

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE DISPOSITIVOS MACH ZEHNDER DE TIPO
SINGLE DRIVE Y DUAL DRIVE PARA DETERMINAR EFECTOS DE
COMPENSACIÓN DE DISPERSIÓN CROMÁTICA A NIVEL DE ACCESO DE
UNA RED DWDM A 10 Gbps**



**EDDY VALENTÍN BÁEZ VELASCO
JUAN SEBASTIÁN TIMARÁN GÓMEZ**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE TELECOMUNICACIONES
GNTT – GRUPO I+D NUEVAS TECNOLOGÍAS EN TELECOMUNICACIONES
POPAYÁN
2017**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE DISPOSITIVOS MACH ZEHNDER DE TIPO
SINGLE DRIVE Y DUAL DRIVE PARA DETERMINAR EFECTOS DE
COMPENSACIÓN DE DISPERSIÓN CROMÁTICA A NIVEL DE ACCESO DE
UNA RED DWDM A 10 Gbps**



**EDDY VALENTÍN BAEZ VELASCO
JUAN SEBASTIÁN TIMARÁN GÓMEZ**

**Trabajo de Grado presentado como requisito para obtener el título de
Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones**

**Director: Ph.D José Giovanni López Perafán
Codirector: Msc (c). Gustavo Adolfo Gómez Agredo**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE TELECOMUNICACIONES
GNTT – GRUPO I+D NUEVAS TECNOLOGÍAS EN TELECOMUNICACIONES
POPAYÁN
2017**

DEDICATORIA

EDDY BAEZ

A mi madre Ximena, por darme la vida y formarme como una persona de bien, por ser mi ejemplo de humildad y lucha, mi pilar, mi apoyo incondicional y mi guía. Por darme todo su amor, por ser una mujer ejemplar, por entregar su vida para sacarme adelante y por cada cosa que ha hecho por mí en vida y que jamás le alcanzaría a agradecer.

A mi abuela Olga, por su gran amor, por su invaluable compañía, por sus grandes enseñanzas, por su ejemplo y sus consentimientos. Por sus valiosas e incondicionales palabras de aliento en los buenos y malos momentos y por encomendarme siempre en sus oraciones.

A mi abuelo Julián, quien ahora descansa paz, por todas sus enseñanzas y su legado, por las sonrisas, por todos los momentos compartidos y por todo su cariño que vivirán por siempre en mí ser.

A mi mascota, mi criollita Luna, quien, aunque jamás leerá esto, quiero resaltar la importancia de su presencia en mi vida, por todo su amor, fidelidad y silenciosa compañía. Quien fue incondicional en las noches de desvelo, quien siempre me recibía con la misma alegría al llegar a casa después de un mal día y le inyectaba una dosis de felicidad a mi alma, incluso en los días más difíciles. Con quien también aprendí a ser una mejor persona y todo aquello que ni los números, ni muchas personas, me pudieron enseñar.

A mi padre, por alentarme siempre a estudiar, por sus consejos y por su importante apoyo económico durante todos mis estudios, por nunca desampararme y brindarme los medios para poder salir adelante.

A mis maestros, quienes me compartieron todos sus conocimientos y enseñanzas de vida, quienes contribuyeron enormemente en mi formación académica y personal y me dieron las herramientas para ir superando cada obstáculo de mi carrera.

A mi familia, novia, amigos y a todos aquellos que han sido participes de alguna u otra forma en mi vida, y le han dado valor y sentido a la misma, gracias por el tiempo compartido, las enseñanzas personales y las experiencias de vida.

JUAN TIMARAN

Quiero dedicar este trabajo a cada una de las personas que desde el inicio me apoyaron y depositaron su fe en mí, a aquellos que me brindaron su mano en tiempos difíciles y su sonrisa en la prosperidad.

A Dios, padre eterno, por expresarme su amor infinito al darme la vida, su presencia dentro de mí me da la fuerza necesaria para alcanzar mis metas; por ser mi refugio y escudo, mi guía y mi luz.

A mi madre, por brindarme su tierno amor y su mano amiga, por enseñarme la importancia de la humildad, bondad y lucha en la vida, por hacer de mí alguien de bien, por ser mi felicidad, mi inspiración, mi pilar; por su incansable esfuerzo por darme lo mejor, por hacer de mi mundo, un mundo de sonrisas y esperanza.

A mi padre, por su constante compañía durante mis estudios, por compartir sus experiencias y perspectiva de la vida, por darme sus consejos, por regalarme esa chispa de alegría que tanto necesita la vida y por tratar siempre de brindarme su ayuda.

A mi amigo Jhon, que me acompaña desde la eternidad, por la sincera amistad que me brindó durante el tiempo que compartió conmigo la vida terrenal, por regalarme siempre su sonrisa, por ser un ejemplo de persona, por ser ese amigo que todo hombre quisiera tener, por luchar a mi lado para alcanzar un sueño que ambos teníamos, a él dedico en especial este trabajo.

A mi abuela Amanda, Por su amor incondicional, por siempre estar pendiente de mí, por ser esa mujer que me inspira sencillez y humildad, por ser uno de los motivos de mi felicidad.

A mi abuelo Elí, por sus sabios consejos, por compartir todas sus experiencias de vida, por darme a conocer la importancia de la presencia de Dios en la vida de todo hombre.

A mis tíos, por siempre apoyarme en mis proyectos de vida, por estar dispuesto a ayudarme en todo lo que necesite; en especial a mi tía Alexandra, por convertirse en mi amiga y consejera, por impregnarme de su alegría y espiritualidad.

A mi familia, por interesarse siempre por mi felicidad; a mi novia por estar siempre a mi lado, por brindarme su ternura y amor en los tiempos difíciles; a mis amigos, por darme tantos momentos llenos de felicidad y aprendizaje; y a todos aquellos que siempre desearon lo mejor para mí y que acompañaron mi camino.

AGRADECIMIENTOS

Agradecer a nuestro director José Giovanni López Perafán y nuestro codirector Gustavo Adolfo Gómez Agredo por asumir la dirección de este trabajo de grado, por compartirnos sus conocimientos a lo largo de este proceso, por su disposición para atender las dudas que surgían y por sus recomendaciones para poder culminar este primer paso en nuestra formación profesional.

CONTENIDO

LISTA DE TABLAS.....	VIII
LISTA DE FIGURAS.....	X
LISTA DE ANEXOS.....	XIII
LISTA DE ACRÓNIMOS.....	XIV
INTRODUCCIÓN.....	17
1. GENERALIDADES EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICOS.....	20
1.1. ESPECTRO ÓPTICO	20
1.2. VENTANAS DE OPERACIÓN	21
1.3. SISTEMAS WDM.....	22
1.3.1 CWDM.....	24
1.3.2 DWDM.....	25
1.4. COMPONENTES DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN ÓPTICO.....	27
1.4.1 Codificador/Decodificador.	28
1.4.2 Modulador/Demodulador.	28
1.4.3 Fuente óptica.....	28
1.4.4 Fibra óptica.....	29
1.4.5 Amplificadores ópticos.....	35
1.4.6 Monitoreo del canal óptico.....	39
1.5. ARQUITECTURAS DE RED	42
1.5.1 HFC.....	42
1.5.2 PON.....	43
2. DISPERSIÓN CROMÁTICA, MODULADOR MACH-ZEHNDER Y FORMATOS DE MODULACIÓN.....	46
2.1. DISPERSIÓN CROMÁTICA.....	46
2.1.1 Ecuación no lineal de Schrödinger.	48
2.1.2 Constante de propagación.	49
2.2. MODULADORES MACH-ZEHNDER.....	52
2.2.1 Función de transferencia y parámetros característicos.	55
2.2.2 Ecuación característica de un MZM	61
2.2.3 Tipos de MZM.	62
2.3. FORMATOS DE MODULACIÓN	68

2.3.1 NRZ-OOK.....	68
2.3.2 CSRZ.....	69
2.3.2 RZ-DQPSK.....	71
3. METODOLOGIA DE SIMULACIÓN Y DEFINICIÓN DE ESCENARIOS DE PRUEBA	73
3.1. METODOLOGÍA DE SIMULACIÓN.....	73
3.1.1 Definición del sistema.....	74
3.1.2 Selección de métricas, factores o niveles.....	75
3.1.3 Selección de un ambiente de simulación.	76
3.1.4 Experimentación, recolección de datos y análisis.	77
3.2. CASOS DE ESTUDIO	77
4. SIMULACIÓN, RESULTADOS Y ANÁLISIS DE LOS CASOS DE ESTUDIO .	80
4.1. CASO 1: FORMATO NRZ-OOK CON SD-MZM EN CONFIGURACIÓN BÁSICA	80
4.2. CASO 2. FORMATO NRZ-OOK CON SD-MZM EN CONFIGURACIÓN SERIE85	
4.3. CASO 3. FORMATO NRZ-OOK CON SD-MZM EN CONFIGURACIÓN PARALELO.....	88
4.4. CASO 4. FORMATO NRZ-OOK CON DD-MZM EN CONFIGURACIÓN BÁSICA	92
4.5. CASO 5. FORMATO NRZ-OOK CON DD-MZM EN CONFIGURACIÓN SERIE97	
4.6. CASO 6: FORMATO NRZ-OOK CON DD-MZM EN CONFIGURACIÓN PARALELO.....	100
4.7. CASO 7. FORMATO CSRZ CON SD-MZM.....	104
4.8. CASO 8. FORMATO CSRZ CON DD-MZM	107
4.9. CASO 9. FORMATO RZ-DQPSK CON SD-MZM.....	112
4.10. CASO 10. FORMATO RZ-DQPSK CON DD-MZM.....	115
4.11. RED DWDM CON FORMATO NRZ-OOK	119
4.12. RED DWDM CON FORMATO CSRZ.....	122
4.13. RED DWM CON FORMATO RZ-DQPSK.....	125
5. CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS	129
5.1. CONCLUSIONES.....	129
5.2. RECOMENDACIONES.....	130
5.3. TRABAJOS FUTUROS	131

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1 Fuentes de luz y sus aplicaciones [18].....	29
Tabla 1.2 Comparación de características entre diferentes tipos de fibra ópticas Monomodo.....	34
Tabla 2.1 Rango de valores típicos de algunos parámetros para EAM y MZM [60]	61
Tabla 2.2 Características principales de algunos moduladores SD-MZM con estructura X-Cut presentes en el mercado	65
Tabla 2.3 Características principales de algunos moduladores SD-MZM con estructura Z-Cut presentes en el mercado.....	65
Tabla 2.4 Características principales de algunos moduladores DD-MZM presentes en el mercado	67
Tabla 4.1 Diagrama del ojo y señal en el transmisor para el caso de estudio 1	82
Tabla 4.2 Diagramas de ojo y señales eléctricas en recepción para (a) chirp=0. (b) chirp=0.6. (c) chirp=-0.6 para el caso de estudio 1	83
Tabla 4.3 Diagrama del ojo y señal en recepción para (a) Chirp “M _{ZM1} ” =-0.8 y Chirp “M _{ZM2} ” =-0.8. (b) Chirp “M _{ZM1} ” =-0.2 y chirp “M _{ZM2} ” =-0.5 para el caso de estudio 2.....	87
Tabla 4.4 Diagrama del ojo y señal en recepción para el caso de estudio 3. (a) Chirp “M _{ZM1} ” =-0.3 y Chirp “M _{ZM2} ” =0. (b) Chirp “M _{ZM1} ” =-0.5 y Chirp “M _{ZM2} ” =-0.6 ...	90
Tabla 4.5 Diagrama del ojo y señal en el transmisor para el caso de estudio 4	94
Tabla 4.6 Diagrama del ojo y señal en recepción para (a) chirp=0. b) chirp=0.6. c) chirp=-0.6 para el caso de estudio 4	95
Tabla 4.7 Diagrama del ojo y señal en recepción para (a) Chirp “M _{ZM1} ” =-0.5 y chirp “M _{ZM2} ” =-1.3. (b) Chirp “M _{ZM1} ” =-0.3 y chirp “M _{ZM2} ” =-0.4 para el caso de estudio 5.....	99
Tabla 4.8 Diagrama del ojo y señal en recepción para (a) Chirp “M _{ZM1} ” =-0.3 y chirp “M _{ZM2} ” =0. (b) Chirp “M _{ZM1} ” =-0.5 y chirp “M _{ZM2} ” =-0.6, para el caso de estudio 6	102
Tabla 4.9 Diagrama del ojo y señal en el transmisor para el caso de estudio 7 ..	105
Tabla 4.10 Diagrama del ojo y señal en recepción para (a) Chirp “M _{ZM1} ” =-0.8 y chirp “M _{ZM2} ” =0. (b) Chirp “M _{ZM1} ” =-0.8 y chirp “M _{ZM2} ” =-0.8, para el caso de estudio 7	106
Tabla 4.11 Diagrama del ojo y señal en el transmisor para el caso de estudio 8	110
Tabla 4.12 Diagrama del ojo y señal en recepción para (a) Chirp “M _{ZM1} ” =-1.5 y chirp “M _{ZM2} ” =-1.4. (b) Chirp “M _{ZM1} ” =-1.1 y chirp “M _{ZM2} ” =-0.1, para el caso de estudio 8	110
Tabla 4.13 Diagrama del ojo y señal en transmisor para el caso de estudio 10 ..	113
Tabla 4.14 Diagramas de ojo y señales en recepción para (a) chirp=0. (b) chirp=-0.8, para el caso de estudio 9.....	114
Tabla 4.15 Diagrama del ojo y señal en transmisor para el caso de estudio 10 ..	117

Tabla 4.16 Diagramas de ojo y señales en recepción para (a) chirp=0. (b) chirp=-1, para el caso de estudio 10 117

Tabla 4.17 Configuración los transmisores de la red DWDM con formato NRZ-OOK 120

Tabla 4.18 Configuración los transmisores de la red DWDM con formato CSRZ 123

Tabla 4.19 Configuración los transmisores de la red DWDM con formato RZ-DQPSK 126

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Espectro óptico [1]	21
Figura 1.2 Ventanas de operación para comunicaciones por fibra óptica [3].....	22
Figura 1.3 Diagrama del funcionamiento de un sistema WDM [8]	23
Figura 1.4 Integración de diferentes tecnologías de acceso hacia una red de transporte WDM.....	24
Figura 1.5 Bandas de operación para sistemas CWDM [12]	25
Figura 1.6 Espectro de CWDM vs DWDM [12]	26
Figura 1.7 Componentes de un sistema de comunicación óptico	27
Figura 1.8 Estructura interna de un cable de fibra óptica [19].....	29
Figura 1.9 Clasificación de las fibras ópticas	31
Figura 1.10 Propagación de señales en fibra Monomodo [9].....	31
Figura 1.11 Dispersión en los diferentes tipos de fibra Monomodo [23]	33
Figura 1.12 Propagación en fibra Multimodo de índice escalonado e índice gradual [9].....	35
Figura 1.13 Estructura de amplificador SOA [26].....	37
Figura 1.14 Estructura de un EDFA [27]	38
Figura 1.15 Estructura de amplificador RAMAN [27]	39
Figura 1.16 Diagrama de ojo ideal obtenido a la salida del modulador (Back-to-Back)	40
Figura 1.17 Diagrama de ojo en recepción y medidas típicas	41
Figura 1.18 Arquitectura de red HFC [32]	42
Figura 1.19 Arquitectura de red FTTx [35]	44
Figura 2.1 Efectos lineales de transmisión en fibra óptica	46
Figura 2.2 Ensanchamiento de pulsos causados por la dispersión cromática para los casos (a) pulsos a la entrada de la fibra (b) pulsos a una distancia L_1 (c) pulsos a una distancia $L_2 > L_1$. [40].....	47
Figura 2.3 Curva característica de dispersión cromática (Coeficiente D) para una SMF [36]	48
Figura 2.4 Diferencias entre (a) modulación directa y (b) modulación externa [17]	53
Figura 2.5 Modulador Mach Zehnder y su estructura interna	54
Figura 2.6 Interferencia constructiva o destructiva a la salida del MZM [51].....	55
Figura 2.7 Función de transferencia de un MZM [59]	55
Figura 2.8 División de la señal en caso ideal	57
Figura 2.9 División de la señal en el caso no ideal. <i>Basada en</i> [53, 54]	57
Figura 2.10 Pulso con chirp (a) Cero. (b) Positivo y (c) Negativo	59
Figura 2.11 Técnica de pre-chirping negativa	60
Figura 2.12 Estructura de un modulador de un SD-MZM de tipo X-Cut.....	63
Figura 2.13 SD-MZM con estructura X-Cut [50].....	63
Figura 2.14 SD-MZM con estructura Z-Cut [50]	64
Figura 2.15 Estructura de un DD-MZM [50]	66
Figura 2.16 Transmisor para NRZ-OOK	69

Figura 2.17 (a) Pulsos. (b) Espectro óptico para NRZ-OOK.....	69
Figura 2.18 Transmisor para CSRZ.....	70
Figura 2.19 (a) pulsos. (b) espectro óptico para CSRZ.....	70
Figura 2.20 Transmisor para RZ-DQPSK.....	71
Figura 2.21 Espectro óptico para RZ-DQPSK.....	72
Figura 3.1 Desarrollo de la metodología basada en [68].....	74
Figura 3.2 Modos de simulación en OptSim™ [69].....	76
Figura 3.3 Casos de estudio.....	78
Figura 4.1 Modelo de simulación para el caso de estudio 1.....	80
Figura 4.2 Curva de BER vs Chirp para el caso de estudio 1.....	81
Figura 4.3 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes valores de chirp para el caso de estudio 1.....	85
Figura 4.4 Modelo de simulación para el caso de estudio 2.....	85
Figura 4.5 Curvas de BER vs Chirp para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM ₁ ” y “MZM ₂ ” para el caso de estudio 2.....	86
Figura 4.6 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM ₁ ” y “MZM ₂ ” para el caso de estudio 2.....	88
Figura 4.7 Modelo de simulación para el caso de estudio 3.....	89
Figura 4.8 Curvas de BER vs Chirp para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM ₁ ” y “MZM ₂ ” para el caso de estudio 3.....	89
Figura 4.9 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM ₁ ” y “MZM ₂ ” para el caso de estudio 3.....	91
Figura 4.10 Modelo de simulación para el caso de estudio 4.....	92
Figura 4.11 Curva de BER vs Chirp para el caso de estudio 4.....	93
Figura 4.12 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes valores de chirp para el caso de estudio 4.....	96
Figura 4.13 Modelo de simulación para el caso de estudio 5.....	97
Figura 4.14 Curvas BER vs Chirp para diferentes combinaciones entre el “MZM ₁ ” y “MZM ₂ ” para el caso de estudio 5.....	98
Figura 4.15 Comparación de la duración de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM ₁ ” y “MZM ₂ ” para el caso de estudio 5.....	100
Figura 4.16 Modelo de simulación para el caso de estudio 6.....	101
Figura 4.17 Curvas de BER vs Chirp para diferentes combinaciones entre el “MZM ₁ ” y “MZM ₂ ” para el caso de estudio 6.....	101
Figura 4.18 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM ₁ ” y “MZM ₂ ” para el caso de estudio 6.....	103
Figura 4.19 Modelo de simulación para el caso 7.....	104
Figura 4.20 Curvas de BER vs Chirp para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM ₁ ” y “MZM ₂ ” para el caso de estudio 7.....	105

Figura 4.21 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM ₁ ” y “MZM ₂ ” para el caso de estudio 7	107
Figura 4.22 Modelo de simulación para el caso 8.....	108
Figura 4.23 Curvas de BER vs Chirp para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM ₁ ” y “MZM ₂ ” para el caso de estudio 8.....	109
Figura 4.24 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM ₁ ” y “MZM ₂ ” para el caso de estudio 8	111
Figura 4.25 Modelo de simulación para el caso 9.....	112
Figura 4.26 Curva de BER vs Chirp para variaciones positivas y negativas de chirp para el caso de estudio 9.....	113
Figura 4.27 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes valores de chirp para el caso de estudio 9	115
Figura 4.28 Modelo de simulación para el caso 10.....	115
Figura 4.29 Curva de BER vs Chirp para variaciones positivas y negativas de chirp para el caso de estudio 10.....	116
Figura 4.30 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes valores de chirp para el caso de estudio 10	118
Figura 4.31 Sistema DWDM con formato NRZ-OOK.....	119
Figura 4.32 Gráfico de distancia vs BER para los diferentes canales de transmisión al aplicar o no, la técnica de pre-chirping negativo para la red DWDM con formato NRZ-OOK	120
Figura 4.33 Comparación del espectro óptico de las redes DWDM al aplicar y no, la técnica de pre-chirping negativo con formato NRZ-OOK.....	121
Figura 4.34 Sistema DWDM con formato CSRZ.....	122
Figura 4.35 Gráfico de distancia vs BER para los diferentes canales de transmisión al aplicar o no, la técnica de pre-chirping negativo para la red DWDM con formato CSRZ	123
Figura 4.36 Comparación del espectro óptico de las redes DWDM al aplicar y no, la técnica de pre-chirping negativo con formato CSRZ.....	124
Figura 4.37 Sistema DWDM con formato RZ-DQPSK.....	125
Figura 4.38 Gráfico de distancia vs BER para los diferentes canales de transmisión al aplicar o no, la técnica de pre-chirping negativo para la red DWDM con formato RZ-DQPSK	126
Figura 4.39 Comparación del espectro óptico de las redes DWDM al aplicar y no, la técnica de pre-chirping negativo con formato RZ-DQPSK.....	127
Figura 40. Tabla de BER vs Chirp para el caso 9.....	181

LISTA DE ANEXOS

ANEXO A.....	137
ANEXO B.....	143
ANEXO C.....	144
ANEXO D.....	147
ANEXO E.....	150
ANEXO F.....	152
ANEXO G.....	161
ANEXO H.....	170
ANEXO I.....	173
ANEXO J.....	181
ANEXO K.....	182

LISTA DE ACRÓNIMOS

- BER:** Tasa de error de bit (*Bit Error Rate*)
- C:** Convencional (*Conventional*)
- CATV:** Televisión por antena comunitaria (*Community Antenna Television*)
- CD:** Dispersión cromática (*Chromatic Dispersion*)
- Co:** Oficina central (*Central Office*)
- CSRZ:** Portadora suprimida con retorno a cero (*Carrier Suppressed Return-to-Zero*)
- CWDM:** Multiplexación por división de longitud de onda aproximada (*Coarse Wavelength Division Multiplexing*)
- DC:** Corriente directa (*Direct Current*)
- DCF:** Fibra compensadora de dispersión (*Dispersion Compensating Fiber*)
- DD-MZM:** Modulador Mach-Zehnder dual drive (*Dual Drive Mach-Zehnder Modulator*)
- DFB:** Retroalimentación distribuida (*Distributed Feed-Back*)
- DML:** Láser modulado directamente (*Directly Modulated Laser*)
- DOCSIS:** Especificación de interfaz para servicios de datos por cable (*Data Over Cable Service Interface Specification*)
- DSF:** Fibra con dispersión desplazada (*Dispersion Shifted Fiber*)
- DWDM:** Multiplexación por división de longitud de onda densa (*Dense Wavelength Division Multiplexing*)
- EAM:** Modulador de electro-absorción (*Electro-absorption modulator*)
- EDFA:** Amplificadores de fibra dopada con Erblio (*Erbium-Doped Fiber Amplifiers*)
- EL:** Pérdidas de exceso (*Excess Loss*)
- EOM:** Modulador electro-óptico (*Electrical-Optical Modulator*)
- ER:** Relación de extinción (*Extinction Ratio*)
- ESNR:** Relación señal a ruido efectiva (*Effective Signal-To-Noise Ratio*)
- FBG:** Rejillas de fibra de Bragg (*Fiber Bragg Grating*)

FTTB: Fibra hasta el edificio (*Fiber-To-The-Building*)

FTTC: Fibra hasta el gabinete (*Fiber-To-The-Cabinet*)

FTTH: Fibra hasta el hogar (*Fiber-To-The-Home*)

FTTN: Fibra hasta la vecindad (*Fiber-To-The-Neighborhood*)

FTTx: Fibra hasta la "x" (*Fiber To The x*)

FWM: Mezcla de cuatro ondas (*Four Wave Mixing*)

GVD: Dispersión de velocidad de grupo (*Group Velocity Dispersion*)

HFC: Híbrido de Fibra-Coaxial (*Hybrid-Fiber Cooper*)

IM/DD: Modulación de intensidad/detección directa (*Intensity Modulation/Direct Detection*)

ISI: Interferencia intersimbólica (*Intersymbol Interference*)

L: Larga (*Long*)

LED: Diodo emisor de luz (*Light-Emitting Diode*)

MAN: Red de área metropolitana (*Metropolitan Area Network*)

MMF: Fibra multimodo (*Multi-Mode Fiber*)

MTP: Punto de máxima transferencia (*Maximum Transfer Point*)

mTP: Punto de mínima transferencia (*minimum Transfer Point*)

MZDI: Interferómetro de retardo Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Delay-Interferometer*)

MZM: Modulador Mach-Zehnder (*Mach Zehnder Modulator*)

NDSF: Fibra sin dispersión desplazada (*Non Dispersion-Shifted Fiber*)

NLSE: Ecuación no lineal de Schrödinger (*Non Linear Schrödinger Equation*)

NRZ-OOK: No retorno a cero-conmutación on/off (*Non Return to Zero-On/Off Keying*)

NZDSF: Fibra con dispersión desplazada no nula (*Non-zero Dispersion Shifted Fiber*)

O: Original (*Original*)

ODN: Red de distribución óptica (*Optical Distribution Network*)

OLT: Terminal de línea óptica (*Optical Line Terminal*)

ONT: Terminal de red óptica (*Optical Network Terminal*)

ONU: Unidad de red óptica (*Optical Network Unity*)

OPC: Conjugación de fase óptica (*Optical Phase Conjugation*)

OPM: Monitoreo de desempeño óptico (*Optical Performance Monitoring*)

OSNR: Relación señal a ruido óptica (*Optical Signal-to-Noise Ratio*)

OTN: Red óptica de transporte (*Optical Transport Network*)

PON: Red óptica pasiva (*Passive Optical Network*)

QoS: Calidad de servicio (*Quality of Service*)

QP: Punto de cuadratura (*Quadrature Point*)

RF: Radiofrecuencia (*Radio Frequency*)

RZ-DQPSK: Modulación de desplazamiento de fase en cuadratura diferencial con retorno a cero (*Return-to-Zero-Differential Quadrature Phase Shift Keying*)

SAN: Red de área de almacenamiento (*Storage Area Network*)

SDH: Jerarquía digital síncrona (*Synchronous Digital Hierarchy*)

SD-MZM: Modulador Mach Zehnder Single Drive (*Single Drive Mach-Zehnder Modulator*)

SMF: Fibra monomodo (*Single Mode Fiber*)

SOA: Amplificador óptico de semiconductor (*Semiconductor Optical Amplifiers*)

SPM: Auto-modulación de fase (*Self-phase modulation*)

SPT: Técnica de propagación espectral (*Spectral Propagation Technique*)

SSMF: Fibra monomodo estándar (*Standar Single Mode Fiber*)

TFF: Filtro de película delgada (*Thin Film Filter*)

VBS: Simulación de ancho de banda variable (*Variable Bandwidth Simulation*)

VCSEL: Láser de cavidad vertical y emisión superficial (*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*)

WAN: Red de área amplia (*Wide Area Network*)

WDM: Multiplexación por división de longitud de onda (*Wavelength Division Multiplexing*)

xDSL: Línea de suscripción digital (*x Digital Subscriber Line*)

XPM: Modulación de fase cruzada (*Cross-phase modulation*)

INTRODUCCIÓN

Ante la rápida evolución tecnológica y la amplia inclusión de dispositivos electrónicos inteligentes en la vida cotidiana y con ellos, nuevos y mejores servicios; se ha incrementado de forma exponencial el tráfico de información en los sistemas de comunicaciones y los requerimientos de ancho de banda y velocidad por parte de los usuarios, obligando a las empresas y proveedores de servicios a buscar soluciones efectivas en la infraestructura de sus redes, desde el *Backbone* que soporta las mismas, hasta el tramo de acceso del usuario final, buscando que las capacidades de la red se adapten a los requerimientos actuales de los estándares de calidad y a la demanda de servicios del mercado. Una de las soluciones más interesantes y con mayores prestaciones, es la utilización de redes ópticas que cuentan con importantes características como: i) manejar gran ancho de banda, ii) altas velocidades de transmisión de datos, iii) enlaces de largas distancias, iv) inmunidad ante interferencias electromagnéticas, entre otras.

