

MEDIDA DE PARÁMETROS DE DESEMPEÑO EN REDES ÓPTICAS COGNITIVAS MEDIANTE FPGA

Alfredo David Redondo Rojas



UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA
POSTGRADOS ESCUELA DE INGENIERÍAS
MAESTRÍA EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y LA COMUNICACIÓN
MEDELLÍN
2016

MEDIDA DE PARÁMETROS DE DESEMPEÑO EN REDES ÓPTICAS COGNITIVAS MEDIANTE FPGA

Alfredo David Redondo Rojas

Trabajo de grado para optar al título de Magister en Tecnologías de la Información y la
Comunicación

Director

Ferney Orlando Amaya Fernández, PhD



UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA
POSTGRADOS ESCUELA DE INGENIERÍAS
MAESTRÍA EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y LA COMUNICACIÓN
MEDELLÍN
2016

NOTA DE ACEPTACIÓN

Presidente del Jurado

Jurado

Jurado

Agosto 01 de 2016

“A mi Familia. ”

Agradecimientos

Agradecimientos al PhD. Ferney Orlando por su paciencia, guía y observaciones, a MSc(c) Jesus Álvarez por su ayuda con el programa de simulación óptico Opsim y a mi Familia por su apoyo.

Índice general

Índice General	VII
Índice de Figuras	IX
Índice de Tablas	X
Declaración Originalidad	XI
Resumen	XII
1. Introducción	1
1.1. Redes Ópticas Cognitivas	2
1.2. Monitoréo del rendimiento de las redes ópticas	3
1.3. Motivación	5
1.3.1. Objetivo General	6
1.3.2. Objetivo Específico	6
1.4. Resultados Obtenidos	6
1.5. Contenido del Libro	7
2. Algoritmo Propuesto para la Medición del BER	8
2.1. Métodos para la Estimación del BER	9
2.1.1. Principio Probabilidad de Error en redes Ópticas	9
2.1.2. Método de Monte Carlo	10
2.1.3. Método Estadísticos para el Cálculo de la pdf	13

2.1.3.1.	Método del Factor-Q	13
2.1.3.2.	Método de Múltiples Distribuciones Gaussianas (MGD)	14
2.1.4.	Método Propuesto para la Medición del BER	15
2.1.4.1.	Estimador de la Función de Densidad por Kernels	16
2.1.4.2.	Selección de ancho del Kernel	18
2.1.4.3.	Planteamiento de heterogeneidad para diferentes tasas de transmisión	20
2.2.	Otras Medidas de Desempeño	21
2.3.	Implementación en FPGA	21
2.4.	Resultados de la Simulación	27
2.4.1.	Detalles de la Simulación	29
2.4.2.	Resultados	32
3.	Medición de la Dispersión Cromática	40
3.1.	Principio del Fenómeno de la Dispersión	42
3.2.	Modelo de la Fibra Óptica	44
3.3.	Medida de la Dispersión Mediante la Técnica de Detección de Fase en el Espectro	44
3.3.1.	Resultados de la Simulación	47
3.4.	Medida de la Dispersión Mediante el Algoritmo CMA	48
3.4.1.	Descripción Algoritmo CMA	49
3.4.2.	Detalles de la Simulación Algoritmo CMA	51
3.4.3.	Resultados de la Simulación	52
4.	Definición de Componentes Ópticos	57
5.	Conclusiones y Trabajo Futuro	61
	Bibliografía	68
	Appendices	69
A.1.	Tabla Completa Pruebas Realizadas Algoritmo CMA	69

Índice de Figuras

1.1. Elementos de una red cognitiva según CHRON	3
2.1. Función de Densidad de Probabilidad	10
2.2. Distribución Gaussiana Simple del Diagrama de Ojo	13
2.3. Representación de las pdf como suma de M distribuciones Gaussianas	15
2.4. Estimación pdf mediante Kernels	17
2.5. Ejemplo pdf vector x	18
2.6. Implementación cálculo BER en System Generator	22
2.7. Diagrama de flujo de la estimación de BER en FPGA	24
2.8. Implementación cálculo del kernel	25
2.9. pdf almacenada en RAM	27
2.10. Máquina de estados para el cálculo de la pdf	28
2.11. Función erfc	28
2.12. Simulación enlace óptico en Opsim	30
2.13. Diagrama de Ojo en el Receptor para las Señales Simuladas	31
2.14. Pseudocódigo estimación de BER	32
2.15. Resultados Mediciones del BER	34
2.16. Medida de la Potencia Eléctrica	37
2.17. Medida de la SNR	38
3.1. Fenómeno de Dispersión	41
3.2. Receptor para la Detección de Fase en el Espectro	45
3.3. Receptor Simplificado para la Detección de Fase en el Espectro	47

3.4. Desfases Medidos Mediante el Método de Detección de Fase en el Espectro	48
3.5. Resultados Obtenidos Mediante el Método de Detección de Fase en el Espectro	49
3.6. Diagrama de Bloques de la estimación de la CD utilizando el algoritmo CMA	50
3.7. Diagrama de Bloques del Enlace Óptico Simulado	51
3.8. Señal transmitida enlace CMA	52
3.9. Pseudocódigo CMA	53
3.10. Estimación CMA $L_f = 300$ km @ 10 Gbps	54
3.11. Curva de Error CMA	54
3.12. Histograma de la estimación del error	55
4.1. Enlace Óptico	57
4.2. CW Láser	58
4.3. Polarizador Óptico <i>FPC032</i>	59
4.4. Diagrama del Modulador Mach-Zehnder	59
4.5. Modulador Eléctrico Óptico <i>LN63S</i>	60

Índice de Tablas

2.1. Parametrización Individual	12
2.2. Señales de Interés en la Implementación	23
2.3. Longitudes de Fibra Utilizadas en la Simulación	30
2.4. Notación Empleada	33
2.5. Parametrización Individual	36
3.1. Resultados Estimación CD mediante el algoritmo CMA	56
4.1. Recursos Virtex-2 pro XC2VP30	60
1. Resultados Estimación CD mediante el algoritmo CMA @ 1 Gbps	70
2. Resultados Estimación CD mediante el algoritmo CMA @ 5 Gbps	71
3. Resultados Estimación CD mediante el algoritmo CMA @ 10 Gbps	72

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.

Alfredo D Redondo R

Firma Autor _____

Resumen

En este trabajo, se proponen técnicas para la medición de parámetros de desempeño en enlaces ópticos empleando FPGAs (Field Programmable Gate Array). Se propone un método transparente para la medición del BER, potencia y SNR mediante el factor-Q, hallando la función de densidad de probabilidad de las muestras basado en sub-muestreo asincrónico y se realiza su implementación en FPGA mediante la herramienta System Generator de Xilinx. Además se evalúan en simulación dos métodos de medición de la dispersión basado en detección de fase de espectro y CMA (Constant Modulus Algorithm).

Capítulo 1

Introducción

Debido al rápido desarrollo y crecimiento en la demanda de los servicios de Internet, las redes basadas en fibra y por consiguiente los operadores y proveedores de servicios de estas redes, son expuestos cada vez a mayores desafíos para soportar el enorme tráfico que sobre ellas transita. Cifras proyectadas por *The Cisco Visual Networking Index* (Cisco VNI), muestran que el tráfico de IP crecerá un 300 por ciento a 1,4 zettabytes anuales para el año 2017 [1]. Además la diversidad de servicios que son soportadas por estas redes, como video, plataformas en la nube, streaming, movilidad, video juegos, transferencias bancarias, salud y la llegada del concepto del internet de las cosas, obliga a que las redes soporten diferentes requerimientos en términos de Calidad de Servicio (Quality of Service, QoS) y tecnologías de transporte en aspectos como codificación, formatos de modulación y velocidad de transmisión [2].

Desde el inicio de las redes ópticas en los 80's, se han implementado diversas soluciones que buscan mejorar la infraestructura de las redes de telecomunicaciones para suplir las necesidades de los usuarios y sus aplicaciones. La infraestructura de telecomunicaciones está conformada por componentes ópticos en los segmentos metropolitano y de transporte y en menor medida en el segmento de acceso. Para incrementar la capacidad en las redes ópticas se han incluido esquemas de multiplexación por división en la longitud de onda (Wavelength Division Multiplexing, WDM), se han realizado mejoras en los formatos de modulación, en los instrumentos para la reconfiguración remota y se ha hecho uso de la heterogeneidad mediante la implementación de enlaces que soportan diferentes velocidades de transmisión y formatos de modulación. Sin embargo, estas soluciones brindan poca flexibilidad y no ofrecen capacidad suficiente para suplir las necesidades del Internet del Futuro [3].

Es así como se ha planteado el concepto de Redes Ópticas Cognitivas que promete hacerle frente a la eventual demanda de tráfico y diversidad de servicios, presentando una nueva noción mediante la introducción de inteligencia en la capa física.

1.1. Redes Ópticas Cognitivas

Las redes ópticas cognitivas son el modelo de una red eficiente, autónoma y manejable que brinda soporte al complejo y creciente tráfico informativo. Una red cognitiva se define como “una red que puede monitorear su condición, planear y tomar decisiones basadas en estas. La red puede aprender de este proceso de adaptación y usar este conocimiento para tomar decisiones futuras, teniendo en cuenta los objetivos finales” [3]. Utilizan tecnologías mixtas de transmisión de línea, alojando diferentes formatos y tasas de transmisión, lo que posibilita la migración eficiente a sistemas de mayor capacidad, además soporta diferentes paradigmas de enrutamiento de enlaces, lo que les permite modificar el camino de los datos, para ajustarse a los requerimientos de los servicios.

La elasticidad de estas redes se refiere a su capacidad de ajustar dinámicamente los recursos de manera óptima dependiendo de la variación constante del tráfico. Su funcionamiento básico consiste en la recopilación parcial o completa de su estado, que es utilizado para activar un protocolo y tomar decisiones, variando los diferentes parámetros de la red para mantener la QoS requerida. Usualmente las redes cognitivas tiene un impacto transversal en todas las capas y optimizan múltiples objetivos buscando mejorar el rendimiento de la red ofreciendo una mayor flexibilidad ajustando varios componentes de la capa física como formato de modulación, corrección de errores, capacidad por longitud de onda, tasas de transmisión, entre otros, dependiendo de los requerimientos de la aplicación o el servicio [3, 4].

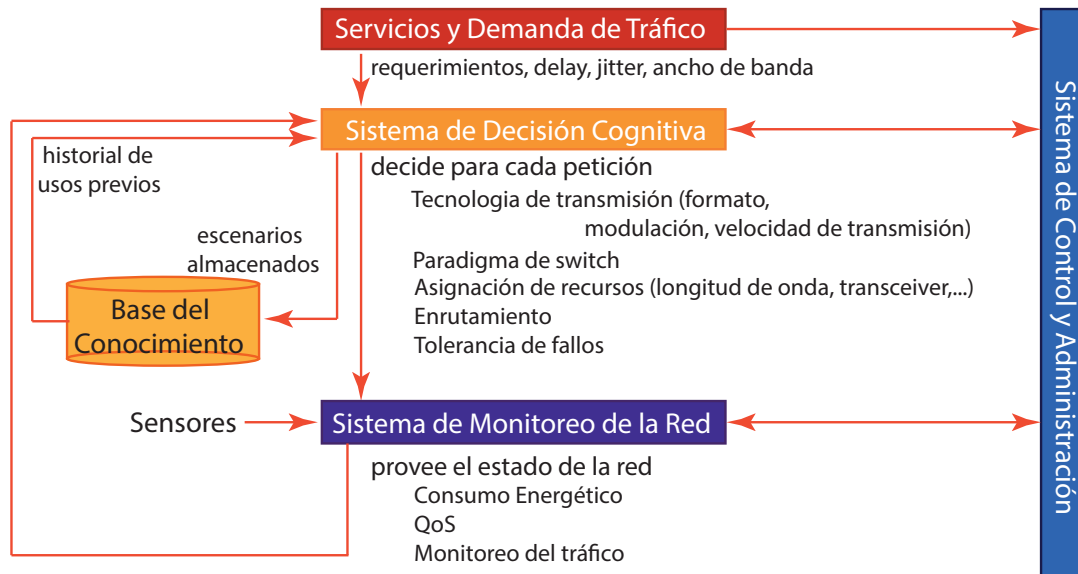
Una propuesta de la arquitectura de red cognitiva ha sido realizada en el proyecto europeo CHRON (*Cognitive Heterogeneous Reconfigurable Optical Networks*) [2, 5], los componentes básicos de la red se ilustran en el diagrama de bloques que se muestra en la Figura 1.1, consiste en un sistema de decisión cognitivo, un sistema de monitoreo, un sistema de control y gestión, una base de datos de almacenamiento del conocimiento y un sistema de toma de decisiones.

La red cognitiva opera de la siguiente manera: el sistema de decisión se alimenta de los requerimientos de los servicios y el tráfico existente, toma en cuenta el estado actual de la red, que le es informado por el sistema de monitoreo y aprende de acciones previas para generar una señal al sistema de control y administración, que se encarga de reenviar las ordenes del sistema cognitivo y soporta la comunicación entre los diferentes elementos de la arquitectura. La base de datos del conocimiento almacena los escenarios a los que previamente se enfrentó la red, las decisiones tomadas y el resultado de esas determinaciones, para aprovechar la experiencia adquirida en futuras situaciones.

En general una red cognitiva debe estar en capacidad de:

- Enrutar nuevas demandas de tráfico, ya sea mediante conexiones ópticas ya existentes, nuevas o por medio de la reconfiguración de la red.

Figura 1.1: Elementos de una red cognitiva según CHRON



Fuente: Tomkos et al. Next Generation Flexible and Cognitive Heterogeneous Optical Networks Supporting the Evolution to the Future Internet. SpringerLink. 2012

- Asignar recursos, como longitud de onda en el espectro, formato de modulación, velocidad de transmisión entre otras.
- Asegurar el consumo eficiente de energía durante la operación, teniendo en cuenta la QoS.

1.2. Monitoréo del rendimiento de las redes ópticas

El sistema de monitores óptico, se refiere a un concepto que se ha trabajado desde los 90s denominado Monitoréo del rendimiento de las redes ópticas (Optical performance monitoring, OPM), este se refiere al monitoreo en la capa física de la calidad de la señal para determinar su integridad en el dominio óptico. En un principio se empleó para garantizar la calidad del servicio que los operadores ofrecían a sus clientes [6], pero su nuevo rol involucra soportar las redes cognitivas, brindando información suficiente para que la red sea autónoma, inteligente, automanejable y que soporte las demandas del tráfico creciente.

Las variaciones constantes a las que será sometida la red, obliga a un monitoreo permanente en tiempo real, debido a la compleja interacción entre efectos lineales y no lineales de la fibra, además la elasticidad que se introducirá en las redes ópticas gracias

a los procesos cognitivos, hace que el tráfico en un enlace de fibra sea heterogéneo y variante en el tiempo, en donde convivirán diferentes velocidades de transmisión y formatos de modulación, también cambios básicos como temperatura, envejecimiento y procesos de mantenimiento tienen un efecto en las propiedades físicas de la fibra. Por ejemplo la dispersión cromática (Chromatic Dispersion, CD) es dependiente de la temperatura, la dispersión por modo de polarización (Polarization Mode Dependent, PMD) es estocástica, variante en el tiempo, dependiente de vibraciones y temperatura y dadas las no linealidades de la fibra cualquier variación en la potencia puede afectar la integridad del canal. [7].

La tasa de transmisión del canal es limitada por muchas consideraciones físicas, que pueden ser descritas por el concepto de “ventana de operatividad” [8, 9], por ejemplo, esta aumenta si el número de canales y la tasa de bits es mayor y disminuye debido a los efectos lineales y no lineales. La introducción de velocidades de transmisión mayores a 40Gbps aumenta el impacto del deterioro de la señal debido a efectos como la dispersión cromática (CD), dispersión por modo de polarización (PMD) y no linealidades. El monitoreo óptico es un medio para lograr ensanchar esta ventana o para ayudar a mantener el canal de operación con una ventana pequeña, también es necesario para detectar y corregir errores con el fin de mantener niveles adecuados de QoS.

Existe un gran número de parámetros y mediciones que se pueden cuantificar en las redes ópticas, por ejemplo los fenómenos que afectan la integridad de la señal en un canal óptico están divididos en tres categorías: el ruido, la distorsión que afecta la forma de la señal y las fluctuaciones de tiempo que lleva a interferencia intersimbólica. También se pueden monitorear indicadores de calidad de la señal que ayuden a determinar las QoS.

Entre los parámetros que el OPM debe detectar se encuentra:

- Potencia promedio y pico.
- Tasa de Error de Bits (BER).
- Jitter.
- Factor Q.
- Crosstalk.
- Relación Señal a Ruido (OSNR).
- Dispersión Cromática (CD).
- Dispersión por Modo de Polarización (PMD).
- Retraso Diferencial de Grupo (DGD).
- No linealidades debido a altas potencias en la entrada.

- Efectos lineales y no lineales debido a coopropagación.

Actualmente, se cuenta con diferentes técnicas de OPM que tiene varias clasificaciones, según cómo se realice la medida, pueden ser; analógicas o digitales, ópticas o eléctricas, en el dominio del tiempo o la frecuencia. Cada conjunto de técnicas tiene sus ventajas y desventajas, por ejemplo, se ha mostrado que particularmente la relación entre el espectro óptico y la calidad de la señal no es notoria, algunas técnicas digitales son costosas debido a la velocidad de procesamiento a las que deben procesar los datos y las técnicas ópticas en general están sujetas al uso de hardware óptico adicional. Específicamente se desarrollan técnicas y/o algoritmos para la medición de un parámetro en particular, se puede encontrar recopilaciones de técnicas de OPM en [6, 8, 9, 10].

En este trabajo, se estudia en particular las técnicas que se ejecutan con procesamiento de señales en el dominio del tiempo, que se conoce como *OPM time-domain* (OPM en el dominio del tiempo) donde se emplea herramientas como histogramas, distribuciones de potencia, muestreo asincrónico, reconocimiento de patrones, muestreo óptico lineal, correlación entre otros. Las cuales se pueden implementar en dispositivos de procesamiento digital de señales como FPGAs (Field Programmable Gate Array), DSPs (Digital Signal Processors) o GPPs (General Purpose Computers), con el fin de no agregar elementos ópticos o eléctricos adicionales al enlace óptico ya existente.

1.3. Motivación

El monitoreo óptico es fundamental para el soporte de las redes ópticas cognitivas [2, 7, 9], este estará obligado a cumplir con exigencias como la medición de múltiples parámetros, simultáneamente y en tiempo real, brindando información necesaria para la toma de decisiones dentro de la red; es por esto, que el desarrollo de un dispositivo o componente que tome medidas de diferentes parámetros, sin la necesidad de emplear hardware óptico adicional, habilitando la posibilidad de “plug-and-play”, es necesario para el desarrollo de cualquier sistema autosuficiente capaz de asignar recursos, redireccionar el tráfico, diagnosticar y reparar la red automáticamente.

Estudios hasta ahora encontrados, en la medida de BER y dispersión cromática, muestran la simulación e implementación de algoritmos para medir parámetros individualmente [9, 11, 12, 13, 14] y avances en el monitoreo simultáneo, se muestran resultados de simulación en [15, 16]. Hasta el momento no se han encontrado implementaciones transparentes y en línea de la medida de parámetros de manera simultánea y en tiempo real.

Enfocado al desarrollo de tecnología para la OPM en redes ópticas cognitivas, este trabajo se centra en el estudio de técnicas, para la medición de BER, potencia y dispersión cromática basadas en procesamiento digital de señales, transparentes y en línea, capaces de ajustarse a cualquier tasa y formato de modulación. Como primera aproximación al estudio

de dichas técnicas de monitoreo se planteó este proyecto cuyos objetivos se presentan en la siguiente sección:

1.3.1. Objetivo General

Implementar, a nivel de simulación en un FPGA, algoritmos para la medición de parámetros de desempeño en enlaces ópticos orientado al monitoreo en redes ópticas cognitivas.

1.3.2. Objetivo Específico

- Simular en una herramienta computacional, algoritmos para la medición de parámetros de desempeño en un enlace óptico, como la potencia, BER y la dispersión cromática.
- Definir las características de los componentes ópticos y electrónicos necesarios para la realización de una medida experimental de los parámetros de desempeño de un enlace óptico empleando FPGAs.
- Implementar, a nivel de simulación en un FPGA, los algoritmos para la medición de BER y potencia.

1.4. Resultados Obtenidos

Se obtiene un método para la medición del BER, la potencia y la SNR, mediante el factor-Q, la estimación de probabilidad de densidad por kernel, basado en sub-muestreo asincrónico. El algoritmo es transparente, no ocupa el canal y no necesita de sincronización ni equalización. Además se realiza la descripción del hardware del prototipo cuyo funcionamiento fue simulado mediante la herramienta System Generator de Xilinx, como paso previo a la experimentación en laboratorio. Este método resulta apto para realizar OPM ya que brinda información para la toma de decisiones dentro de la red. Según el conocimiento de los autores, en la literatura no se ha utilizado en conjunto los métodos de factor-Q, la estimación de probabilidad de densidad por kernel y el sub-muestreo asincrónico para la medición del BER, además de la evaluación de un método de estimación del BER bajo un escenario heterogéneo con diferentes longitudes y velocidades de transmisión.

También se simula en Matalab el funcionamiento de dos métodos para la medición de la dispersión, uno de ellos basados en detección de fase en el espectro, en donde se logra realizar etapas de procesamiento de elementos ópticos y eléctricos por medio de procesamiento de señal digital, disminuyendo el número de elementos adicionales en el enlace para realizar la estimación. El otro es basado en el algoritmo CMA (Constant Modulus Algorithm) el

cual se puso a prueba en escenarios con diferentes tasas de transmisión y se corroboró su funcionamiento en enlaces heterogéneos.

