138, December 2015.
- [49] Aftab Hussain et al., "A novel duplex WDM-PON with DPSK modulated downstream and re-modulation of the downlink signal for OOK upstream," *Optoelectronics Letters*, vol. 8, no. 2, pp. 134-137, 2012. [Online]. <http://dx.doi.org/10.1007/s11801-012-1105-4>
- [50] M Seimetz, *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*, Springer, Ed.: Springer Series in Optical Sciences, 2009.
- [51] A. Emsia, T. Q. Le, T. Von Lerber, D. Briggmann, and F. Kuppers, "WDM-PON upstream budget extension for 4 x 10 Gbit/s DPSK directly modulated lasers," in *Photonics Conference (IPC), 2012 IEEE*, 2012, pp. 34-35.
- [52] Pham Tien Dat, A. Kanno, and T. Kawanishi, "Performance evaluation of LTE signal transmission over a seamlessly integrated radio-over-fiber and millimeter-wave wireless link," in *Globecom Workshops (GC Wkshps), 2013 IEEE*, Dec 2013, pp. 748-753.
- [53] Rameez Asif, Chien Yu Lin, and Bernhard Schmauss , "Digital Backward Propagation: A Technique to Compensate Fiber Dispersion and Non-Linear Impairments," in

*Applications of Digital Signal Processing*. Erlangen, Alemania: InTech, 2011.

- [54] H. Wymeersch and P. Johannisson, "Maximum-Likelihood-Based Blind Dispersion Estimation for Coherent Optical Communication," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 18, pp. 2976-2982, Sept 2012.
  
- [55] K. He and X. Li, "An Efficient Approach for Time-Domain Simulation of Pulse Propagation in Optical Fiber," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 20, pp. 2912-2918, Oct 2010.
  
- [56] A. Eghbali, H. Johansson, O. Gustafsson, and S. J. Savory, "Optimal Least-Squares FIR Digital Filters for Compensation of Chromatic Dispersion in Digital Coherent Optical Receivers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 8, pp. 1449-1456, April 2014.
  
- [57] G. Goldfarb and G. Li, "Chromatic Dispersion Compensation Using Digital IIR Filtering With Coherent Detection," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 13, pp. 969-971, July 2007.
  
- [58] V. Arlunno et al., "Turbo Equalization for Digital Coherent Receivers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 2, pp. 275-284, Jan 2014.
  
- [59] Roobert David Gallego Ruiz, Yeison David Sánchez Sierra, Jhon James Granada Torres, Ana María Cárdenas Soto, and Neil Guerrero González, "COMPENSACIÓN DE LOS EFECTOS DISPERSIVOS DE LA FIBRA ÓPTICA EN UN SISTEMA IM-DD USANDO ECUALIZACIÓN LMS Y MLSE," *REVISTA DE INVESTIGACIONES UNIVERSIDAD DEL QUINDIO*, vol. 2, no. 27, 2016.
  
- [60] Thomas Edward Biedka, "Analysis and Development of Blind Adaptive Beamforming Algorithms," Ph.D. dissertation 2003.
  
- [61] Martín García Hernandez, "Desarrollo de técnicas de filtrado adaptable basadas en el algoritmo LMS y su aplicación en la cancelación de eco telefónico," México, DF, 2006.
  
- [62] D. Godard, "Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 28, no.

11, pp. 1867-1875, Nov 1980.

[63] Emmanuel C Ifeachor and Barrie W Jervis, *Digital Signal Processing A practical Approach.*: Addison-Wesley publishing company, 1993.

## ANEXOS

### Anexos Complementarios

- **ANEXO 1.** Implementación de un Sistema de Transmisión Óptico con Modulación QPSK y Recepción Coherente Mediante la Herramienta de Simulación OPTSIM.
- **ANEXO 2.** Implementación de los Algoritmos MMSE, CMA y Back-Propagation para la Compensación de la Dispersión Cromática en Sistemas de Comunicaciones Ópticas con Modulación QPSK y Recepción Coherente

### Artículos Publicados en Revista Científica

- **ANEXO 3.** Comparison of Electronic Compensation Techniques in Access Networks with Optical Phase Modulation and Coherent Detection. *Rev. Ingeniería y Competitividad*, 2017.
- **ANEXO 4.** Impacto de los efectos lineales y no lineales en el requerimiento del ancho de línea del transmisor en sistemas WDM-DPSK. *Rev. UIS Ingenierías*, vol. 14, no 2, p.p. 35-45, 2015.
- **ANEXO 5.** Linewidth penalty on optical access networks using DPSK modulation format. *Rev. Ingenius*. N.13, pp. 38-43. ISSN: 1390-650X, 2015.

### Ponencias en Eventos de Carácter Nacional e Internacional:

- **ANEXO 6.** *Modulación de fase óptica y compensación electrónica de los efectos de propagación de la fibra óptica en el segmento de acceso de una red de telecomunicaciones.* XIV Encuentro Nacional de Óptica, V Conferencia Andina y del Caribe en Óptica y sus Aplicaciones ENO-CANCOA. 2015.
- **ANEXO 7.** Analysis of BPSK and DPSK Modulation in Optical Access Networks. Colombian Conference on Communications and Computing – COLCOM 2014.