La multiplexación por división de longitud de onda densa (DWDM, *Dense Wavelength Division Multiplexing*) es una tecnología ampliamente utilizada que permite la transmisión de varias longitudes de onda con poco espaciamiento sobre una misma fibra óptica, en la cual cada longitud de onda representa un canal óptico y la información transportada en cada uno de ellos puede ser tratada de forma independiente a los demás, facilitando el control de diferentes parámetros como la velocidad de transmisión de datos, el tráfico, protocolos, etc. Lo que facilita la integración de las diferentes redes de acceso. Esta transmisión simultánea de varios canales permite optimizar el uso del ancho de banda, incrementar la capacidad de transporte de información y propicia las comunicaciones a través de largas distancias. Sin embargo, existen factores limitantes a tener en cuenta cuando se hablan de redes ópticas de alta velocidad, como lo son los efectos lineales y no lineales. Dentro de la clasificación de los efectos lineales en la fibra óptica, uno de los más importantes y que genera mayores inconvenientes sobre los sistemas DWDM es la dispersión cromática (CD, *Chromatic Dispersion*) considerada como el segundo efecto que introduce mayor degradación de la señal después de la atenuación y la cual limita de forma significativa la distancia y velocidad de transmisión. Es por ello que se recurre a utilizar diversas técnicas de compensación de CD como por ejemplo dispositivos dispersivos y técnicas cuya dispersión se opone a la de la fibra óptica como es el caso la fibra compensadora de dispersión (DCF, *Dispersion Compensating Fiber*), las rejillas de fibra Bragg (FBG, *Fiber Bragg Grating*) y la conjugación de fase óptica (OPC, *Optical Phase Conjugation*); cada uno con sus correspondientes ventajas y desventajas. Recientemente se ha tenido especial interés en el estudio los moduladores Mach Zehnder (MZM, *Mach Zehnder Modulator*) para diversidad de aplicaciones diferentes a la de modular una señal óptica, donde los principios de funcionamiento y parámetros de configuración han impulsado la investigación y el desarrollo en diversidad de aplicaciones con especial

interés en generación de señales, medición y compensación de dispersión cromática.

En el presente trabajo de grado, se busca realizar el diseño e implementación a nivel de simulación de dispositivos Mach Zehnder de tipo Single Drive (SD-MZM, *Single Drive Mach-Zehnder Modulator*) y Dual Drive (DD-MZM, *Dual Drive Mach-Zehnder Modulator*), con el propósito estudiar efectos de compensación de CD en una red DWDM a 10 Gbps a nivel de acceso mediante la técnica de pre-chirping negativo y de esta forma mejorar las características de la señal en recepción y el desempeño del sistema en general.

1. GENERALIDADES EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICOS

En el capítulo 1 se abordarán las generalidades teóricas de los sistemas de comunicaciones ópticos, que constituyen un fundamento necesario para contextualizar el presente trabajo de grado y caracterizar el sistema a simular. En la sección 1.1 se introduce al espectro óptico; en la sección 1.2 se mencionan las ventanas de operación utilizadas en los sistemas de comunicaciones ópticos; en la sección 1.3 y 1.4 se introduce a los sistemas WDM y se describen sus componentes principales respectivamente. Finalmente, en la sección 1.5 se describen algunas arquitecturas de redes ópticas utilizadas actualmente para el despliegue de servicios.

1.1. ESPECTRO ÓPTICO

El espectro óptico es solo una pequeña fracción dentro del amplio rango de frecuencias en el que se define y se clasifica el espectro electromagnético. Cuando se refiere al espectro óptico es común hablar en términos de longitud de onda en vez de frecuencias. La longitud de onda (λ) es un parámetro que indica que tan larga es la onda y se define como la distancia entre dos máximos consecutivos de una onda. La longitud de onda es inversamente proporcional a la frecuencia, donde a mayor frecuencia, la longitud de onda es menor y viceversa. La unidad típica para la longitud de onda de la portadora óptica es el nanómetro (nm) que equivale a $1\text{E}-9$ metros¹ [1].

Como se aprecia en la Figura 1.1, el espectro óptico está constituido por la luz visible y no visible para el ojo humano, en donde cada longitud de onda representa un “color” diferente. Aunque no hay un rango específico, se considera que el espectro de luz visible va desde los 400 a 700 nm. Sin embargo para las transmisiones por fibra óptica, se utilizan longitudes de onda mayores a las del espectro visible, más específicamente en la zona de infrarrojos, típicamente desde los 700 hasta los 1600 nm [1, 2].

¹ El término “E” que acompaña a los números corresponde a la representación en notación E (científica) de un número y representa «por diez elevado a la».

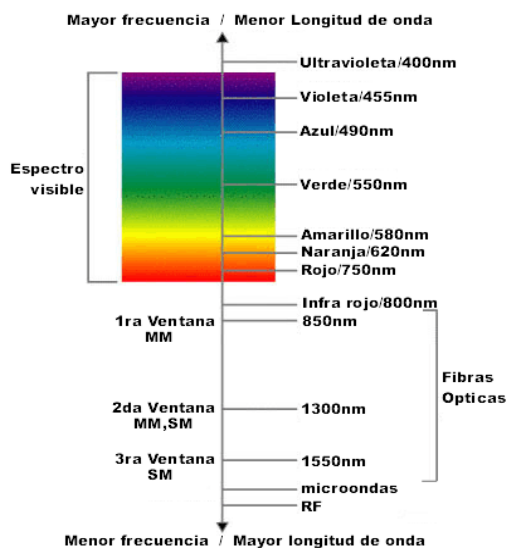


Figura 1.1 Espectro óptico [1]

1.2. VENTANAS DE OPERACIÓN

Para las comunicaciones por fibra óptica se caracterizan principalmente 4 ventanas de operación que son aquellas regiones en donde se dan las mejores condiciones de transmisión [3-5]. A continuación, se especifican las principales características de cada ventana de transmisión:

- **Primera ventana:** Se define en el rango de 800-900 nm, con longitud de onda operativa en 850 nm. Inicialmente fue utilizada para enlaces de cortas distancias que utilizaban fibra Multimodo (MMF, *Multimode Fiber*) y diodos emisores de luz (LED, *Light-Emitting Diode*) sin embargo su atenuación era relativamente alta y se dificultaba el uso de amplificadores a estas longitudes de onda, por lo cual su uso actual se ve muy limitado [3-5].
- **Segunda ventana – Banda “O”:** La banda original (O, *Original*) Se define entre los 1260-1360 nm, con la longitud de onda central en los 1310 nm la cual coincide con la zona de mínima dispersión. Es utilizada para distancias medias de transmisión empleando fuentes laser sobre fibras Monomodo o Multimodo [3-5].
- **Tercera ventana – Banda “C”:** La banda convencional (C, *Conventional*) se define entre los 1530-1565 nm, con longitud de onda central en 1550 nm que es la región donde la fibra sufre las mínimas pérdidas por atenuación, y en la cual, pueden emplearse los amplificadores de fibra dopada con Erblio (EDFA, *Erbium-Doped Fiber Amplifiers*). Son utilizadas con fuentes laser y fibras Monomodo para aplicaciones de largas distancia [3-5].

- **Cuarta ventana – Banda “L”:** La banda larga (L, *Long*) se define en el rango de 1565-1625 nm y actualmente se encuentra en fase de pruebas, desarrollo y algunas pocas implementaciones.

En la Figura 1.2 se muestran las ventanas de transmisión descritas anteriormente y se evidencia como a través de los años (desde los principios de 1980) se han ido mejorando gradualmente los procesos de fabricación de la fibra óptica, permitiendo obtener fibras ópticas que en su curva característica (dada por sus propiedades intrínsecas) poseen niveles más bajos de atenuación y algunas que incluso, reducen el pico de agua en las longitudes de onda críticas [3-5].

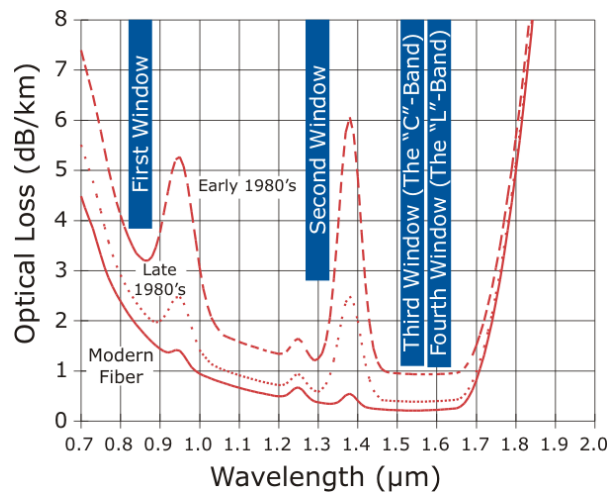


Figura 1.2 Ventanas de operación para comunicaciones por fibra óptica [3]

1.3. SISTEMAS WDM

La tecnología de Multiplexación por división de longitud de onda (WDM, *Wavelength Division Multiplexing*) consiste en la multiplexación de diversas señales de luz o portadoras ópticas de diferente longitud de onda, a través de un único hilo físico de fibra óptica por el cual viajan en forma conjunta, permitiendo optimizar el uso del ancho de banda e incrementando la capacidad de transporte de información del sistema de comunicaciones óptico sin necesidad de utilizar más medios físicos [6-9].

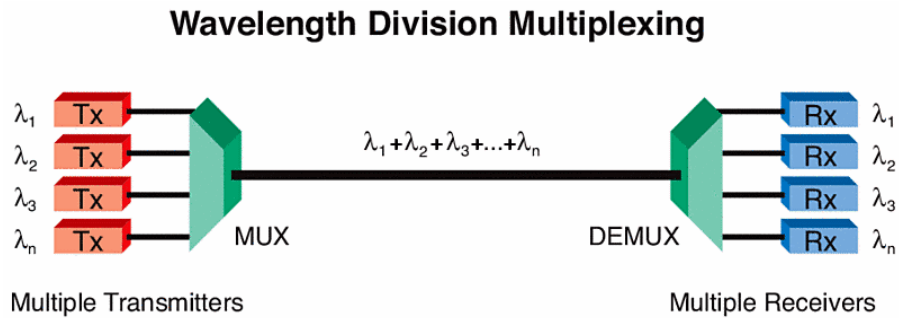


Figura 1.3 Diagrama del funcionamiento de un sistema WDM [8]

En la Figura 1.3 se caracteriza el diagrama funcional de un sistema WDM, donde un multiplexor en el lado transmisor se encarga de combinar las distintas longitudes de onda, correspondientes a haces de luz provenientes de cada laser, las cuales son enviadas a través de un único hilo de fibra óptica y posteriormente separadas nuevamente por un demultiplexor en el extremo receptor, sin embargo pueden utilizarse dispositivos que realizan ambas funciones propiciando las comunicaciones de tipo bidireccional. Cada portadora óptica forma un canal y la información transportada en cada uno de ellos puede ser tratada de forma independiente a los demás, facilitando el control de diferentes parámetros como la velocidad de transmisión de datos, el tráfico, protocolos, etc. Es por ello que las redes metropolitanas, regionales y long-haul están constituidas principalmente por redes fibra óptica tanto en el nivel de transporte, así como en el Backbone que soporta a las mismas, debido a la capacidad y flexibilidad de integración de las diferentes redes de acceso en una infraestructura común de gran capacidad que favorece las redes de nueva generación en las que es de gran importancia la convergencia, escalabilidad, seguridad, transparencia, etc. [6-8].

El nivel de acceso de una red hace referencia a las diferentes tecnologías utilizadas para el acceso y suministro de los diferentes servicios desde y hacia los usuarios de dicha red, pudiendo ser estos usuarios finales o sub-redes de distribución. Las redes de acceso son enviadas en conjunto en el nivel de transporte de la red a través de la fibra óptica. En la Figura 1.4 el nivel de acceso correspondería a los "n" láseres ubicados antes del multiplexor en donde hay gran cantidad de tecnologías como la jerarquía digital síncrona (SDH, *Synchronous Digital Hierarchy*), Ethernet, las redes de área de almacenamiento (SAN, *Storage Area Network*), las redes ópticas de transporte (OTN, *Optical Transport Network*), las redes de fibra hasta la "x" (FTTx, *Fiber To The x*), etc. Por otro lado, el nivel de transporte sería el tramo de fibra óptica por el cual se envían conjuntamente dichas longitudes de onda con la información asociada a las diferentes tecnologías de acceso. Por ejemplo, si la velocidad de los cuatro transmisores es de 10 Gbps en el nivel de acceso, se tendrá una velocidad de 40 Gbps en el nivel de transporte que no necesariamente es igual a la capacidad total de transporte de la fibra.

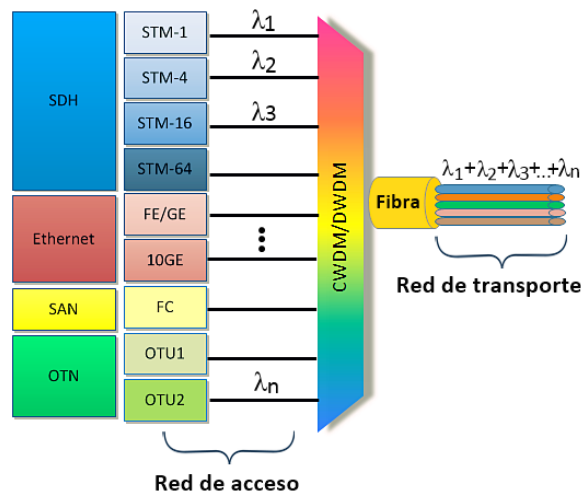


Figura 1.4 Integración de diferentes tecnologías de acceso hacia una red de transporte WDM.

Los sistemas WDM se clasifican según su estándar de evolución en CWDM y DWDM.

1.3.1 CWDM. La multiplexación por división de longitud de onda aproximada (CWDM, *Coarse Wavelength Division Multiplexing*) es un tipo de tecnología WDM desarrollada e implementada principalmente en redes de área metropolitana (MAN, *Metropolitan Area Network*), caracterizada por tener una capacidad y costo menor frente a DWDM debido a que los componentes ópticos utilizados en el sistema son de menor complejidad, limitada capacidad y alcance. Tiene la ventaja de ser una tecnología sencilla en cuanto al diseño, implementación y operación de la red [9-11].

La tecnología CWDM está definida principalmente en las recomendaciones ITU-T G.694.2, G.695 Y G.671. La recomendación ITU-T G.694.2 define el plan espectral para CWDM; la recomendación ITU-T G.695 define las interfaces ópticas para CWDM y la recomendación G.671 especifica las características de transmisión de los componentes y subsistemas ópticos [10].

CWDM está caracterizada por tener un espaciado más ancho entre canales respecto a la tecnología DWDM y esa su principal diferencia. En la recomendación ITU-T G.694.2 se definen 5 bandas de operación (O, E, S, C, L) para los sistemas CWDM con longitudes de onda entre los 1271 nm a 1611 nm, rango en el cual se encuentran distribuidos 18 canales con espaciado de 20 nm (2500 GHz) [10], tal como se muestra en la Figura 1.5.

CWDM wavelength grid as specified by ITU-T G.694.2

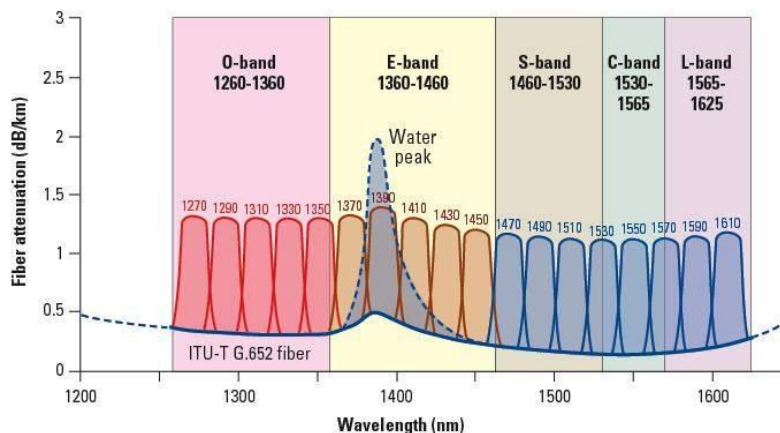


Figura 1.5 Bandas de operación para sistemas CWDM [12]

Esta distribución y espaciado entre canales permite el uso de láseres de retroalimentación distribuida (DFB, *Distributed Feed-Back*) modulados directamente, los cuales son de mayor ancho de banda espectral lo que permite que la longitud de onda central del láser se desplace dentro cierto rango ($\pm 6-7$ nm) a causa de imperfecciones en la fabricación o a variaciones en la temperatura y aun así, permanecer en banda. Este tipo de láseres no cuentan con un sistema de refrigeración para corregir dichos desplazamientos de longitud de onda debido a la temperatura. Por otro lado, CWDM utiliza filtros ópticos pasabanda amplios y multiplexores/demultiplexores basados en la tecnología de película delgada (TFF, *Thin Film Filter*), donde el número de capas del filtro es menor cuando el espaciado entre canales es mayor, aspectos que reducen considerablemente los costos de fabricación y de operación de los elementos del sistema [9-11].

1.3.2 DWDM. La multiplexación por división de longitud de onda densa (DWDM, *Dense Wavelength Division Multiplexing*) es un tipo de la tecnología DWDM es ampliamente utilizada en redes MAN, redes de área amplia (WAN, *Wide Area Network*) y redes "Backhaul" que a diferencia de CWDM, permite enlaces ópticos de muy largas distancias y ofrece mayor capacidad debido al bajo espaciado entre canales lo que permite obtener un mayor número de portadoras ópticas; esto implica que los elementos del sistema deben ser de alta precisión, lo que resulta en una tecnología mucho más compleja y costosa respecto a CWDM [6, 7].

La tecnología DWDM está especificada en los estándares ITU-T G.694.1, G.696.1, G.698.1, G.698.2, G.959.1, G.973 y G.977; los cuales hacen referencia a diversas características y aplicaciones de dicha tecnología. En la recomendación ITU-T G.694.1 se especifican las longitudes de onda utilizadas en DWDM, en la cual

se trabaja principalmente en la banda C, la cual ofrece características importantes al ser la región de mínima atenuación para la fibra óptica y en las cuales operan los amplificadores EDFA utilizados para amplificar la potencia de todos los canales ópticos de forma simultánea, sin ningún tipo de conversión, ni regeneración a nivel eléctrico como lo hace un regenerador en CWDM [6, 7, 9].

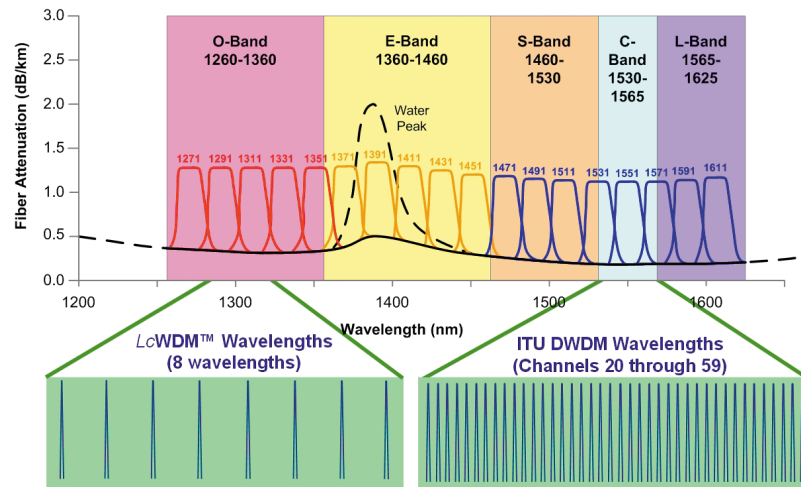


Figura 1.6 Espectro de CWDM vs DWDM [12]

Los sistemas DWDM trabajan en la banda C o tercera ventana, con longitud de onda de referencia en 1552.524 nm (193.1 THz) y las siguientes, se sitúan separadas unas de otras una distancia de 1.6 nm (200 GHz), 0.8 nm (100 GHz), 0.4 nm (50 GHz) o 0.2 nm (25 GHz) dependiendo de la aplicación, pudiendo obtener 20, 40, 80 y 160 canales ópticos respectivamente [6, 7, 9].

El espaciamiento entre canales en DWDM es mucho más reducido que en CWDM como se aprecia en la Figura 1.6, lo que conlleva que la tecnología DWDM sea mucho más costosa. En DWDM se requiere uso láseres de mayor calidad y alta precisión que no presenten grandes fluctuaciones en el desplazamiento de la longitud de onda operativa, esto casi siempre significa que estos láseres deben operar a una temperatura constante por lo cual deben tener sistemas de enfriamiento asociados. Sin embargo, el uso de este tipo de láseres beneficia la reducción de dispersión cromática que permite enlaces de largas distancias y a mayores tasas de transmisión. De igual forma, se necesitan filtros de alta precisión para separar una longitud de onda específica sin interferir mayormente con las vecinas, entre otros elementos a considerar [6, 7, 9, 11].

1.4. COMPONENTES DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN ÓPTICO

En general, un sistema de comunicaciones óptico se puede representar por tres grandes bloques: el transmisor, el medio de comunicación y el receptor; los cuales cuentan a su vez con componentes internos como se aprecia en la Figura 1.7.