1.5. Contenido del Libro

Este documento se encuentra organizado como se muestra a continuación:

Este Capítulo contiene la motivación del proyecto, se realizó una descripción breve del problema, mostrando la definición de las redes ópticas cognitivas y la importancia del OPM, así como un resumen de los resultados obtenidos.

En el Capítulo 2, se muestra la estimación del BER, se introduce el método clásico de medición de la probabilidad de error mediante conteo de bits y luego se especifica el funcionamiento del método desarrollado, describiendo la medida por medio del factor-Q, el sub-muestreo asincrónico y el uso de la distribución de densidad e probabilidad por kernels. Se expone la simulación en matlab y la descripción del hardware en System Generator.

En el Capítulo 3, se presentan dos métodos de estimación de la dispersión cromática basados en la técnica de detección de fase en el espectro y el algoritmo CMA y la evaluación de este último en un escenario heterogéneo con diferentes velocidades de transmisión.

En el Capítulo 4, se hace la descripción de los elementos del enlace óptico, necesarios para las futuras pruebas experimentales del medidor de BER.

Y el trabajo es concluido en el Capítulo 5, donde se presentan el resumen de los resultados y se discuten posibles trabajos futuros.

Capítulo 2

Algoritmo Propuesto para la Medición del BER

La medida de la tasa de error binario (BER, Bit Error Ratio) es el criterio de desempeño más determinante en los canales de comunicación digital. La medida del BER, es la relación de la cantidad de bits erróneos que se reciben sobre un número total de bits enviados, se considera como el indicador de la calidad de la señal recibida. El BER se puede considerar como una medición que se aproxima a la probabilidad de error de bit $p(e)$ que es el valor esperado del BER [17]. En los canales de fibra óptica se tienen cantidades típicas de BER entre 10^{-9} y 10^{-12} [18], lo que indica que en el enlace de transmisión se espera obtener un bit erróneo cada 10^{12} bits enviados.

En las redes ópticas, las causas de que se presenten errores en sistemas modulados en intensidad, se le atribuyen a la baja relación señal/ruido (SNR, signal-to-noise ratio) afectada por el ruido; y el *rise-time* que se degrada por la dispersión cromática y la dispersión por modo de polarización [14, 19, 20].

Por otra parte, una búsqueda no exhaustiva de implementaciones de estimadores de BER basados en FPGA, muestra que en la literatura la mayoría de desarrollos se basan en el análisis de Monte Carlo [21, 22, 23, 24], donde se utilizan generadores de secuencia aleatoria para producir la trama de información para luego transmitirla por la fibra y después recibirla, realizando sincronización de bit y trama para comparar los bits de entrada y salida y obtener la estimación.

La estimación del BER puede efectuarse por fuerza bruta realizando conteo de bits, mediante el análisis de Monte Carlo, que prueba no ser apto para las redes cognitivas, ya que para realizarse la medición, el canal debe estar fuera de servicio un tiempo prolongado para enviar la secuencia de prueba y realizar el conteo. La estimación del BER dentro del OPM debería cumplir dos criterios: (1) debe ser en línea lo que quiere decir sobre la información enviada por el canal y (2) debe ser transparente, que se adapte a cualquier

formato y tasa de transmisión.

Bajo estos criterios, el algoritmo para la estimación del BER propuesto, descrito en este capítulo, es en línea y transparente, está basado en la combinación de las características del desarrollo de métodos realizados por varios autores, se emplea el factor-Q para la medición en línea, reconstruyendo la función de densidad de probabilidad de las muestras mediante kernels y se le adjunta la característica de transparencia empleando el principio de muestreo asincrónico.

En este capítulo se muestra una introducción a los métodos empleados para la medición del BER, y se desglosa la propuesta e implementación en FPGA del algoritmo, además se corrobora por medio de simulación el funcionamiento del método mediante Matlab, empleando la herramienta Opsim para simular el enlace óptico y System Generator para simular el hardware de la FPGA. Se probó la heterogeneidad de la propuesta bajo enlaces de longitud variable y con tres tasas de transmisión de datos de 1.25, 5 y 10 Gbps, empleando una modulación de intensidad OOK (On-off keying).

2.1. Métodos para la Estimación del BER

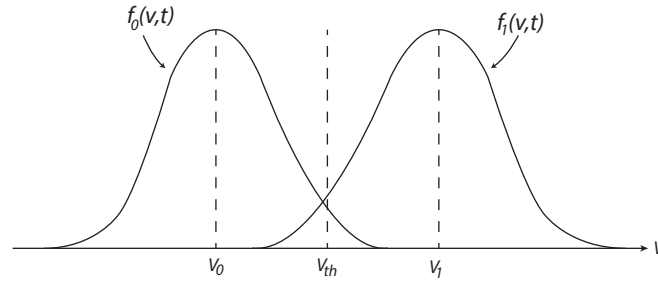
2.1.1. Principio Probabilidad de Error en redes Ópticas

Para realizar un análisis de la probabilidad de error, se considera un sistema de comunicaciones binario OOK con señales antipodales, donde las muestras positivas tiene símbolo s_1 interpretadas con un voltaje v_1 por un tiempo t y un valor de v_0 para las negativas con símbolo s_0 durante el mismo periodo de tiempo T , con $s_1 = -s_0$. Las señales recibidas después de viajar por el canal, son de la forma $r_i = s_i + n_i$ con $i = 0, 1$, donde n_i representa ruido blanco gaussiano (AGWN, Additive White Gaussian Noise).

El AGWN es un proceso aleatorio con media cero, convirtiendo a las señales r_i también en aleatorias, la probabilidad relativa de estas señales puede ser caracterizada mediante una función de densidad de probabilidad (Probabilistic Density Function, pdf), que describe completamente las características estadísticas relevantes de las muestras. En la Figura 2.1 se puede observar la distribución de probabilidad del sistema OOK propuesto, esta describe la probabilidad de que una muestra enviada con voltaje v_i sea detectada por el receptor con un valor v . Las muestras s_1 describen una pdf denotada $f_1(v)$ y las s_0 como $f_0(v)$.

El procedimiento de decisión en el receptor para determinar si el símbolo recibido es s_1 o s_0 se puede realizar sobre las pdf, como se ilustra en la Figura 2.1. Primero se toma una muestra v del símbolo entrante normalmente ubicada en la mitad de este en $T/2$, esta muestra es comparada con un umbral v_{th} para determinar el valor del símbolo recibido. Si se detecta un valor v por encima del umbral, se considera la recepción de un símbolo s_1 y si esta por debajo se toma como s_0 .

Figura 2.1: Función de Densidad de Probabilidad



Fuente: Autor.

Un bit erróneo se presenta por ejemplo, cuando se envía un símbolo s_0 y el receptor detecta un voltaje v por encima del umbral v_{th} tomándolo como un símbolo positivo, de tal manera que la probabilidad de error de detectar una muestra positiva cuando se envió una negativa esta dada por el area sobre la curva del tramo de la pdf $f_0(v)$ que está a la derecha del umbral y viceversa [25]. De esta manera se puede deducir que la probabilidad de error de los unos y los ceros esta dada por:

$$p[\text{error/positivo}] \triangleq p_1(e) = \int_{-\infty}^{v_{th}} f_1(v)dv, \quad (2.1)$$

$$p[\text{error/negativo}] \triangleq p_0(e) = \int_{v_{th}}^{\infty} f_0(v)dv. \quad (2.2)$$

2.1.2. Método de Monte Carlo

Para deducir cómo el método de Monte Carlo estima la probabilidad de error se reescriben las ecuaciones 2.1 y 2.2 como:

$$p_i(e) = \int_{-\infty}^{\infty} h_i(v)f_i(v)dv \quad \text{para } i = 1, 0, \quad (2.3)$$

en donde la función $h_i(v)$ se definen como

$$h_1(v) = \begin{cases} 1, & v \leq v_{th} \\ 0, & v > v_{th} \end{cases}, \quad (2.4)$$

$$h_0(v) = \begin{cases} 1, & v > v_{th} \\ 0, & v \leq v_{th} \end{cases}. \quad (2.5)$$

En las ecuaciones 2.1 y 2.2 los límites de las integrales están predisuestas para que sólo se tengan en cuenta los tramos de las funciones que corresponden a los símbolos detectados erróneamente, al reescribir las ecuaciones 2.3 se realizó un cambio en estos límites, integrando la probabilidad de error sobre toda la función desde menos a más infinito. Para que en esta nueva forma sólo se integre los tramos de símbolos errados, se hace necesario adicional las funciones $h_i(v)$ (2.4 y 2.5) que toman un valor de uno cuando se integran sobre los tramos de los símbolos detectadas erróneamente y de uno en caso contrario.

De esta manera las funciones $h_i(v)$ toman el valor de uno cuando un símbolo se detecta errado y cero cuando es correcto, esto corresponde intuitivamente a un contador de errores si sumamos los valores de la función como se muestra a continuación

$$BER = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{j=N} h_i(v_j), \quad (2.6)$$

donde $v_j \triangleq v(t_j)$ es la muestra j -ésima que se presenta en el tiempo t_j con voltaje v_j . Entonces una forma de estimar el BER, del sistema, es contando los errores obtenidos de ambos niveles de la siguiente manera

$$BER = \frac{1}{N} \left(\sum_{i=j}^{j=N} h_0(v_j) + \sum_{j=1}^n h_1(v_j) \right). \quad (2.7)$$

El conteo de errores, se denomina como la medición del BER por medio del método de Monte Carlo, esta consiste en enviar una secuencia de n bits pseudoaleatoria (PRBS, Pseudo Random Bit Sequence) a través de sistema, esta secuencia es conocida por el receptor que identifica los bits diferentes recibidos marcándolos como bits errados e_i . Utilizado la siguiente relación

$$p(e) = \lim_{n \rightarrow \infty} BER = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^N e_i \quad (2.8)$$

se obtiene una estimación del BER como la relación entre la suma de los bits errados y el número total de bits enviados. Una estimación real de la medida del error se obtiene cuando el número de bits enviados tiende a infinito.

Dado que no es posible esperar al resultado del conteo de una secuencia infinita de bits, en un escenario práctico se envía una cantidad finita, sujeto a que la calidad de la estimación depende del número de bits enviados. Para calificar la estimación, asegurando que los bits transmitidos sean suficientes para que BER sea una buena aproximación del error, se trabaja sobre el concepto de intervalo de confianza estadístico (Statistical level of confidence, SLC) del BER. Este se define como:

$$SLC = p[BER < \gamma|e, n], \tag{2.9}$$

y describe la probabilidad que el actual BER sea mejor que un nivel específico γ de BER con un número n de bits transmitidos, e errores detectados y un nivel porcentual de confianza SLC [26, 27].

La relación de SLC y el número de bits necesarios esta dada por [26, 27]:

$$n = -\frac{\ln(1 - SLC)}{BER} + \frac{\ln(\sum_{k=0}^N \frac{np^k}{k!})}{BER} \tag{2.10}$$

Para determinar el número de bits, se selecciona el valor de BER que se quiere verificar, se elige el porcentaje SLC de nivel de confianza y se resuelve la ecuación asumiendo que se presente un número de bits N erróneos, por lo generar se toma $N = 0$ y se obtiene el número de bits n a transmitir. Resultados tabulados de la solución de la ecuación son presentados en [27].

Para este caso en particular se resolvió la Ecuación 2.10 y los resultados son presentados en la Tabla 2.1. En donde se observa que por ejemplo se necesitan alrededor de siete minutos de prueba para garantizar un BER menor a 10^{-12} con un $SL = 99\%$ a una tasa de bits de 10 Gbps.

Tabla 2.1: Parametrización Individual

BER	SCL	N	n bits	tiempo @1.25 Gbp(s)	tiempo @5 Gbps(s)	tiempo @10 Gbps(s)
10^{-10}	0,99	0	$4,605e^{10}$	36,841	9,210	4,605
10^{-11}	0,99	0	$4,605e^{11}$	368,413	92,103	46,051
10^{-12}	0,99	0	$4,605e^{12}$	3684,100	921,030	460,517

El tiempo de prueba puede ser reducido disminuyendo la relación señal a ruido (Signal to Noise Ration, SNR), como es presentado por Mitie et al. [27], por un factor de hasta 1000 veces pero el SLC puede disminuir hasta un 50 % por consiguiente disminuyendo la confiabilidad de la estimación.

2.1.3. Método Estadísticos para el Cálculo de la pdf

Estos métodos calculan la pdf siguiendo el teorema de *expected-maximization* (EM), el cual expresa que las pdf pueden considerarse como una superposición de múltiples distribuciones; de tal manera que puede ser expresada como la suma de M distribuciones $p(v, t)$ con un peso w_i de la forma [28]

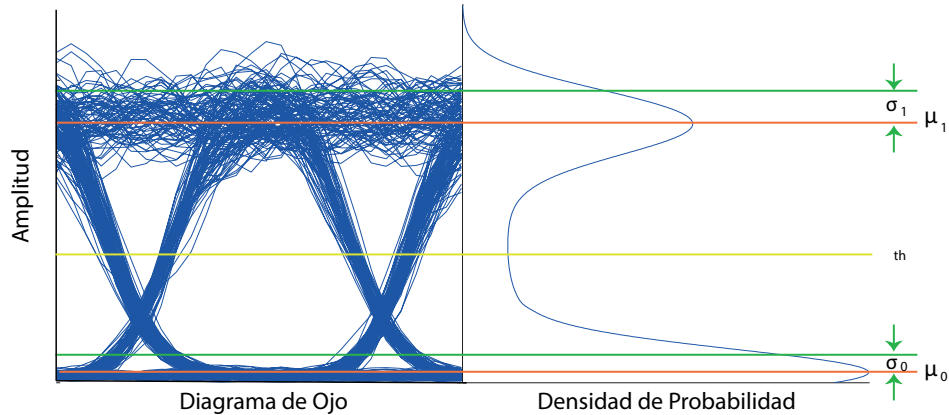
$$f_i(v, t) = \sum_{i=1}^M w_i p_i(v, t). \quad (2.11)$$

Existen dos aproximaciones estadísticas que utilizan la superposición de múltiples distribuciones gaussianas (MGD, Multiple Gaussian Distribution) para estimar el BER, que se describen a continuación:

2.1.3.1. Método del Factor-Q

El Método del Factor-Q, también conocido como el método de Distribución Gaussiana Simple (single-Gaussian Distribution), es considerado como un subconjunto del método MGD [28]. Asume que las pdf de los niveles ceros y unos se pueden aproximar a distribuciones gaussianas como se muestra en la Figura 2.2. Además que la pdf f_0 tiene media μ_0 y varianza σ_0 y la f_1 posee media μ_1 y varianza σ_1 .

Figura 2.2: Distribución Gaussiana Simple del Diagrama de Ojo



Fuente: Autor.

El umbral de decisión v_{th} esta dado por [19].

$$\mu_{th} = \frac{\mu_1\sigma_0 + \mu_0\sigma_1}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (2.12)$$

El factor-Q puede obtenerse mediante

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_0 + \sigma_1}, \quad (2.13)$$

y asumiendo que las distorsiones que sufre la onda al viajar por la fibra son despreciables y otros ruidos se pueden modelar como Gaussianos, se puede obtener la medida del BER mediante la función *erfc*, función de error complementario (Complementary Error Function), como se muestra a continuación:

$$BER = \frac{1}{2}erfc\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right). \quad (2.14)$$

Esta aproximación no toma en cuenta distorsiones causados por efectos dinámicos de la transmisión a través de la fibra óptica como interferencias [28].

Para aplicar este método en un receptor coherente, se aplica

$$BER = avg \left[\frac{1}{2}erfc\left(\frac{Q_{fase}}{\sqrt{2}}\right), \frac{1}{2}erfc\left(\frac{Q_{cuadratura}}{\sqrt{2}}\right) \right], \quad (2.15)$$

donde se toma el promedio del factor-Q del diagrama de ojo de las partes real e imaginarias de la señal [29].

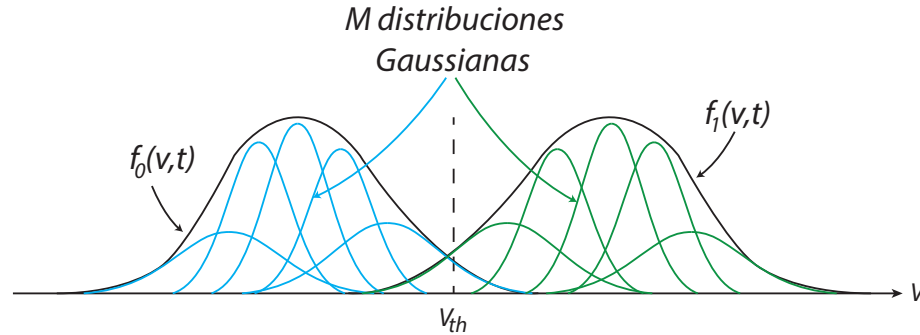
2.1.3.2. Método de Múltiples Distribuciones Gaussianas (MGD)

A diferencia del método del factor-Q, el método de MGD asume que las pdf son una superposición de distribuciones gaussianas y no una función gaussiana simple como se muestra en la Figura 2.3 [30]. Además se tiene en cuenta las distorsiones que sufre la señal al viajar por la fibra y por lo tanto ya no se puede realizar una estimación utilizando la Ecuación 2.14.

Las pdf están dadas por la superposición de M distribuciones gaussianas y se definen como

$$f_j(v, t) = \sum_{i=1}^M \frac{A_{j,i}}{\sigma_{j,i}\sqrt{2\pi}} \cdot exp\left(-\left(\frac{x - \mu_{j,i}}{2\sigma_{j,i}}\right)^2\right) \quad para \quad j = 1, 0. \quad (2.16)$$

Figura 2.3: Representación de las pdf como suma de M distribuciones Gaussianas



Fuente: Autor.

donde $A_{j,i}$, $\mu_{j,i}$ y $\sigma_{j,i}$ representan respectivamente el peso, la media y desviación estándar de la distribución gaussiana i -ésima de la j -ésima pdf, estos parámetros se encuentran a través de regresión lineal. El número de M de distribuciones depende del número de valles y picos de la derivada del conjunto original de valores de la señal; para este caso se establece que $M_1 = M_0 = 4$ [28].

La relación para estimar el BER esta dada por

$$BER = \frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^{M_0} A_{0,i} \cdot \text{erfc} \left(\frac{v_{th} - \mu_{0,i}}{\sqrt{2}\sigma_{0,i}} \right) + \sum_{i=1}^{M_1} A_{1,i} \cdot \text{erfc} \left(\frac{\mu_{1,i} - v_{th}}{\sqrt{2}\sigma_{1,i}} \right) \right]; \quad (2.17)$$

esta se resuelve, primero encontrando los parámetros de media y desviación de las gaussianas, mediante un programa numérico como Matlab o R, como es descritos por Ding et al. [30] y luego se resuelve la Ecuación 2.17 optimizando v_{th} para minimizar el BER.

2.1.4. Método Propuesto para la Medición del BER

La heterogeneidad de señales que se encuentran dentro de las redes ópticas cognitivas, obligan a que el sistema de monitoreo esté capacitado para adaptarse según la velocidad y formato de modulación de las señales que esté recibiendo. Para este trabajo el formato de modulación se mantiene invariable con un sistema simple OOK y se pretende abordar el problema de cambio de velocidad de transmisión.

El prototipo se desarrolla pensando su uso en cualquier sistema sin importar la longitud del enlace y además en donde se pueden presentar diferentes velocidades de transmisión, específicamente para este trabajo se tuvieron en cuenta velocidades comerciales de 1.25, 5

y 10 Gbps. La hipótesis de como se espera alcanzar esta flexibilidad es enunciada en la sección 2.1.4.3 mediante muestreo asincrónico.

Para escoger el método a implementar se tuvo en cuenta que Monte Carlo, considerado como la manera clásica de calcular el BER, presenta las desventajas de requerir un tiempo prolongado para realizar una estimación y la necesidad de ocupar el canal para transmitir la secuencia de prueba, además calificado como poco practico [19], se considera limitado para el diseño de un estimador de BER heterogéneo en tiempo real. Lo cual lleva a elegir a los métodos estadísticos que disminuyen el tiempo de estimación y no requieren ocupar el canal, además de no necesitar de una etapa de sincronización de símbolo para identificar y comparar la información enviada.

Como primera aproximación al desarrollo del instrumento de medida de BER heterogéneo que se ajuste al escenario enunciado, se propone emplear el método del factor-Q, asumiendo que las distorsiones que sufre la señal al viajar por la fibra son despreciables y que las pdf se pueden aproximar a funciones gaussianas. De esta manera se puede emplear la Ecuación 2.14 para calcular el BER.

Para aplicar este método, es necesario conocer las pdf de la señal y obtener las medias y desviaciones estándar de los símbolos. En la literatura se encuentran diversos reportes del uso del factor-Q en la estimación del BER, pero no se especifica el método utilizado de como se encuentra la densidad de probabilidad. Para obtener las pdf se propone emplear el método de estimación de funciones de densidad por kernel.

2.1.4.1. Estimador de la Función de Densidad por Kernels

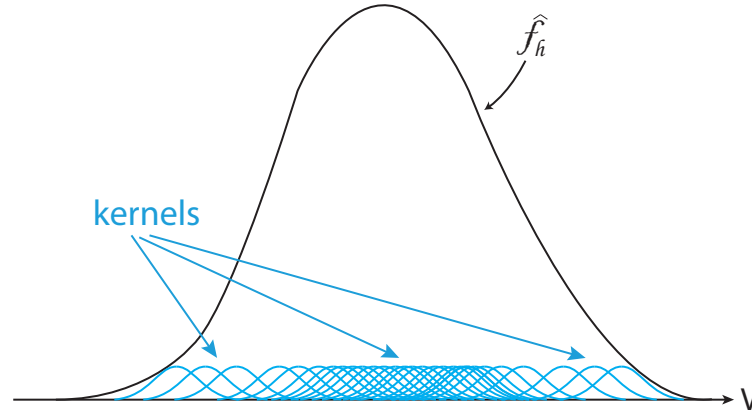
Diversos métodos de estimación de densidad se discuten en [31], como el método del histograma, el método del vecino cercano (nearest neighbour), el uso de series ortogonales, ente otros. Según lo reporta la literatura, no se puede considerar un método más adecuado que otro, se escoge la estimación por kernels debido a su popularidad y gran rango de aplicaciones como en visión artificial, análisis de imágenes médicas y clasificación de texto.

Para obtener la pdf de los niveles ceros y unos, como una aproximación a una función gaussiana se empleó el método descrito por Parzen [32] denominado estimación de funciones de densidad por kernel (kde, Kernel Density Estimator). Este estima la pdf \hat{f}_h de una secuencia de datos aleatoria $V = \{v_1, v_2, v_3, \dots, v_n\}$ mediante la sumatoria de las funciones K denominadas kernels como se muestra en la Figura 2.4 y se expresa en la siguiente ecuación

$$\hat{f}_h = \frac{1}{nh} \sum_{i=1}^n K\left(\frac{v - v_i(t)}{h}\right), \quad (2.18)$$

los kernels K , que debe satisfacer $\int K(x)dx = 1$ y $K(x) > 0, \forall x$ que tiene los requeri-

Figura 2.4: Estimación pdf mediante Kernels



Fuente: Autor.

mientos de ser continuo, unimodal y simétrico. El parámetro h es conocido como el ancho del kernel y es equivalente al ancho de banda en el histograma y controla el suavizado de la función pdf. El parámetro n representa la cantidad de elementos en el vector V .

El ancho del kernel h es el parámetro más dominante y el que posee mayor impacto a la hora de hacer la estimación según Sheater [33] y Kile [34], convirtiendo el problema de estimación de la pdf, en la selección de un ancho de banda óptimo. Este no es trivial y no tiene solución única, a diferencia de la selección de la forma de kernel que usualmente se toma como Gaussiana y se expresa a continuación

$$K = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{v - v_i(t)}{h}\right)^2\right). \quad (2.19)$$

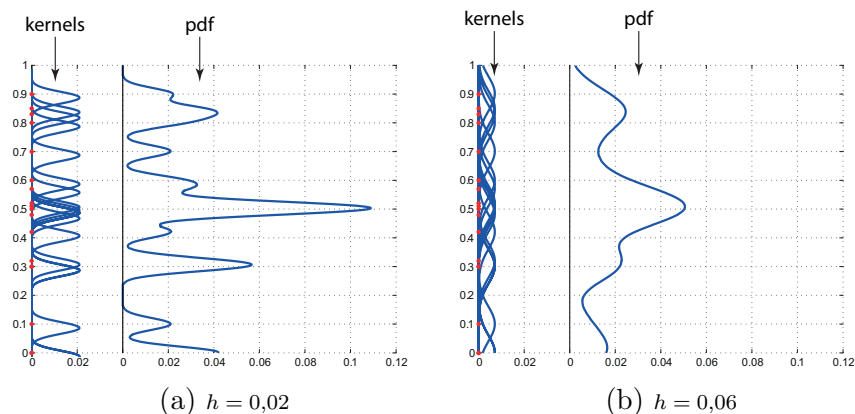
En las aplicaciones generalmente el número de muestras n es el total de elementos para los cuales se quiere calcular la pdf, pero en este caso donde se tiene una cadena que se transmite indefinidamente, es necesario encontrar de igual forma el valor óptimo de muestras para la estimación.

Para ejemplificar como funciona el método y la influencia que posee el ancho del kernel h , a manera de ejemplo, en la Figura 2.5, se muestra como se construye la pdf del conjunto V definido como

$$V = [0 \ 0,1 \ 0,3 \ 0,3 \ 0,32 \ 0,42 \ 0,45 \ 0,48 \ 0,5 \ 0,5 \ 0,5 \ 0,51 \ 0,52 \ 0,57 \ 0,6 \ 0,7... \ 0,8 \ 0,83 \ 0,85 \ 0,9]. \quad (2.20)$$

Se ilustran los kernels de cada elemento con forma gaussiana, desviación estándar h y media $x(i)$ y las suma de los mismos como lo expresa la Ecuación 2.18. Se observa cómo los kernels de la derecha con $h = 0,02$ son más angostos y por consiguiente la pdf generada también lo es, a diferencia de la Figura de la derecha en donde el ancho del kernel es $h = 0,06$, describiendo un kernel más ancho lo que genera una pdf más extendida.

Figura 2.5: Ejemplo pdf vector x



Fuente: Autor.

2.1.4.2. Selección de ancho del Kernel

Para identificar el ancho del kernel, se toma como objetivo cuantificar la discrepancia entre la densidad estimada y la densidad real mediante un criterio de error, haciendo el ancho de banda óptimo al valor que minimice esta medida de error. En la literatura se reportan diversos métodos [35, 36], que utilizan criterios como el error cuadrático medio, el error absoluto y el error visual.

Sin embargo, teniendo en cuenta la necesidad de la ejecución en tiempo real, se propone evaluar los métodos *Plug-in*, basados en el método *Rule of Thumbs* que se clasifican como métodos de rápida convergencia y bajo costo computacional, debido a la poca cantidad de operaciones aritméticas que se deben realizar [33].

El ancho del kernel estimado mediante el método de *Rule of Thumbs* se denota como h_{os} , se basa en el cálculo de la desviación estándar del conjunto de muestras V_n al cual se quiere estimar la pdf, como se muestra a continuación:

$$h_{os} = 1,144Sn^{-1/5}, \quad (2.21)$$

donde n es el tamaño del grupo de muestras para el cual se calcula la pdf y S es la desviación estándar de ese conjunto de muestras dada por:

$$S = \frac{1}{n} \sqrt{\sum_{i=1}^n (V_i - \mu)^2}, \quad (2.22)$$

donde μ es la media de las muestras dada por:

$$\mu = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n V_i, \quad (2.23)$$

El planteamiento del método de *Rule of Thumbs* se refiere a la estimación de una única pdf con desviación estándar S , en nuestro caso, se requiere calcular las pdfs de las muestras positivas pdf_1 y negativas pdf_0 de la señal, por consiguiente se puede obtener los valores de desviación de S_1 para los 1 y la desviación S_0 para los 0 y así obtener un ancho del kernel para cada distribución. En la sección de resultados 2.4.2, se muestra que no es necesario calcular ambos anchos del kernel y que las dos pdfs se pueden reconstruir a partir de la desviación estándar de las muestras positivas S_1 , lo que conlleva a que la Ecuación 2.21 se reescriba de la siguiente manera:

$$h_{os} = 1,144S_1n^{-1/5}, \quad (2.24)$$

El método *Plug-in* está basado en la recomendación de varios autores al proponer que se debe realizar un barrido con más de un valor del ancho del kernel. Para esto se utiliza la medida obtenida del método de *Rule of Thumbs* y se combina con una secuencia como lo muestra la siguiente expresión

$$h = h_{os}/1,05^k \quad \text{para } k = 0, 1, 2, 3, \dots, \quad (2.25)$$

donde k toma diferentes valores para variar el ancho del kernel y se evalúan cada una de los resultados obtenidos buscando el que se acerque más al resultado esperado. En este caso, en particular se obtienen los diferentes valores de h y se calcula el respectivo valor de BER y se compara con los resultados teóricos obtenidos en el software de simulación óptico Opsim.

2.1.4.3. Planteamiento de heterogeneidad para diferentes tasas de transmisión

La convivencia de múltiples tasas y formatos de modulación genera un reto importante para el desarrollo del sistema de monitoreo heterogéneo, lo que conlleva a que los receptores y algoritmos de monitoreo sean generales y se adapten a cualquier escenario. Para este trabajo se abordó la problemática de estimar el BER para tres velocidades de transmisión, 1.25, 5 y 10 Gbps y se asume un único formato de modulación.

Para este propósito, se empleó el principio del método de reconstrucción mediante submuestreo asincrónico (Asynchronous Undersampling) del diagrama de ojo. Una técnica empleada en OPM propuesta por Noirie et al. [37] y que ha sido demostrada experimentalmente por diversos autores [38, 39, 40, 13]. Esta técnica consiste en la reconstrucción del diagrama de ojo, sin necesitar sincronización de símbolo y sin cumplir el teorema de Nyquits utilizando un conversor análogo digital con frecuencia de muestreo menor a la de la señal transmitida.

El método consiste en tomar las muestras a un tasa mucho más baja que el periodo de muestreo al cual se encuentra la señal, luego mediante un periodograma, las muestras son sincronizadas, estableciendo la posición relativa que ocuparían dentro de un símbolo y finalmente se superponen todas las muestras teniendo en cuenta la ubicación relativa para reconstruir el diagrama de ojo.

André et al. [41] demostraron que era posible realizar una reconstrucción de una señal que viaja por un enlace de 90 km a 2.4 Gbps con un submuestreo a 500 KHz, obtuvieron la pdf de la señal detectada con coeficiente de correlación del 0,999 con la pdf teórica y demostraron que la señal óptica detectada asincrónicamente retenían las características estadísticas para monitorear el BER mediante el método del factor-Q, inclusive cuando la señal está siendo afectada por ruido, dispersión cromática y efectos no lineales. De manera similar Hanik et al. [42] reporta que para evitar pérdida de información, es suficiente utilizar tiempo de muestreo de picosegundos para señales con velocidades de transmisión de Gigabits, además muestra que los efectos de dispersión, ruido y crosstalk se ven reflejados en el histograma del diagrama de ojo reconstruido. Cabe aclarar que para los dos experimentos descritos anteriormente, los autores realizaron el procesamiento digital de señal fuera de línea y no en tiempo real.

Teniendo en cuenta las posibilidades que brinda la reconstrucción mediante submuestreo asincrónico, se planteó la hipótesis utilizada en este trabajo para la medida del BER para diferentes tasas de transmisión sin necesidad de realizar sincronización de símbolo y sin variar el hardware para la digitalización de la señal. La estimación consistió en: submuestrear con un conversor análogo digital con frecuencia menor a la frecuencia máxima de las señales, para luego calcular la pdf utilizando kde y posteriormente obtener la medida del BER mediante el método del factor-Q. A diferencia de los trabajos reportados en donde las muestras se utilizan para la reconstrucción del diagrama de ojo, mediante el

periodograma.

Además este método permite que para los tres escenarios planteados, se utilice el mismo hardware con un ADC lento, lo que trae varias ventajas, como la reducción del costo de implementación debido a la reducción de la velocidad de operación de los componentes electrónicos y la habilidad de contar un un instrumento heterogéneo capaz de obtener medida de diferentes velocidades de transmisión.

2.2. Otras Medidas de Desempeño

Uno de los requerimientos del sistema de medida de las redes ópticas cognitiva es su capacidad de sensar diversos parámetros de desempeño. Debido al alto costo computacional que se requeriría para obtener estas estimaciones, utilizando un algoritmo diferente para cada parámetro, es preferible utilizar métodos que obtengan varias medidas al mismo tiempo, como algunos expuestos en la literatura [43, 15, 10, 16].

En este caso, haciendo uso de las medias y varianzas medidas de las pdf, empleadas en el método del factor-Q en la medida del BER, es posible también obtener la estimación de la potencia y relación señal a ruido (SNR, Signal to Noise Ration) de la señal eléctrica, como es mostrado por Freude et al. [19], asumiendo que los símbolos no tiene ISI y que los unos y ceros están distribuidos uniformemente.

Según Freude, la potencia de la señal media, se aproxima cómo

$$P_s \approx \sigma_1^2/4, \quad (2.26)$$

y potencia del ruido P_N se puede medir mediante la siguiente relación,

$$P_N = (\sigma_0^2 + \sigma_1^2)/2, \quad (2.27)$$

donde σ_1 y σ_0 son las varianzas de las distribuciones pdf_1 y pdf_2 respectivamente.

Finalmente la SNR eléctrica de la señal es la relación entre la potencia de ruido y la potencia de la señal, dada de la siguiente manera

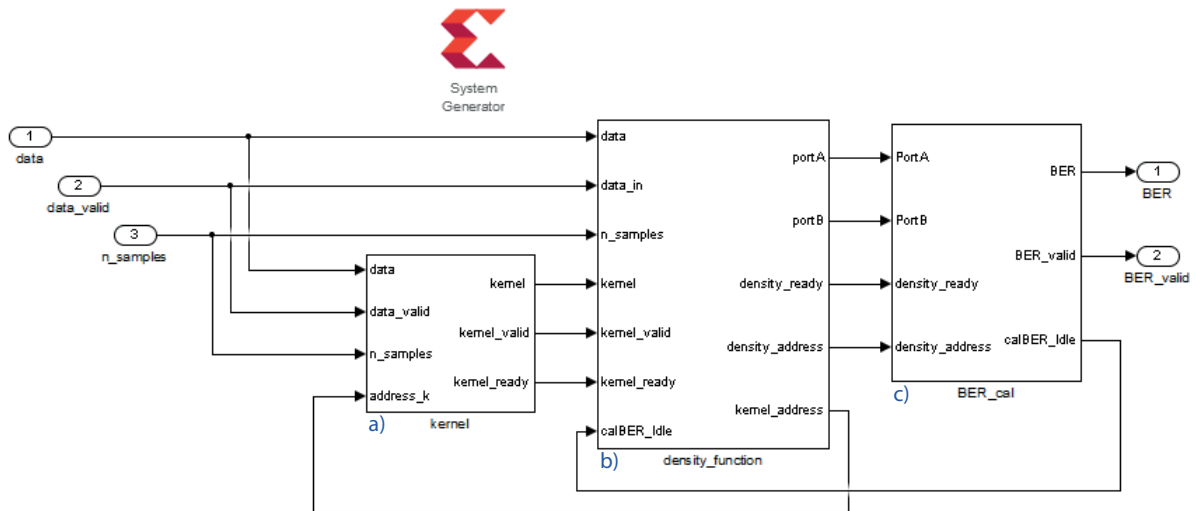
$$SNR = P_s/P_N. \quad (2.28)$$

2.3. Implementación en FPGA

La implementación del algoritmo de estimación de BER en FPGA, se realizó empleado la herramienta de System Generator de Xilinx. Se creó un sistema de bloques, que se ejecutan

en paralelo como se muestra en la Figura 2.6. Cada uno de los bloques del sistema cumple una tarea específica del algoritmo, en el bloque (a) *kernel* se realiza la estimación del ancho del kernel y se calcula el kernel gaussiano, el bloque (b) *density_function* encuentra la pdf y por último en el bloque (c) *BER_cal* se calcula las medias, varianzas y se calcula el BER. El resumen de las señales de interés de la figuras de la implementación en la herramienta se muestran en la Tabla 2.2.

Figura 2.6: Implementación cálculo BER en System Generator



Fuente: Autor.

En la Figura 2.2 se muestra un diagrama de flujo que simbolizan el funcionamiento del calculo del BER implementado en la FPGA, en donde los bloques representan las tareas del sistema y las flechas hacen referencia a intercambio de información entre los bloques. De izquierda a derecha se simboliza el paso del tiempo y ejecución de cada bloque de tareas, en el plano vertical si dos bloques se encuentran en el mismo instante de tiempo significa que se están ejecutando en paralelo gracias a la arquitectura en pipeline. En general, se tiene como entrada las muestras de la señal óptica y como salida, la estimación del BER.

Las muestras de entrada al sistema v_i son antipodales normalizadas a uno, estas están constantemente entrando al sistema a la velocidad de ADC, se observa en la imagen que se agrupan, sólo como referencia, en los conjuntos de n . A medida que se muestrea la señal, se calcula el umbral de decisión $v_t h$ y la desviación estándar S de las muestras por encima del umbral, en un principio el valor por defecto del umbral de decisión es de 0,5. Con la desviación estándar se calcula el ancho del kernel h y posteriormente se calcula el kernel gaussiano K , con el cual se prosigue a calcular las funciones de densidad pdf_1 pdf_2 para el conjunto de n muestras de la señal, este cálculo se realiza acumulando las formas de los kernels y finalmente se extraen las medias y las varianzas para calcular el BER.

Tabla 2.2: Señales de Interés en la Implementación

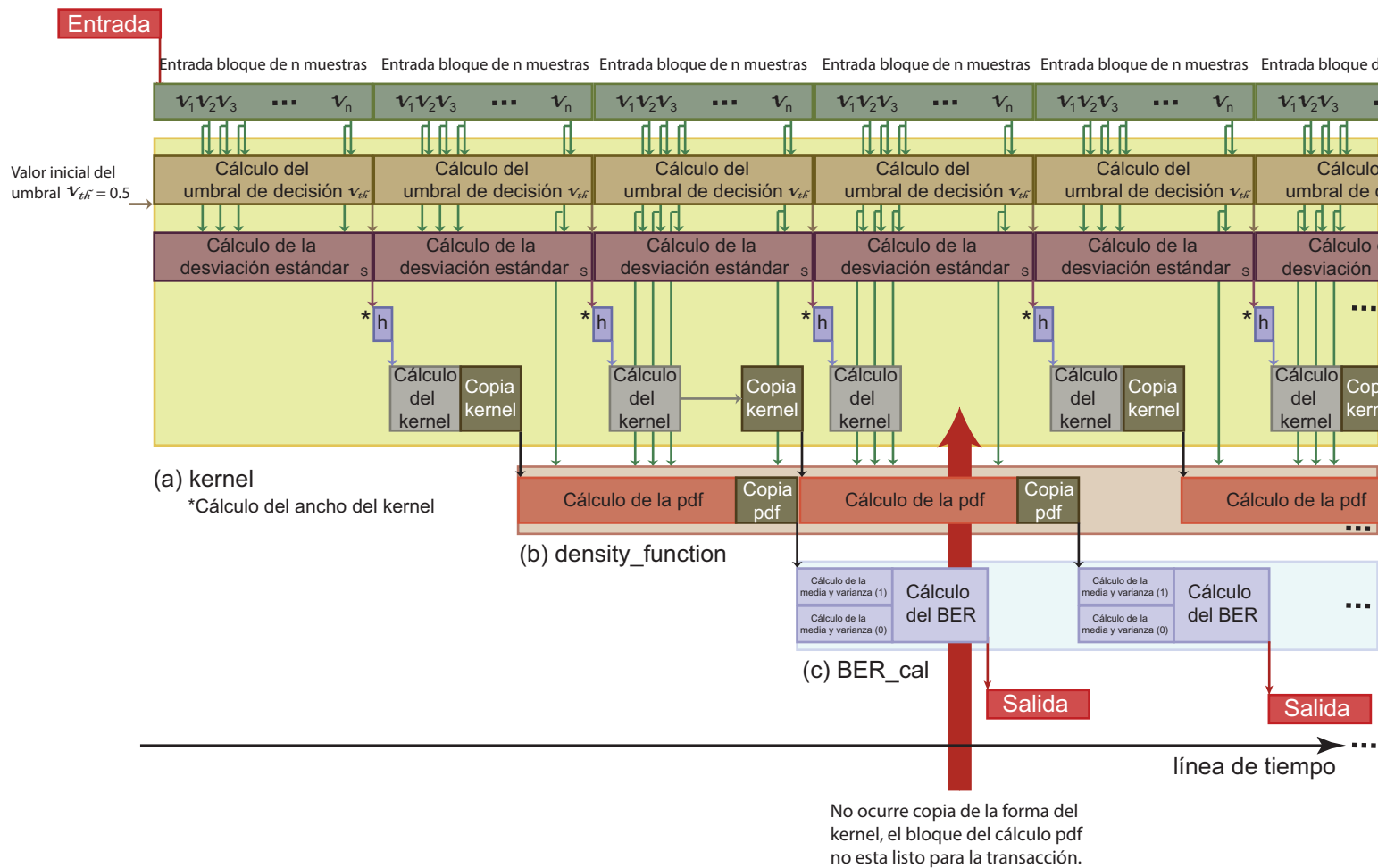
Señal	Descripción
<i>data</i>	Muestras de entrada al sistema
<i>data_valid</i>	Activo cuando se presenta una muestra <i>data</i> valida
<i>n_samples</i>	Número de muestras.
<i>BER_out</i>	Estimación numérica del BER
<i>BER_valid</i>	Activo cuando <i>BER_out</i> sea valida
<i>kernel</i>	El valor numérico de la forma del kernel
<i>kernel_valid</i>	Activo en la transferencia de la forma del kernel
<i>kernel_ready</i>	Activo cuando se termine de calcular el kernel
<i>address_k</i>	Dirección de memoria para el intercambio del del kernel
<i>PortA</i>	Puerto A Memoria RAM de almacenamiento de la pdf
<i>PortB</i>	Puerto B Memoria RAM de almacenamiento de la pdf
<i>density_ready</i>	Activo cuando se tiene el cálculo de una pdf
<i>density_address</i>	Dirección de memoria de la RAM de la pdf
<i>kernel_address</i>	Dirección de memoria de la RAM del kernel

Entre cada bloque de procesamiento, existen registros que almacenan los datos calculados, construyendo una arquitectura pipeline del sistema, las etapas de pipeline son:

- Cálculo del umbral de decisión y Calculo de la desviación estándar.
- Cálculo del ancho del kernel.
- Cálculo del kernel.
- Cálculo de la pdf.
- Cálculo de las medias y varianzas y Cálculo del BER.

Estos registro almacenan los valores del umbral, desviación estándar, la pdf, varianzas y medias de la pdf, ancho y forma del kernel. Periódicamente estos valores son recalculados para que la estimación se ajuste a las condiciones del canal, este registro se hace por medio de memorias RAM en el caso de la pdf y la forma del kernel y con registro para los otros. Este tipo de arquitectura permite explotar el paralelismo que brinda el hardware, permitiendo realizar diferentes cálculos en paralelo.