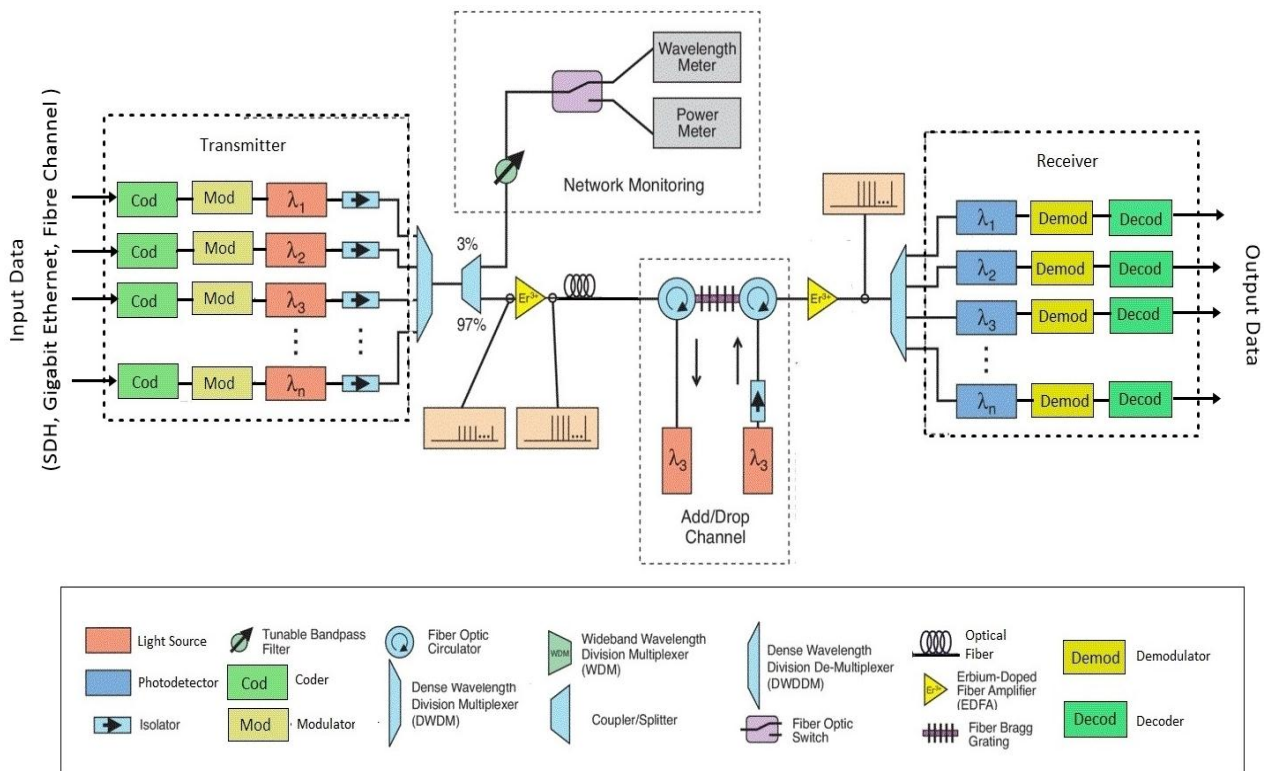


Figura 1.7 Componentes de un sistema de comunicación óptico

El transmisor es el encargado de convertir las señales eléctricas a ópticas y adecuarlas al medio de transmisión para lo cual cuenta con los siguientes elementos: la fuente óptica, el codificador y el modulador. Por su lado el bloque receptor cuenta con componentes similares que realizan las funciones complementarias al proceso de transmisión como lo son el foto-detector, el decodificador y el demodulador; utilizados con el fin de recuperar la señal y procesarla para obtener la información transmitida. A continuación se mencionan las funciones de los principales elementos que constituyen un sistema de comunicaciones óptico [7, 13].

1.4.1 Codificador/Decodificador. El proceso de codificación consiste en la traducción de los valores de tensión de los pulsos de una señal digital al sistema binario mediante códigos, obteniendo entonces una señal que representa los datos de la fuente mediante unos y ceros (bits). Este proceso mejora las características físicas de la señal, facilitando el procesamiento de la misma y su posterior recuperación [6, 14, 15].

1.4.2 Modulador/Demodulador. Un modulador es un componente fundamental de un sistema de comunicaciones ya que permite adecuar la señal de información al medio de transmisión (fibra óptica) para poder ser transmitida. En dicho proceso, la portadora óptica correspondiente a la luz de la fuente, se modula con la señal de información a transmitir (señal moduladora), esto se logra modificando alguno de los parámetros característicos de una onda ya sea la amplitud, frecuencia, fase o polarización. El resultado de dicho proceso es una señal modulada la cual es transmitida por la fibra óptica. Las técnicas de modulación permiten un mejor aprovechamiento del canal de comunicación, además de mejorar la resistencia contra posibles ruidos e interferencias, la calidad de la señal y la eficiencia de transmisión de datos [16, 17].

1.4.3 Fuente óptica. Una fuente óptica es la encargada de convertir la energía eléctrica en energía óptica, de tal manera que esta pueda ser inyectada de forma eficiente en el medio de transmisión (fibra óptica). Una fuente óptica debe cumplir con varios criterios como operar en la longitud de onda adecuada, tener la capacidad de respuesta rápida para ser modulados a grandes velocidades para transmitir datos y poder acoplarse de forma eficiente a la fibra. Las principales fuentes ópticas son el LED y el láser. [1, 10].

- **LED.** Es un tipo de fuente de luz que funciona bajo el principio de emisión espontánea, basada en una unión p-n polarizada directamente que emite radiación óptica en función de la corriente eléctrica que lo polariza. Son utilizados principalmente en aplicaciones de corta distancia y sistemas de bajo ancho de banda que trabajan con velocidades menores a 2.5 Gbps, generalmente CWDM. El haz de luz del LED posee un espectro de radiación amplio por lo cual se adapta mejor a fibras ópticas con apertura numérica alta como las Multimodo que tienen un núcleo de gran diámetro, sin embargo, esta anchura espectral del LED se convierte en su mayor desventaja, ya que provoca con mayor facilidad la dispersión cromática de los pulsos propagados a través de la fibra. Las fluctuaciones de los LED pueden estar entorno a los 20-40 nm respecto a la longitud de onda central que suele ser generalmente 850 nm trabajando en la primera ventana. Los LED tienen la ventaja de ser sencillos de manipular, económicos y presentan mayor estabilidad térmica frente a los láseres. Por el contrario, los niveles de potencia son menos elevados respecto a los emitidos por un láser para valores similares de corriente [1, 10].
- **LASER.** Es un tipo de fuente de luz que funciona bajo el principio de emisión estimulada. Esta clase de fuente permite transmitir datos a mayores velocidades y

mayores distancias debido que el rayo de luz emitido presenta una pequeña anchura espectral que permite que la luz este más confinada y sea más eficiente espectralmente. De esta forma, el haz de luz emitido tiende a ser monocromático, es decir, los fotones emitidos por un láser poseen longitudes de onda muy cercanas entre sí, a diferencia de los LED cuya luz emitida presenta fotones con mayores dispersiones en cuanto a las longitudes de onda. Por tanto, los láseres en combinación con las fibras Monomodo brindan un largo alcance y suelen ser utilizados en sistemas DWDM. Además, cuenta con capacidad de modulación elevada, para sistemas de transmisión del orden de los Gbps no posibles con los LED. En la Tabla 1.1 se muestran las características de las fuentes de luz más utilizadas en comunicaciones ópticas [1, 10].

Tipo de dispositivo	Longitud de onda (nm)	Potencia dentro de la fibra (dBm)	Ancho de banda	Tipo de fibra
LED	850, 1300	-30 a -10	<250 MHz	multimodo
Láser Fabry-Perot	850, 1310 (1280-1330), 1550 (1480-1650)	0 a +10	>10 GHz	multimodo, monomodo
Láser DFB	1550 (1480-1650)	0 a +13 (+25 con amplificador óptico)	>10 GHz	monomodo
VCSEL	850	-10 a 0	>10 GHz	multimodo

Tabla 1.1 Fuentes de luz y sus aplicaciones [18]

1.4.4 Fibra óptica. La fibra óptica es un medio de transmisión que utiliza la luz para la comunicación y transporte de información, caracterizada por tener un gran ancho de banda, permitir altas velocidades de datos, ser inmune a interferencias electromagnéticas, ser seguro y tener muy baja atenuación lo que permite establecer enlaces de gran distancia [1, 5, 15].

La estructura de la fibra óptica se muestra a continuación en la Figura 1.8.

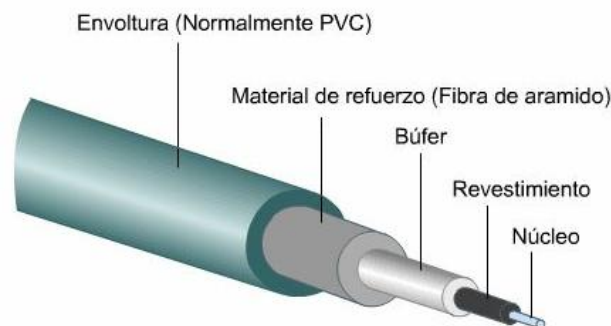


Figura 1.8 Estructura interna de un cable de fibra óptica [19]

La fibra óptica en su parte más interna está compuesta por dos hilos cilíndricos y concéntricos denominados núcleo y revestimiento, generalmente construidos del mismo material dieléctrico (vidrio ultra puro de cuarzo, dióxido de silicio o plástico), con la diferencia de que el núcleo tiene un índice de refracción mayor al del revestimiento, lo que permite la reflexión total interna. Ambas partes en conjunto se comportan como una guía de onda óptica y hacen posible el transporte de los pulsos de luz que viajan a través núcleo el cual se encarga de conducir la señal óptica [1, 5, 15, 20].

La función del revestimiento es actuar como un contenedor que evita que la luz salga, ayudando a reducir las pérdidas de luz por dispersión en la superficie, además de proteger ligeramente al núcleo. Además de esto, la fibra óptica tiene materiales adicionales como lo son el búfer o cubierta interior, un material de refuerzo y una envoltura o cubierta exterior. El búfer o cubierta interior, es en encargado de proteger a la fibra de daños físicos y la humedad, ya que las filtraciones de moléculas de agua pueden cambiar la atenuación característica del núcleo y además, corroer la superficie del vidrio y causar el deterioro de la misma. Generalmente está construida de polietileno, PVC o un tipo de material termoplástico. El material de refuerzo o tracción consiste en fibra de aramida o vidrio que evita que a fibra se estire con la manipulación en los procesos de transporte e instalación y sufra alguna elongación que la pueda romper. Finalmente, la envoltura o segunda cubierta es una protección adicional que se encarga de darle mayor robustez al cable de fibra óptica frente a factores externos como la temperatura, la humedad o daños físicos. Al igual que el búfer, está construido de polietileno, PVC o un tipo de material termoplástico [1, 5, 15, 20].

La fibra óptica puede ser clasificada en fibras Monomodo y Multimodo. Esta clasificación se da principalmente por los modos de propagación admitidos en cada tipo de fibra, los cuales están relacionados directamente con el diámetro de sus núcleos y por tanto, condiciona los elementos a utilizar como las fuentes de luz, filtros, etc. Se denominan modos de propagación a las diferentes trayectorias que puede seguir un haz de luz en el interior de la fibra óptica [1, 4, 20]. A continuación, en la Figura 1.9 se muestran los diferentes tipos de fibras existentes más comunes.

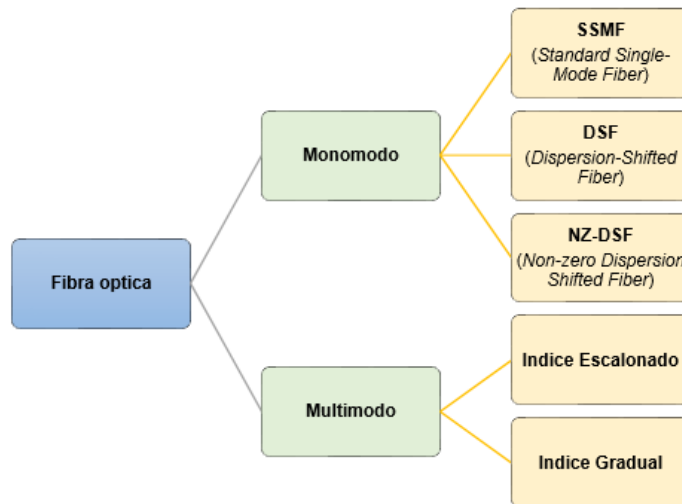


Figura 1.9 Clasificación de las fibras ópticas

- Fibra Monomodo.** La fibra Monomodo (SMF, *Single Mode Fiber*) se caracteriza por tener un núcleo de pequeño diámetro (8-10 μm) que debido a su dimensión, permite la propagación en un único modo, es decir, solo puede transmitir un único rayo de luz que tiene longitud de onda similar al diámetro del núcleo [5, 15, 20]. Como se aprecia en la Figura 1.10, el rayo de la fuente de luz incide en el núcleo con un ángulo paralelo al eje la fibra, de tal forma que el haz de luz viaja prácticamente en línea recta por el centro del núcleo, reduciendo las pérdidas y el retardo que causan las interacciones con los bordes. De igual forma se evita la dispersión modal que se presenta por la diferencia en la velocidad de propagación de los distintos modos en una fibra Multimodo, lo cual favorece mayores velocidades de transmisión de datos y enlaces de mayor distancia en fibras Monomodo, siendo utilizada en redes long-haul y metropolitanas de grandes distancias. El pequeño diámetro del núcleo también condiciona los elementos que componen el sistema. La fibra Monomodo requiere necesariamente el uso de láseres de alta precisión y por tanto, filtros y receptores más precisos [1, 9, 21, 22].

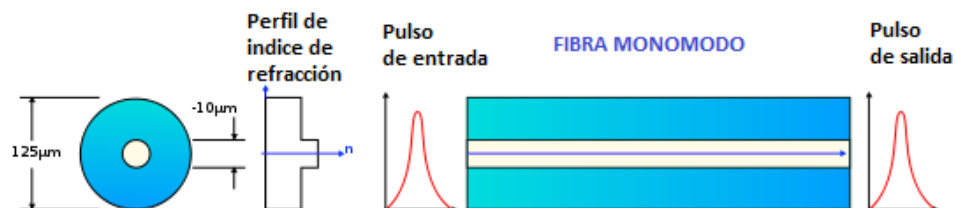


Figura 1.10 Propagación de señales en fibra Monomodo [9]

Existen diferentes tipos de fibra Monomodo especificadas en las diferentes recomendaciones de la ITU-T y las cuales se nombran a continuación. La fibra Monomodo estándar (SSMF, *Standar Single Mode Fiber*) también conocida como fibra Monomodo sin dispersión desplazada (NDSF, *Non Dispersion-Shifted Fiber*), es la fibra más común, desarrollada y empleada en las redes actuales de tipo LAN, MAN y redes de acceso. Caracterizada en la recomendación ITU-T G.652, la fibra SMF estándar está optimizada para trabajar en la segunda ventana alrededor de los 1310 nm, longitud de onda en la cual presenta la dispersión cero. La fibra también puede ser utilizada para transmisiones a 1550 nm pero presenta mayores valores dispersión, por lo cual para el uso de este tipo de fibra a esa longitud de onda se requieren mecanismos de compensación de dispersión especialmente para altas tasas de transmisión de 10 Gbps o más altas. La recomendación especifica 4 tipos de fibra Monomodo estándar categorizadas por las letras A, B, C y D. Las fibras G.652A y G.652B están caracterizadas porque tienen pico de agua (*Water Peak*) que es una atenuación de gran magnitud debida a las moléculas de hidrogeno dentro de la fibra, este efecto hace que la transmisión sea ineficiente y causa incluso la inutilización de ciertas bandas o longitudes de ondas. En las fibras G.652C y G.652D se reduce este efecto para el espectro completo de operación, lo que permite usarla en la región entre 1310 nm y 1550 nm [9, 21, 23].

La fibra Monomodo con dispersión desplazada (DSF, *Dispersion Shifted Fiber*) caracterizada en la recomendación ITU-T G.653, esta optimizada para aplicaciones de larga distancia que trabajan alrededor de los 1550 nm, esto se logra modificando el perfil del índice refractivo del núcleo, lo cual hace desplazar la longitud de onda de dispersión cero cerca de los 1550 nm, que coincide con la región de más bajas perdidas de la fibra, lo que permite que las señales ópticas viajen más lejos hasta necesitar amplificarlas o compensar la dispersión acumulada. La DSF fue pensada en comienzo para transmisiones de un único canal, pero con el surgimiento de WDM las características de la DSF presentaban deterioros para la transmisión de múltiples señales, debido a que la proximidad a esas longitudes de onda junto a alta concentración de potencia en el núcleo, conlleva a la aparición de efectos no lineales, por tanto, el uso de este tipo de fibra se ha visto limitado en los últimos años [9, 21, 23].

La fibra Monomodo con dispersión desplazada no nula (NZDSF, *Non-zero Dispersion Shifted Fiber*), caracterizada en la recomendación ITU-T G.655 es una fibra Monomodo en donde la longitud de onda de dispersión cero, se ha desplazado fuera de la banda C (1530-1560 nm) centrándola en los 1510 nm, que tiene valores reducidos de dispersión cromática pero no nulos, lo cual ayuda a contrarrestar las limitaciones de la DSF respecto a los efectos no lineales como la mezcla de cuatro ondas (FWM, *Four Wave Mixing*), la auto-modulación de fase (SPM, *Self-phase modulation*) y la modulación de fase cruzada (XPM, *Cross-phase modulation*); siendo útil para transmisiones de largas distancias, principalmente en redes long-haul que utilizan DWDM. Hay 2 tipos de fibra NZDSF, la negativa como (-D) NZDSF y la positiva (+D) NZDSF. [9, 21, 23].

La Figura 1.11 muestra las curvas características de los diferentes tipos de fibra Monomodo mencionadas anteriormente.

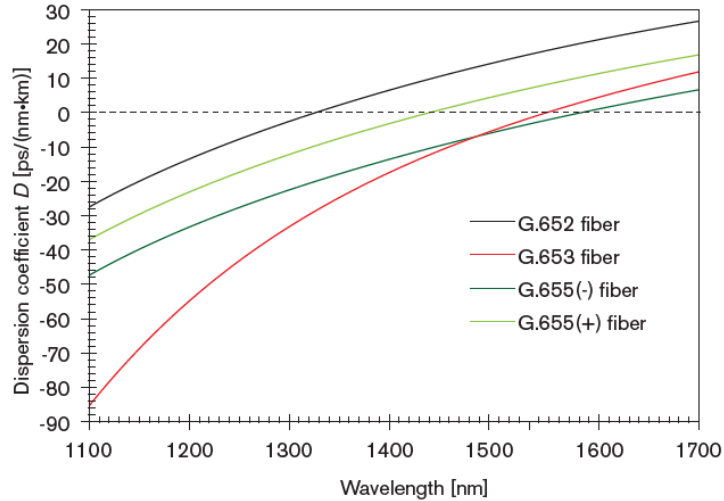


Figura 1.11 Dispersión en los diferentes tipos de fibra Monomodo [23]

Existen gran cantidad de fabricantes y proveedores de fibra óptica, entre los principales se encuentran Corning, Thorlabs, Optral, OFS (Furukawa Company), Newport, Draka (Prysmian Group), etc. A continuación, en la Tabla 1.2 se hace una comparación de las principales características entre algunos tipos de fibra Monomodo fabricadas por estas empresas mencionadas anteriormente.

Fabricante	J-Fiber	Thorlabs	Corning	OFS	Optral
Referencia	j-LWP SMF+	SMF-28-100	SMF-28e+™	TrueWave® RS LWP	SM10
Estándar ITU-T	G.652.D	G.652.D	G.652D	G.655.C/ G.655.D	G.655, G.656

Rango de longitudes de onda (nm)	1260 - 1625	1260-1625	1260 - 1625	1310-1625	Sin especificar
Atenuación (dB/Km)	0.21	0.18	0.19	0.22	0.25
CD (ps/nm·km)	18	18	18	6	8
PMD (ps/√km)	0.1	0.1	0.1	0.1	0.2
λ_0 (nm)	$1302 \leq \lambda_0 \leq 1322$	$1302 \leq \lambda_0 \leq 1322$	1317	Sin especificar	$\lambda_0 < 1440$

Tabla 1.2 Comparación de características entre diferentes tipos de fibra ópticas Monomodo

Como se aprecia en la Tabla 1.2 en el mercado existen diferentes tipos de fibra que se fabrican basadas en estándares como los de la ITU, los cuales condicionan sus características principales. Entre los parámetros más importantes se destacan la atenuación, la CD y la PMD. La PMD no varía mucho su valor entre fabricantes, sin embargo, la atenuación y CD si poseen diferentes valores. Los criterios de selección de una fibra dependen de la aplicación específica para la cual se requiera, se pueden apreciar grandes valores de atenuación y pequeños valores de CD en la fibra SM10 de Optral; lo contrario sucede con la fibra de SMF-28-100 de Thorlabs, la cual posee muy bajos valores de atenuación, pero altos valores de CD (típicos para la ventana de 1550 nm). Por tanto, se debe priorizar a que características se les da mayor importancia según el tipo de sistema a implementar, sin descuidar el factor de costo-beneficio como un criterio de selección.

- **Fibra Multimodo.** La MMF es típicamente utilizada para ofrecer gran ancho de banda en aplicaciones de cortas distancias como redes LAN de tipo empresarial, campus universitarios, entre otras. Los sistemas que utilizan este tipo de fibras son fáciles y económicos a la hora de diseñar, implementar y operar. La MMF se caracteriza por tener un núcleo de gran tamaño (50, 62.5 o 100 μm) respecto a la longitud de onda a transmitir, por lo cual, se pueden transmitir varios haces de luz por el núcleo a lo que se conoce como transmisión en varios modos. Debido a que

el tamaño del núcleo es grande en este tipo de fibras, son más fáciles de conectar y tienen una mayor tolerancia a componentes de menor precisión, es decir, que permite la utilización de opto-electrónica de bajo costo. Las fuentes que luz que utiliza son el LED, el láser de cavidad vertical y emisión superficial (VCSEL, *Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*) y el láser Fabry-Perroy [1, 9, 21, 22].

Dependiendo del valor del índice de refracción del núcleo, se tienen dos tipos de fibra Multimodo: de índice escalonado y de índice gradual. En la fibra Multimodo de índice escalonado el índice de refracción del núcleo tiene un valor constante provocando que los rayos que inciden en el núcleo con diferente ángulo (diferentes modos) viajen a una misma velocidad lo que causa que los diferentes modos lleguen al receptor en distintos tiempos dependiendo del trayecto que recorren. Esto provoca que el espectro de los pulsos de luz se ensanche y cause la dispersión intermodal la cual limita el ancho de banda y la capacidad de transmisión de datos en este tipo de fibras. Por otro lado, en la fibra Multimodo de índice gradual el núcleo tiene un índice de refracción variable, es decir, que su valor es mayor en el centro del núcleo y decrece gradualmente hacia los bordes del mismo. Al escoger un perfil de exponentes adecuados es posible compensar la diferencia en tiempos de transito de cada modo, de esta forma la diferencia de velocidad compensa la diferencia de distancia, lo que causa que los rayos lleguen casi de forma simultánea, lo que reduce en gran medida la dispersión modal respecto a las fibras Multimodo de índice escalonado [1, 9, 21, 22].

A continuación, en la Figura 1.12 se muestran los diagramas de propagación para los dos tipos de fibra Multimodo mencionados anteriormente.

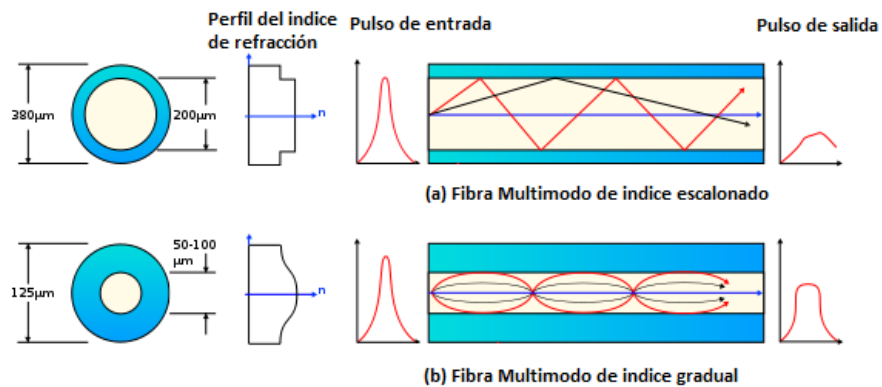


Figura 1.12 Propagación en fibra Multimodo de índice escalonado e índice gradual [9]

1.4.5 Amplificadores ópticos. Las redes de fibra óptica suelen ser empleadas para enlaces de largas distancias y para ello, es necesario utilizar amplificadores

ópticos que permitan incrementar la intensidad de la señal con el fin de compensar las pérdidas debidas a la atenuación en la fibra óptica y de otros componentes del sistema como conectores, multiplexores, etc. Inicialmente los sistemas de amplificación consistían en la conversión de la señal óptica a un dominio eléctrico para poder ser sometida a un proceso de recepción, regeneración, amplificación y ecualización, para posteriormente ser convertido nuevamente al dominio óptico y ser transmitido por la fibra, lo cual no era muy eficiente por los tiempos adicionales de procesamiento, la poca fiabilidad, la necesidad de utilizar circuitería de alta velocidad, etc. Debido a esto, surgen los amplificadores ópticos con el fin de evitar dichas conversiones y mejorar los problemas que ella causaba, incluyendo costos, eficiencia y estabilidad. Entre algunas ventajas de los amplificadores ópticos se resaltan que su funcionamiento es independiente del tipo de modulación de la señal, además poseen un gran ancho de banda que permite amplificar varias longitudes de onda de forma simultánea, sin embargo, al no regenerar la señal, la dispersión de la señal se acumula. Los amplificadores ópticos funcionan bajo el mismo principio físico de un láser, denominado emisión estimulada, con la diferencia de que no utilizan retroalimentación para evitar que el dispositivo oscile y por ello, requiere una fuente de energía externa para proveer la energía necesaria para la amplificación de la señal [22, 24, 25].