Figura 2.7: Diagrama de flujo de la estimación de BER en FPGA



Fuente: Autor.

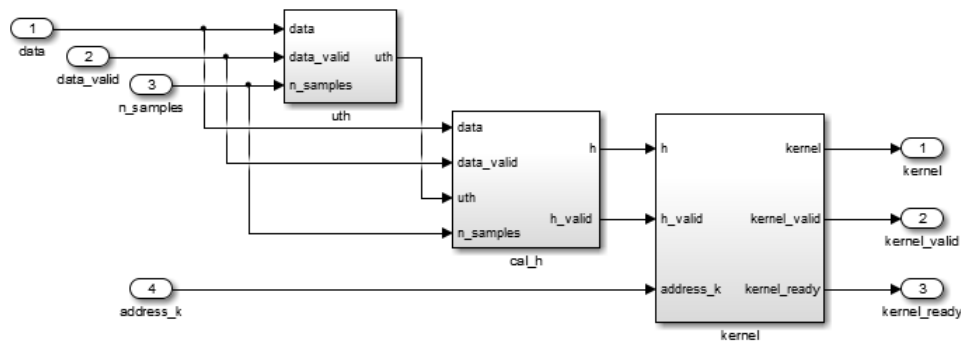
En algunas oportunidades, las actualizaciones de datos almacenados en registros, no se realizan debido a que el bloque receptor está todavía realizando cálculos con los datos anteriores y los registros son rescritos con un nuevos parámetros. Por ejemplo en el diagrama se muestra esta situación marcada con una flecha roja, se observa el cálculo de la forma del kernel, pero, la transacción de copia al bloque que calcula la pdf no se realiza porque este está ocupado en otro proceso, consecuentemente una nueva forma del kernel es calculada y sobre escribe la anterior, lo que genera que la anterior forma calculada no se utilice. Esto no debería presentar impactos graves en la estimación, debido a la calidad estadística del método y la relativa lentitud en los cambio de los parámetros de la fibra con respecto a la velocidad de la medida del instrumento.

A continuación se realiza una descripción de cada uno de los bloques de sistema y su funcionamiento:

Cálculo del Kernel (a)

El cálculo del kernel está a cargo del bloque (a), como se muestra en la Figura 2.8, este está dividido en tres secciones, las cuales se encargan de calcular la media de las muestras, el ancho del kernel y por ultimo el kernel gaussiano.

Figura 2.8: Implementación cálculo del kernel



Fuente: Autor.

La primera fase consiste en encontrar el umbral $v_i h$ de decisión para identificar entre las muestras positivas y negativas, el cálculo del umbral, se realiza de manera no óptima ya que el objetivo no es realizar detección de símbolo y se aproxima mediante la media de la señal, el sistema consiste en un acumulador que se encarga de sumar las n muestras y un divisor que las divide por n , de la siguiente manera:

$$v_{th} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n v_i \quad (2.29)$$

Luego para encontrar el ancho del kernel h , primero se calcula h_{os} según la Ecuación 2.21 y luego se aplica el método *Plug-in* con la Ecuación 2.25; se debe hallar la raíz de la varianza de las muestras mayores al umbral como se muestra a continuación

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{n=1}^{\infty} (\bar{V} - v_i)^2, \forall v_i > v_{th}}, \quad (2.30)$$

la raíz cuadrada de la función se implementó con el bloque *CORDIC 6.0*. La media \bar{V} de las muestras que se calcula utilizando un acumulador para sumar las señales, pero sólo las que son mayores al umbral $u_i h$ para cada grupo de n muestras.

Luego el kernel es calculado según la Ecuación 2.19, en donde se presenta una función exponencial, la cual es implementada mediante la identidad trigonométrica 2.31, utilizando el bloque *CORDIC 6.0* como se muestra en [44].

$$\exp(-x) = \sinh(x) + \cosh(x) \quad (2.31)$$

Estimación de la función de Densidad (b)

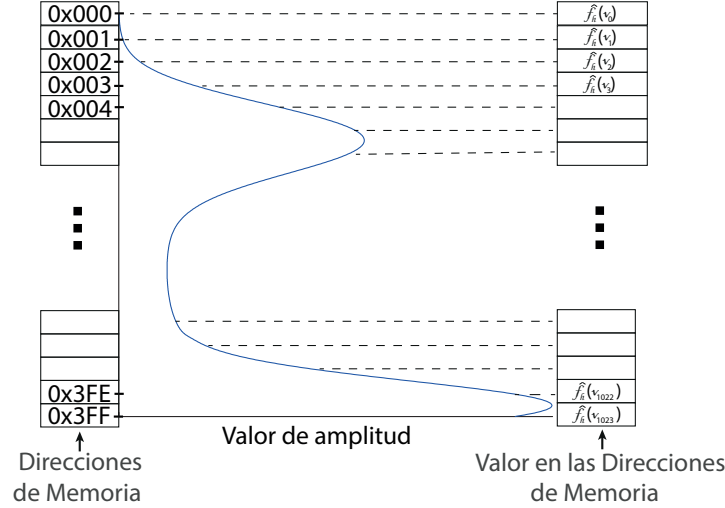
La función de densidad, se calcula como la sumatoria de las funciones del kernel como se muestra en Ecuación 2.18. Para realizar la acumulación de las densidades de estos kernels, se empleó una memoria RAM, de 1024 posiciones, en donde las direcciones de memoria representan el eje de voltaje y el número almacenado representa la amplitud de la pdf, como se ilustra en la Figura 2.9.

Para acumular los kernels, se lee el valor de las posiciones de memoria y mediante un sumador se adicionaban el valor del nuevo kernel, hasta completar las n muestras. Se empleó una memoria de dos puertos para acelerar la lectura, sumatoria y escritura de la función. Este sistema se controla mediante una máquina de estados, que se ilustra en resumen en la Figura 2.10.

Cálculo del BER (c)

Para obtener la estimación del BER, primero se calcula el factor-Q de la señal según la Ecuación 2.13, este depende de las medias y varianza de las distribuciones gaussianas de los unos y ceros. Para encontrar el valor de la media, se realizó un proceso de búsqueda en la pdf, de los dos valores más altos almacenados en la memoria RAM. Para encontrar la varianza, se sigue su relación con la media que está dada por

Figura 2.9: pdf almacenada en RAM



Fuente: Autor.

$$\mu = \frac{\sigma}{2,35} \quad (2.32)$$

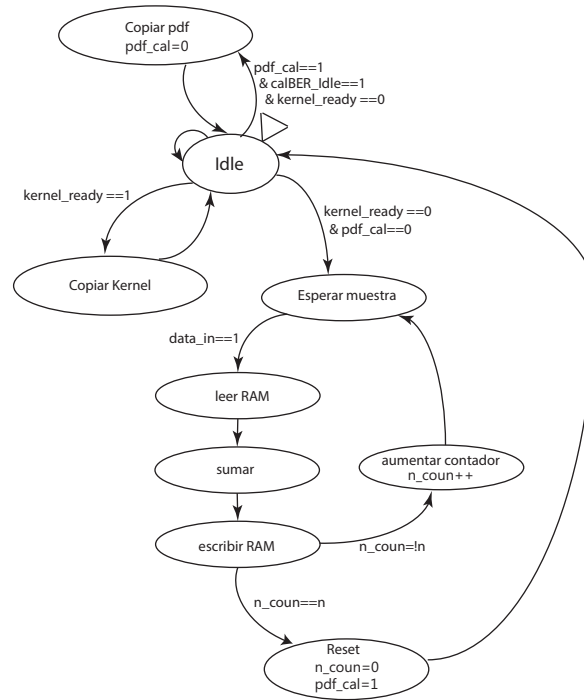
se realiza de nuevo una búsqueda para encontrar los valores que concuerden con σ y se traduce la ubicación en memoria RAM, encontrado así la varianza y se procede a calcular el factor-Q.

Finalmente, para la estimación, se emplea la relación del factor-Q y el BER de la Ecuación 2.14, esta está dada por la función de error de Gauss, *erfc* que tiene el comportamiento que se muestra en la Figura 2.11. Para la implementación, la función fue almacenada en una memoria ROM, de 2048 posiciones, lo que genera una resolución de 0,00733 para los valores $x > 0$ de la función. (Observando la Ecuación 2.13, se nota que sólo es necesario tener en cuenta las muestras positivas debido a que el factor-Q siempre es positivo, ya que $\mu_1 > \mu_0$).

2.4. Resultados de la Simulación

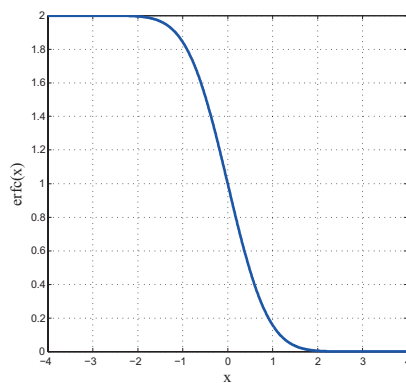
Para evaluar el método propuesto, primero se simuló en Opsim un enlace óptico, en donde se transmitió una señal NRZ-OOK a velocidades comerciales de 1.25, 2.5 y 10

Figura 2.10: Máquina de estados para el cálculo de la pdf



Fuente: Autor.

Figura 2.11: Función erfc



Fuente: Autor.

Gbps para diferentes longitudes de fibra y las muestras fueron exportadas a Matlab y a System Generator, en donde se implementó el sistema de medición del BER. El enlace esta compuesto por un generador PRBS, un codificador NRZ de coseno levantado, un modulador en amplitud, la fibra, un fotodetector y un bloque de medida del BER, cuya estimación se toma como la referencia teórica para verificar el método propuesto.

La simulación en Matlab se realizó en dos pasos, primero las muestras a la salida de la fibra óptica después del fotodetector de la simulación de Opsim fueron exportadas a Matlab, en donde primero se determinan los parámetros h y n para el cálculo de la pdf como es descrito en la sección 2.1.4.1, esto se realiza mediante ensayo y error, ejecutando el algoritmo multiples veces con diferentes combinaciones de parámetros hasta obtener un valor mínimo de error comparando la BER estimada y la BER teórica de Opsim.

El segundo paso, consiste en tomar las muestras extraídas de Opsim de las tres velocidades de transmisión y submuestrearlas todas igualmente a una frecuencia de 50 MSps (Megamuestras por segundo, Megasamples per second), esto con el fin de simular el paso por un ADC, de baja velocidad, y verificar el funcionamiento del algoritmo mostrando su aplicación en heterogeneidad, tanto como en simulación en Matlab como simulación en System Generator.

System Generator, abreviado como Sysgen, es una herramienta de procesamiento digital de señales de Xilinx, que permite el diseño de sistemas de FPGA en el ambiente de Simulink de Matlab. El diseño dentro de Simulink se realiza empleando los bloques de Xilinx, en los cuales se pueden encontrar: operaciones lógicas, operaciones matemáticas, memorias, filtros, maquinas de estado, unidades de control, entre otros, a partir de los cuales se puede generar el archivo de programación de la FPGA. Esta, es una herramienta que acelera el tiempo de implementación de sistemas digitales, con la gran ventaja de permitir la simulación del hardware integrando las herramientas de visualización de Matlab para depurar el diseño [45].

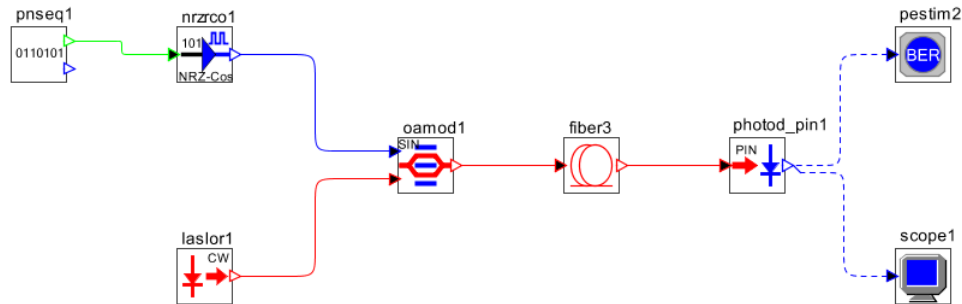
La velocidad de muestreo de 50 MSps se escoge pensando en la futura implementación del algoritmo en la plataforma VirtexTM-II Pro XtremeDSPTM [46], disponible en el laboratorio de telecomunicaciones de la Universidad Pontificia Bolivariana que posee un ADC que se puede programar a esta velocidad de muestreo.

2.4.1. Detalles de la Simulación

El esquema detallado de la simulación en Opsim se presenta en la Figura 2.12, en donde las conexiones eléctricas se muestran en azul, las ópticas en rojo y las lógicas en verde.

La velocidad de símbolo de la fuente pseudo aleatoria fue de 1.25, 2.5 y 10 Gbps, la señal en banda base contenía 16 SPS (muestras por símbolo, Samples Per Symbol), generada por el bloque *pnseq1* y fue codificada NRZ y filtrada con coseno levantado por el bloque *nrzco1* con un factor de roll-off de 0.8 para simular la forma de una señal análoga real de

Figura 2.12: Simulación enlace óptico en Opsim



Fuente: Autor.

rango 0 v a 4 v. Luego se pasó por un modulador de amplitud tipo Mach-Zehnder con V_{π} 5.5 V y como portadora se utilizó un láser CW *laslor1* con una longitud de onda de 1550 nm y ancho de línea de 100 KHz. La señal fue transmitida a través una fibra estándar con pérdida de 0.2 db/km y dispersión 17 ps/(nm km).

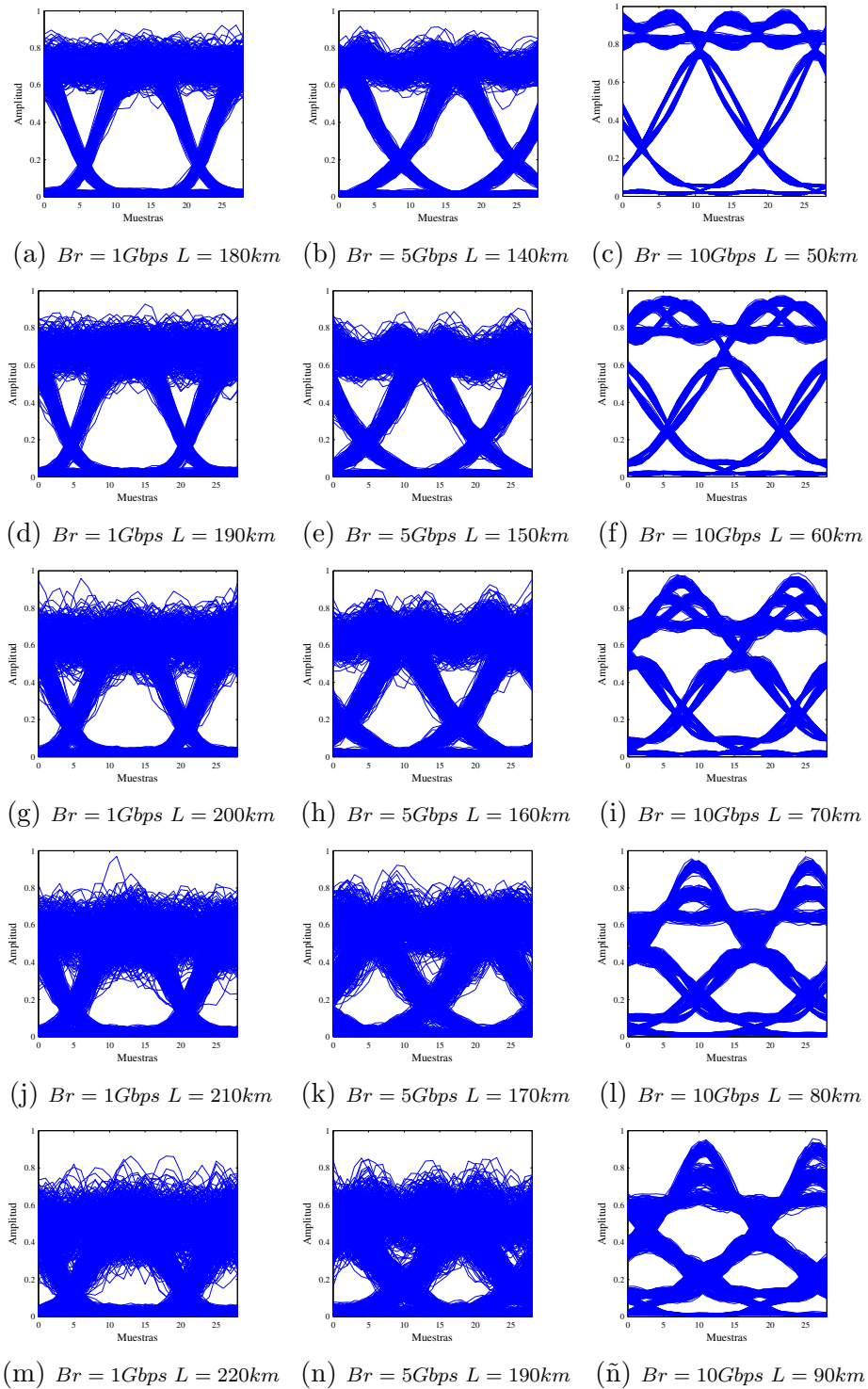
Para realizar las pruebas simuladas se emplearon diferentes longitudes L de fibra. Estas fueron escogidas según la tasa de transmisión y la capacidad de medición del instrumento de BER disponible de Opsim. En la Tabla 2.3 se muestran los rangos de distancia de la fibra simulados en pasos de a 10 km. Los valores de BER de cada simulación fueron obtenidos con el bloque *pestim1*. En total se simularon 5 longitudes diferentes de fibra para cada tasa de transmisión, el diagrama de ojo, obtenidos en el receptor, de cada una se muestra en la Figura 2.2, en donde se observa que la apertura del ojo disminuye y se presenta mayor cantidad de ruido a medida que la señal viaja a través de más kilómetros de fibra, lo cual indica una disminución en la calidad de la transmisión y por consiguiente se espera que la probabilidad de error aumente.

Tabla 2.3: Longitudes de Fibra Utilizadas en la Simulación

Velocidad de Tx (Gbps)	Rango de longitud de la fibra (km)
1.25	180-220
5	140-180
10	50-90

Debido a las limitaciones presentes en el modulo de medición del BER de Opsim, no se pudo obtener un mayor rango de longitudes de fibra sin utilizar elementos adicionales a los mostrados en el diagrama 2.12. Los valores de longitud se acotan a estos límites, debido a que cuando se presenta un nivel muy bajo o muy alto de error (debido a la baja o alta SNR de la señal por viajar tan corta o larga distancia por la fibra) el bloque de medida no

Figura 2.13: Diagrama de Ojo en el Receptor para las Señales Simuladas



Fuente: Autor.

puede obtener una estimación del BER y fija su salida a un valor constante arrojando un mensaje de alerta.

Posteriormente las muestras fueron procesadas en Matlab para realizar la estimación del BER, empleando el pseudocódigo que se presenta en la Figura 2.14. Básicamente se calcula la varianza de las muestras positivas para aplicar el método *Plug-in* y obtener el ancho del kernel, luego se calcula el kernel de cada muestra y se halla la pdf de la cual se encuentran las medias y varianzas de las muestras positivas y negativas, y mediante el factor-Q se encuentra la estimación del BER.

Figura 2.14 Pseudocódigo estimación de BER

```

1: procedure ESTIMACIÓN DEL BER( $n, h, V$ )
2:   Definir intervalo de decisión  $v_{th} \leftarrow mean(V)$ 
3:   Hallar varianza  $S \leftarrow var(V) \quad \forall V > v_{th}$ 
4:   Calcular  $h_{os}$  Ecuación 2.21
5:   Calcular  $h$  Ecuación 2.25
6:   for  $i = 0 : n$  do
7:     Calculo del kernel  $k(i)$  Ecuación 2.19
8:   end for
9:   Calcular  $f_h$  Ecuación 2.18
10:  Hallar  $\mu_1, \mu_o, \sigma_0, \sigma_1$ 
11:  Calcular el factor-Q Ecuación 2.13
12:  Calcular BER Ecuación 2.14
13: end procedure

```

Los parámetros del ancho del kernel gaussiano y el número de kernels se obtuvieron empíricamente mediante simulaciones en Matlab, realizando combinaciones entre ellos calculando el BER y comparándolo con el valor teórico obtenido en Opsim, considerando la combinación de k y n más optima la cual generara menor error. Luego, para verificar el método propuesto, se realiza un muestreo de las señales de Opsim a 50 MSps y se obtiene los resultados simulados en matlab y del hardware en Sysgen.

2.4.2. Resultados

Después de obtener el conjunto de muestras mediante Opsim, se prosiguió a realizar el procesamiento de señal en Matlab para estimar el BER siguiendo el método propuesto. En primer lugar, el objetivo de la simulación se centra en obtener el valor óptimo del ancho del kernel h y el número de muestras n minimizando la discrepancia entre los valores de la probabilidad obtenidos mediante el factor-Q y los valores extraídos de Opsim. Luego con esta parametrización se probó el algoritmo de estimación con las señales submuestreadas a una tasa de 50 MSps.

Primero se ajustaron los parámetros k y n para cada velocidad y longitud de fibra, según los valores de la Tabla 2.3, mostrados bajo la columna *Parámetros*, para las señales a 16 muestras por símbolo. Esta parametrización se realizó mediante la combinación de varios valores de los parámetros, n se evaluó dentro de un rango de $n = 2^8$ hasta $n = 2^{14}$ aumentado en potencias de 2 y se variaron los valores de $k = 1, 2, 3, \dots, 29, 30$, se calculó el BER con cada combinación y se comparó con el BER obtenido en Opsim, los resultados del BER obtenido y el error se pueden observar bajo la columna *16 muestras por símbolo/Simulación*.

Con los valores de k y n encontrados, se prosiguió a estimar la probabilidad de error con las señales sub-muestreadas a 50 MSps, tanto en Matlab como en Sysgen. La estimación obtenida se observa en la Tabla 2.5, donde se muestra los valores de los parámetros obtenidos para ambos casos y el error, la simulación en Matlab se muestra bajo la columna *Sub-muestreo 50 MSps/Simulación* y la simulación del hardware se muestra en la columna *Sub-muestreo 50 MSps/Hardware*.

Para la cuantificación del error se toma como punto de referencia el BER de Opsim, este se calcula con el logaritmo de los valores, de tal manera que se le otorgue mayor relevancia al orden de magnitud de la estimación, de la siguiente manera

$$error = (\log_{10}(BER_{opsim}) - \log_{10}(BER)) / \log_{10}(BER_{opsim}). \quad (2.33)$$

En la Tabla 2.4, se hace una aclaración de la notación utilizada en los títulos de cada columna de los resultados mostrados en la Tabla 2.5.

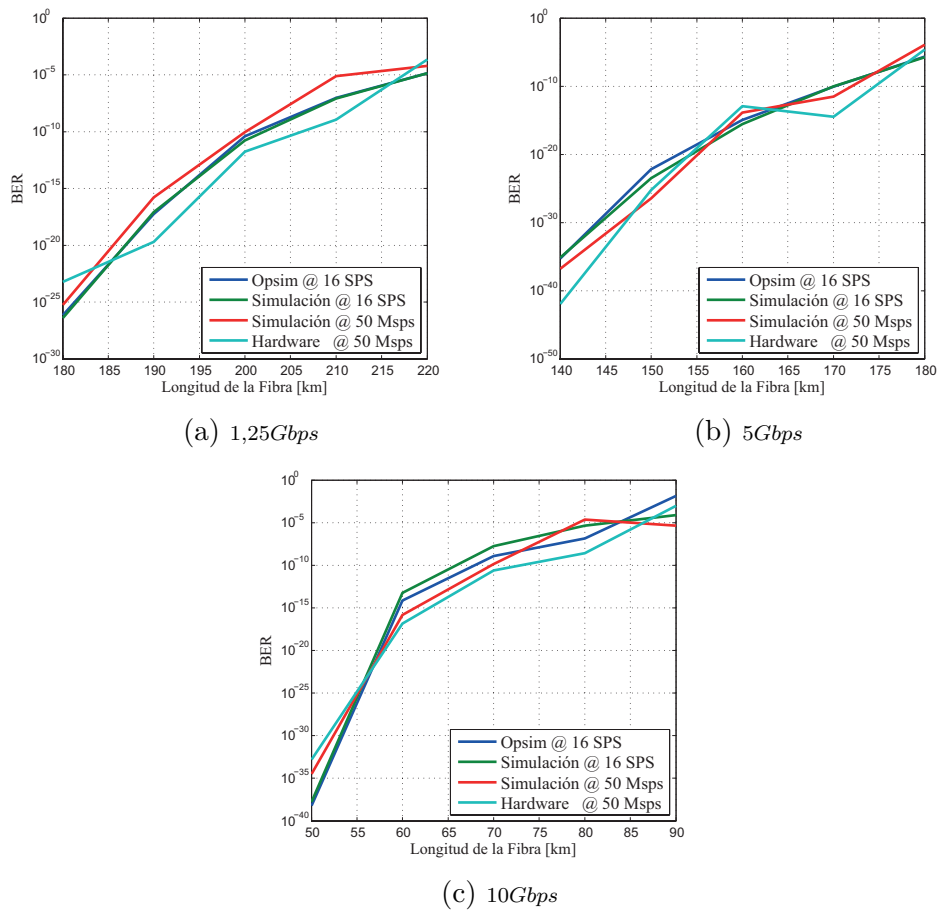
Tabla 2.4: Notación Empleada

Notación	Significado
Opsim @ 16 SPS	Valores de BER obtenidos en Opsim con 16 SPS
Simulación @ 16 SPS	Valores de BER obtenidos en Simulación en Matlab con 16 SPS
Simulación @ 50 MSps	Valores de BER obtenidos en Simulación en Matlab a 50 MSps
Hardware @ 50 MSps	Valores de BER obtenidos en Simulación del hardware en Sysgen a 50 MSps
SPS	Samples Per Symbol (Muestras por Símbolo)
MSps	Megasamples per second (Megamuestras por segundo)

En la Figura 2.15, se muestra la comparativa de las cuatro estimaciones del BER para cada velocidad, tomando como referencia teórica los valores obtenidos en Opsim. Se puede observar que la probabilidad de error aumenta con la distancia de la fibra, debido a la mayor cantidad de atenuación y ruido a la que se somete la señal.

Si se comparan los resultados de Opsim con la primera simulación realizada a 16 SPS se observa que para las estimaciones realizadas a 1.25 Gbps se obtiene un error máximo

Figura 2.15: Resultados Mediciones del BER



Fuente: Autor.

de 0.033, para las velocidades de 5 Gbps y 10 Gbps se obtuvieron errores máximos de 0.056 y 0.545 respectivamente. Los peores resultados se obtuvieron con la velocidad de 10 Gbps a distancias de enlace de 80 y 90 km, en donde el error supero el 28 %, pero para las otras medidas el error fue menor al 18 %. Esto indica que en general la selección de los parámetros es acertada y que el método es adecuado para la estimación del BER a diferentes velocidades de transmisión y longitudes de fibra.

Luego, si se comparan los BER calculados con 16 SPS, con los obtenidos bajo la señal sub-muestreada a 50 MSps, se observa una mayor diferencia en las estimaciones. El submuestreo de la señal a 50 MSps genera que el error aumente en promedio 0.393 veces respecto a las señales sin ser submuestreadas, como se observa en los valores de la Tabla 2.5. Sin embargo se muestra que mediante la aplicación del submuestreo asincrónico se puede realizar una estimación del BER. Las diferencias en la estimación se dan debido a la naturalidad del método, en donde se está muestreando la señal sin ninguna tipo de sincronización y las características estadísticas del conjunto de muestras analizados en un bloque pueden diferir de otro, lo que lleva a desigualdades entre estimaciones.

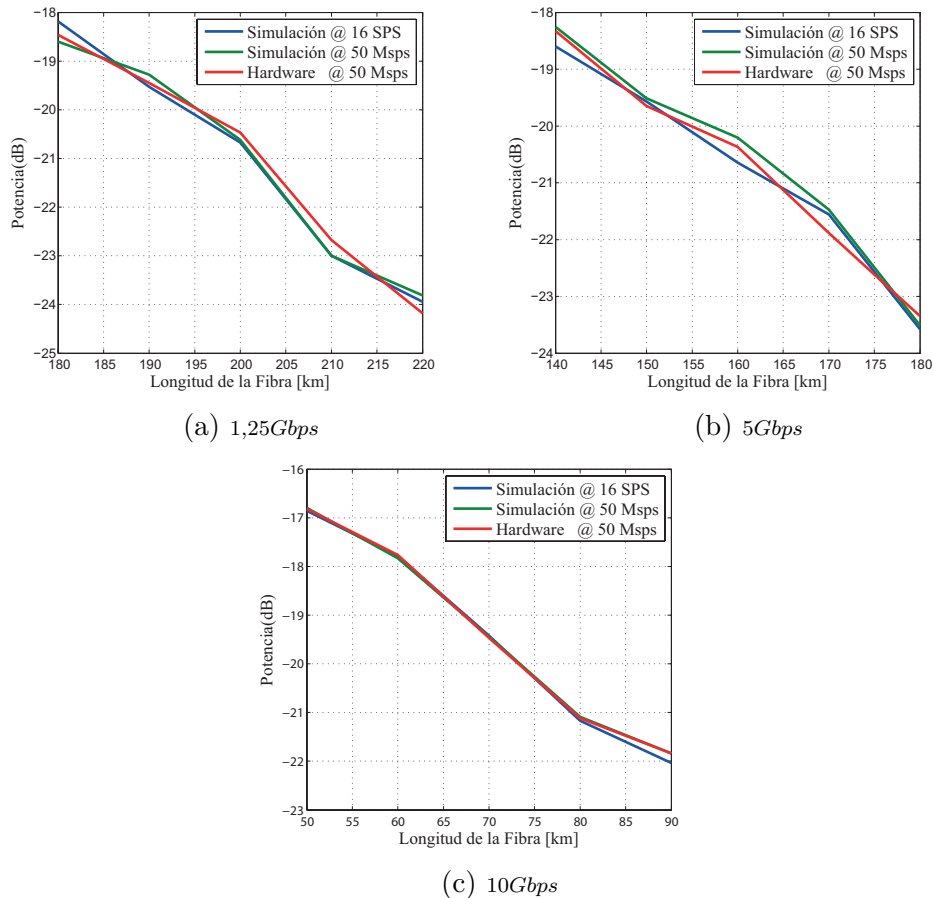
Finalmente, se presenta el resultado del cálculo realizado por el hardware en simulación y se corrobora su funcionamiento. Se obtiene que en promedio el error de estimación es de 0.4926 veces mayor al obtenido empleado las muestras sin realizar submuestreo. Estas diferencias de estimación se presentan debido a las aproximaciones que se deben realizar en su implementación, como el uso de punto fijo en los flotantes y perdida por resolución en el calculando la pdf en la asignación de tamaños de memorias ROM y RAM. Para las tres velocidades de transmisión se presentan errores de mas del 30 % para las dos longitudes de fibra más extensas para cada velocidad y de aproximadamente el 10 % para el resto de casos.

Tabla 2.5: Parametrización Individual

Parámetros				16 muestras por símbolo			Submuestreo 50 MSps			
Vel Tx (Gbps)	L (km)	k	N	Opsim BER	Simulación		Simulación		Sysgen	
					BER	error	BER	error	BER	error
1,25	180	4	2^{15}	$6,983e^{-27}$	$3,952e^{-27}$	0,009	$5,473e^{-26}$	0,034	$5,928e^{-24}$	0,126
1,25	190	23	2^{17}	$5,469e^{-18}$	$8,261e^{-18}$	0,010	$1,624e^{-16}$	0,085	$1,986e^{-20}$	0,123
1,25	200	13	2^{15}	$3,874e^{-11}$	$1,701e^{-11}$	0,033	$8,999e^{-11}$	0,035	$1,747e^{-12}$	0,114
1,25	210	2	2^{15}	$9,406e^{-08}$	$8,297e^{-08}$	0,007	$7,693e^{-06}$	0,272	$1,152e^{-09}$	0,213
1,25	220	10	2^{14}	$1,389e^{-05}$	$1,410e^{-05}$	0,001	$5,999e^{-05}$	0,130	$2,502e^{-05}$	0,332
5	140	14	2^{14}	$5,244e^{-36}$	$7,447e^{-36}$	0,004	$1,726e^{-37}$	0,042	$1,157e^{-42}$	0,158
5	150	19	2^{14}	$6,863e^{-23}$	$3,193e^{-24}$	0,056	$3,549e^{-27}$	0,193	$6,075e^{-26}$	0,121
5	160	27	2^{17}	$1,133e^{-15}$	$2,855e^{-16}$	0,038	$1,279e^{-14}$	0,070	$1,122e^{-13}$	0,154
5	170	27	2^{19}	$8,840e^{-11}$	$9,448e^{-11}$	0,002	$2,997e^{-12}$	0,146	$3,269e^{-15}$	0,305
5	180	22	2^{20}	$2,214e^{-06}$	$1,853e^{-06}$	0,013	$1,206e^{-04}$	0,307	$2,502e^{-05}$	0,228
10	50	23	2^{15}	$6,180e^{-39}$	$1,681e^{-38}$	0,011	$3,227e^{-35}$	0,097	$1,625e^{-33}$	0,165
10	60	6	2^{15}	$7,427e^{-15}$	$5,870e^{-14}$	0,067	$1,518e^{-16}$	0,119	$1,456e^{-17}$	0,160
10	70	2	2^{14}	$1,252e^{-09}$	$1,809e^{-08}$	0,149	$1,354e^{-10}$	0,301	$2,546e^{-11}$	0,159
10	80	2	2^{17}	$1,387e^{-07}$	$4,608e^{-06}$	0,285	$2,284e^{-05}$	0,478	$2,586e^{-09}$	0,201
10	90	11	2^{17}	$1,387e^{-02}$	$7,847e^{-05}$	0,545	$4,640e^{-06}$	0,400	$9,622e^{-04}$	0,381

La medida de potencia y SNR, se realizó de igual forma bajo las tres condiciones sobre las que se analizó el BER, en simulación con 16 SPS y con 50 MSps tanto en Matlab como en Sysgen teniendo en cuenta que se calcula la potencia de la señal eléctrica y se normalizaron las señales de Opsim, los resultados de la medición se presentan en la Figura 2.16, y la SNR en la Figura 2.17

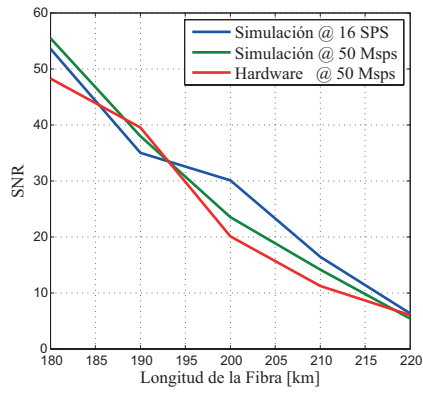
Figura 2.16: Medida de la Potencia Eléctrica



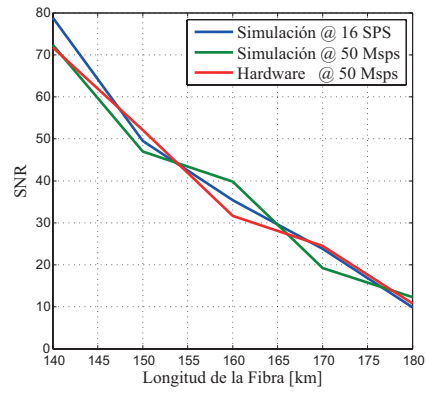
Fuente: Autor.

Para determinar si la información relacionada con la potencia y la SNR de la señal se conserva después de realizar el submuestreo asincrónico, se compararon los resultados obtenidos de las estimaciones antes y después de realizar el submuestreo. Para esto, se obtuvo el error medio tomando como valores teóricos las medidas realizadas con las señales a 16 SPS, el error obtenido para las estimaciones de potencia para la simulación a 50 MSps es de 7.5 % y para la simulación del hardware es del 8.4 %; para la SNR el error fue de 12 % y 14 % en ese mismo orden. Esto significa que las estimaciones obtenidas antes y después

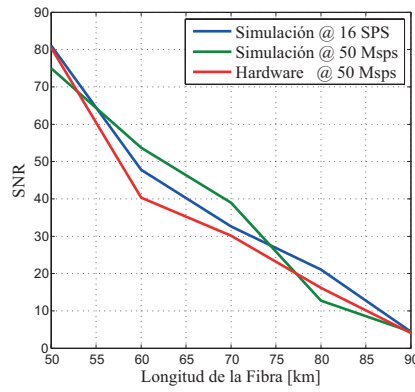
Figura 2.17: Medida de la SNR



(a) 1.25 Gbps



(b) 5 Gbps



(c) 10 Gbps

Fuente: Autor.

del submuestreo son muy similares, lo que muestra que la estimación de la potencia de la señal y la SNR no se distorsionan al realizar el procedimiento de submuestreo asincrónico y además se prueba que se pueden implementar dispositivos de medida de potencia y SNR con ADCs de frecuencia menor a la determinada por el teorema de Nyquist, necesaria para reconstruir la señal.

Capítulo 3

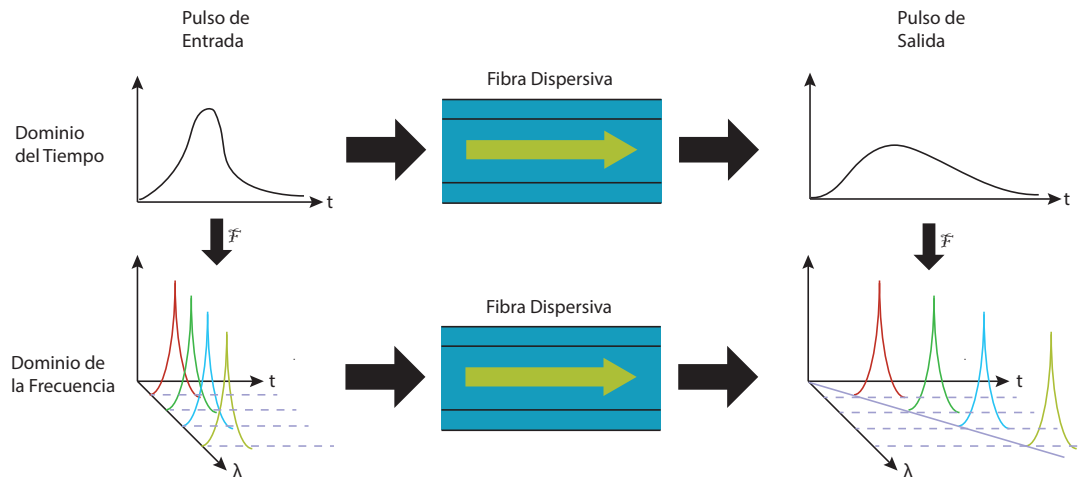
Medición de la Dispersión Cromática

La dispersión cromática es una de las características más básicas de la fibra y es un fenómeno que afecta la manera en que la señal se propagan a través de este medio. Teniendo en cuenta que la velocidad a la que viaja un fotón depende del índice de refracción y el índice de refracción depende de la frecuencia, los fotones que se desplacen por la fibra a diferentes frecuencias viajaran a diferentes velocidades [47]. Como se ilustra en la Figura 3.1 la velocidad en la fibra de una longitud de onda monocromática es constante, pero las señales de información que se envían por este medio son sometidas a modulaciones, generando una señal de datos con ancho espectral diferente de cero, las señales están compuesta por diferentes componentes de frecuencia que viajaran a diferentes velocidades, esto en el dominio del tiempo se refleja como un ensanchamiento del pulso de la señal recibida.

La dispersión en la fibra es una de las mayores limitantes para las tasas de transmisión y longitudes de los enlaces en los sistemas de comunicaciones ópticos. Sus unidades están dadas en $[(ps/nm)/km]$ lo que significa que a pulsos más anchos en la frecuencia, dados por mayores velocidades de transmisión y a mayores distancias, se presentará un mayor ensanchamiento del pulso en el tiempo. Además los diferentes componentes que conforman un enlace óptico como filtros, multiplexores y switches incrementan la cantidad de dispersión total [48].

El constante monitoreo en redes heterogéneas está ligada a la necesidad de compensar los efectos adversos de la dispersión, con el fin de alcanzar mayores distancias y velocidades de transmisión. Técnicas estáticas de compensación han sido empleadas como el uso de fibras de compensación, (DCF, Dispersion compensating fibers) o rejillas de Bragg (FBG's, Optical fiber Bragg gratings) [49], que están diseñadas para mitigar los efectos de una cantidad específica de dispersión. Dichas técnicas se vuelven obsoletas cuando se encuentran factores en los enlaces de comunicación que hacen que la dispersión varíe en el tiempo, uno de ellos es la sensibilidad que posee la dispersión acumulada a los cambios de temperatura en enlaces de mayores a 40 Gbps de velocidad y en enlaces de 10 Gbps de largas distancias.

Figura 3.1: Fenómeno de Dispersión



Fuente: Autor.

También en las redes ópticas cognitivas, la constante reconfiguración del enrutamiento de la información, somete a las señales a transitar por diversos niveles de dispersión [47]. Es en estos escenarios en los cuales el OPM, debe ofrecer soluciones flexibles para el monitoreo de los enlaces de comunicaciones heterogéneos, sujetos a diferentes tipos de modulación, velocidades, tipos de fibra y por consiguiente valores variables de dispersión.

La característica de los métodos utilizados en OPM para la medición y posterior compensación de la dispersión que son de interés de estudio en este trabajo, son los que hacen uso exclusivo de herramientas digitales, con compensaciones electrónicas y mediciones mediante algoritmos de procesamiento de señales, esto para evitar el uso de elementos ópticos adicionales en el enlace de comunicaciones y habilitar la función de plug-and-play en cualquier nodo ya existente en la red sin necesidad de ser modificado.

Este tipo de métodos de monitoreo fueron estudiados y demostrados experimentalmente por Borkowski et al. en [50, 51, 11] para receptores coherentes. Se conocen como algoritmos ciegos (blind o non-data-aided, NDA) lo que significa que no necesitan ninguna información de los símbolos recibidos para realizar la estimación. El principio de funcionamiento de estos algoritmos está basado en la ecualización de la señal mediante la multiplicación de las muestras por la función de transferencia inversa de la fibra con el nivel de dispersión que se quiere compensar y la evaluación y minimización de una función de costo. Estos tienen las características de proveer una estimación rápida de la dispersión acumulada a lo largo del enlace y permitir el monitoreo constante frente a cambios que afecten la medición. Están divididos en dos tipos, los del dominio del tiempo y la frecuencia, siendo más eficientes en términos de complejidad computacional los primeros, según descrito por

los autores, debido a que necesitan menos operaciones de multiplicación y acumulación de muestras. En ese trabajo se describen seis algoritmos que fueron probados en simulación con una tasa de transmisión de 112 Gbps y se realizaron experimentos en enlaces ópticos reales de fibra a una tasa de transmisión de 40 Gbps.

La propuesta de este trabajo incluye la simulación de dos algoritmos de medición de la dispersión cromática, el primero de ellos se planeó para verificar la dependencia de la dispersión con la velocidad de propagación mediante la medición de retardos de señales sinusoidales que viajan por la fibra y el segundo se enfocó en la evaluación del algoritmo CMA expuesto por Borkowski en diferentes escenarios donde se varió la velocidad de transmisión y longitud de la fibra y se observó su repuesta a los cambios de dispersión.