Entre los principales fabricantes se encuentran Innolume, IPG Photonics, Thorlabs, Finisar, Inphenix, Alcatel, Kamelian, etc. A continuación, se mencionan los tipos de amplificadores más empleados en los sistemas de comunicaciones ópticos.

- **Amplificadores SOA.** Los amplificadores ópticos de semiconductor (SOA, *Semiconductor Optical Amplifiers*) son dispositivos que utilizan materiales semiconductores para amplificación de señales ópticas y consiste en una guía de onda activa con fibras acopladas en ambos extremos. Su principio de funcionamiento se basa en la combinación de electrones y agujeros en las bandas de conducción de valencia del semiconductor, que dan lugar a emisión de fotones mediante la inyección de corriente, de este modo, la señal inyectada por la entrada de fibra experimenta ganancia [22, 24, 25].

La Figura 1.13 muestra la estructura de un amplificador SOA.

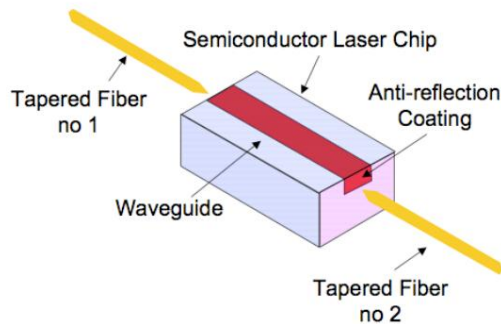


Figura 1.13 Estructura de amplificador SOA [26]

Los SOA se caracterizan por poseer un amplio rango espectral de operación, ser de pequeño tamaño y más económicos que los EDFAs, sin embargo, poseen altas pérdidas de acoplamiento, es dependiente del tipo de polarización utilizada y tiene un factor de ruido alto. Una gran desventaja de este tipo de amplificadores es que presenta constantes cambios en la ganancia que puede ocasionar cambios de fase en la señal. También a ciertos niveles de potencia aparecen fenómenos no lineales como el FWM, XPM, generando problemas de distorsión, etc. Generalmente es utilizado para trabajar en el rango de 1280-1650 nm y está limitado para sistemas que trabajan a velocidades menores a 10 Gbps [22, 24, 25].

- **Amplificadores EDFA.** Consisten en fibras ópticas que son dopadas con iones de Erblio, elemento perteneciente a las tierras raras, que permite amplificar señales ópticas en la región espectral de 1550 nm, en la cual la fibra presenta las pérdidas por atenuación más bajas. Un EDFA básicamente es una fibra Monomodo cuyo núcleo se dopa con iones de Erblio el cual actúa como medio de ganancia, para que ello suceda, es necesario utilizar una luz de bombeo que excita los átomos y produce la emisión estimulada de fotones. Las longitudes de onda de bombeo más utilizadas son 1480nm (mediante un diodo láser de InGaAsP) y 980nm (mediante un diodo láser de InGaAs) y la zona de amplificación se extiende entre 1525-1565 nm, con un ancho de banda de amplificación de 40 nm y ganancias entre 30 y 50 dB [22, 24, 25].

En la Figura 1.14 se muestra la estructura de un EDFA.

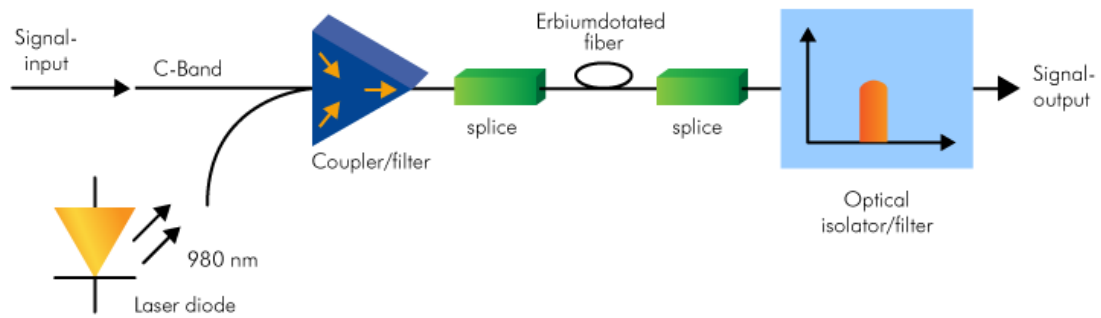


Figura 1.14 Estructura de un EDFA [27]

Los EDFA son los amplificadores de mayor uso en los sistemas de comunicación ópticos actuales ya que permiten obtener grandes ganancias, tienen baja figura de ruido, gran eficiencia de bombeo y baja dependencia de su ganancia con la polarización de la luz. Sin embargo ganancia no es uniforme para todas las longitudes de onda, aunque esto se solventa trabajando cerca de su saturación, donde la curva de ganancia es más plana [22, 24, 25].

- **Amplificadores RAMAN.** Este tipo de amplificación sucede en la fibra óptica pero no hace uso de dopantes de tierras raras, sino que se basa en una interacción no lineal entre la señal entrante y la señal de bombeo de alta potencia que dan lugar a un efecto conocido como el esparcimiento Raman estimulado, en el cual se genera un fotón espontáneamente con una longitud de onda de mayor intensidad que la inicial, mientras que la diferencia de energía entre el fotón de bombeo y el fotón de la señal, es disipado por fonones (calor). El hecho de utilizar el propio material de la fibra sin necesidad de algún dopante adicional (como en los amplificadores EDFA), es una gran ventaja ya que el medio utilizado para la transmisión, es también el medio de ganancia. Además, si por la fibra se transmite más de un canal, en cada uno de ellos se produce amplificación mediante el efecto Raman en su propia frecuencia, siempre que estén dentro del rango de frecuencias características del material [22, 24, 25].

La Figura 1.15 muestra la estructura de un amplificador RAMAN.

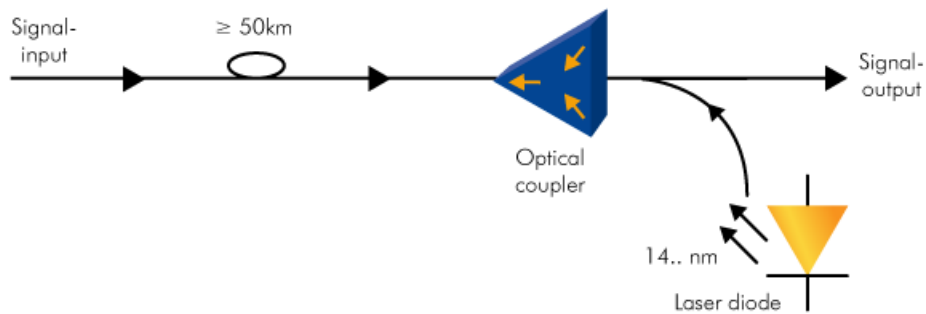


Figura 1.15 Estructura de amplificador RAMAN [27]

El principal inconveniente que presenta este tipo de amplificadores es la necesidad de una alta potencia de bombeo. Sin embargo, tienen un ancho de banda de ganancia de aproximadamente 100 nm en el rango de 1280-1650, más amplio y en regiones no cubiertas por los EDFA, sin embargo, se pueden utilizar estos dos tipos de amplificadores de forma complementaria y obtener un amplio rango de ganancia [22, 24, 25].

1.4.6 Monitoreo del canal óptico. Para las métricas de simulación se deciden escoger algunos parámetros del monitoreo de desempeño óptico (OPM, *Optical Performance Monitoring*) enfocados al monitoreo de la calidad de la señal a nivel físico y a partir de los cuales se determinan los niveles del funcionamiento óptimo del sistema. Entre los principales factores de medición en OPM se encuentran la tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*), el factor de calidad o factor Q, el jitter, la relación señal a ruido efectiva (ESNR, *Effective Signal-To-Noise Ratio*), etc. Los cuales proporcionan información acerca de la calidad del enlace y del desempeño de la transmisión. Sin embargo existen situaciones en las que estos parámetros de medición cuantitativos no son suficientes para determinar el origen del problema, por esto se hace necesario realizar un análisis más profundo mediante el diagrama de manera cualitativa para determinar el comportamiento y tendencia de las mismas y comprender a que fenómeno se atribuye dicha forma [28-30]. Dicho lo anterior, se utilizará el diagrama de ojo, la BER y el jitter para realizar el análisis de los resultados obtenidos. A continuación, se explican con mayor detalle estos conceptos.

- **Diagrama de ojo.** Un diagrama de ojo es el resultado de la superposición de las distintas combinaciones posibles de unos y ceros generadas a partir de las muestras instantáneas de la señal de alta velocidad y permite una fácil visualización de las degradaciones sufridas por la señal a en términos de amplitud y distorsión temporal. El diagrama del ojo de referencia obtenido a la salida del modulador en transmisión, denominado típicamente como “Back to Back” (Figura 1.16), es ideal ya que no considera pérdidas por atenuación, ruido en el canal, dispersión, etc. Por

tanto sirve como punto de comparación con respecto al diagrama obtenido después de la transmisión por la fibra óptica el cual evidencia todos los efectos que sufre la señal en la propagación, por tanto el diagrama de ojo en recepción se convierte en objeto de análisis de gran interés según lo mencionado anteriormente [28-30].

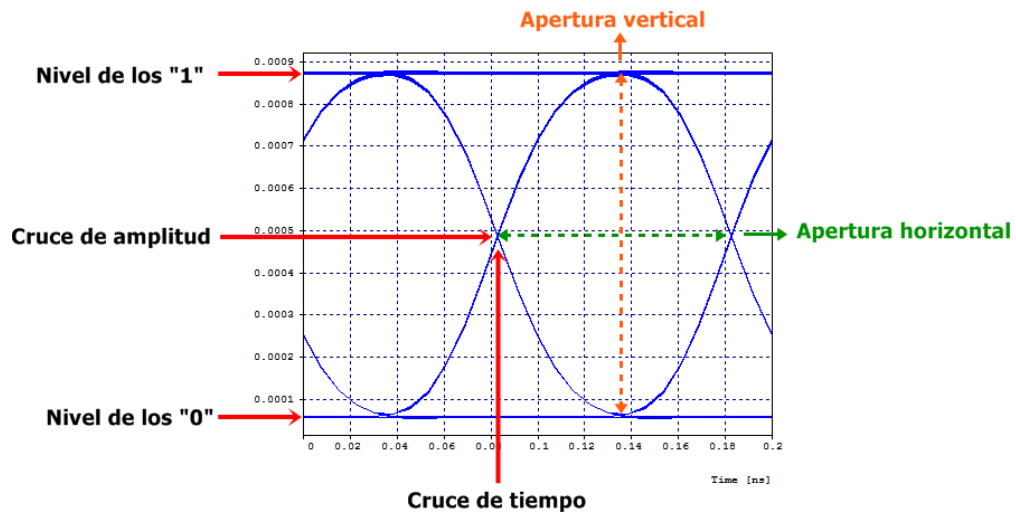


Figura 1.16 Diagrama de ojo ideal obtenido a la salida del modulador (Back-to-Back)

El diagrama del ojo tiene 4 parámetros fundamentales a considerar. El nivel de los “1” y nivel de los “0”, representan la medida del valor promedio del nivel un “1” y un “0” lógico respectivamente, basado en métodos estadísticos en la construcción del diagrama. El cruce de tiempo se refiere al tiempo en el que se produce la apertura del ojo y su posterior cierre y el cruce de amplitud hace referencia al nivel de voltaje en el cual se produce la apertura del ojo y su posterior cierre [28-30].

A continuación, en la Figura 1.17 se evidencia el diagrama de ojo en recepción, el cual se ha visto afectado por los efectos de transmisión que experimenta la señal al propagarse por la fibra óptica, en él se pueden observar los parámetros de medición más relevantes en un diagrama de ojo como la atenuación, el jitter, el nivel de interferencia intersimbólica (ISI, *Intersymbol Interference*), entre otros.

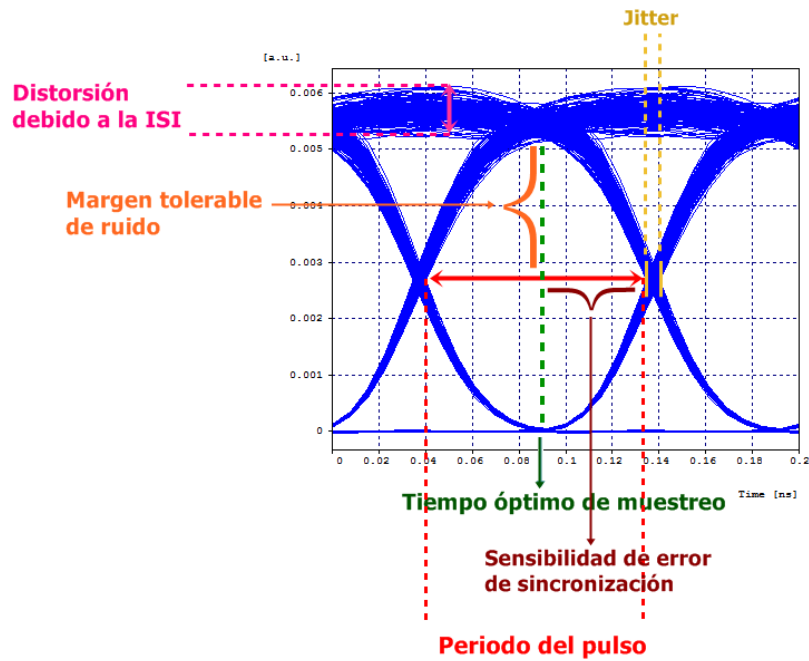


Figura 1.17 Diagrama de ojo en recepción y medidas típicas

El diagrama de ojo de la Figura 1.17 permite identificar algunos de los efectos lineales que afectan la transmisión, como primera instancia se encuentra la atenuación que es la principal causante de la disminución de potencia de la señal. Esta disminución en el nivel de potencia se ve reflejado en el diagrama del ojo, en la reducción de la apertura del mismo, lo cual dificulta la interpretación del receptor el cual lee la información en el tiempo óptimo de muestreo que es aquel instante en el que el diagrama presenta la mayor apertura. En caso de que dicha apertura sea muy pequeña, cualquier señal interferente (como el ruido) afectará en gran medida la correcta identificación del nivel de los unos y ceros, por tanto, la apertura vertical del ojo está estrechamente relacionada con el margen de tolerancia al ruido del sistema y la apertura horizontal vinculada con errores de sincronismo. En segunda medida se encuentran los efectos dispersivos en la fibra que provocan la ISI como producto del ensanchamiento de los pulsos; el solapamiento entre símbolos hace cada vez más difícil la interpretación de la información por parte del receptor, haciendo que se vuelva un evento indeseable en cualquier sistema de comunicaciones. Los efectos dispersivos de la fibra se manifiestan de varias formas, entre ellas la distorsión causada en el nivel de los unos, que a su vez, contribuye a la disminución de la apertura del diagrama del ojo. Otro parámetro que permite evidenciar la presencia de ISI es el jitter que se puede apreciar en el aumento de la anchura del cruce temporal y se produce debido a la desviación de fase que sufre la señal teniendo como referencia la posición ideal en el tiempo, cuando ésta se propaga en el medio de transmisión. El jitter puede causar errores en la recepción

de bits, ya que puede generar errores de sincronización y contribuir a la ISI, imposibilitando de esta manera el reconocimiento de los niveles respectivos de la señal en el receptor [28-30].

1.5. ARQUITECTURAS DE RED

En esta sección se describen algunas arquitecturas de red emergentes en el mercado, que integran diferentes redes a nivel de acceso y las cuales se han ido implementando gradualmente por parte de los operadores de servicios para llegar a los usuarios y brindar mejores prestaciones a las que ofrecen algunas redes actuales.

1.5.1 HFC. Las redes híbridas de Fibra-Coaxial (HFC, *Hybrid-Fiber Cooper*) son redes que como su nombre lo indica, utilizan el cable coaxial y la fibra óptica en conjunto, para ofrecer servicios como datos, voz y televisión hacia los usuarios. Las redes HFC surgen como evolución de los sistemas tradicionales de televisión por antena comunitaria (CATV, *Community Antenna Television*) y se estandarizaron mediante la especificación de interfaz para servicios de datos por cable (DOCSIS, *Data Over Cable Service Interface Specification*) que es un estándar internacional utilizado para brindar servicios de banda ancha de tipo bireccional sobre redes de cable [16, 31].

Seguidamente, en la Figura 1.18 se presenta la arquitectura de una red HFC.

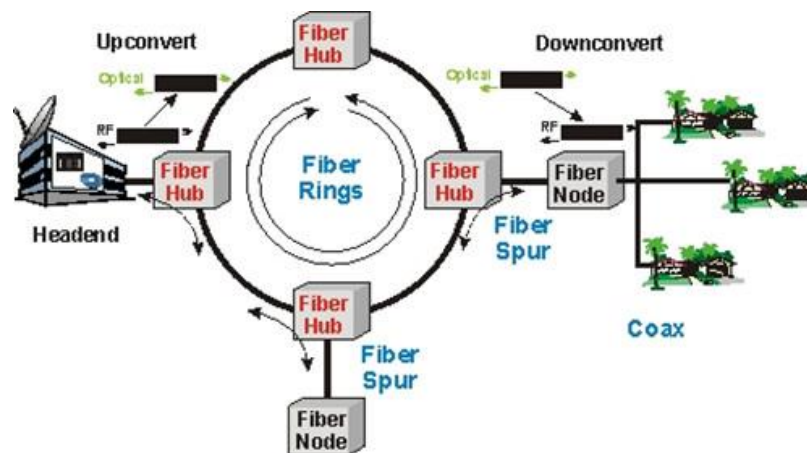


Figura 1.18 Arquitectura de red HFC [32]

Las redes HFC están compuestas por cuatro elementos principalmente: La cabecera, la red troncal, la red de distribución y los terminales de usuarios. La cabecera cuenta con equipos encargados de la recepción de los servicios provenientes de diferentes fuentes (satelital, terrestre, etc.) y se encarga del

procesamiento y distribución de las señales. Además cumple funciones como la monitorización, supervisión de la red y comunicación con otras cabeceras [16, 31].

La cabecera de la red se conecta a la red troncal y a través de esta se despliega la fibra óptica generalmente siguiendo una topología física en anillo y la cual está ubicada estratégicamente para cubrir el área de servicio deseada. Esta serie de anillos interconecta los nodos primarios o nodos de distribución que permiten el reparto de la señal hacia los denominados nodos fibra o nodo HFC que están más cercanos a los usuarios y permiten la conexión de los mismos mediante cable coaxial. Los nodos fibra convierten las señales de frecuencias de radio provenientes del cable coaxial a señales digitales para luego ser transmitidas en forma de luz a través de un cable de fibra óptica [16, 31].

1.5.2 PON. Las redes ópticas pasivas (PON, *Passive Optical Network*) hacen referencia a una arquitectura de red basada en una topología punto-multipunto, en la cual no se hace uso de elementos activos (exceptuando los extremos de la red) los cuales necesitan de energía eléctrica para su funcionamiento. Un ejemplo de elementos pasivos que componen las PON son la fibra óptica, los divisores ópticos (conocidos como splitters), conectores, acopladores, etc [36, 37]. Dentro de las redes PON se encuentran las redes de FTTx, donde la "x" hace referencia al punto de la red donde se encuentra ubicado el terminal óptico, hasta el cual llega el cableado de fibra óptica. A través de una única fibra Monomodo (Generalmente ITU-T G.652.D o G.657) se envían conjuntamente servicios a los usuarios como voz, datos y televisión; haciendo uso de la tecnología WDM que posibilita el uso de longitudes de onda sobre la misma fibra óptica y evita la interferencia entre canales, permitiendo hasta 32 o 64 usuarios por fibra. Las redes FTTX presentan soluciones interesantes para las limitaciones de tecnologías de acceso como las líneas de suscripción digital (xDSL, *x Digital Subscriber Line*) y las redes HFC, en lo referente al ancho de banda, velocidades de transmisión, cobertura, etc [33, 34].

Las topologías más comunes de FTTx se nombran a continuación:

- **FTTN (*Fiber-To-The-Neighborhood*):** En FTTN la fibra óptica llega hasta el nodo del operador en la vecindad o barrio, a partir del cual se distribuye la señal mediante cable coaxial o par trenzado hacia los usuarios. Suele estar ubicado a una distancia menor de 1.5 Km [33, 34].
- **FTTC (*Fiber-To-The-Cabinet*):** En FTTC la fibra óptica llega hasta la "acera" correspondiente a un gabinete del operador que se encuentra más cerca del usuario que FTTN, típicamente a distancias menores de 300 metros [33, 34].
- **FTTB (*Fiber-To-The-Building*):** En FTTB la fibra óptica llega hasta el cuarto de distribución del edificio a partir del cual se llega hacia los diferentes pisos e instalaciones del mismo, a través de cable coaxial o par trenzado [33, 34].

- **FTTH (*Fiber-To-The-Home*):** En FTTH la fibra óptica llega directamente hasta el interior del hogar del usuario sin necesidad de utilizar cable coaxial o par trenzado [33, 34].

En seguida, la Figura 1.19 presenta la arquitectura de una red FTTX.

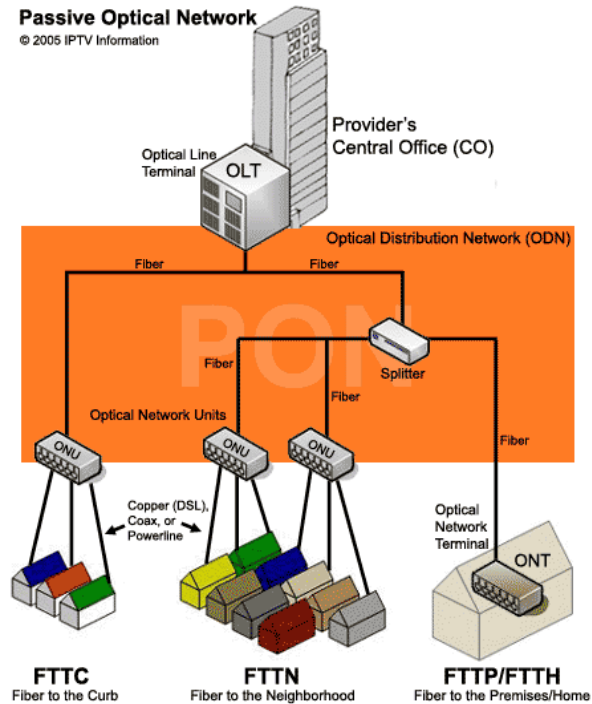


Figura 1.19 Arquitectura de red FTTH [35]

Los principales elementos que conforman una red FTTH se nombran a continuación.

- **OLT:** El terminal de línea óptica (OLT, *Optical Line Terminal*) es un elemento ubicado en la oficina central (Co, *Central Office*) que permite la conexión entre las redes externas que proveen los diferentes tipos de servicios y los usuarios. El OLT cumple funciones de administración, gestión y sincronización del tráfico de la red, y desde el, se despliegan los cables de fibra óptica desde y hacia las unidades de red óptica (ONU, *Optical Network Unity*) y los terminales de red óptica (ONT, *Optical Network Terminal*), que permiten la distribución hacia el usuario final [33, 34].
- **ODN:** La red de distribución óptica (ODN, *Optical Distribution Network*) es la red encargada de la distribución de la señal desde OLT, hasta las ONU y ONT mediante los cables de fibra óptica desplegados. La ODN está constituida por los cables de fibra óptica, conectores, acopladores y splitters que son los elementos pasivos encargados de la distribución de la señal hacia las diferentes ONT Y ONU [33, 34].

- **ONU:** La unidad de red óptica es el elemento encargado de recibir, filtrar y darle un formato adecuado a la información proveniente de la OLT y que corresponde a un usuario específico. De igual forma, la ONU realiza la función inversa, es decir procesa la información proveniente del usuario y la envía hacia la OLT. Se habla de ONU cuando la fibra óptica llega hasta cierto punto de la red (Como en FTTC, FTTB, etc.) y a partir de ese punto, se utiliza cable coaxial u otro medio de transmisión para llegar al usuario final [33, 34].
- **ONT:** El terminal de red óptica realiza funciones similares a la ONU, la principal diferencia es que la ONT se encuentra en la casa del usuario al cual llega directamente la fibra óptica (sin usar cable coaxial) y ofrece las interfaces correspondientes [33, 34].