En este capítulo se presenta una introducción al fenómeno de la dispersión, se muestra el modelo de la fibra empleado para la simulación del enlace óptico en Matlab y se desglosan los algoritmos empleados para la medición de la dispersión y los resultados de las simulaciones realizadas.

3.1. Principio del Fenómeno de la Dispersión

La dispersión cromática es un fenómeno que afecta la velocidad de propagación de una señal a través de la fibra óptica. En este medio, la velocidad de propagación es dependiente de la frecuencia, lo que significa que las diferentes componentes espectrales de una señal se propagan a diferentes velocidades, resultando en un ensanchamiento del pulso y posteriormente en interferencia intersimbólica (ISI, Intersymbol Interference) [52].

Para cuantificar la cantidad de dispersión a la que está sometida una señal, se parte del análisis del tiempo de propagación T que toma una componente espectral con frecuencia w al viajar por una fibra con longitud L a una velocidad v_g . Mediante la relación cinemática de tiempo, distancia y velocidad, se obtiene que

$$T = L/v_g, \quad (3.1)$$

en donde la velocidad de propagación de la onda v_g se denomina velocidad de grupo (group velocity) y está dada por

$$v_g = (d\beta/dw)^{-1}, \quad (3.2)$$

donde β es la constante de propagación. En esta expresión se plasma la dependencia de la velocidad con respecto a la frecuencia, lo que genera que el tiempo de llegada de las diferentes componentes de una señal sean diferentes. Esta diferencia de tiempos ΔT se puede expresar de la siguiente manera, si tomamos Δw como el ancho espectral del pulso

$$\Delta T = \frac{dT}{dw} \Delta w. \quad (3.3)$$

Reemplazando la relación 3.2 en 3.3 se tiene que

$$\begin{aligned} \Delta T &= \frac{d}{dw} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta w \\ \Delta T &= L \frac{d}{dw} \left(\frac{d\beta}{dw} \right) \Delta w \\ \Delta T &= L \frac{d^2\beta}{dw^2} \Delta w \\ \Delta T &= L\beta_2 \Delta w, \end{aligned} \quad (3.4)$$

El ΔT depende del parámetro $\beta_2 = d^2\beta/dw^2$ que se conoce como GVD (Group-Velocity Dispersion) y determina la cantidad de ensanchamiento a la que será sometido un pulso al viajar por la fibra.

Usualmente los modelos de sistemas de comunicaciones ópticos se expresan en términos de longitud de onda λ , para esto se emplean las expresiones equivalentes $w = 2\pi c/\lambda$ y $\Delta w = (-2\pi c/\lambda^2)\Delta\lambda$, donde c denota la velocidad de la luz. La Ecuación 3.3 en términos de longitudes de onda se expresa de la siguiente forma

$$\Delta T = \frac{dT}{d\lambda} \Delta\lambda \quad (3.5)$$

y reemplazando 3.2 en 3.5 se obtiene que

$$\begin{aligned} \Delta T &= \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\lambda \\ \Delta T &= DL\Delta\lambda. \end{aligned} \quad (3.6)$$

La cantidad de dispersión a la que se somete una señal al viajar por la fibra, se cuantifica con el parámetro de D que se expresa en unidades de $ps/(km - nm)$. Al reemplazar 3.6 en 3.4 se encuentra la relación entre D y β_2 de la siguiente manera

$$\begin{aligned} DL\Delta\lambda &= L\beta_2\Delta w \\ DL\Delta\lambda &= L\beta_2 \left(\frac{-2\pi c}{\lambda^2} \Delta\lambda \right) \\ D &= \frac{-2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \end{aligned} \quad (3.7)$$

Otro parámetro que se tiene en cuenta es la dispersión acumulada en la fibra, este parámetro se conoce como CD [50] y es la relación entre la cantidad de dispersión y la distancia que viaja a señal expresada de la siguiente forma

$$CD = D \cdot L \quad (3.8)$$

3.2. Modelo de la Fibra Óptica

Para simular el paso de las señales a través de la fibra, se plantea el modelo de propagación de la envolvente del campo eléctrico A , que viaja a través de la fibra óptica, considerando el parámetro de dispersión de segundo orden β_2 y empleando la ecuación no lineal de Schrodinger (NLSE, Nonlinear Schrodinger Equation) [52], se tiene que

$$\frac{\partial \bar{A}}{\partial z'} - j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 \bar{A}}{\partial T^2} - j \gamma |\bar{A}|^2 \bar{A} + \frac{\alpha}{2} \bar{A} = 0, \quad (3.9)$$

donde γ es el coeficiente no lineal y α es el coeficiente de atenuación de la fibra.

Despreciando las no linealidades y la atenuación, al resolver la ecuación diferencial 3.9, se encuentra que la función de transferencia de la fibra esta dada por

$$H = \exp \left[-j f^2 \pi \frac{CD \lambda^2}{c} \right] \quad (3.10)$$

donde CD es la dispersión acumulada, λ es la longitud de onda del laser, y c es la velocidad de la luz.

Para algunos algoritmos de medida es necesario realizar ecualización, este proceso consiste en revertir los efectos en la señal que causa el canal de fibra. El ecualizador electrónico utilizado para compensar los efectos de la dispersión cromática es la función de transferencia inversa de la fibra, como se expresa a continuación,

$$H = \exp \left[j f^2 \pi \frac{CD \lambda^2}{c} \right]. \quad (3.11)$$

3.3. Medida de la Dispersión Mediante la Técnica de Detección de Fase en el Espectro

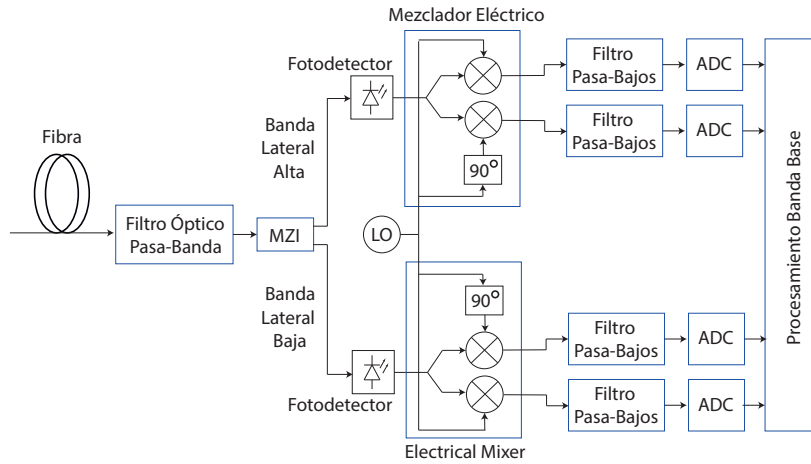
Para mostrar el principio del fenómeno de dispersión y su relación con los retardos que induce en diferentes componentes de frecuencia, se plantea una simulación que busca medir

la diferencia de tiempo de llegada de dos señales sinusoidales enviadas a través de la fibra para calcular el valor de la dispersión D , para esto se empleará la técnica expuesta por Jiang et al. [53] denominada detección de fase en el espectro.

La técnica de detección de fase en el espectro (Spectrum Phase Detection Technique) está basada en el principio del retardo de velocidad de grupo, tiene como objetivo encontrar la diferencia de retardos a las que son sometidas dos señales sinusoidales que viajan por la fibra, esta diferencia de fase se asocia al valor de dispersión.

El principio de funcionamiento de la técnica se puede ilustrar haciendo uso del receptor óptico mostrado en la Figura 3.2, en donde se transmite una onda sinusoidal modulada en amplitud y en el receptor se hace uso de un mezclador eléctrico para encontrar la diferencia de fase entre las bandas superior e inferior de la señal transmitida.

Figura 3.2: Receptor para la Detección de Fase en el Espectro



Fuente: Guozhou et al. In-line residual chromatic dispersion measurement for NRZ-DPSK and RZ-DPSK signals using a novel RF spectrum phase detection technique. 2013. [53]

Supongamos que a través de este enlace se envía una señal sinusoidal $\cos(w_d t)$ modulada en amplitud con la portadora $\cos(w_o t)$, de tal manera que la señal eléctrica antes de pasar por la fibra es de la forma

$$T_{DSB} = 2\alpha\sqrt{I_o}\cos(w_o t) + \beta\sqrt{I_o}\cos((w_o t - w_d)t) + \beta\sqrt{I_o}\cos((w_o t + w_d)t), \quad (3.12)$$

Después de que la señal es sometida a los efectos de la fibra, la señal recibida antes del fotodetector es de la forma $E_{DSB} = E_L + E_U$ donde

$$E_L = \beta\sqrt{I_o}\cos((w_o t - w_d)t + \varphi_L), \quad (3.13)$$

$$E_L = \beta\sqrt{I_o}\cos((w_o t - w_d)t + \varphi_U). \quad (3.14)$$

Como se observa en la Figura 3.2, en la recepción se emplea un filtro óptico sintonizable para separar la banda superior de la inferior y luego de pasar por el fotodetector se aplican el mezclador eléctrico obteniendo las señales en fase I_U , I_L y en cuadratura Q_U , Q_L de cada una de las bandas superior e inferior respectivamente. La expresión matemática de estas señales en la recepción se muestra a continuación

$$I_L = |E_L(t)|^2 \times H_L(t) \quad (3.15)$$

$$I_U = |E_U(t)|^2 \times H_Q(t) \quad (3.16)$$

$$Q_L = |E_U(t)|^2 \times H_L(t) \quad (3.17)$$

$$Q_U = |E_U(t)|^2 \times H_Q(t) \quad (3.18)$$

donde $H_L(t) = \cos(w_T t + \varphi_{ck})$ y $H_Q(t) = \cos(w_T t + \varphi_{ck} + \frac{\pi}{2})$ corresponde a las señales generadas en el mezclador eléctrico, φ_{ck} es el desfase del oscilador local. Además se asume que la frecuencia del oscilador local w_T es igual a la frecuencia de la moduladora w_d . Después de desarrollar el producto de las ecuaciones anteriores se obtiene la siguiente relación

$$I_L = \frac{\alpha\beta I_o}{2} \cos(\varphi_L + \varphi_{ck}), \quad (3.19)$$

$$I_U = \frac{\alpha\beta I_o}{2} \cos(\varphi_L + \varphi_{ck} + \frac{\pi}{2}), \quad (3.20)$$

$$Q_L = \frac{\alpha\beta I_o}{2} \cos(\varphi_U + \varphi_{ck}), \quad (3.21)$$

$$Q_U = \frac{\alpha\beta I_o}{2} \cos(\varphi_U + \varphi_{ck} + \frac{\pi}{2}). \quad (3.22)$$

A partir de estas expresiones se pueden obtener los desfases de cada banda de la siguiente manera

$$\varphi_L = \text{Arctg} \left(\frac{Q_L}{I_L} \right) - \varphi_{ck}, \quad (3.23)$$

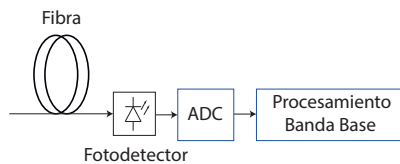
$$\varphi_U = \text{Arctg} \left(\frac{Q_L}{I_L} \right) - \varphi_{ck}. \quad (3.24)$$

La diferencia de esto dos desfases se denota como $\Delta_\varphi = \varphi_U - \varphi_L$ y la ecuación que relaciona esta expresión con la dispersión se muestra a continuación

$$GVD = \frac{2\pi c}{(w_d \lambda)^2} \Delta_\varphi \quad (3.25)$$

Teniendo en cuenta el objetivo de minimizar la cantidad de elementos ópticos necesarios en el enlace para la medida de la CD, se plantea una solución sin la necesidad de utilizar el filtro óptico sintonizable y de igual manera eliminar el mezclador eléctrico, llevando estas etapas al dispositivo de procesamiento de señal banda base y así también eliminar la necesidad de utilizar cuatro conversores análogo digital, como se plantea en la Figura 3.3.

Figura 3.3: Receptor Simplificado para la Detección de Fase en el Espectro



Fuente: Autor.

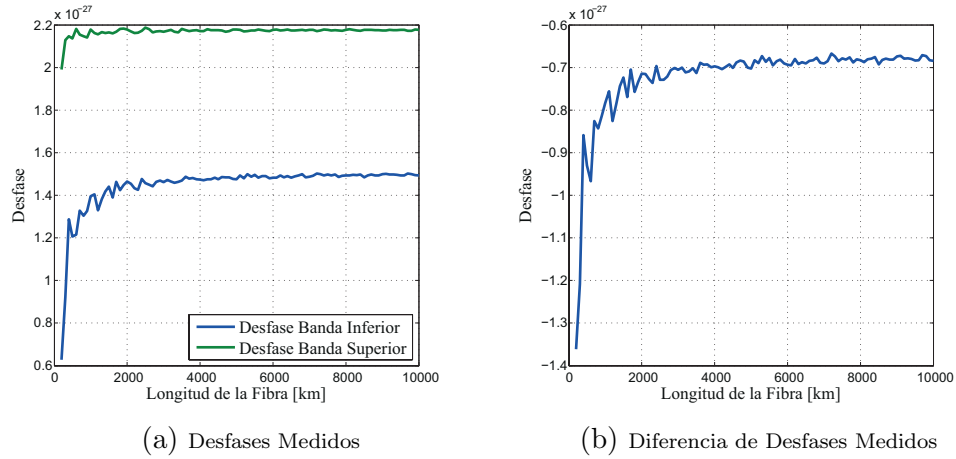
3.3.1. Resultados de la Simulación

Para realizar la medida de la dispersión cromática mediante este método, se simuló el enlace mostrado en la Figura 3.3. El objetivo es la medición de la diferencia de los desfases de la señal sinusoidal de la banda superior e inferior de la modulación enviada, para el posterior cálculo de la CD mediante la Ecuación 3.25.

Se transmite a través de la fibra una señal modulada como se expresa en la Ecuación 3.12, que consiste en un tono de frecuencia $w_d = 2,5GHz$ modulado en amplitud por una portadora de frecuencia $w_o = 27,5GHz$. El canal de fibra se implementó según la Ecuación 3.10, con parámetro de dispersión típico de $D = 17ps/nm.km$. Se probó el algoritmo de estimación para diferentes longitudes de fibra L desde 200 km hasta 10000 km con intervalos de 100 km entre ellos.

Los desfases medidos de las dos bandas, φ_L y φ_U y su diferencia, se muestran en la Figura 3.4.

Figura 3.4: Desfases Medidos Mediante el Método de Detección de Fase en el Espectro



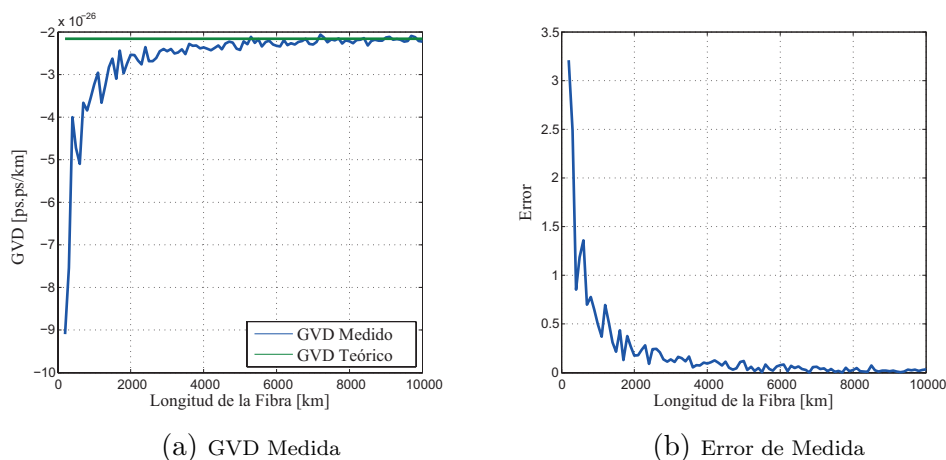
Fuente: Autor.

Como valor teórico de GVD, se toma el valor típico de dispersión empleado en la simulación de la fibra en Matlab, de $\beta_2 = -21,6[ps.ps/km]$ y se compara contra el encontrado mediante el método descrito. El error de estimación se muestra en la Figura 3.5. Se observa que a medida que la señal viaja una mayor distancia y por consiguiente es expuesta a una mayor cantidad de dispersión cromática, la estimación se hace más precisa, lo que conlleva a obtener para distancias menores a 2000 km errores mayores a 20 %. Esto puede ser indicativo de que el método no es adecuado para enlaces ópticos de corta distancia donde las señales son expuestas a menores cantidades de dispersión.

3.4. Medida de la Dispersión Mediante el Algoritmo CMA

Este método de medición de la dispersión cromática está basado en el algoritmo CMA (constant modulus algorithm)[54], ha sido probado experimentalmente en enlaces con modulación DPQPSK (Dual-Polarization Quadrature Phase Shift Keying) [11, 55] a una tasa de transmisión de 40 Gbps. En esta sección se presenta la evaluación del algoritmo, para determinar su uso en escenarios heterogéneos, realizando simulaciones para estimar la dispersión de señales con diferentes tasas de transmisión y que viajan por fibras de diferentes longitudes.

Figura 3.5: Resultados Obtenidos Mediante el Método de Detección de Fase en el Espectro



Fuente: Autor.

3.4.1. Descripción Algoritmo CMA

El algoritmo de CMA, trabaja sobre un enlace óptico que utiliza formato de modulación DPQPSK y un receptor coherente. Está basado en el uso de un ecualizador, con el cual se corrigen los efectos adversos de la dispersión, mientras se minimiza una función de costo, para ajustar el valor de la CD estimada con el objetivo de identificar ciertas propiedades estadísticas de la señal observando si los efectos de la CD fueron mitigados o no.

La ecualización se realiza haciendo un barrido sobre un rango de valores de dispersion para encontrar un punto de operación óptimo, en donde se minimice la función de costo. Este conjunto consecutivo de valores de dispersion $CD_j = [CD_1, CD_2, CD_3 \dots CD_b]$, debe ser definido de tal manera que $CD_1 < \overline{CD} < CD_b$, donde \overline{CD} es el valor estimado del valor real de la dispersión de la fibra [50].

Se procesa la señal transmitida a través de la fibra en b bloques de N muestras consecutivas, cada bloque de muestras se procesa individualmente. La ecualización se realiza bajo el intervalo de valores de CD y por cada elemento se obtiene una medida de costo $J_i[b]$. El objetivo es encontrar el valor de CD_j para el cual $J_i[b]$ sea mínimo.

El diagrama de bloques del algoritmo se muestra en la Figura 3.6, el procedimiento consiste en aplicar la transformada rápida de fourier al bloque de muestras $p_i[k]$ para posteriormente aplicar el filtro de ecualización H_{CD} , luego se obtiene la seña $q_i[k]$, transformado las muestras ecualizadas de nuevo al dominio del tiempo y se calcula la medida costo J_i que está dada por [50]:

$$J_i[b] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (||q_i[2k]|^2 - R_{i,par}[b]| + |q_i[2k + 1]|^2 - R_{i,impar}[b]|), \quad (3.26)$$

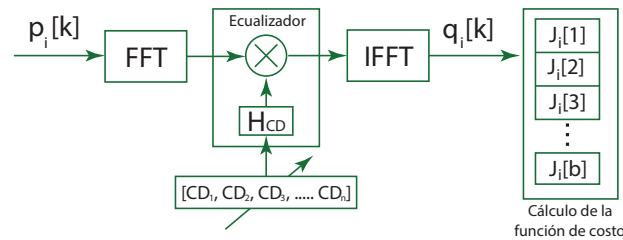
las constantes $R_{i,par}$ y $R_{i,impar}$ se calculan para cada bloque de muestras y están definidas como

$$\begin{bmatrix} R_{i,par}[b] \\ R_{i,impar}[b] \end{bmatrix} = \begin{cases} [R_a & R_c]^T & \text{si } \bar{q}_{i,par}[b]/\bar{q}_{i,impar}[b] > \xi \\ [R_b & R_b]^T & \text{si } \xi^{-1} \leq \bar{q}_{i,par}[b]/\bar{q}_{i,impar}[b] \leq \xi \\ [R_c & R_a]^T & \text{si } \bar{q}_{i,par}[b]/\bar{q}_{i,impar}[b] < \xi^{-1} \end{cases} \quad (3.27)$$

donde los parámetros ξ , R_a y R_c se ajustan empíricamente. Las medidas $\bar{q}_{i,par}$ y $\bar{q}_{i,impar}$ son la potencia media de las muestras pares e impares respectivamente y están dadas por

$$\bar{q}_{i,par} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (q_i^2[2k]) \quad \bar{q}_{i,impar} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (q_i^2[2k + 1]). \quad (3.28)$$

Figura 3.6: Diagrama de Bloques de la estimación de la CD utilizando el algoritmo CMA



Fuente: Autor.

Este procedimiento se realiza para cada polarización x y y , obteniendo ambos valores de $J_x[b]$ y $J_y[b]$. Ya que ambas polarizaciones se ven afectadas a la misma cantidad de CD, se suman para incrementar la precisión, al igual que se promedia la medida sobre varios bloques N_b de tal forma que

$$J[CD] = \frac{1}{N_b} \sum_{b=0}^{N_b-1} (J_x[b] + J_y[b]), \quad (3.29)$$

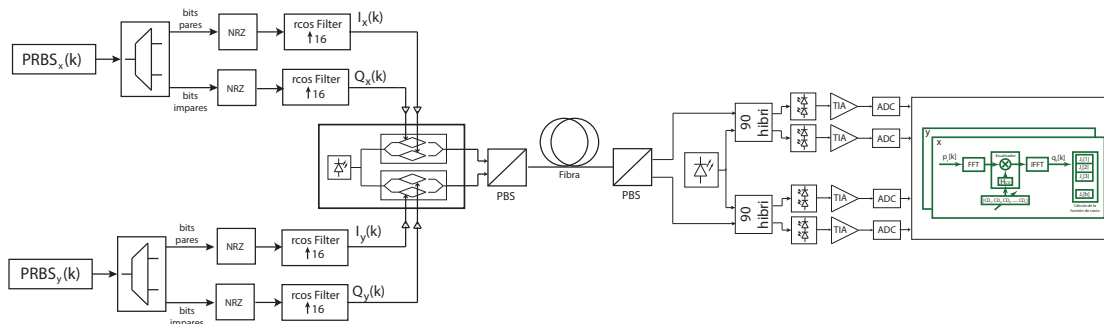
Finalmente la medida estimada de la dispersión esta por el valor CD_j que minimice la función de costo

$$\overline{CD} = arg_{CD_j} min J[CD_j], \quad (3.30)$$

3.4.2. Detalles de la Simulación Algoritmo CMA

Se empleó Matlab para simular el enlace óptico ilustrado en la Figura 3.7 y evaluar el algoritmo CMA. La simulación consiste en un generador de secuencia pseudoaleatoria de bits (Pseudo Random Bit Sequence, PRBS), un transmisor y un receptor coherente [56], la fibra óptica y el algoritmo de medición de la CD.

Figura 3.7: Diagrama de Bloques del Enlace Óptico Simulado



Fuente: Autor.

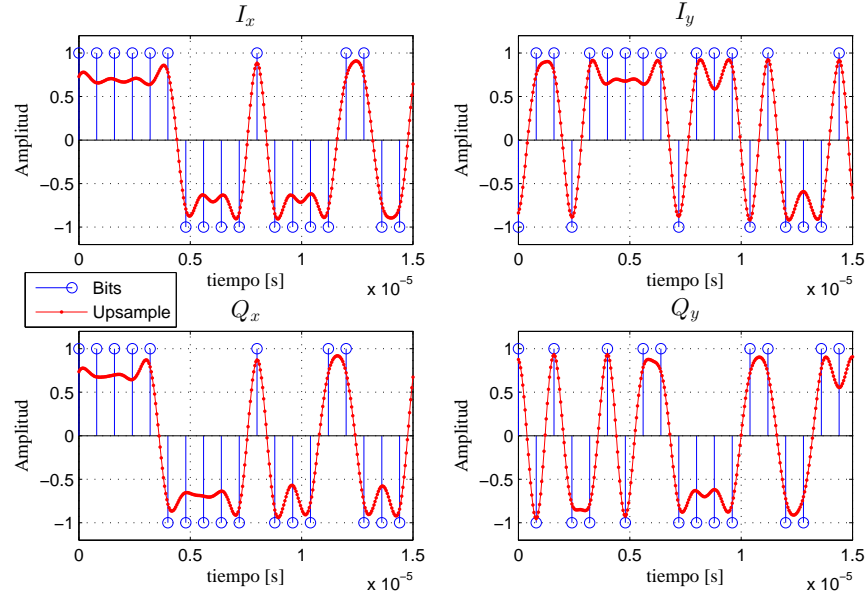
Se transmitió una señal DPQPSK, codificada NRZ con tres velocidades comerciales de transmisión, 1.25, 5 y 10 Gbps. La señal de información fue generada mediante dos generadores pseudo aleatorios de bits (PRBS, Pseudo Random Bit Sequence), uno para cada polarización, mediante el uso de un registro de desplazamiento con retroalimentación lineal (Linear Feedback Shift Register, LFSR) [57, 58, 59]. Para suavizar la forma de la señal y elevar las muestras a 16 por símbolo se utilizó un filtro de coseno levantado con interpolación. Un corto tramo de la señal transmitida se muestra en la Figura 3.8, se observan los bits generados aleatoriamente y la señal después de ser interpolada.

Para simular el viaje de las señales por la fibra óptica y las distorsiones que sufre debido a los efectos de la dispersión, se multiplica en el dominio de la frecuencia por el modelo de la fibra de acuerdo a la Ecuación 3.10. Se utilizaron diferentes longitudes de fibra para observar el comportamiento del algoritmo bajo diferentes niveles de dispersión, estas distancia están dentro de un rango de 10 a 400 km con intervalos de 10km.

Se asumió una fibra con dispersion estándar de $D = 17ps/nm.km$, lo que significa que la señal se retrasa 17 ps/nm por cada kilómetro que viaja por la fibra. De tal manera que el valor teórico de CD se obtiene mediante el producto del parámetro D con la longitud de la fibra según la Ecuación 3.8. Por ejemplo si se tiene una señal que viaja por una fibra de longitud $L_f = 100km$ la dispersión a la que es sometida esta dada por $CD = L_f \times D = 1700ps/nm$.

Luego de tener la señal afectada con el nivel de CD teórico, se dispone a aplicar el

Figura 3.8: Señal transmitida enlace CMA



Fuente: Autor.

algoritmo de CMA descrito en el pseudo código 3.9. Se asume que el número de muestras por bloque es $N = 256$, bloques iterados $b = 8$, $\xi = 1,25$, $R_a = 0,6$ y $R_c = 2$ según parámetros hallados empíricamente usados por otros autores en la literatura [11, 55].

Se escoge el rango de búsqueda CD_j de $10ps/nm$ a $14000ps/nm$ con intervalos de $20ps/nm$ teniendo en cuenta la condición que \overline{CD} este dentro de estos límites. La resolución del algoritmo está dada por los intervalos de búsqueda con esta valor se garantiza que la estimación real va a tener un error mínimo de $10ps/nm$.

3.4.3. Resultados de la Simulación

La simulación se ejecuta para cada velocidad de transmisión 1.25, 5 y 10 Gbps, con diversas longitudes de fibra en el intervalo de 10 a 400 km, con el fin de evaluar el desempeño del algoritmo CMA con señales afectadas con diferentes cantidades de dispersión. En total se obtuvieron 120 mediciones de dispersión.

En la Figura 3.10 se muestra el resultado que arroja el algoritmo CMA, en particular, para una velocidad de transmisión de 10 Gbps y una longitud de fibra de 300 km. Se observa la función $J[CD]$ y se encuentra el valor de dispersión $\overline{CD} = 5020ps/nm$ que está dado por el valor CD_j mínima de la función y se compara con el valor teórico de dispersión

Figura 3.9 Pseudocódigo CMA

```

1: procedure CÁLCULO DE DISPERSIÓN
2:   Declarar intervalo de búsqueda  $CD = [10 : 10 : 14000]ps/nm$ 
3:   loop
4:     for para cada bloque  $b$  do
5:       Leer  $p_i[k]$  para  $i \in \{x, y\}$ 
6:       for para cada valor  $CD_j \in CD$  do
7:          $p_i[k] \leftarrow$  ecualización( $p_i[k], CD_j$ ) para  $i \in \{x, y\}$ 
8:         calcular  $\bar{q}_{i,par}$  y  $\bar{q}_{i,impar}$  Ecuación 3.28
9:         calcular  $R_{i,par}$  y  $R_{i,impar}$  Ecuación 3.27
10:        calcular  $J_i[b]$  3.26 para  $i \in \{x, y\}$ 
11:      end for
12:    end for
13:    calcular  $J[CD]$  Ecuación 3.29
14:    calcular  $\overline{CD}$  Ecuación 3.30
15:  end loop
16: end procedure

```

acumulada dado por $L * CD = 300km * 17ps/nm.km = 5100ps/nm$, obteniendo un error de 0.015.

Tomando como medida de desempeño el porcentaje de error entre la dispersión \overline{CD}_i estimada con el algoritmo CMA y el cálculo teórico de CD_i con la distancia, para cada medida i ,

$$errorCD = CD - \overline{CD}/CD, \quad (3.31)$$

se encuentra que las medidas de dispersión obtenidas no superan un error de 6%. En la Figura 3.11 se ilustran las curvas de error de la estimación para cada una de las permutaciones de velocidad y distancia.

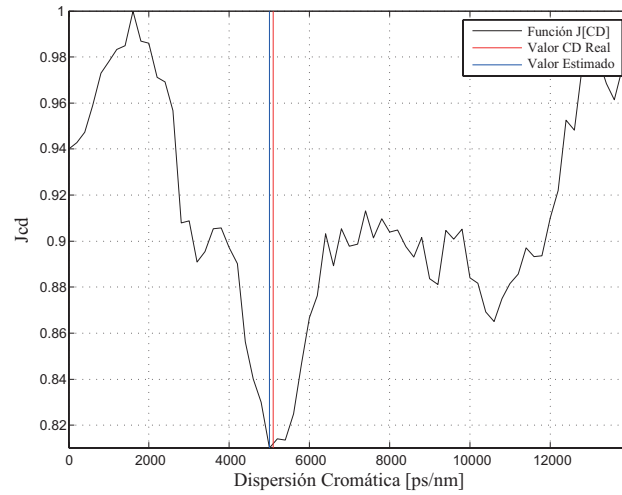
Otra manera de evaluar el desempeño del algoritmo, es observar la distribución y frecuencia de la discrepancia de cada medida con su valor teórico, dada por

$$\delta CD_i = CD_i - \overline{CD}_i, \quad (3.32)$$

y graficar el histograma del conjunto de resultados δCD_i , separados para cada velocidad, como se observa en la Figura 3.12.

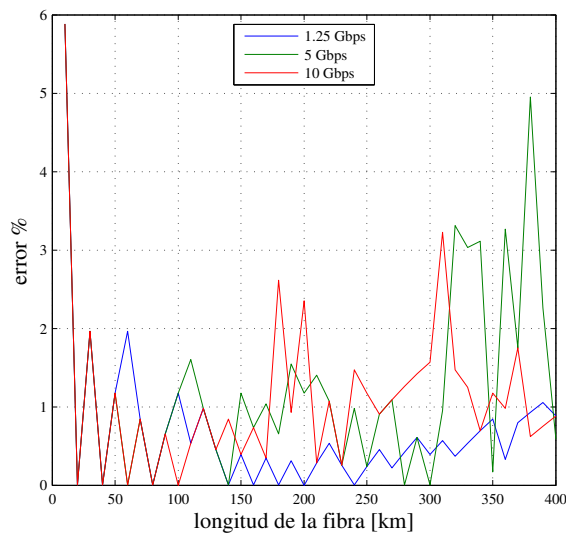
El histograma de la Figura 3.12(a), muestra la frecuencia con la cual las estimaciones de dispersión a una tasa de 1.25 Gbps se diferencia de su valor real. Se obtienen que el 55 % de los valores no superan el umbral de estimación de 10 [ps/nm] y que en 20 % de

Figura 3.10: Estimación CMA Lf = 300 km @ 10 Gbps



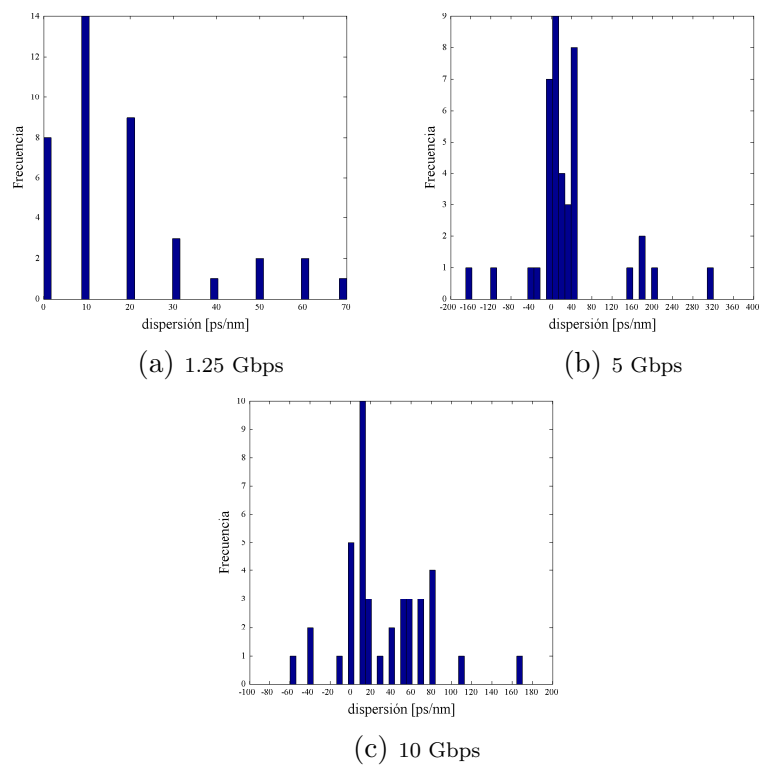
Fuente: Autor.

Figura 3.11: Curva de Error CMA



Fuente: Autor.

Figura 3.12: Histograma de la estimación del error



Fuente: Autor.

las estimaciones no se presentó error. De manera similar se realiza un análisis para el histograma correspondiente a las medidas con una velocidad de 5 Gbps 3.12(b), se observa que algunos datos de discrepancia alcanzan valores mayores a 100 [ps/nm] pero el 35 % de las estimaciones están por debajo del umbral. Para las medidas realizadas a 10 Gbps 3.12(c), se observan los valores de discrepancia mayores con un máximo de 170 [ps/nm] y se tiene que el 45 % de las medidas se encuentran por debajo del umbral. En la Tabla 3.1 se puede observar un resumen de las medidas y resultados obtenidos, la tabla completa se muestra en el anexo .

Tabla 3.1: Resultados Estimación CD mediante el algoritmo CMA

Velocidad [Gbps]	Distancia [km]	CD teórica [ps/nm]	CD medida [ps/nm]	error %	δCD_i [ps/nm]
1.25	10	170	160	5.882	10
1.25	100	1700	1680	1.176	20
1.25	200	3400	3400	0.000	0
1.25	300	5100	5080	0.392	20
1.25	400	6800	6740	0.882	60
5	10	170	160	5.882	10
5	100	1700	1680	1.176	20
5	200	3400	3360	1.176	40
5	300	5100	5100	0.000	0
5	400	6800	6840	0.588	-40
10	10	170	160	5.882	10
10	100	1700	1700	0.000	0
10	300	5100	5020	1.568	80
10	400	6800	6740	0.882	60

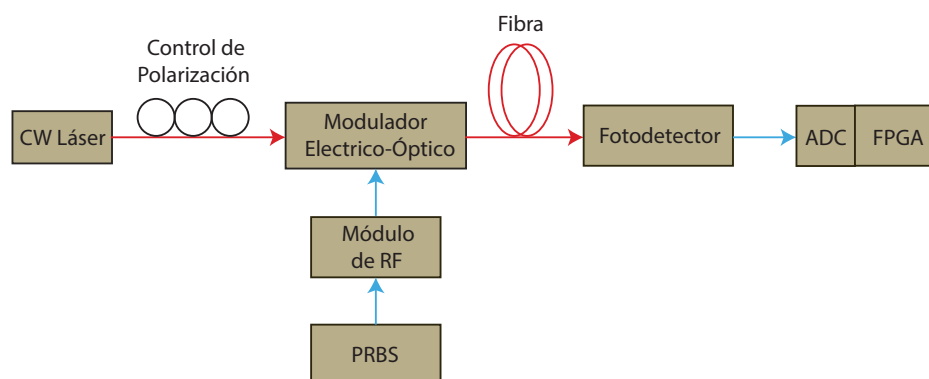
Capítulo 4

Definición de Componentes Ópticos

En este capítulo se realiza la descripción de los componentes necesarios para establecer el enlace óptico para las futuras pruebas experimentales del sistema propuesto para la medición del BER, algunos de los componentes se encuentran disponibles en el grupo de investigación GIDATI de la Universidad Pontificia Bolivariana y su descripción será basada en sus características.

El enlace propuesto para las pruebas experimentales del medidor de BER se muestra en la Figura 4.1, consta del láser, un control de polarización, el modulador eléctrico-óptico, un amplificador de RF, un fotodetector y el prototipo de medición que es la FPGA, en donde se implementará el algoritmo mostrado. Entre los otros elementos necesarios para las pruebas experimentales se cuenta en el laboratorio con aproximadamente 400 km de fibra submarina, con la cual se pueden realizar las pruebas de medición.

Figura 4.1: Enlace Óptico



Fuente: Autor

A continuación se hace una breve descripción de los elementos disponibles en el laboratorio que componen el enlace.

CW Laser

Como portadora óptica, es necesario un laser de onda continua (Continuous-wave, CW), de intensidad y frecuencia constante, se cuenta con el láser *CoBrite DX4* mostrado en la Figura 4.2, sintonizable con un rango de 1528 nm a 1610 nm, y con un ancho de línea menor a 100 KHz [60].

Figura 4.2: CW Láser



Fuente: <http://www.id-photonics.com/index.php/cobrite-laser/cobrite-dx-series-10>. Revisado 1 Feb 2016

Control de Polarización

Por lo general la luz emitida por el laser tiene polarización elíptica variante y algunos elementos del enlace son sensibles a esta polarización y necesitan que esté adecuada para un correcto funcionamiento. Este es el caso del modulador eléctrico-óptico, para el cual se adecúa la polarización mediante un Control de Polarización que se encarga de convertir la polarización a lineal y alinearla a un eje en particular.

El Control de Polarización disponible en el laboratorio es de la referencia *FPC032* del fabricante THORLABS [61] mostrado en la Figura 4.5, tiene tres platos rotativos independientes de ajuste manual que proveen una rotación de $\pm 117.5^\circ$, que permiten torsionar la fibra para ajustar la polarización.

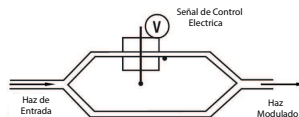
Figura 4.3: Polarizador Óptico *FPC032*

Fuente: <http://www.thorlabs.com/thorproduct.cfm?partnumber=FPC032>. Revisado 1 Feb 2016

Modulador Eléctrico-Óptico

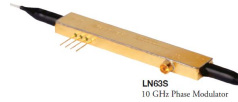
Este es un elemento óptico por medio del cual se modula el haz de luz emitido por el láser mediante una señal de control eléctrica. El modulador Mach-Zehnder está compuesto por dos brazos por los cuales se propaga la luz como se muestra en la Figura 4.5. Cuando se aplica voltaje en uno de estos brazos, se cambia la fase de la señal por una cantidad proporcional al voltaje aplicado, luego cuando se combinen los dos haces, será de forma constructiva o destructiva según el desfase aplicado maximizando o minimizando la potencia de salida.

Figura 4.4: Diagrama del Modulador Mach-Zehnder



Fuente: <https://www.thorlabs.com/catalogpages/V21/1203.PDF> Revisado 1 Feb 2016

El dispositivo disponible es un modulador de intensidad Mach-Zehnder *LN63S* [62], que tiene un rango de operación de 1525 nm a 1605 nm, con un ancho de banda eléctrico-óptico de 10 GHz y hasta 12.5 Gbps de velocidad de transmisión, con pérdidas por inserción de -0.5 dB a 0.5 dB.

Figura 4.5: Modulador Eléctrico Óptico *LN63S*

Fuente: <https://www.thorlabs.com/catalogpages/V21/1203.PDF> Revisado 1 Feb 2016

FPGA

Una posible plataforma FPGA, para la implementación del algoritmo de medición de BER, es la "XtremeDSP Development Kit Pro", que cuenta con una FPGA Virtex-2 pro XC2VP30, cuyos recursos se muestran en la Tabla 4.1. Cuenta con un ADC AD6645 de 14 bits de resolución y que gracias a los recursos de reloj disponibles en el kit se puede sintonizar a diferentes frecuencias de muestreo desde los desde los 20 MSps hasta los 105 MSps y además cuenta con una entrada de reloj externa, lo que la habilita para probar el submuestreo de la señal a una velocidad de 50 Msps.

Tabla 4.1: Recursos Virtex-2 pro XC2VP30

Recurso	Cantidad
Celdas Lógicas	30816
Slices	13696
Max RAM distribuida (kb)	428
Bloques de Multiplicación	136
Max Block RAM (kb)	2448

Entre los elementos no disponibles para la ejecución de las pruebas experimentales se tiene el generador de la señal a transmitir por la fibra representado por el bloque *PRBS*, que debe entregar una señal con formato OOK pseudoaleatoria a una velocidad de 1.25, 5 y 10 Gbps; este puede ser implementado mediante una FPGA u otro dispositivo con capacidad de generar esta señal a altas tasas de transmisión. De igual manera no se posee un dispositivo de medida de BER comercial, con el cual se pueda comparar las medidas obtenidas con el prototipo a las tres velocidades estudiadas.

Capítulo 5

Conclusiones y Trabajo Futuro

En este trabajo, se presentó el desarrollo, la evaluación y simulación en hardware de un método para la medición del BER, la potencia eléctrica y SNR de un enlace óptico. El método descrito estima el factor-Q, basado en sub-muestreo asincrónico, hallando la función de densidad de probabilidad de las muestras mediante kernels. Las señales ópticas de prueba para el algoritmo se obtuvieron mediante el software de simulación óptico Opsim y las simulaciones se realizaron en Matlab, además se implementó el hardware mediante System Generator de Xilinx obteniendo estimaciones adecuadas en los dos casos.

El algoritmo desarrollado tiene las características de ser ciego (*Non-data-aided*), en línea sin ocupar el canal enviando señales de prueba, es transparente siendo capaz de ajustarse a diferentes velocidades de transmisión y longitudes de fibra, trabaja sobre los datos inmediatamente después del ADC sin la necesidad de sincronización ni equalización y no requiere del uso de hardware óptico adicional ya que todo el procesamiento de señal se realiza de forma digital, cumpliendo las propiedades necesarias de un algoritmo de OPM y brinda información para la toma de decisiones dentro de la red.