Entre las principales ventajas de las redes FTTx se destacan: mayor alcance, mayor ancho de banda, mejor calidad de servicio (QoS, *Quality of Service*), despliegue de red más sencillo, poco consumo energético al no haber elementos activos entre tramos intermedios de la red y más económicas que algunas tecnologías tradicionales que utilizan topologías punto a punto [33, 34].

Lo estudiado anteriormente en este primer capítulo será de gran importancia para la caracterización de la red a simular, presentada posteriormente en el capítulo 3, en donde se exponen los componentes a utilizar y su configuración.

2. DISPERSIÓN CROMÁTICA, MODULADOR MACH-ZEHNDER Y FORMATOS DE MODULACIÓN

En este capítulo se estudian con mayor profundidad las temáticas específicas para el desarrollo de la presente tesis. En la sección 2.1 se habla sobre el fenómeno de la dispersión cromática considerado uno de los principales efectos de degradación de la señal en la transmisión por fibra óptica y el cual se propone compensar utilizando moduladores Mach-Zehnder, los cuales serán objeto de estudio en la sección 2.2. Finalmente, en la sección 2.3 se mencionan las principales características de algunos formatos de modulación que serán utilizados en la fase de simulación.

2.1. DISPERSIÓN CROMÁTICA

Los efectos de transmisión por fibra óptica se clasifican en dos grandes grupos: efectos lineales y no lineales. Los efectos lineales están conformados por la atenuación y los efectos dispersivos, dentro de estos últimos se encuentra la dispersión cromática considerada como uno de los efectos de mayor impacto en las transmisiones por fibra Monomodo [28, 36, 37].

La Figura 2.1 permite contextualizar la dispersión cromática dentro de los efectos lineales y su clasificación.

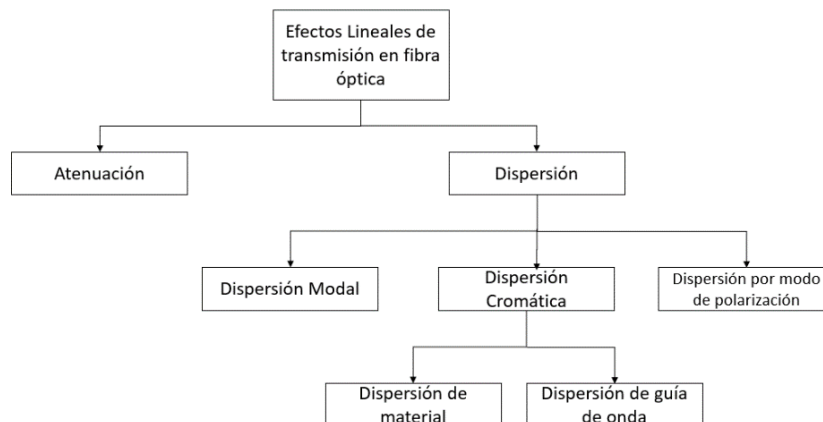


Figura 2.1 Efectos lineales de transmisión en fibra óptica

La dispersión cromática (conocida también como dispersión intramodal) es un efecto intrínseco causado por los materiales y la geometría de la fibra óptica y es uno de los principales factores de degradación de la señal cuando se propaga a

través de ésta. La dispersión cromática causa ensanchamiento temporal de los pulsos (Figura 2.2), lo que a su vez provoca ISI principalmente en sistemas de modulación de intensidad con detección directa (IM/DD, *Intensity Modulation/Direct Detection*), limitando la comunicación a largas distancias y altas tasas de transmisión (> 10 Gbps) [28, 38, 39].

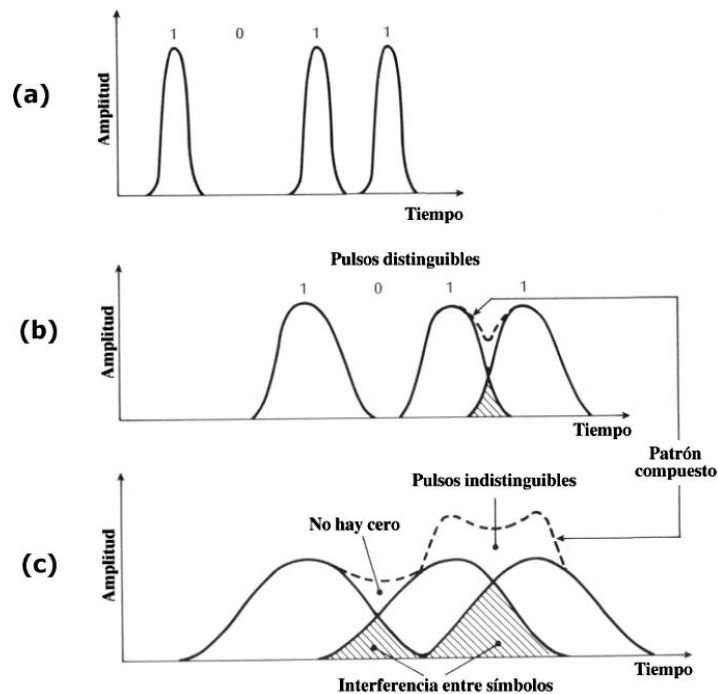


Figura 2.2 Ensanchamiento de pulsos causados por la dispersión cromática para los casos (a) pulsos a la entrada de la fibra (b) pulsos a una distancia L_1 (c) pulsos a una distancia $L_2 > L_1$. [40]

La dispersión cromática surge debido a dos fenómenos, la dispersión de material y dispersión por guía de onda, explicados a continuación.

- **Dispersión de material.** La dispersión de material es la principal causante de la dispersión cromática y se presenta debido a la dependencia del índice de refracción de los materiales de construcción de las fibras ópticas, con la longitud de onda de la señal propagante. Esto conlleva a que un pulso de luz con cierta anchura espectral que se propague a través de la fibra, se verá afectado por un valor de índice de refracción diferente para cada componente de dicha señal, provocando que se propaguen a velocidades diferentes y lleguen al extremo receptor en tiempos distintos, lo que implica en un ensanchamiento del pulso inicial [38, 41].

- Dispersión por guía de onda.** La dispersión de guía de onda se debe a imperfecciones en la relación entre las dimensiones de la guía de onda y la longitud de onda de la señal óptica que se transmite. Cuando la luz se propaga a través de la fibra, permanece cierto tiempo en el núcleo y en el revestimiento, los cuales tienen índices de refracción diferentes y por tanto, la luz viaja a diferente velocidad en cada uno de ellos, de esta forma la velocidad efectiva a lo largo de la fibra es un promedio que depende de la distribución de la luz entre ambos. Un cambio en la longitud de onda cambiará la distribución de la luz entre el núcleo y el revestimiento, y por tanto, la velocidad promedio de propagación, lo que causa la dispersión de guía de onda.

En general la dispersión de guía de onda se presenta en conjunto con la dispersión del material, sin embargo, esta dispersión suele ser de pequeño valor y puede ser controlada a través de un diseño adecuado del perfil de índice. La dispersión de guía de onda puede ser usada para contrarrestar la dispersión del material, ya que estas pueden tener signos contrarios dependiendo de la longitud de onda. De ahí surge el concepto de longitud de onda cero (λ_0) que es aquella donde la dispersión del material y de la guía de onda, tienen la misma magnitud, pero signo contrario [38, 41, 42].

La Figura 2.3 muestra la curva característica de dispersión cromática de una SMF debido a la dispersión de material y guía de onda.

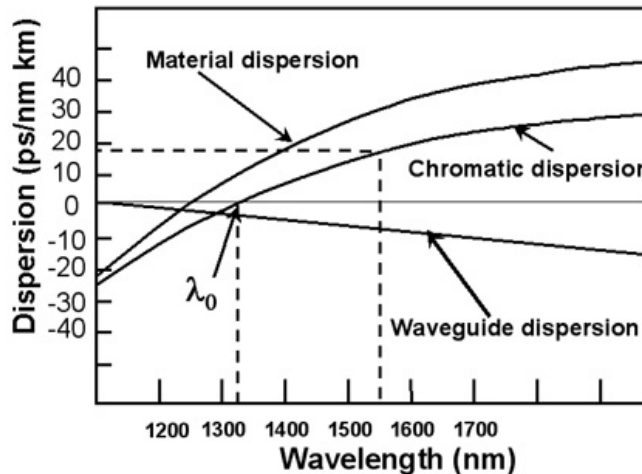


Figura 2.3 Curva característica de dispersión cromática (Coeficiente D) para una SMF [36]

2.1.1 Ecuación no lineal de Schrödinger. La fibra óptica Monomodo es una guía de onda cilíndrica que puede ser modelada como un medio no lineal. La propagación de una onda a través una SMF a lo largo del eje z puede ser descrita por la Ecuación 2.1 denominada ecuación no lineal de Schrödinger (NLSE, *Non*

Linear Schrödinger Equation) que expone los efectos que afectan la transmisión como la atenuación, dispersión y efectos no lineales [39, 42, 43].

$$\frac{\partial E}{\partial z} = - \underbrace{\frac{\alpha}{2} E}_{\text{Atenuación}} - j \underbrace{\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E}{\partial T^2}}_{\text{Dispersión}} + \underbrace{\frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 E}{\partial T^3}}_{\text{Pendiente de dispersión}} + \underbrace{j \gamma |E|^2 E}_{\text{No linealidades de Kerr}} \quad (2.1)$$

Donde E representa la envolvente compleja del campo eléctrico óptico, z la distancia de propagación en km, T es el parámetro del tiempo en función de la velocidad de grupo $\left(T = t - \beta_1 z = t - \frac{z}{v_g}\right)$, α es la constante de atenuación causante de las pérdidas en la fibra que disminuyen la potencia de la señal, β_2 es el parámetro conocido como dispersión de la velocidad de grupo (GVD, *Group Velocity Dispersion*) causante de la dispersión cromática, β_3 conocido como “GVD Slope” representa la pendiente de dispersión y γ hace referencia a las no-linealidades de Kerr que caracteriza la no-linealidad de la fibra [39, 42, 43].

2.1.2 Constante de propagación. A continuación, se estudiará con mayor detalle el término causante de la dispersión cromática denominado constante de propagación (β) el cual está relacionado con los términos de dispersión y pendiente de dispersión en la ecuación NLSE (Ecuación 2.1).

La constante de propagación β es función del tamaño del núcleo y de la frecuencia, y por tanto, de la longitud de onda. Cuando un pulso óptico se propaga a través de la fibra cada componente espectral tiene una constante de propagación ligeramente diferente [38]. A continuación en la Ecuación 2.2 se describe matemáticamente la propagación de un pulso en el dominio de la frecuencia, siendo esta, una aproximación que no considera las pérdidas de la fibra (atenuación) y las no-linealidades, con el fin de simplificar el estudio de la dispersión [36, 41, 43].

$$E(z, \omega) = E(0, \omega) e^{-j\beta(\omega)z} \quad (2.2)$$

El término $E(0, \omega)$ hace referencia al valor del campo eléctrico del pulso a la entrada de la fibra, la expresión $e^{-j\beta(\omega)z}$ representa la constante de fase y muestra la dependencia de la constante de propagación β con respecto a la frecuencia; el signo negativo indica que el pulso se propaga a través del eje z positivo [41, 44].

Centrando el estudio en el término de interés, la constante de propagación β se define en términos lineales según la Ecuación 2.3.

$$\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c} \quad (2.3)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el vacío, $n(\omega)$ es el índice de refracción que es función de la frecuencia portadora ω , por tanto, cada componente espectral tendrá una constante de propagación ligeramente diferente. Una representación exacta de la constante de propagación puede ser difícil de desarrollar analíticamente, sin embargo, basándose en el hecho de que la constante de propagación varía lentamente a medida que se aleja de la frecuencia portadora ω_0 , se pueden utilizar las series de Taylor como lo muestra la Ecuación 2.4 para realizar una aproximación válida de $\beta(\omega)$ [43, 44].

$$\beta(\omega) = \frac{1}{m!} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\partial^m \beta}{\partial \omega^m} (\omega - \omega_0)^m \quad (2.4)$$

Desarrollando la Ecuación 2.3 según la expresión expuesta en 2.4, se obtiene la aproximación de la constante de propagación mostrada a continuación en la Ecuación 2.5.

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\Delta_\omega) + \frac{1}{2}\beta_2(\Delta_\omega) + \frac{1}{6}\beta_3(\Delta_\omega) \quad (2.5)$$

Donde $\Delta_\omega = \omega - \omega_0$ y $\beta_n = \left. \left(\frac{\partial^n \beta}{\partial \omega^n} \right) \right|_{\omega=\omega_0}$. Los términos $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ corresponden a los órdenes de propagación de la constante β . Los términos de orden superior pueden ser ignorados si se supone que $\Delta_\omega \ll \omega_0$ [41, 43].

El término β_0 (Ecuación 2.6) de unidades [1/km], no causa efecto sobre la envolvente y por tanto no contribuye a la dispersión, pero produce un desplazamiento de fase en la portadora óptica que se propaga a una velocidad denominada velocidad de fase (v_f). Esto ocurre únicamente en el caso ideal de una señal monocromática (transmisión de una única frecuencia), que correspondería a una señal infinita en tiempo, por tanto, este término carece de sentido físico ya que en un caso no ideal, la señal transmitida tiene varias componentes espectrales [41, 44].

$$\beta_0 = \left. \frac{2\pi}{\lambda} \right|_{\omega_0} = \frac{\omega_0}{v_f} \quad (2.6)$$

$$v_f = \frac{c}{n(\omega)} = \frac{\omega_0}{\beta_0} \quad (2.7)$$

El primer orden de la dispersión representado por β_1 (Ecuación 2.8) de unidades [ps/km] está relacionado con la velocidad de grupo (v_g) y genera un retardo por unidad de longitud en la envolvente de la onda pero sin alterar su forma y por tanto, sin alterar su información. Esto se debe a que cada componente espectral tiene diferente velocidad de fase debido a su dependencia con la frecuencia (como se muestra en la Ecuación 2.7) y por tanto la envolvente se propagará a una velocidad resultante de las velocidades de todas las componentes espectrales, denominada velocidad de grupo [41, 44].

$$\beta_1 = \left. \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} = \frac{1}{v_g} = \frac{n_g(\omega_0)}{c} = \frac{1}{c} \left(n + \omega \frac{\partial n}{\partial \omega} \right) \quad (2.8)$$

$$v_g = \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right)^{-1} = \frac{c}{n_g} \quad (2.9)$$

Donde $n_g(\omega_0)$ representa el índice de grupo y n es el índice de refracción [39, 41].

A diferencia de los términos β_0 (Ecuación 2.6) y β_1 (Ecuación 2.8) que no modifican la forma de la envolvente, el término β_2 (Ecuación 2.10) causa reducción de la amplitud y ensanchamiento de la misma. El término β_2 , correspondiente al segundo orden de dispersión, es la denominada GVD la cual está asociada a la dispersión cromática y representa la dependencia de la velocidad de grupo (velocidad a la que se propaga la envolvente) con la frecuencia (o longitud de onda), lo que causa que las diferentes componentes espectrales viajen a diferentes velocidades y lleguen al extremo receptor en diferentes tiempos, provocando el ensanchamiento temporal del pulso inicial [39, 41, 42, 44].

$$\beta_2 = \left. \frac{\partial \beta_1}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} = \frac{\partial \lambda}{\partial \omega} \left(\frac{\partial \beta_1}{\partial \lambda} \right) = \frac{\partial \lambda}{\partial \omega} D = \frac{-2\pi c}{\omega^2} D = \frac{1}{c} \left(2 \frac{\partial n}{\partial \omega} + \omega \frac{\partial^2 n}{\partial \omega^2} \right) \quad (2.10)$$

$$D = \frac{\partial \beta_1}{\partial \lambda} = \frac{\partial}{\partial \lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda_0^2} \beta_2 = \frac{\lambda \partial^2 n}{c \partial \lambda^2} \quad (2.11)$$

La dispersión cromática se caracteriza por el parámetro D (Ecuación 2.11) de unidades [ps/nm*km], que describe el cambio de la GVD con respecto a la longitud de onda, este parámetro a su vez, representa la CD total de la fibra que corresponde a la suma de la dispersión del material y de la guía de onda de la fibra óptica. Cuando D tiene el valor de cero, hace referencia a la longitud de onda cero (λ_0) que es aquella donde la dispersión del material y de la guía de onda, tienen la misma magnitud pero signo contrario (Figura 2.3) [39, 41, 42, 44].

El valor de D aumenta con la distancia de transmisión y también con la anchura espectral de la fuente óptica y existe un límite máximo hasta que el sistema funciona correctamente, por lo cual se hace necesario utilizar mecanismos de compensación de CD, como el estudiado en este trabajo de grado basado en la técnica de pre-chirping negativo utilizando MZM.

2.2. MODULADORES MACH-ZEHNDER

Como se mencionó en el capítulo 1, la modulación es un proceso fundamental de un sistema de comunicaciones óptico ya que permite adecuar la señal de información al medio de transmisión (fibra óptica) para poder ser transmitida. Existen dos maneras de realizar el proceso de modulación, conocidas como modulación directa y modulación externa.

- **Modulación directa.** En la modulación directa, la señal que se desea transmitir (información) modula directamente la fuente de luz a través de su corriente de polarización. Tiene la ventaja de ser económica y es utilizada para aplicaciones de cortas distancias y bajas velocidades de transmisión. El mayor inconveniente de utilizar modulación directa es el elevado factor de Chirp que provoca fluctuación en las componentes espectrales expandiendo el espectro óptico emitido e incrementa la distorsión de la señal al interactuar con fenómenos lineales (principalmente dispersión cromática) y no lineales de la fibra. Por otro lado, los ruidos procedentes de la fuente de la fuente de luz también degradan la calidad de la señal [45-47]. En el receptor, el detector óptico convierte directamente la potencia óptica recibida en corriente eléctrica, usando fotodiodo PIN o fotodiodo de avalancha.
- **Modulación Externa.** La modulación externa, consiste en una fuente de luz que emite una potencia óptica constante en el tiempo que pasa posteriormente a un dispositivo externo encargado de realizar el proceso de modulación. Esto conlleva varios beneficios, primeramente, permite obtener mejor calidad de la señal y una mayor velocidad de modulación al no depender del movimiento de electrones en el diodo semiconductor y además se prolonga la vida útil de la fuente de luz. Por otro lado, se reduce el factor de Chirp que tiene efectos indeseados en la transmisión y el cual es generado principalmente al modular directamente la amplitud de la potencia óptica del láser [45, 46]. En la parte de receptor, lo constituyen los sistemas

coherentes y se basan en el uso de la técnica demodulación en amplitud, frecuencia o fase de la portadora óptica.

En la Figura 2.4 se muestra la diferencia entre modulación directa y externa.

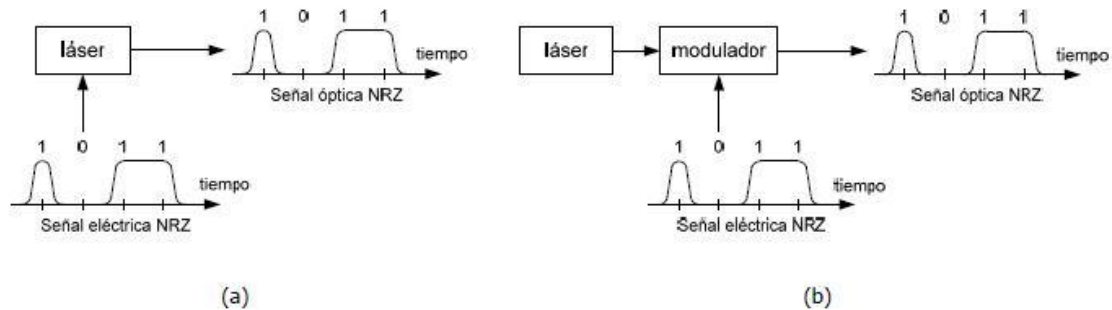


Figura 2.4 Diferencias entre (a) modulación directa y (b) modulación externa [17]

Dentro de la clasificación de moduladores externos, se encuentran los de electro-absorción (EAM, *Electro-absorption modulator*) los cuales se basan en la variación de absorción de la luz cuando esta atraviesa un semiconductor al cual se le aplica un campo eléctrico; y los electro-ópticos (EOM, *Electrical-Optical Modulator*) en los cuales una señal eléctrica origina un cambio en el índice de refracción del material (denominado cristal electro-óptico) que permite modular una señal óptica. Los EOM son actualmente el tipo de moduladores externos más utilizados tanto por sus características como por su economía de diseño [47, 48].

Dentro de los EOM, se encuentran los moduladores Mach-Zehnder los cuales basan su funcionamiento en el interferómetro Mach-Zehnder que es un dispositivo que aprovecha el fenómeno físico de interferencia mediante la división del frente de onda, en esencia, su funcionamiento consiste en fraccionar un haz que incide sobre la entrada del sistema, en dos haces secundarios, los cuales recorren diferentes caminos ópticos hasta converger en una única salida ocasionando una interferencia como producto de la diferencia de fase existente entre estos dos haces [17, 49]. Este mecanismo de interferencia, es aplicado en diferentes campos en la actualidad como la difracción de neutrones, criptografía cuántica y es usado en moduladores electro-ópticos, los cuales conciernen en el presente trabajo de grado.

Un modulador Mach-Zehnder está constituido por dos guías de onda que pueden llegar a ser construidas de diferentes materiales como lo son: arseniuro de galio (GaAs), Niobato de litio (LiNbO₃) y fósforo de indio (InP) [17]. Sin embargo, los moduladores más comunes están contruidos de Niobato de litio que es un material cristalino anisotrópico, en el cual, el valor del índice de refracción depende de la dirección de los ejes del cristal y del campo eléctrico incidente sobre el mismo.

Cuando se aplica un campo eléctrico sobre los electrodos metálicos coplanares, situados a lo largo de la guía de onda fabricada con el cristal electro-óptico (niobato de litio), este presenta un efecto electro-óptico lineal denominado efecto Pockels que permite alterar la manera como se propaga un haz de luz en la guía de onda mediante la variación del índice de refracción, cuyo valor está relacionado con dicho campo, permitiendo modificar las características del haz de luz propagado y realizar una modulación de señal de acuerdo a los cambios que presenta dicho campo [16, 41, 50].

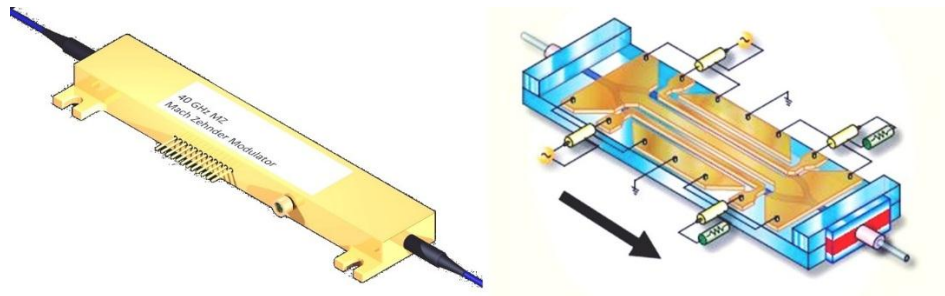


Figura 2.5 Modulador Mach Zehnder y su estructura interna

En la Figura 2.5 se muestra un MZM y su estructura interna. Para explicar el funcionamiento de este modulador, se parte de una señal óptica que proviene de la fuente láser e incide sobre la entrada del MZM a través de una fibra óptica, esta señal se divide (idealmente en cantidades iguales) por las dos ramas o brazos que constituyen el modulador. Cada señal recorre un camino óptico (guía de onda) distinto, en los cuales, se aplica una señal de radiofrecuencia que viaja a través de la línea coplanar que forma los electrodos que constituyen la guía de onda, con el fin de alterar el índice de refracción del cristal electro-óptico. Esto permite realizar un proceso de modulación donde se altera la fase de la señal que se propaga por cada rama; la señal óptica en la salida del modulador corresponderá a la suma de las señales moduladas en fase de cada rama y dependiendo de la tensión aplicada, esta interferencia puede ser destructiva si las señales están en contrafase (estado OFF) o constructiva si las señales están en fase (estado ON), tal como se muestra en la Figura 2.6, permitiendo obtener una modulación en amplitud de la señal a la salida del modulador [36, 41, 48].

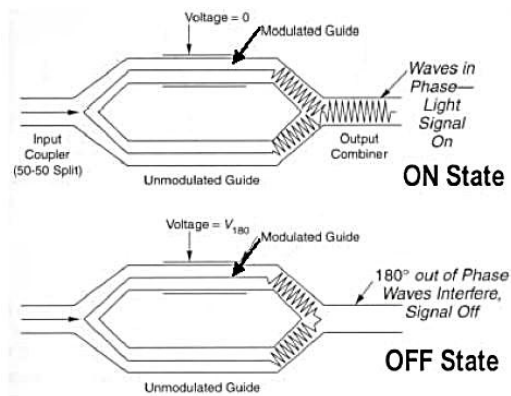


Figura 2.6 Interferencia constructiva o destructiva a la salida del MZM [51]

2.2.1 Función de transferencia y parámetros característicos. La función de transferencia de la Figura 2.7, es una función sinusoidal que se obtiene de la relación entre la potencia de salida del modulador y la tensión que se aplica en los electrodos [52].

Transfer Function of a Mach-Zehnder Modulator

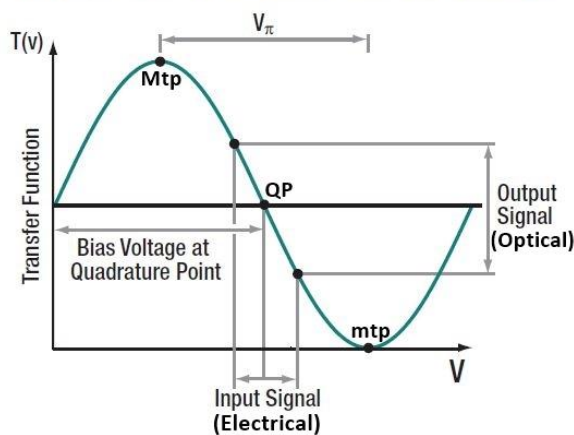


Figura 2.7 Función de transferencia de un MZM [59]

A continuación, se definen algunos de los parámetros fundamentales en la función de transferencia del MZM que dan información sobre el comportamiento del mismo.

- **Punto de mínima transmisión (mTP, *minimum Transfer Point*):** Punto en donde la potencia de salida es mínima [44, 53].

- **Punto de máxima transmisión (MTP, *Maximum Transfer Point*):** Punto en donde la potencia de salida es máxima [52, 53].
- **Voltaje de media onda (V_{π}):** Es el voltaje requerido por el modulador para conmutar de un punto máximo a un mínimo de potencia (Conmutar del estado On/Off) de la función de transferencia del MZM, es decir provocar un desfase de 180° , por tanto entre menor sea el valor de V_{π} , la tensión necesaria para realizar dicho desfase también lo será, y por tanto el modulador será más eficiente, puesto que consumiría menor potencia eléctrica durante la modulación [16, 41, 52, 53].

El voltaje de media onda puede ser expresado por la Ecuación 2.12, donde toma en cuenta parámetros relacionados con el diseño del modulador [16].

$$V_{\pi} = \frac{\lambda S}{n^3 r \Gamma l} \quad (2.12)$$

En donde λ es la longitud de onda, S la separación entre los electrodos, n es el índice de refracción, r es el coeficiente electro-óptico del Niobato de litio el cual depende de la dirección (“x” o “z”); Γ es el coeficiente de superposición entre los campos eléctricos de la señal óptica y el voltaje aplicado y l es la longitud de los electrodos [16].

Sin embargo, el voltaje de media onda puede calcularse a través de la función de transferencia según la Ecuación 2.13 [41, 44].

$$V_{\pi} = mTP - MTP \quad (2.13)$$

- **Punto de cuadratura (QP, *Quadrature Point*):** Es el punto localizado en el centro de la zona lineal de la función de transferencia del modulador, e indica la zona de trabajo donde el modulador ofrece la máxima linealidad en la función de transferencia del modulador, sin causar problemas de distorsión no lineal. Por tanto, se debe aplicar un correcto voltaje Bias (voltaje de corriente directa) dentro de cierto rango para poder lograr el QP, típicamente está localizado en $\frac{V_{\pi}}{2}$ [41, 44, 52, 53].
- **Relación de extinción (ER, *Extinction Ratio*):** Se define como la relación entre el nivel máximo (P_{max}) y mínimo de potencia (P_{min}) de la función de transferencia del modulador. Idealmente la señal óptica se divide por igual ($\alpha = 1/2$) en ambos brazos del modulador y por tanto la ER es infinita [41, 52, 54].

La Figura 2.8 muestra la representación gráfica en el caso ideal en que la división de la señal sea exactamente igual por cada brazo del modulador.

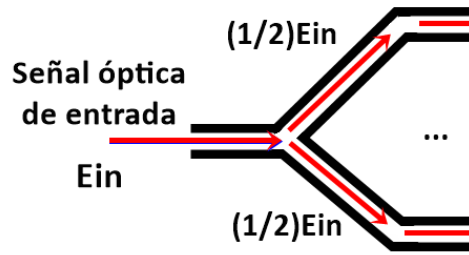


Figura 2.8 División de la señal en caso ideal

Cuando no se considera el caso ideal, la señal nunca se dividirá exactamente por cada brazo (Figura 2.9), por tanto, la ER tendrá un valor finito, ya que la función de transferencia nunca llegará a ser cero. Un valor típico de la ER para el caso no ideal se encuentra en el rango entre 20-40 dB [41, 52].

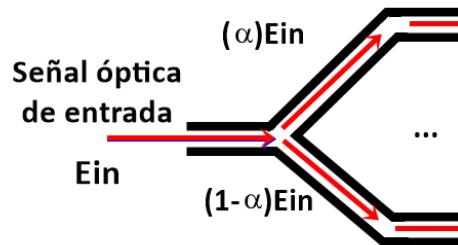


Figura 2.9 División de la señal en el caso no ideal. Basada en [53, 54]

A continuación en la ecuaciones 2.14 y 2.15 se describe matemáticamente la forma de hallar al ER, la primera en función de la potencia y la segunda, en función el factor de división de la señal α [49, 54, 55].

$$ER = \frac{P_{max}}{P_{min}} \quad (2.14)$$

$$ER = 10 \log\left(\frac{1}{1 - 2\alpha}\right) \quad (2.15)$$

La ER es un parámetro importante a considerar, ya que una ER finita puede conducir a la aparición del chirp o modulación de fase adicional [54].

- **Perdidas de exceso (EL, Excess Loss) [dB]:** Es un valor constante de pérdidas introducido por el dispositivo. Es independiente de la señal eléctrica de entrada.
- **Factor de chirp:** El chirp conocido como fase residual o frecuencia de chirp es un efecto que se produce debido a los cambios temporales de fase asociados a los cambios de intensidad en una modulación de intensidad [56, 57]. El chirp aparece y se adhiere a la modulación de intensidad de la señal [45, 54, 56] y entre algunos factores que pueden ocasionar el chirp se encuentran, el tipo de modulador usado y su proceso de fabricación, el tipo de fuente óptica y modulación empleada (directa o externa), la división inexacta de la señal entre los brazos del MZM que causa una ER finita, la diferencia de voltajes aplicados a los electrodos del modulador, entre otros.

El factor de chirp debe ser un elemento de consideración en el diseño de un enlace ya que sin un correcto manejo puede ser un efecto indeseable que expande el espectro óptico de la señal e incrementa la distorsión de la misma, debido a su interacción con la dispersión cromática y los efectos no lineales de la fibra [47, 50], sin embargo, el chirp puede ser utilizado para favorecer la transmisión mediante una técnica de pre-compensación conocida como pre-chirping [47, 58, 59] la cual es utilizada para mejorar la forma de onda recibida después de la transmisión de fibra y está fundamentada en el hecho de que asumiendo que la señal se va a ver afectada durante la propagación, la señal se pre-distorsiona antes de ser transmitida con el fin de producir un efecto contrario al que sufrirá al propagarse por la fibra, de tal forma que cuando esto suceda, los dos efectos contrarios se cancelen entre sí [59].

Tal como se muestra en la Figura 2.10 el chirp puede tomar valores de cero, positivo o negativo; a partir de estos dos últimos se denominan las técnicas de pre-chirping positivo y negativo correspondientemente. En el pre-chirping positivo la frecuencia es mayor en la parte trasera del pulso y va disminuyendo a lo largo del mismo, el efecto que se produce, es un ensanchamiento del al propagarse por la fibra. Lo contrario ocurre en el pre-chirping negativo en el cual la frecuencia es menor en la parte trasera del pulso y va aumentando hasta obtener una mayor frecuencia en su parte frontal, lo cual causa compresión del pulso cuando este se propaga [59, 60].

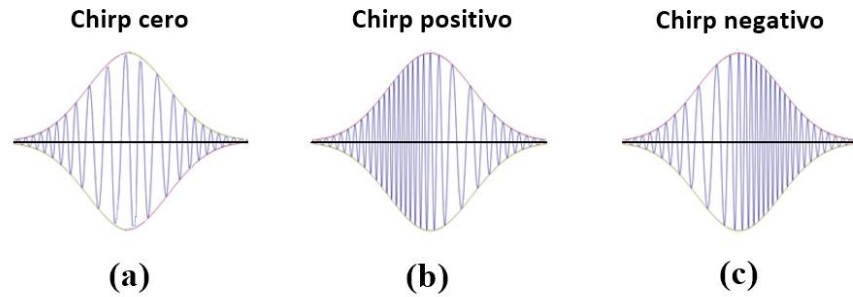


Figura 2.10 Pulso con chirp (a) Cero. (b) Positivo y (c) Negativo

En la transmisión de fibra óptica de alta potencia, el pre-chirping positivo es útil para compensar la degradación de la forma de onda causada por la SPM que es un efecto no lineal de la fibra óptica debido al efecto óptico de Kerr, sin embargo, en la transmisión de baja potencia el pre-chirping positivo produce un ensanchamiento del pulso similar al producido por la GVD, al cual se puede adicionar y potenciar su efecto. Lo contrario ocurre en la transmisión de baja potencia donde la compresión del pulso generada por el pre-chirping negativo ayuda a la compensación del ensanchamiento del pulso que se le atribuye a la CD [50, 59].

La Figura 2.11 muestra el fundamento de la técnica de pre-chirping negativa utilizada para la compensación de la dispersión cromática. En el literal (a) de la figura, se muestra un pulso óptico antes de la transmisión sin la técnica de pre-chirping y en (b) se aprecia el pulso a medida que es transmitido por el medio. Se puede observar que dicho pulso se ensancha debido a las características dispersivas de la fibra óptica asociadas la dispersión cromática. En el siguiente caso, el pulso a transmitir se pre-distorsiona con la técnica de pre-chirping negativo como se muestra en (c), por tanto, tan pronto se empieza a propagar por el medio, el pulso sufre una compresión como se aprecia en (d). A medida que se transmite el pulso pre-distorsionado, se empieza a ver afectado por la dispersión cromática como se muestra en el transcurso entre (e) y (f), sin embargo, el uso de la técnica de pre-chirping negativo ayudó a compensar en cierto grado el efecto de la dispersión cromática logrando minimizar su efecto en el pulso propagante.

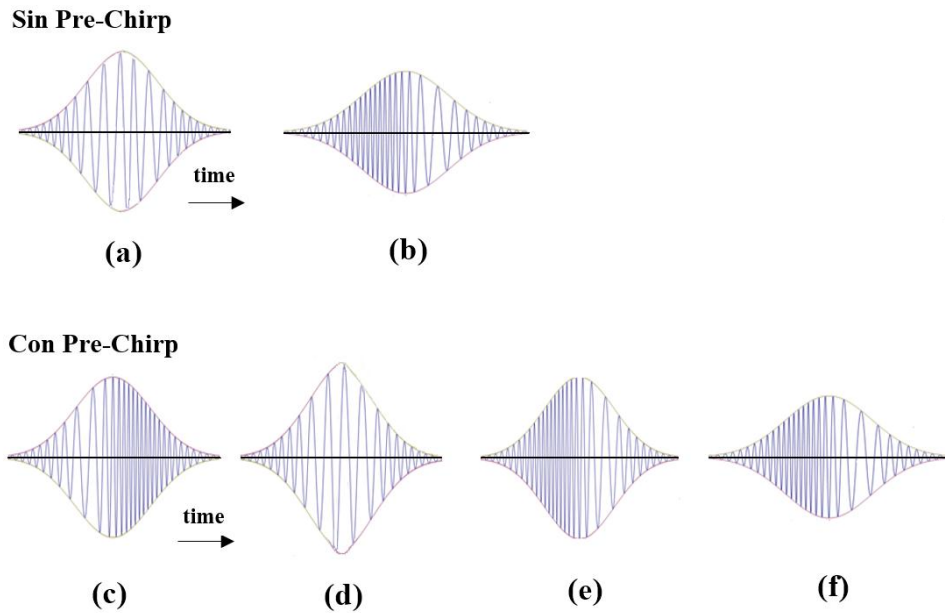


Figura 2.11 Técnica de pre-chirping negativa

El factor de chirp (α_{chirp}) mostrado en la Ecuación 2.16, es un parámetro que indica la cantidad y el signo de la modulación residual de fase o frecuencia de chirp [61] y se define como la relación entre los cambios instantáneos de fase (ϕ) asociados a los cambios temporales de intensidad (S) en la salida del modulador [56, 57, 62].

$$\alpha_{chirp} = \frac{1}{2S} \frac{\left(\frac{d\phi}{dt}\right)}{\left(\frac{dS}{dt}\right)} \quad (2.16)$$

En un SD-MZM el valor del factor de chirp viene predeterminado por los procesos de fabricación y su estructura característica, por tanto, es un valor fijo. Lo contrario ocurre en un DD-MZM en donde el factor de chirp es flexible debido a que puede ser controlado mediante los voltajes $V_1(t)$ y $V_2(t)$ que son aplicados de forma independiente a cada electrodo [17, 62].

Asumiendo que los brazos en un DD-MZM son simétricos, el parámetro o factor chirp puede ser expresado en función de los voltajes aplicados a cada electrodo como se muestra en la Ecuación 2.17 [62, 63]:

$$\alpha_{chirp} = \frac{V_2 + V_1}{V_2 - V_1} \quad (2.17)$$

Cuando $V_1 = -V_2$ entonces $\alpha_{chirp} = 0$, por tanto, equivale a una modulación de intensidad pura. Por el contrario, cuando $V_1 = V_2$ entonces $\alpha_{chirp} = \infty$, lo que equivale a una modulación de fase pura. Para cualquier otra relación entre voltajes, $\alpha_{chirp} \neq 0$, lo que indica que la modulación de intensidad siempre irá acompañada de una modulación residual de fase [56, 57].

A manera de comparación, en la Tabla 2.1 se presenta el rango de valores típicos de algunos de los parámetros característicos nombrados anteriormente para dos tipos de moduladores: los EAM y los MZM; en donde se quiere hacer especial énfasis en los valores del factor de chirp del MZM, ya que estos servirán de referencia para los procesos de simulación a realizar posteriormente.

Parámetro	EAM	MZM
Perdidas de inserción	7-15 dB	4-7 dB
ER	10-13 dB	10-50 dB
Ancho de banda de modulación	Por encima de 75 GHz	Por encima de 85 GHz
Factor de chirp	Desde -0.2 hasta -0.8	Desde -1.5 hasta 1.5

Tabla 2.1 Rango de valores típicos de algunos parámetros para EAM y MZM [60]

2.2.2 Ecuación característica de un MZM. A continuación, se presenta la ecuación característica de un MZM (Ecuación 2.18), a partir de la cual, dependiendo del tipo de modulador (Single o Dual Drive) y de los posibles modos de trabajo (Push-Pull, Push-Push, Asimétrico), toma una forma particular que permite analizar el tipo de modulación obtenida. Con el fin de simplificar la expresión se considera que la señal se divide por igual en ambas ramas [36, 38].

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} \left(E_{in}(t) e^{j\pi \frac{V_1(t)}{V_\pi}} \right) + \frac{1}{2} \left(E_{in}(t) e^{j\pi \frac{V_2(t)}{V_\pi}} \right) \quad (2.18)$$

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} (e^{j\phi_1} + e^{j\phi_2}) \quad (2.19)$$

- $E_{in}(t), E_{out}(t)$: Corresponde al campo eléctrico de la señal óptica a la entrada y salida del modulador respectivamente.
- $V_1(t), V_2(t)$: Corresponden a los voltajes aplicados en cada uno de los brazos del modulador, que según la relación entre ellos, dan nombre a los diferentes modos de trabajo como Push-Pull, Push-Push, Asimétrico, etc. Los voltajes $V_1(t)$ y $V_2(t)$ corresponden a la suma de dos voltajes, un voltaje de corriente directa (DC, *Direct Current*), también conocido como voltaje BIAS y un voltaje de radiofrecuencia (RF, *Radio Frequency*), por tanto $V_1(t) = V_{RF1} + V_{DC1}$ y $V_2(t) = V_{RF2} + V_{DC2}$. El voltaje DC o BIAS es el encargado de establecer el punto de trabajo el cual debe estar ubicado preferiblemente en el QP para que el modulador trabaje en la zona de máxima linealidad, por su lado, el voltaje RF es el que permite realizar los procesos de modulación de la señal [46, 53].
- φ_1, φ_2 : Los términos $\varphi_1 = \pi \frac{V_1(t)}{V_\pi}$ y $\varphi_2 = \pi \frac{V_2(t)}{V_\pi}$ representan los desplazamientos de fase en cada brazo del modulador [36].

La ecuación 2.18 puede ser escrita como se muestra a continuación en la ecuación 2.20 [38]:

$$E_{out} = E_{in}(t) \cos \underbrace{\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_1(t) - V_2(t)}{V_\pi} \right)}_{\text{Modulación de amplitud}} \underbrace{e^{j\pi \frac{V_1(t) + V_2(t)}{2V_\pi}}}_{\text{Modulación de fase}} \quad (2.20)$$

Donde el termino cosenoidal representa la modulación de amplitud, mientras que el termino exponencial representa la modulación de fase, que puede dar lugar al chirp [44].

2.2.3 Tipos de MZM. Existen dos tipos de moduladores denominados SD-MZM y DD-MZM, los cuales se explican con mayor detalle a continuación.

2.2.3.1 SD-MZM. Se caracteriza por que la señal óptica que incide sobre su entrada, se divide y es afectada por igual en cada brazo del modulador debido a que en cada uno de ellos se aplica la misma tensión, pero de signo contrario ($V_1 = -V_2$). Esta configuración es conocida como Push-Pull y en un SD-MZM está estrechamente relacionada con la fabricación de su estructura interna. Por tanto, en cada brazo del MZM se produce una modulación de fase que posteriormente se convierte en una modulación en intensidad debido a la interferencia (constructiva o destructiva) que se produce a la salida del modulador entre estas dos señales.

A continuación, en la Figura 2.12 se muestra la estructura de un SD-MZM.

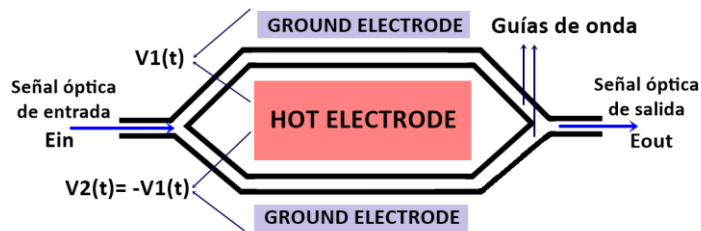


Figura 2.12 Estructura de un modulador de un SD-MZM de tipo X-Cut

Como se mencionó anteriormente el Niobato de litio es un cristal anisotrópico, por tanto, un factor importante al momento de diseñar un MZM con este material es la orientación de los ejes del cristal, ya que esto afecta la eficiencia del modulador, conocida como voltaje de media onda (V_{π}), el factor de chirp del modulador, entre otros. Según lo expresado anteriormente se tienen dos tipos de moduladores SD-MZM según su estructura denominados X-Cut y Z-Cut, explicados a continuación. Es importante resaltar que sin importar cuál sea la estructura del SD-MZM, el campo eléctrico debe ser aplicado de tal forma que esté alineado con el eje Z del cristal, dirección en la cual se tiene el coeficiente electro-óptico más alto [16, 46, 50].

- **X-Cut:** En la Figura 2.13 se muestra un SD-MZM con estructura X-Cut (Corte en el eje X) en el cual, la guía de onda está localizada entre los electrodos que se encuentran distribuidos simétricamente respecto a las guías de onda.

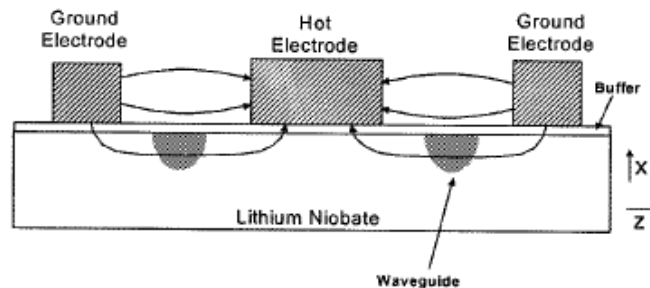


Figura 2.13 SD-MZM con estructura X-Cut [50]

Como se aprecia en la Figura 2.13 el campo eléctrico fluye de los electrodos de tierra hacia el electrodo caliente e incide en la guía de onda paralelo al eje Z. Debido a la simetría de esta estructura se dice que está intrínsecamente balanceada lo que posibilita un único modo trabajo (Push-Pull) y por tanto, permite una modulación sin efecto de chirp que hace que este tipo de moduladores sean los más utilizados [46,

64]. Sin embargo presentan la desventaja de tener pérdidas de inserción mayores a los SD-MZM con estructura Z-Cut, además de requerir mayores voltajes de conducción (V_{π}) debido al gran espaciamiento entre los electrodos y las guías de onda [56].

- **Z-Cut:** La Figura 2.14 muestra el SD-MZM con estructura Z-Cut (Corte en el eje Z), en el cual, las guías de onda están localizadas justo debajo de los electrodos (uno de tierra y uno caliente).

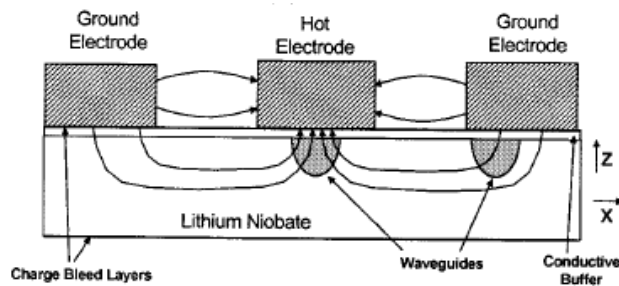


Figura 2.14 SD-MZM con estructura Z-Cut [50]

Esta distribución entre los electrodos y las guías de ondas en un SD-MZM de tipo Z-Cut, causa una asimetría y por tanto se genera una modulación de fase residual o chirp que acompaña a la modulación de intensidad [56]. Se puede observar que el flujo del campo de RF entre el electrodo de tierra y el electrodo caliente, satisface que el campo eléctrico incida en la guía de onda paralelo al eje Z.

La principal diferencia entre la estructura X-Cut y Z-Cut, radica en que en el primero el factor de chirp es idealmente nulo debido a su estructura balanceada y en el segundo, la asimetría y diferente superposición entre las dos guías de onda, resulta en un factor de chirp no nulo. Los valores de chirp típicos de los moduladores X-Cut son de $\pm 0.1 \pm 0.1$ puesto que lograr una estructura perfectamente balanceada puede ser un proceso complejo en la fabricación, igualmente, los valores típicos de un modulador Z-Cut son de aproximadamente $\pm 0.7 \pm 0.1$ [50, 54, 56]. Sin embargo existen SD-MZM especialmente diseñados como el presentado en [65], el cual permite extender el rango de valores de chirp del modulador.

A continuación en la Tabla 2.2 y Tabla 2.3 se presentan las principales características de algunos moduladores SD-MZM de tipo X-Cut y Z-Cut respectivamente, que trabajan a 10 Gbps y están presentes en el mercado, con el fin de obtener un rango de valores que serán de gran utilidad para los posteriores procedimientos de simulación.

MODULADORES SINGLE DRIVE X-CUT				
Referencia	LN81S	SD-10-A	MX1300-LN-10	10-20G
Empresa	THORLABS	CORNING	PHOTOLINE	EOSPACE
Longitud de onda Operativa [nm]	1525-1605	Banda C y L	1290-1330	-
Perdidas ópticas de inserción [dB]	4 - 5	≤ 5.5	3.5 - 5	≤ 4
Voltaje RF [V]	5.5 - 6	≤ 5.6	6 - 7	< 5
Voltaje BIAS [V]	-8v – 8v	≤ 6	5.5 – 6.5	< 10
Voltaje π [V]	8	≤ 6	-	-
Radio de Extinción (ER) [dB]	20 dB	≥ 20	20-22	-
Factor de chirp	-0.1 – 0.1	-0.2 – 0.2	-0.1 – 0.1	-0.1 – 0.1

Tabla 2.2 Características principales de algunos moduladores SD-MZM con estructura X-Cut presentes en el mercado

MODULADORES SINGLE DRIVE Z-CUT				
Referencia	FTM7921ER	F-10-Z	LN83S	10-20G
Empresa	FUJITZU	POWERBIT™	THORLABS	EOSPACE
Longitud de onda Operativa [nm]	1530-1608	Banda C y L	1525-1605	Banda C y L
Perdidas de inserción [dB]	6 - 7	4	4-5	2-3
Voltaje RF [V]	-	4.5	3 - 8	< 4
Voltaje BIAS [V]	-15 - 15	≤ 5	-8 - 8	< 10
Voltaje π [V]	4	4.5	-	-
Radio de Extinción (ER) [dB]	18	13.5 – 14	13	-
Factor de chirp	-0.2 – 0.2	-0.7	0.6 - 0.8	-0.6 \pm 0.1

Tabla 2.3 Características principales de algunos moduladores SD-MZM con estructura Z-Cut presentes en el mercado

Basándose en los valores típicos de los fabricantes y considerando lo anteriormente mencionado, para los casos de simulación del presente trabajo de grado en que se utilicen SD-MZM se considera un rango de valores de chirp que va desde -0.8 a 0.8.