Se comprobó que una señal sub-muestreada asincrónicamente conserva sus características estadísticas y preserva información suficiente para extraer la varianza y media de los símbolos, lo que posibilita la una estimación adecuada del BER, potencia y SNR, inclusive después de ser muestreada a una frecuencia mucho más baja que la necesaria para su reconstrucción, según lo expresado por el teorema de Nyquist. Esto conlleva a una disminución en los costos de implementación del dispositivo al habilitar el uso de ADC más lentos y reducir la velocidad de procesamiento de banda base. Además mediante el sub-muestreo asincrónico se logra obtener la estimación de los parámetros bajo el mismo método de diferentes tasas de transmisión, lo que conlleva a que un sólo dispositivo sea adecuado para la medición de enlaces con diferentes velocidades sin necesidad de realizar cambios en el hardware.

Aunque el algoritmo es capaz de obtener la medida del BER de diferentes velocidades de transmisión y longitudes de fibra, se deben ajustar los parámetros k y N , mediante

unas etapa de entrenamiento para seleccionar el ancho del kernel adecuado en cada escenario, como lo muestra la tabla de resultados 2.5, los valores de estos parámetros varían considerablemente de un escenario a otro. En el caso ideal para obtener un método 100% automático que se ajuste a las tasas de transmisión, no se debería depender de valores particulares para cada aplicación. Aunque este no sea el caso de el algoritmo propuesto, este abre la posibilidad al estudio de otras criterios para calcular el ancho del kernel, utilizando otros métodos como los descritos en [35, 36], que puedan facilitar la selección automática de los parámetros.

Se realizó una descripción de los elementos básicos necesarios para las pruebas experimentales del algoritmo de un futuro prototipo sobre una plataforma FPGA, en el laboratorio GIDATI de la Universidad Pontificia Bolivariana, se tiene la falta de dos elementos importantes para el montaje del enlace óptico que son: el generador de la señal pseudoaleatoria de información a 1.25, 5 y 10 Gbps y el elemento de referencia de medición de BER comercial para las 3 tasas de transmisión.

Adicionalmente, se realizó la simulación de dos métodos para la medición de la dispersión cromática, basados en la técnica de detección de fase en el espectro y el algoritmo CMA, el enlace de fibra fue simulado mediante el modelo mostrado en la ecuación 3.9 con parámetro de dispersión de $D = 17ps/nm.km$, con ambas técnicas se logró obtener una estimación correcta de la CD. Para el algoritmo CMA se realizaron pruebas de simulación para probar su heterogeneidad. Se mostró que es apto para la estimación de la dispersión para diferentes velocidades de transmisión y longitudes de fibra.

Se probó mediante la simulación en Matlab, que es posible implementar el método de técnica de detección de fase en el espectro sin la necesidad de filtros ópticos y mezclador eléctrico, ejecutando estas etapas mediante procesamiento digital de señales. Sin embargo, la desventaja de este método radica en la capacidad de medir los desfases de las sinusoidales, que está directamente relacionado con la frecuencia de muestreo del ADC utilizado, ya que su periodo de muestreo equivale al desfase mínimo medible, por la cual se requieren de conversores muy rápidos. En el caso de la simulación la banda superior se encontraba a una frecuencia de 30 GHz y se utilizó un muestro de 10000 veces mayor a esta frecuencia. Además por esta misma razón, los resultados obtenidos a mayor distancia son más precisos, ya que como la señal viaja por una longitud de fibra más prolongada, es expuesta a un mayor efecto de la dispersión y su desfase es más fácil de medir.

Bibliografía

- [1] Cisco. Cisco evolved programmable network: Enabling the shift to new business models. *Solution Overview*, 2014.
- [2] I.T. Monroy, D. Zibar, N.G. Gonzalez, and R. Borkowski. Cognitive heterogeneous reconfigurable optical networks (chron): Enabling technologies and techniques. In *Transparent Optical Networks (ICTON), 2011 13th International Conference on*, pages 1–4, 2011.
- [3] Ioannis Tomkos, Marianna Angelou, Ramon J. Duran Barroso, Ignacio de Miguel, Ruben M. Lorenzo Toledo, Domenico Siracusa, Elio Salvadori, Andrzej Tymecki, Yabin Ye, and Idelfonso Tafur Monroy. Next generation flexible and cognitive heterogeneous optical networks, supporting the evolution to the future internet. *SpringerLink*, pages 225–236, 2012.
- [4] R.W. Thomas, D.H. Friend, L.A. DaSilva, and A.B. MacKenzie. Cognitive networks: adaptation and learning to achieve end-to-end performance objectives. *Communications Magazine, IEEE*, 44(12):51–57, 2006.
- [5] Chron project.
- [6] D.C. Kilper, R. Bach, D.J. Blumenthal, D. Einstein, T. Landolsi, L. Ostar, M. Preiss, and A.E. Willner. Optical performance monitoring. *Lightwave Technology, Journal of*, 22(1):294–304, Jan 2004.
- [7] G. Zervas and D. Simeonidou. Cognitive optical networks: Need, requirements and architecture. In *12th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*,, pages 1–4, 2010.
- [8] C. K. Calvin. *Optical Performance Monitoring: Advance Techniques for Next-Generation Photonic Networks*. ELSEVIER, 2010.
- [9] Zhongqi Pan, Changyuan Yu, and Alan E. Willner. Optical performance monitoring for the next generation optical communication networks. *Optical Fiber Technology*, 16(1):20 – 45, 2010.

- [10] F.N. Hauske, Maxim Kuschnerov, B. Spinnler, and B. Lankl. Optical performance monitoring in digital coherent receivers. *Lightwave Technology, Journal of*, 27(16):3623–3631, Aug 2009.
- [11] Robert Borkowski, Xu Zhang, Darko Zibar, Richard Younce, and Idelfonso Tafur Monroy. Experimental demonstration of adaptive digital monitoring and compensation of chromatic dispersion for coherent dp-qpsk receiver. *Opt. Express B728, Optical Society of America*, 19(26):B728–B735, Dec 2011.
- [12] Jhon James Granada Torres. Monitoreo del efecto de la dispersión cromática en un sistema de radio sobre fibra basado en técnicas de procesamiento digital de señales. Master’s thesis, Universidad Nacional de Colombia, 2012.
- [13] Zhihong Li, Chao Lu, Yi Dong, Yixin Wang, Tee Hiang Cheng, and Fu Ming Yue. Asynchronous sampling for q-factor estimation using sampling pulse with wide pulsewidth. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 15(12):1749–1751, Dec 2003.
- [14] Hui Chen, A.W. Poon, and Xi-Ren Cao. Transparent monitoring of rise time using asynchronous amplitude histograms in optical transmission systems. *Lightwave Technology, Journal of*, 22(7):1661–1667, July 2004.
- [15] Xiaoxia Wu, J.A. Jargon, R.A. Skoog, L. Paraschis, and A.E. Willner. Applications of artificial neural networks in optical performance monitoring. *Lightwave Technology, Journal of*, 27(16):3580–3589, 2009.
- [16] H Chen. Simultaneous measurements of non-linear coefficient, zero-dispersion wavelength and chromatic dispersion in dispersion-shifted fibers by four-wave mixing. *Optics Communications*, 220(4-6):331–335, May 2003.
- [17] M Moskovljevic, Stefanovic M, and P. Rakonjac. Comparison of theoretical probability error and the ber simulation of qpsk and qfsk modulation. *5th International Scientific Conference on Defence Technologies*, pages 507–510, Sep 2012.
- [18] Yasuhiro Koike. *Fundamentals of Plastic Optical Fibers*. Wiley-VCH, 1 edition, Nov 2014.
- [19] W. Freude, R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker, and J. Leuthold. Quality metrics for optical signals: Eye diagram, Q-factor, OSNR, EVM and BER. In *14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pages 1–4, July 2012.
- [20] E.A. Newcombe and S. Pasupathy. Error rate monitoring for digital communications. *Proceedings of the IEEE*, 70(8):805–828, Aug 1982.

- [21] S. Detraza, S. Silvaa, S. Papadopoulou, P. Moreiraa, I. Papakonstantinoua, S. Seif El Nasra, C. Sigauda, C. Soosa, P. Stejskala, J. Troskaa, and H. Versmissena. Fpga-based bit-error-rate tester for seu-hardened optical links. *Proc. Top. Workshop Electron. Particle Phys*, pages 636–640, Sep 2009.
- [22] Annie Xiang, Datao Gong, Suen Hou, Chonghan Liu, Futian Liang, Tiankuan Liu, Da-Shung Su, Ping-Kun Teng, and Jingbo Ye. Design and verification of an fpga-based bit error rate tester. *Physics Procedia*, 37:1667 – 1673, 2012. Proceedings of the 2nd International Conference on Technology and Instrumentation in Particle Physics (TIPP 2011).
- [23] Yongquan Fan. A versatile fpga-based high speed bit error rate testing scheme. Master’s thesis, McGill University, Montreal, Aug 2003.
- [24] Lukasz Sliwczynski and Przemyslaw Krehlik. Bit error rate tester for 10 gb/s fibre optic link. *Advances in Electronics and Telecommunications*, 1(2), Nov 2010.
- [25] C. Jeruchim. Techniques for estimating the bit error rate in the simulation of digital communication systems. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 2(1):153–170, Jan 1984.
- [26] MAXIM. Hfta-05.0: Statistical confidence levels for estimating ber probability. *Application Note 703*, Oct 2000.
- [27] Draga Mitie, Aleksandar Lebl, and Markov Zarko. Calculating the required number of bits in the function of confidence level and error probability estimation. *Servian Journal of Electrical Engineering*, 9(3):361–375, Oct 2012.
- [28] Thanh Liem Huynh, Le Nguyen Binh, and Duc Nhan Nguyen. Fast-processing statistical methods for measurement of ber in optical fiber communication systems. *Optics Communications*, 281(10):2750 – 2754, 2008.
- [29] Fan Zhang, Yazhi Luo, Yandan Wang, Li Li, Lixin Zhu, Zhangyuan Chen, and Chengbin Wu. Experimental comparison of different ber estimation methods for coherent optical qpsk transmission systems. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 23(18):1343–1345, Sept 2011.
- [30] L. Ding, Wen-De Zhong, C. Lu, and Y. Wang. A new bit error rate monitoring method based on histograms and curve fitting. *Proceedings of the 2003 Joint Conference of the Fourth International Conference on Information, Communications and Signal Processing, 2003 and Fourth Pacific Rim Conference on Multimedia.*, 2:1290–1292, Dec 2003.
- [31] B.W. Silverman. *Density Estimation for Statistics and Data Analysis*. Chapman & Hall, 1986.

- [32] Emanuel Parzen. On estimation of a probability density function and mode. *Annals of Mathematical Statistics*, 33(3):1065–1076, Sep 1962.
- [33] Simon J. Sheather. Density estimation. *Statistical Science*, 19(4):588–597, Nov 2004.
- [34] Hakon Kile. Bandwidth selection in kernel density estimation. Master’s thesis, Norwegian University of Science and Technology, May 2010.
- [35] Alexander Goldenshluger and Oleg Lepski. Bandwidth selection in kernel density estimation: Oracle inequalities and adaptive minimax optimality. *The Annals of Statistics*, 39(3):1608–1632, June 2011.
- [36] Nils-Bastian Heidenreich, Anja Schindler, and Stefan Sperlich. Bandwidth selection for kernel density estimation: A review of fully automatic selectors. *AStA Advances in Statistical Analysis*, 97:403–433, Oct 2013.
- [37] L. Noirie, F. Cerou, G. Moustakides, O. Audouin, and P. Peloso. New transparent optical monitoring of the eye and ber using asynchronous under-sampling of the signal. *Optical Communication, 2002. ECOC 2002. 28th European Conference on*, 5:1–2, Sep 2002.
- [38] G. Moustakides, F. Cerou, O. Audouin, and L. Noirie. Eye diagram reconstruction using asynchronous imperfect sampling, application to ber estimation for fiber-optic communication systems. *Signal Processing Conference, 2002 11th European*, pages 1–4, Sep 2002.
- [39] Shijie Zheng. A low cost asynchronous eye diagram reconstruction system for high speed link. Master’s thesis, Massachusetts Institute of Technology, June 2013.
- [40] E. Mobilon, M.R.X. de Barros, and A. Lopes. Low cost eye diagram reconstruction and morphological analysis for optical network performance monitoring using digital signal processing techniques. *Telecommunications Symposium, 2006 International*, pages 643–646, Sept214 2006.
- [41] P.S.B. Andre, A.L.J. Teixeira, M.J.N. Lima, J.L. Pinto, and J.R.F. da Rocha. Optical performance monitor based on asynchronous detection. *Lasers and Electro-Optics Society, 2001. LEOS 2001. The 14th Annual Meeting of the IEEE*, 1:30–31, 2001.
- [42] N. Hanik, A. Gladisch, C. Caspar, and B. Strebel. Application of amplitude histograms to monitor performance of optical channels. *Electronics Letters, IEEE*, 35(5):403–404, Mar 1999.
- [43] Mahua Wang and Shihu Wang. An optical performance monitoring model based on {RBFANN} trained with eye-diagram. *Procedia Engineering*, 29:53 – 57, 2012. 2012 International Workshop on Information and Electronics Engineering.

- [44] Nikhil Dhume and Ramakrishnan Srinivasakannan. Xapp552 application note: Parameterizable cordic-based floating-point library operations. Technical report, Xilinx, June 2012.
- [45] Xilinx. *System Generator for DSP Getting Started Guide UG639*, 11.4 edition, Dec 2009.
- [46] Xtremedsp development kit pro user guide nt107-0246 - issue 1. Technical report, Nallatech Limited, 2005.
- [47] Allan E. Willner. Chromatic dispersion and polarization mode dispersion managing key limitations in optical communications. *OPN Trends, Optical Society of America*, pages S-16 – S-21, March 2002.
- [48] Tapio Niemi. *Dispersion measurements of fiber-optic components and applications of a novel tunable filter for optical communications*. Metrology research institute, Helsinki University of Technology, Espoo, Finland, June 2002.
- [49] Shivinder Derva and Gurmeet Kaur. Different compensation techniques to compensate chromatic dispersion in fiber optics. *International Journal of Engineering and Information Technology*, 3(1), 2011.
- [50] Robert Henryk Borkowski. Performance monitoring for cognitive optical routing networks. Master's thesis, DTU Fotonik, 2011.
- [51] R. Borkowski, Xu Zhang, D. Zibar, R. Younce, and I.T. Monroy. Experimental adaptive digital performance monitoring for optical dp-qpsk coherent receiver. *Optical Communication (ECOC), 2011 37th European Conference and Exhibition on*, pages 1–3, Sep 2011.
- [52] Govind P. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*. John Wiley & Sons, third edition edition, 2002.
- [53] Guozhou Jiang and Ying Mei. In-line residual chromatic dispersion measurement for nrz-dpsk and rz-dpsk signals using a novel {RF} spectrum phase detection technique. *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, 124(17):3056 – 3058, 2013.
- [54] J. Treichler and B. Agee. A new approach to multipath correction of constant modulus signals. *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, 31(2):459–472, Apr 1983.
- [55] M. Kuschnerov, F.N. Hauske, K. Piyawanno, B. Spinnler, A. Napoli, and B. Lankl. Adaptive chromatic dispersion equalization for non-dispersion managed coherent systems. *Optical Fiber Communication - includes post deadline papers, 2009. OFC 2009. Conference on*, pages 1–3, March 2009.

- [56] K.-I. Kitayama, A. Maruta, and Y. Yoshida. Digital coherent technology for optical fiber and radio-over-fiber transmission systems. *Lightwave Technology, Journal of*, 32(20):3411–3420, 2014.
- [57] Advantest Corporation. Dsp-based testing - fundamentals 50 prbs (pseudo random binary sequence). *Hideo Okawara's Mixed Signal Lecture Series*, 2013.
- [58] What's an lfsr? White paper, Texas Instruments, 1996.
- [59] Linear feedback shift register v3.0. Product specification, Xilinx, Mar 2003.
- [60] IDPhotonics. *CoBrite DX4 Laser Manual*.
- [61] THORLABS. *Manual Fiber Polarization Controllers User Guide*, rev f edition, Dec 2015.
- [62] Thotlabs. *LN63S-FC - LITHIUM NIOBATE MODULATORS Data Sheet*, April 2015.

Appendices

A.1. Tabla Completa Pruebas Realizadas Algoritmo CMA

Tabla 1: Resultados Estimación CD mediante el algoritmo CMA @ 1 Gbps

Velocidad [Gbps]	Distancia [km]	CD teórica [ps/nm]	CD medida [ps/nm]	error %	δCD_i [ps/nm]
1.25	10	170	160	5.882	10
1.25	20	340	340	0.000	0
1.25	30	510	500	1.960	10
1.25	40	680	680	0.000	0
1.25	50	850	840	1.176	10
1.25	60	1020	1000	1.960	20
1.25	70	1190	1180	0.840	10
1.25	80	1360	1360	0.000	0
1.25	90	1530	1520	0.653	10
1.25	100	1700	1680	1.176	20
1.25	110	1870	1860	0.534	10
1.25	120	2040	2020	0.980	20
1.25	130	2210	2200	0.452	10
1.25	140	2380	2380	0.000	0
1.25	150	2550	2540	0.392	10
1.25	160	2720	2720	0.000	0
1.25	170	2890	2880	0.346	10
1.25	180	3060	3060	0.000	0
1.25	190	3230	3220	0.309	10
1.25	200	3400	3400	0.000	0
1.25	210	3570	3560	0.280	10
1.25	220	3740	3720	0.534	20
1.25	230	3910	3900	0.255	10
1.25	240	4080	4080	0.000	0
1.25	250	4250	4240	0.235	10
1.25	260	4420	4400	0.452	20
1.25	270	4590	4580	0.217	10
1.25	280	4760	4740	0.420	20
1.25	290	4930	4900	0.608	30
1.25	300	5100	5080	0.392	20
1.25	310	5270	5240	0.569	30
1.25	320	5440	5420	0.367	20
1.25	330	5610	5580	0.534	30
1.25	340	5780	5740	0.692	40
1.25	350	5950	5900	0.840	50
1.25	360	6120	6100	0.326	20
1.25	370	6290	6240	0.794	50
1.25	380	6460	6400	0.928	60
1.25	390	6630	6560	1.055	70
1.25	400	6800	6740	0.882	60

Tabla 2: Resultados Estimación CD mediante el algoritmo CMA @ 5 Gbps

Velocidad [Gbps]	Distancia [km]	CD teórica [ps/nm]	CD medida [ps/nm]	error %	δCD_i [ps/nm]
5	10	170	160	5.882	10
5	20	340	340	0.000	0
5	30	510	500	1.960	10
5	40	680	680	0.000	0
5	50	850	840	1.176	10
5	60	1020	1020	0.000	0
5	70	1190	1180	0.840	10
5	80	1360	1360	0.000	0
5	90	1530	1520	0.653	10
5	100	1700	1680	1.176	20
5	110	1870	1840	1.604	30
5	120	2040	2020	0.980	20
5	130	2210	2200	0.452	10
5	140	2380	2380	0	0
5	150	2550	2520	1.176	30
5	160	2720	2700	0.735	20
5	170	2890	2860	1.038	30
5	180	3060	3040	0.653	20
5	190	3230	3180	1.547	50
5	200	3400	3360	1.176	40
5	210	3570	3520	1.400	50
5	220	3740	3700	1.069	40
5	230	3910	3900	0.255	10
5	240	4080	4040	0.980	40
5	250	4250	4240	0.235	10
5	260	4420	4380	0.904	40
5	270	4590	4540	1.089	50
5	280	4760	4760	0.000	0
5	290	4930	4960	0.608	-30
5	300	5100	5100	0.000	0
5	310	5270	5220	0.948	50
5	320	5440	5260	3.308	180
5	330	5610	5780	3.030	-170
5	340	5780	5600	3.114	180
5	350	5950	5940	0.168	10
5	360	6120	5920	3.267	200
5	370	6290	6400	1.748	-110
5	380	6460	6140	4.953	320
5	390	6630	6480	2.262	150
5	400	6800	6840	0.588	-40

Tabla 3: Resultados Estimación CD mediante el algoritmo CMA @ 10 Gbps

Velocidad [Gbps]	Distancia [km]	CD teórica [ps/nm]	CD medida [ps/nm]	error %	δCD_i [ps/nm]
10	10	170	160	5.882	10
10	20	340	340	0.000	0
10	30	510	500	1.960	10
10	40	680	680	0.000	0
10	50	850	840	1.176	10
10	60	1020	1020	0.000	0
10	70	1190	1180	0.840	10
10	80	1360	1360	0.000	0
10	90	1530	1520	0.653	10
10	100	1700	1700	0.000	0
10	110	1870	1860	0.534	10
10	120	2040	2020	0.980	20
10	130	2210	2200	0.452	10
10	140	2380	2360	0.840	20
10	150	2550	2540	0.392	10
10	160	2720	2700	0.735	20
10	170	2890	2880	0.346	10
10	180	3060	2980	2.614	80
10	190	3230	3200	0.928	30
10	200	3400	3320	2.352	80
10	210	3570	3580	0.280	-10
10	220	3740	3700	1.069	40
10	230	3910	3900	0.255	10
10	240	4080	4140	1.470	-60
10	250	4250	4200	1.176	50
10	260	4420	4380	0.904	40
10	270	4590	4540	1.089	50
10	280	4760	4700	1.260	60
10	290	4930	4860	1.419	70
10	300	5100	5020	1.568	80
10	310	5270	5100	3.225	170
10	320	5440	5360	1.470	80
10	330	5610	5540	1.247	70
10	340	5780	5820	0.692	-40
10	350	5950	5880	1.176	70
10	360	6120	6060	0.980	60
10	370	6290	6180	1.748	110
10	380	6460	6500	0.619	-40
10	390	6630	6580	0.754	50
10	400	6800	6740	0.882	60