2.2.3.2 DD-MZM. Se caracteriza por que permite aplicar un voltaje distinto a la señal óptica que se propaga por cada uno de los brazos. Esto se debe a su estructura que está compuesta por dos electrodos calientes, los cuales, en conjunto con los electrodos de tierra, permiten la aplicación de voltajes independientes en cada uno de los brazos, lo que les da una mayor versatilidad de los DD-MZM respecto a los SD-MZM, ya que pueden trabajar en diferentes modos como los son el Push-Pull, Push-Push, Asimétrico, etc. Que reciben sus diferentes nombres debido a la relación entre los voltajes de cada brazo.

A continuación, en la Figura 2.15 se presenta la estructura de un modulador DD-MZM.

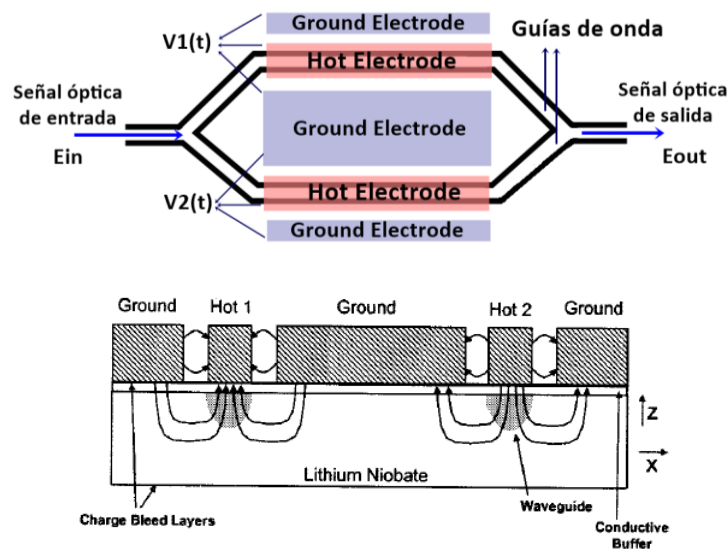


Figura 2.15 Estructura de un DD-MZM [50]

La posibilidad de aplicar voltajes diferentes a cada rama y la versatilidad en las diferentes configuraciones interferométricas en que se pueden conectar los moduladores, permiten no solamente obtener una modulación de amplitud en la señal de salida, sino que también, una modulación de fase. Otro factor a considerar es que el factor de chirp se puede manipular dependiendo del valor de los voltajes aplicados a cada electrodo, es decir, no es un valor fijo determinado por el fabricante como en los SD-MZM. Esto es de gran importancia ya que la posibilidad de controlar el factor de chirp fundamenta el presente trabajo de grado, mediante la técnica de pre-chirping negativo de la señal mencionada anteriormente. A continuación, se describen los modos de trabajo más comunes de un DD-MZM.

- **Push-Pull:** Este modo de trabajo es similar al nombrado anteriormente para un modulador SD-MZM en donde los voltajes en cada brazo del modulador son de igual magnitud, pero de signo contrario ($V_1(t) = -V_2(t)$), de esta forma un DD-MZM en configuración Push-Pull se comporta como un modulador de amplitud. Debido a que el factor de Chirp es proporcional a las variaciones temporales de fase, en esta configuración, dicho factor es nulo, ya que mientras incrementa el desplazamiento de fase por la señal en un brazo, decrece en el otro brazo, cancelándose entre sí las fases y permitiendo una modulación de amplitud sin Chirp [52].
- **Push-Push:** En esta configuración los voltajes aplicados en cada brazo tienen magnitud y signos de igual valor ($V(t) = V_1(t) = V_2(t)$), por tanto, el DD-MZM actúa como un modulador de fase únicamente (sin modulación de amplitud).
- **Asimétrico:** En el modo asimétrico, no hay una relación definida entre los voltajes aplicados en cada brazo, dependiendo de la necesidad estos se pueden manipular [44], una forma consiste en aplicar tensión únicamente por un brazo del modulador, de tal forma que por el otro brazo, la señal óptica viaja sin ser afectada o modificada, lo que resulta en una modulación de amplitud y fase de la señal óptica.

A continuación, en la Tabla 2.4 se presentan las principales características de algunos moduladores DD-MZM, que trabajan a 10 Gbps y están presentes en el mercado, con el fin de obtener un rango de valores que serán de gran utilidad para los posteriores procedimientos de simulación.

MODULADORES DUAL DRIVE				
Referencia	AM-1550B	10 Gb/s DDMZM	MZDD-LN-10	T.DKH1.5-10PD-ADC-S-Y-Z
Empresa	JENOPTIK	JDSU	PHOTOLINE	SUMITOMO
Longitud de onda Operativa [nm]	1550	1528-1564	1530-1580	1550
Perdidas ópticas de inserción [dB]	5	2.5 - 5	4 - 5	≤ 5.5
Voltaje RF [V]	5	2.6	2.3 - 2.8	≤ 4.8
Voltaje BIAS [V]	5	-15 - 15	2.3 - 2.8	4.5
Voltaje π [V]	-	2	-	-
Radio de Extinción (ER) [dB]	1000:1	25	-	≥ 20

Tabla 2.4 Características principales de algunos moduladores DD-MZM presentes en el mercado

Basándose en el hecho de que para DD-MZM los fabricantes no especifican un valor de chirp, pues este puede ser flexiblemente manipulado a través de los voltajes aplicados a los brazos, para los casos de simulación del presente trabajo de grado en que se utilicen DD-MZM, se considera un rango de valores de chirp que va desde -1.5 a 1.5 con base al rango de valores típicos de chirp para MZM expuesto en la Tabla 2.1.

2.3. FORMATOS DE MODULACIÓN

Mediante el uso del modulador Mach-Zehnder es posible obtener diferentes formatos de modulación dependiendo de la configuración de dicho dispositivo. A continuación, se muestran algunos de los formatos más conocidos para sistemas que trabajan a 10 Gbps y que se utilizaran en el presente trabajo de grado.

2.3.1 NRZ-OOK. El formato de modulación “no retorno a cero-conmutación On/Off” (NRZ-OOK, *Non-Return-to-Zero On/Off Keying*) es un formato de modulación de intensidad, el cual ha sido implementado ampliamente en las redes ópticas a lo largo de los años debido a la simplicidad de ser generado y transmitido. El termino OOK hace referencia a que cuando se transmite un “uno”, al pulso se le asigna cierto valor de potencia y cuando se transmite un “cero” hay ausencia de potencia. Igualmente, el nombre NRZ hace referencia a que la potencia no retorna a cero entre dos “unos” consecutivos, lo cual precisamente, representa un gran inconveniente cuando se transmiten largas cadenas de bits, ya que fácilmente se puede perder el sincronismo. Sin embargo, este formato también presenta algunas ventajas con respecto a otros, por ejemplo, el ancho de banda ocupado es mucho menor que en RZ-OOK, tiene cierta inmunidad del ruido de fase con a formatos PSK y en general, requiere transmisores y receptores más sencillos de implementar que en otros formatos. Las Señales NRZ-OOK se pueden generar mediante láseres modulados directamente (DMLs, *Directly Modulated Lasers*) y EAMs para enlaces de hasta 10 Gbps y de corta distancia, sin embargo, para enlaces de largas distancias es usual usar MZM [17, 47, 48, 66].

A continuación, en la Figura 2.16 se presentan los componentes del transmisor y en la Figura 2.17 se presenta la forma de los pulsos y el espectro óptico para el formato NRZ-OOK.

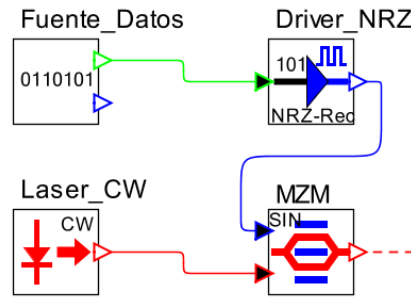


Figura 2.16 Transmisor para NRZ-OOK

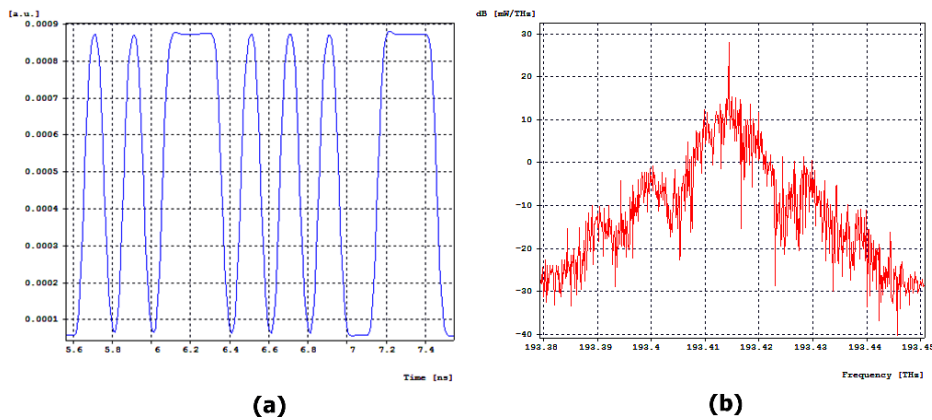


Figura 2.17 (a) Pulsos. (b) Espectro óptico para NRZ-OOK

El transmisor cuenta con la fuente de datos, el láser, el driver para generar la señal NRZ y el MZM para modular la señal en intensidad. Para generar este formato de modulación mediante el MZM, este debe trabajar entre en el QP y debe operar en el rango de los puntos de mínima y máxima transmisión, lo cual se logra aplicando una tensión de polarización al modulador correspondiente a la mitad del voltaje de media onda (V_{π}) [17, 48, 66, 67]. En recepción se utiliza receptores tipo PIN, los cuales convierten la potencia óptica de la señal en corriente eléctrica [48].

2.3.2 CSRZ. El formato de portadora suprimida con retorno a cero (CSRZ, *Carrier Suppressed Return-to-Zero*) es un formato de modulación pseudo-multinivel en el cual se invierte el campo óptico entre bits consecutivos, lo que conlleva a un cambio en la fase en un valor de π radianes, de forma totalmente independiente a los datos que entran al modulador tal como ocurre en formatos de codificación correlativa como es el caso del duobinario [47, 48].

El formato CSRZ es una variante del formato RZ, que puede ser denominado como “67% RZ”, en donde el porcentaje hace referencia a la de duración de los pulsos ópticos generados por el MZM. Recibe su nombre debido a que como entre dos bits

consecutivos hay un cambio de fase de π radianes, en promedio la mitad de los “unos” transmitidos tendrán una fase de 0 radianes y la otra mitad tendrán una fase de π radianes, dando como resultado un campo óptico de media cero que provoca que el pico de potencia de la portadora desaparezca. El ancho de banda ocupado es el mismo que un RZ, sin embargo, eliminar dicho pico aumenta la tolerancia a los efectos no lineales de la fibra, al filtrado óptico de la señal y además presenta un buen comportamiento frente a la CD [17, 47, 48, 67].

A continuación, en la Figura 2.18 se presentan los componentes del transmisor y en la Figura 2.19 se presenta la forma de los pulsos y el espectro óptico para el formato CSRZ.

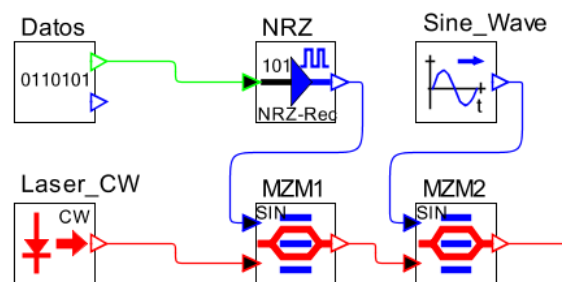


Figura 2.18 Transmisor para CSRZ

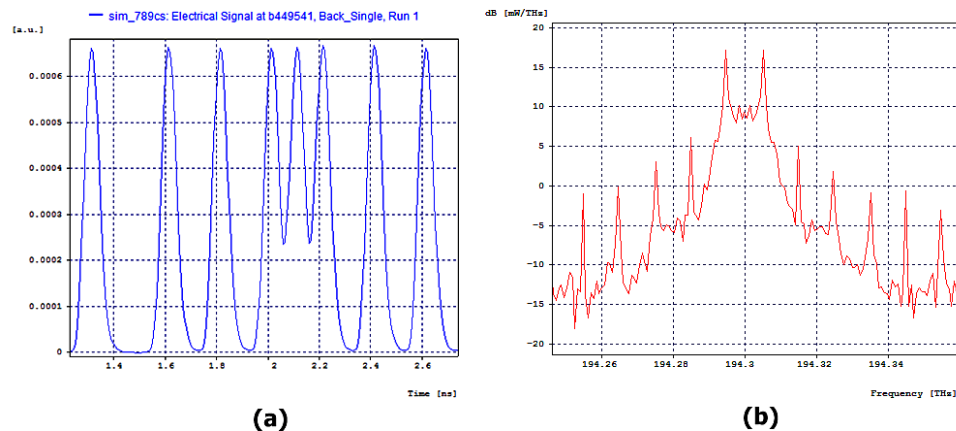


Figura 2.19 (a) pulsos. (b) espectro óptico para CSRZ

Para generar el salto de fase de π radianes entre bits consecutivos se utiliza un primer MZM con modulación NRZ, al cual se le agrega posteriormente un MZM que esté polarizado en el punto de mínima transmisión y excitado por una señal sinusoidal a una frecuencia que corresponde a la mitad de la tasa de bit de los datos transmitidos, lo que provoca que la frecuencia de la señal modulada se duplique y por tanto, que se produce el cambio de fase mencionado. [17, 47, 48]. En recepción

se utiliza receptores tipo PIN, los cuales convierten la potencia óptica de la señal en corriente eléctrica [48].

2.3.2 RZ-DQPSK. El formato de modulación de desplazamiento de fase en cuadratura diferencial con retorno a cero (RZ-DQPSK, *Return-to-Zero-Differential Quadrature Phase Shift Keying*) es un formato de modulación multinivel de gran interés en comunicaciones ópticas de banda ancha, debido a que logra duplicar la eficiencia espectral con la ventaja de tener gran tolerancia frente a la CD, los fenómenos no lineales, ruido y el filtrado óptico. Estas ventajas se ven sustentadas en el hecho de que DQPSK transmite los datos con cuatro cambios de fase ($0, +\pi/2, -\pi/2, \pi$) a una tasa de símbolo correspondiente a la mitad de la tasa de bit total, disminuyendo en igual proporción el ancho de banda ocupado por la señal, algo muy deseable en los sistemas DWDM y que beneficia en gran parte la tolerancia a la CD ya que presenta una menor diferencia en la velocidad de grupo de sus componentes espectrales en comparación con otros formatos [42, 47, 66, 67].

A continuación, en la Figura 2.20 se presentan los componentes que conforman el bloque transmisor y en la Figura 2.21 se muestra el espectro óptico para RZ-DQPSK.

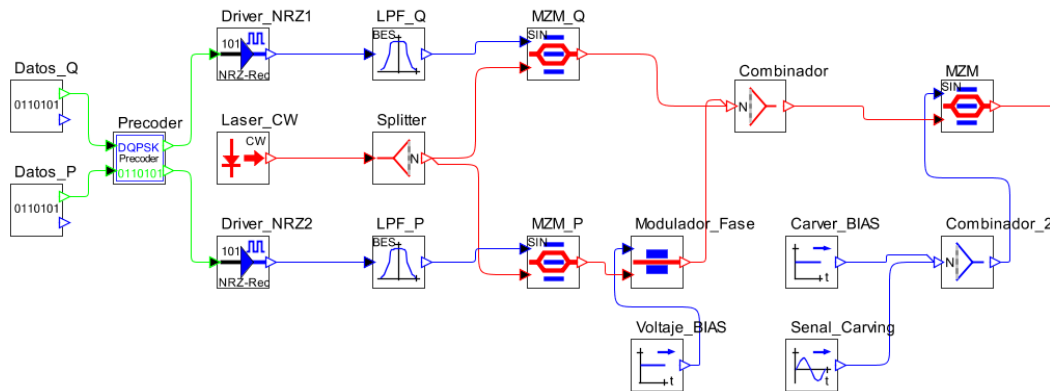


Figura 2.20 Transmisor para RZ-DQPSK

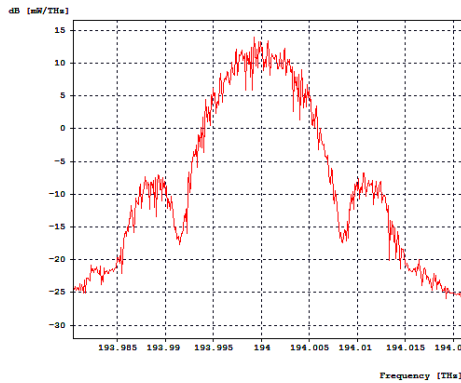


Figura 2.21 Espectro óptico para RZ-DQPSK

Como se muestra en la Figura 2.20 el transmisor está constituido de una fuente láser, un divisor que permite dividir la señal óptica en dos caminos con igual potencia, un arreglo con un par de MZM en paralelo funcionando como moduladores de fase, un desplazador de fase óptico en uno de los trayectos y finalmente un combinador que produce una única señal de salida. Posterior a esto se hace uso de otro MZM denominado “pulse carver” el cual cuenta con una señal sinusoidal y una señal de DC o BIAS, que permite obtener la modulación RZ-DQPSK. En recepción se utilizan dos interferómetros de retardo Mach-Zehnder (MZDI, *Mach-Zehnder Delay-Interferometer*) que se encargan de transformar las variaciones de fase a amplitud, a través de retardos. La disposición de los MZDI por separado, conlleva a un desplazamiento de fase entre los brazos del MZDI de $+45^\circ$ o -45° para demodular las componentes de fase (P) y cuadratura (Q). La salida de cada MZDI, se ve afectada de manera constructiva y destructiva y por tal motivo es imprescindible usar cuatro fotodiodos en la detección balanceada de DQPSK [42, 47, 66, 67].

En el presente capítulo se abordaron los temas específicos que fundamentan el presente trabajo de grado, como la dispersión cromática, los moduladores Mach-Zehnder y algunos formatos de modulación; para entender la incidencia del fenómeno de la dispersión cromática en el sistema a implementar y determinar los efectos de compensación de la misma a través de los diferentes tipos de moduladores estudiados mediante la técnica de pre-chirping negativo. Además, a partir del estudio realizado en este capítulo, en complemento con el capítulo 1, se determinan los diferentes casos de estudio y su configuración, descritos a continuación en el capítulo 3.

3. METODOLOGIA DE SIMULACIÓN Y DEFINICIÓN DE ESCENARIOS DE PRUEBA

En el presente capítulo, en la sección 3.1 se describe la metodología de simulación a utilizar y en la sección 3.2 se exponen los diversos escenarios prueba o casos de estudio para el desarrollo del presente trabajo de grado. Con el objetivo de cumplir a cabalidad los objetivos propuestos en este trabajo de grado, se propone una serie de pasos a seguir mostrados seguidamente.

- a.** Definición de los casos de estudio y escenarios de prueba
- b.** Obtención de las redes de prueba en el escenario de simulación
- c.** Estudio de la técnica de pre-chirping negativo para determinar efectos de compensación de CD utilizando moduladores Mach-Zehnder
- d.** Prueba de las redes DWDM propuestas, sin utilizar la técnica de pre-chirping negativa
- e.** Prueba de las redes DWDM propuestas, utilizando la técnica de pre-chirping negativa
- f.** Comparación de resultados
- g.** Conclusiones

El literal (a) se desarrollará en la sección 3.2 del presente capítulo. Los pasos del (b) al (f) se desarrollarán en el capítulo 4 y el literal (g) en el capítulo 5. Sin embargo, para un correcto desarrollo de los pasos mencionados anteriormente, es necesario apoyarse en una metodología de simulación, para ello, se siguen los lineamientos basados en [68] que especifican una serie de pasos o fases, que cumplen el papel de encaminar los esfuerzos en la obtención de diferentes los escenarios de prueba, desarrollo y análisis de los resultados obtenidos, haciendo uso de los conceptos estudiados en capítulos anteriores.

3.1. METODOLOGÍA DE SIMULACIÓN

En la Figura 3.1 se muestra el diagrama de ejecución de la metodología establecida, en donde se puede seguir un orden secuencial, pero también es posible volver a una fase que ya ha sido realizada con anterioridad en caso de necesitarse.

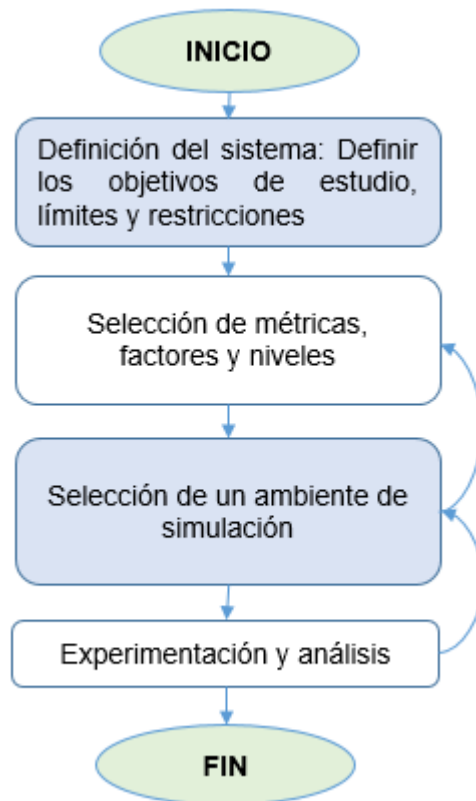


Figura 3.1 Desarrollo de la metodología basada en [68]

A continuación, se procede a la descripción de los pasos o fases planteadas en la metodología evidenciada en la Figura 3.1.

3.1.1 Definición del sistema. En el desarrollo de esta primera fase se consignan los objetivos de estudio, los alcances del desarrollo, los límites, restricciones y simplificaciones del presente trabajo de grado.

3.1.1.1 Objetivo general y objetivos específicos. El objetivo general de este trabajo de grado consiste en diseñar e implementar a nivel de simulación un compensador de dispersión cromática en una red DWDM con velocidad de acceso de 10 Gbps utilizando dispositivos Mach Zehnder de tipo single drive y dual drive.

Con el fin de cumplir el objetivo general del trabajo de grado, se hace necesario establecer una serie de objetivos específicos mostrados a continuación:

- Caracterizar, a nivel de simulación mediante la herramienta OptSim™ de RSoft, una red DWDM con velocidad de acceso de 10 Gbps y el efecto de la dispersión cromática en ella.

- Caracterizar, a nivel de simulación, un dispositivo Mach Zehnder de tipo Single Drive y Dual Drive y su uso como compensador de dispersión cromática.
- Implementar y evaluar, a nivel de simulación, el dispositivo caracterizado en el objetivo específico anterior en la red DWDM definida en el primer objetivo específico.

3.1.1.2 Alcances, límites, restricciones y simplificaciones. A continuación, se establecen los límites, las restricciones y simplificaciones necesarias para el correcto desarrollo de las diversas fases del presente trabajo de grado:

- El estudio, la implementación y el análisis de la red y del compensador de CD propuesto, se realizará únicamente a nivel de simulación haciendo uso de la herramienta software OptSim™ de RSoft.
- La simulación del sistema considerara solamente los efectos lineales de la fibra con el fin de analizar más detalladamente el fenómeno de interés (la dispersión cromática), y de esta forma disminuir el número de factores que puedan llegar a incidir en los resultados obtenidos y en el análisis de los mismos, tal como los efectos no lineales, entre otros.
- Se trabajará exclusivamente en el nivel de acceso de una red DWDM, teniendo en cuenta las diferencias que este presenta respecto al nivel de transporte, mencionadas en el capítulo 1. Además, el estudio se realizará a una única velocidad de transmisión establecida en 10 Gbps para cada uno de los cuatro canales
- El uso de distintos formatos de modulación no tiene como objetivo la comparación entre ellos con respecto a la tolerancia frente a la CD. Lo que se busca es analizar el comportamiento de cada una de las redes que utilizan cada uno de los formatos de modulación, al aplicar o no, la técnica de pre-chirping negativo. Esto con el fin determinar los efectos que tiene el chirp en la compensación de la CD para cada formato en particular.

3.1.2 Selección de métricas, factores o niveles. Para las métricas de simulación se deciden escoger algunos parámetros de OPM enfocados al monitoreo de la calidad de la señal a nivel físico y a partir de los cuales se determinan los niveles del funcionamiento óptimo del sistema tal como se estudió en el capítulo 1. Principalmente se utilizarán el diagrama de ojo, la BER y el jitter para realizar el análisis de los resultados obtenidos. Además, se utilizarán métricas adicionales como el ensanchamiento de los pulsos y el espectro óptico.

La BER mínima requerida para que el sistema óptico funcione correctamente se establece en un valor de referencia de $1E-12$, según lo especificado en la recomendación ITU-T G.691.

3.1.3 Selección de un ambiente de simulación. Para el desarrollo del presente trabajo de grado se trabajará con la herramienta de simulación OptSim™ de RSoft que brinda un entorno completo para simular diversidad de redes ópticas, con versatilidad de configuración de los componentes a utilizar y modos de simulación según las necesidades. Como se muestra en la Figura 3.2, la herramienta de simulación OptSim™ permite realizar dos modos principales de simulación, la primera conocida como técnica de propagación espectral (SPT, *Spectral Propagation Technique*) y la segunda denominada simulación de ancho de banda variable (VBS, *Variable Bandwidth Simulation*). En SPT las señales se propagan como espectros de potencia, asumiendo que todos los componentes en la red son lineales (tiene en cuenta las pérdidas y ruido de los componentes). En este modo de simulación se puede analizar el espectro, los niveles de potencia y la relación señal a ruido óptica (OSNR, *Optical Signal-to-Noise Ratio*) en cualquier punto de la red; es un modo de simulación simple que consume menos recursos computacionales y requiere menor tiempo de simulación que el modo VBS. En el modo VBS las señales se propagan como muestras temporales sobre un ancho de banda variable el cual puede ser seleccionado por el usuario. El modo VBS permite simular el desempeño de los componentes de la red, permitiendo a su vez, seleccionar los efectos a tener en cuenta en la simulación [69].

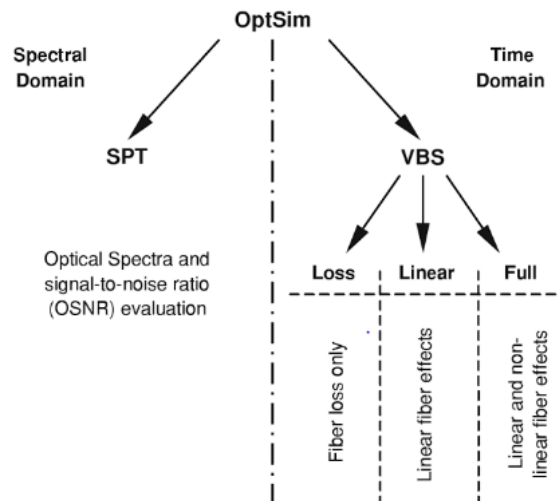


Figura 3.2 Modos de simulación en OptSim™ [69]

A continuación se describen los modos de simulación en VBS [69].

- **VBS Full:** Considera los efectos lineales y no lineales en la fibra.
- **VBS Linear Fiber:** Considera los efectos lineales en la fibra (atenuación y dispersión).

- **VBS Loss Only Fiber:** Tiene en cuenta únicamente las pérdidas de la fibra atribuidas a la atenuación.

Además de los métodos de simulación mencionados anteriormente, OptSim™ permite seleccionar si tener en cuenta o no, el ruido eléctrico y óptico. Según lo consignado anteriormente, la técnica de simulación empleada será “VBS linear fiber” sin considerar el ruido eléctrico y óptico; de esta forma se puede realizar el análisis de la incidencia del fenómeno de interés (dispersión cromática) en el sistema, sin considerar efectos adicionales como los no lineales, que pueden incidir en los resultados a obtener y no son el caso de estudio del presente trabajo de grado.

3.1.4 Experimentación, recolección de datos y análisis. En lo referente a los casos de estudio, para el modelado y la recolección de datos se tienen en cuenta las métricas, factores o niveles especificados en la sección inmediatamente anterior. La forma de proceder en la simulación consiste en establecer el chirp del modulador como único parámetro variable, los resultados obtenidos consisten en consignar el valor de la BER obtenida para cada valor o combinación de valores chirp de los MZM según lo especifique cada formato de modulación. Hecho esto se procede a graficar la totalidad o algunos datos obtenidos dependiendo de la cantidad de datos a procesar. Adicional a esto se analizan de forma comparativa el diagrama de ojo, el jitter, la señal óptica y eléctrica en recepción y la duración de los pulsos del sistema de referencia y el sistema al cual se le aplica la técnica estudiada.

Para la implementación de las redes DWDM, en las cuales se aplican los resultados más relevantes obtenidos en los casos de estudio, se busca observar el comportamiento de la red de referencia y de la red a la cual se le aplica la técnica de pre-compensación. Para ello se analiza la BER obtenida en tres diferentes longitudes de enlace con el fin de apreciar el efecto de aplicar o no dicha técnica y establecer su funcionalidad. Adicionalmente se plantea el análisis del espectro de forma comparativa entre las dos redes en cuestión, para realizar un análisis similar al del ensanchamiento de los pulsos realizado en los casos de estudio.

3.2. CASOS DE ESTUDIO

A continuación, en la Figura 3.3, se definen los diferentes casos de estudio mediante los cuales se busca estudiar el uso de los MZM como compensadores de CD para los diferentes formatos de modulación propuestos.

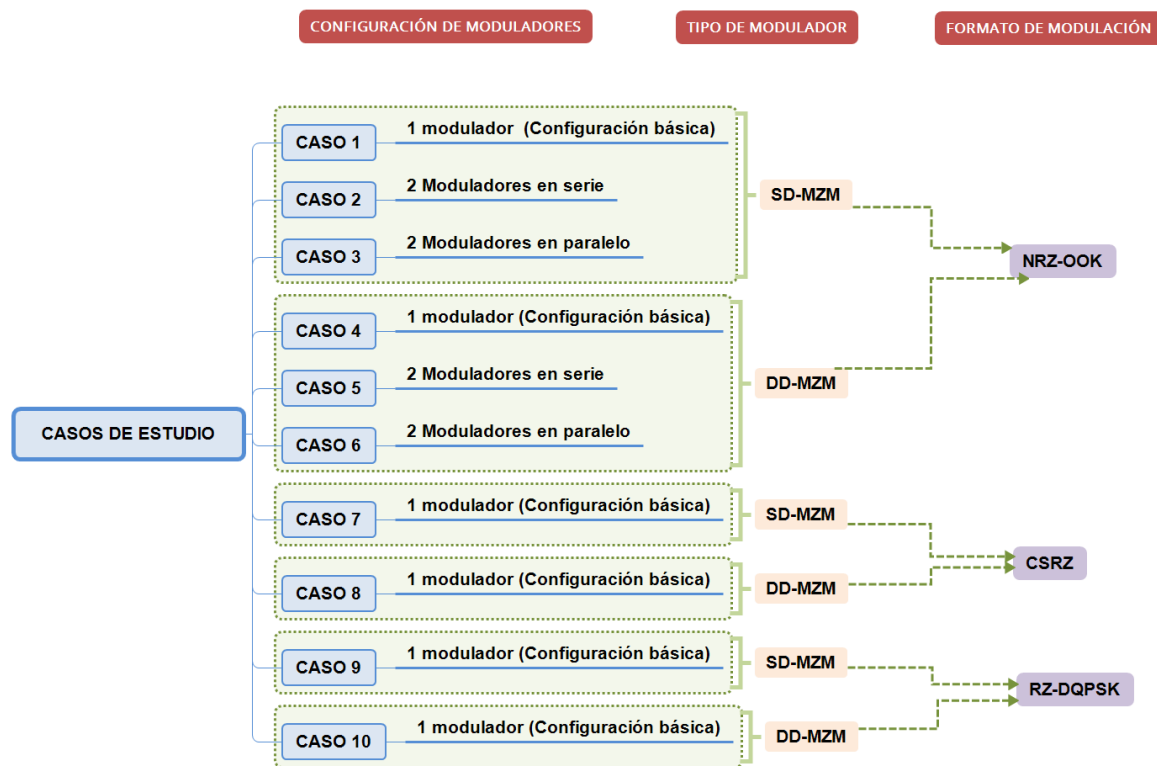


Figura 3.3 Casos de estudio

Como se explicó anteriormente, el estudio se centra en determinar los efectos de compensación de CD al utilizar la técnica de pre-chirping negativo mediante MZM, para diferentes formatos de modulación. La principal diferencia entre los SD-MZM y los DD-MZM es el rango de valores típicos de chirp que pueden tomar, es por ello que para un mismo formato de modulación se utilizan ambos tipos de moduladores con el fin de determinar si este último presenta alguna ventaja sobre el primero, al tener un rango más amplio de valores de chirp. De esta manera en los casos del 1 al 6 se trabaja con el formato de modulación NRZ-OOK, especificando que los casos 1,2 y 3 trabajan con SD-MZM y los casos 4,5 y 6 con DD-MZM. De forma similar, en los casos 7 y 8 se utilizará un formato de modulación CSRZ con SD-MZM y DD-MZM respectivamente. En los casos 9 y 10 se trabaja con el formato RZ-DQPSK con SD-MZM y DD-MZM respectivamente.

Se debe recordar que cada formato de modulación tiene particular tolerancia frente los efectos de transmisión y por ende, la red a una misma distancia, se va a desempeñar mejor con un formato que con otro. Sin embargo, como el objetivo del estudio no es comparar el desempeño formatos entre sí, respecto a la CD, sino analizar cómo se comporta la red (con cada formato) con el uso o no de la técnica de pre-compensación estudiada, entonces para cada formato de modulación se establece una distancia en particular en la que la señal se degrade lo suficiente para poder realizar el análisis y determinar los efectos de la técnica aplicada para

compensar la CD. Por ello, para los casos de estudio del 1 al 6 que utilizan el formato de modulación NRZ-OOK, la distancia del enlace se establece en 80 Km. En los casos 7 y 8 en los que se trabaja con una modulación CSRZ la distancia de la fibra óptica es de 50 Km y para el caso de la modulación RZ-DQPSK se establece una distancia de 180 Km.

La configuración del sistema en general se presenta en el Anexo A el cual es de gran relevancia pues en conjunto con la teoría de los capítulos 1 y 2, en él se consignan la configuración de la red y de sus principales elementos, lo cual es de vital importancia para cumplir el primer y segundo objetivo específico asociados a la caracterización del sistema de la red DWDM, la dispersión cromática en ella y los moduladores Mach-Zehnder y su uso como compensadores de CD, a nivel de simulación. En dicho anexo se establecen los parámetros fijos y variables del sistema y de la simulación con sus correspondientes valores. Por tanto se sugiere su revisión antes de continuar con el siguiente capítulo.

4. SIMULACIÓN, RESULTADOS Y ANÁLISIS DE LOS CASOS DE ESTUDIO

En el presente capítulo se mostrará la implementación de los esquemas de simulación, los resultados y el análisis correspondiente a los casos de estudio establecidos en el capítulo 3. Además, con el objetivo de aplicar los resultados más importantes obtenidos en dichos casos de estudio, se implementa una red DWDM de 4 canales para cada uno de los formatos nombrados anteriormente, en donde se evidencie el uso de MZM como compensadores de CD.

4.1. CASO 1: FORMATO NRZ-OOK CON SD-MZM EN CONFIGURACIÓN BÁSICA

En el caso de estudio 1, el sistema utiliza el formato de modulación NRZ-OOK con un SD-MZM en configuración básica. La Figura 4.1 muestra el sistema a simular en este caso.

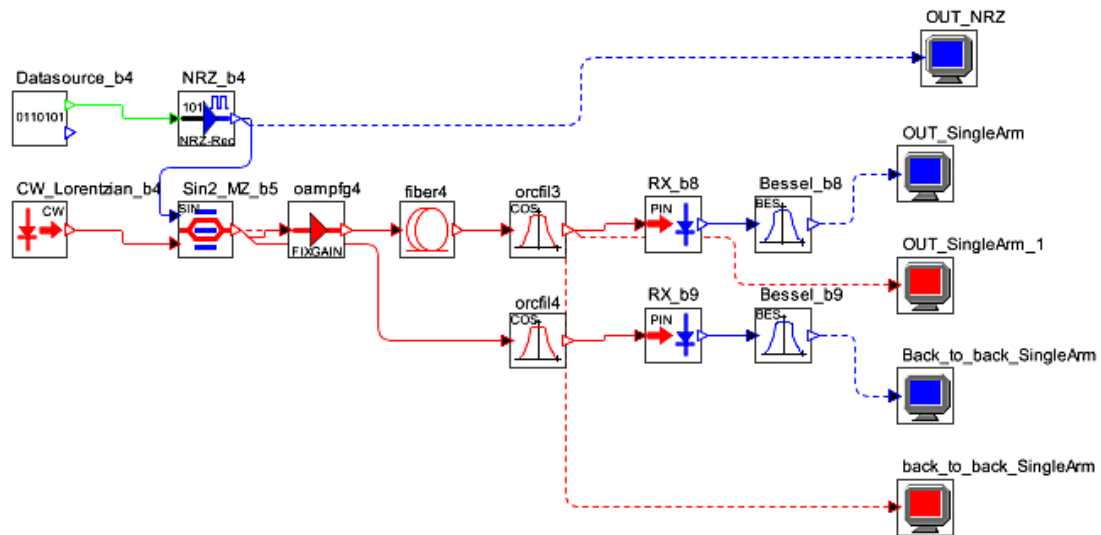


Figura 4.1 Modelo de simulación para el caso de estudio 1

Como primera medida se configuran los parámetros que permanecerán fijos tanto en el sistema en general, como en el SD-MZM implementado, dejando como único parámetro variable de simulación el chirp del modulador, el cual oscilará en el rango de -0.8 a 0.8 con saltos de 0.1 según lo estudiado en el capítulo 2. Al tener al chirp como única variable en el sistema, se asegura que los resultados obtenidos sean consecuencia de la manipulación de dicho parámetro. En el Anexo B se consignan en detalle los resultados obtenidos para este caso de estudio, sin embargo, con el

propósito de facilitar el análisis de los datos recolectados, éstos se representan en la Figura 4.2 mostrada a continuación.

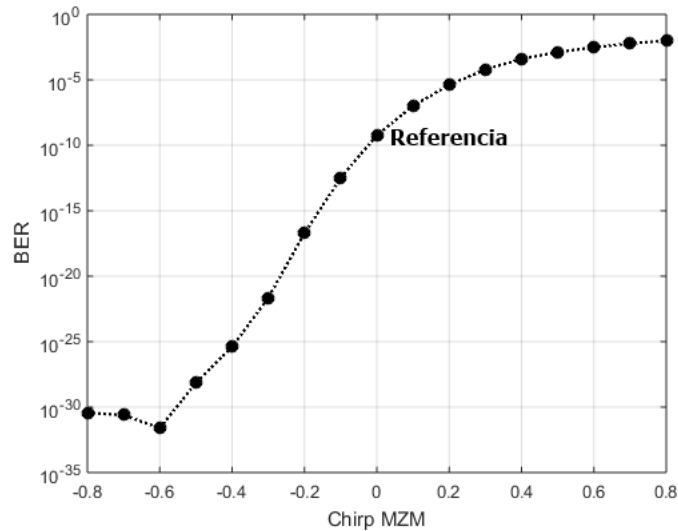


Figura 4.2 Curva de BER vs Chirp para el caso de estudio 1

Tomando el valor de chirp igual a cero (con una $BER=5.87E-10$) como punto de referencia para el análisis de la Figura 4.2, se procede a evaluar el comportamiento del sistema para valores de chirp positivos y negativos. Se puede apreciar que los valores positivos de chirp reflejan un incremento progresivo en la BER, hasta llegar a un valor de $9.73E-03$ correspondiente a un chirp de 0.8 siendo este el peor caso; por otra parte, para variaciones negativas del chirp se tiene un comportamiento contrario, donde la BER va disminuyendo continuamente, alcanzando un valor mínimo de $BER=2.47E-32$ para un valor de chirp de -0.6, siendo este el mejor caso. Una vez se alcanza dicho pico, la curva presenta una tendencia ascendente que indica un aumento de la BER para valores de chirp entre -0.6 y -0.8, sin embargo, el desempeño del sistema en este rango sigue siendo mucho mejor respecto al punto de referencia.

Con lo anteriormente mencionado se puede concluir que mediante variaciones del chirp es posible conseguir una mejor BER haciendo uso de la técnica de pre-chirping negativo, evidenciando el efecto positivo de dicha técnica sobre la CD, de acuerdo con lo estudiado en el capítulo 2. Lo contrario ocurre para el pre-chirping positivo, el cual desmejora el valor de la BER del sistema, debido a que favorece la degradación de la señal debido a su interacción con los efectos lineales de la fibra, por tanto, para los casos de estudio posteriores que utilicen SD-MZM, se excluye el uso de valores positivos de chirp.

En la Tabla 4.1 se muestra el diagrama de ojo del “Back-to-Back” obtenido a la salida del SD-MZM y los pulsos eléctricos generados en el driver NRZ antes de ser transmitidos por la fibra.

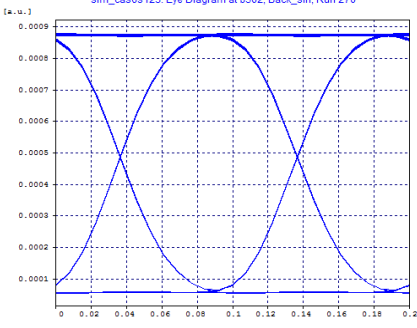
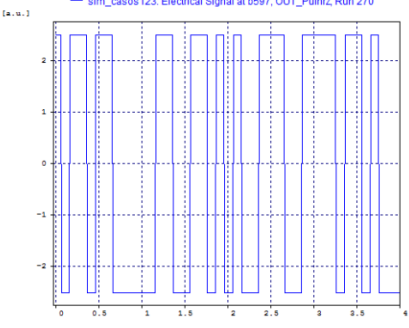
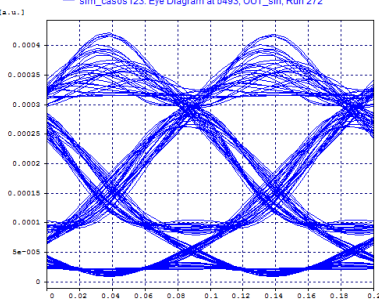
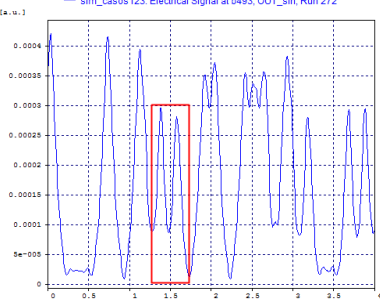
Diagrama del ojo	Señal eléctrica en Tx	Parámetros
		<p>BER: 1E-40 Jitter: 0 ns</p>

Tabla 4.1 Diagrama del ojo y señal en el transmisor para el caso de estudio 1

A continuación, con el fin de apreciar las degradaciones de la señal debidas a los efectos lineales que pueda experimentar la señal al ser transmitida (atenuación y dispersión cromática principalmente), se muestra en la Tabla 4.2 el diagrama de ojo y una porción de los pulsos en recepción para tres valores diferentes de chirp. La fila (a) sirve como punto de referencia, ya que aquí se evidencia el comportamiento del sistema cuando no hay presencia de chirp; por otra parte, en las filas (b) y (c) se tienen los diagramas de ojo correspondientes un alto y bajo valor de BER respectivamente, equivalentes a su vez, a un valor de chirp positivo y negativo.

	Diagrama del ojo	Señal eléctrica en RX	Parámetros
(a)			<p>BER: 5.87E-10 Jitter: 0.0210024 ns</p>

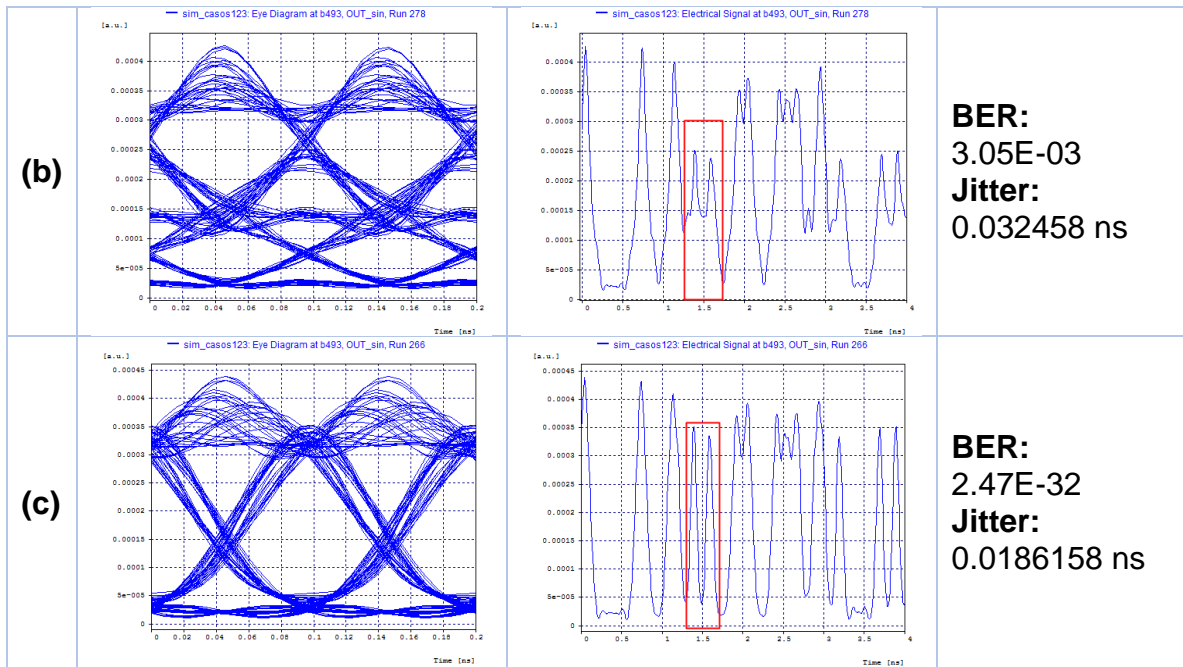


Tabla 4.2 Diagramas de ojo y señales eléctricas en recepción para (a) chirp=0. (b) chirp=0.6. (c) chirp=-0.6 para el caso de estudio 1

En la Tabla 4.2 se puede apreciar que existe una relación entre el diagrama de ojo y la BER, por lo cual es necesario desarrollar un estudio más detallado para soportar dicha relación; además es importante tener en cuenta la apariencia de los pulsos capturados por el receptor. Dado que el presente trabajo de grado hace un especial énfasis en los efectos producidos por la dispersión cromática, uno de los parámetros más inmediatos a evaluar será la ISI como resultado del ensanchamiento de los pulsos. En el diagrama del ojo existen algunos factores especiales que pueden atribuirse a dicho fenómeno, uno de ellos y como se vio en el capítulo 1, es la presencia de una gran variedad de trazos ubicados por encima del nivel normal de los 1s. Evidentemente cada uno de los diagramas mostrados en la Tabla 4.2 presentan esta condición, siendo el del literal (b) el más crítico puesto que presenta un umbral mayor y de ahí su incidencia en la BER obtenida. Del mismo modo el incremento en el jitter puede sugerir la presencia de CD en el sistema, es posible notar que la ilustración de la fila (c), refleja mayor consistencia que los demás literales, ya que la intersección de las líneas (cruce temporal) converge en una región más compacta, dando como resultado un menor jitter y en consecuencia una mejor BER (2.47E-32). Continuando con el análisis, se debe mencionar que en recepción es imprescindible contar con una buena apertura del ojo en el tiempo óptimo de muestreo, con el fin de tener una alta tolerancia contra posibles señales interferentes y con ello disminuir la probabilidad de bits errados; dicho esto, en el literal (b) se percibe que la apertura del ojo es muy pequeña viéndola comparativamente con los otros dos casos, adicional a ello, se empiezan a formar

trazos adicionales en la parte inferior complicando aún más la interpretación de la información; en contra parte el literal (c) muestra una mejora en la apertura del ojo y no expone representaciones adicionales de trazos en la parte inferior del diagrama, lo que justifica la diferencia que existe entre los valores de la BER expuesta en cada uno de los casos.

Ahora se procede a examinar el comportamiento de la señal eléctrica en recepción con el propósito de reforzar lo anteriormente mostrado, concentrando los esfuerzos en encontrar algún fragmento de señal que refleje ISI por lo cual se hace especial énfasis en el intervalo de tiempo encerrado por el recuadro rojo. En el literal (a) se tienen dos pulsos “levemente” solapados a diferencia de (b), en donde esta interferencia se hace más fuerte hasta el punto de no poder identificar claramente el nivel de los pulsos en ese instante, conllevando a errores en la interpretación de la información según el umbral de decisión de receptor. Lo contrario ocurre en (c) en donde los pulsos cuentan con una duración tal que el solapamiento de éstos es casi nulo, permitiendo tomar una adecuada lectura de los 1s y 0s transmitidos, es por eso que en dicho caso se puede concluir que el uso de la técnica de pre-chirping negativo ayuda a disminuir la ISI en el sistema debido a la compensación de la CD lograda.

Con el fin de observar más detalladamente el ensanchamiento sufrido por los pulsos como producto de la dispersión cromática en la fibra óptica y el efecto que produce en los mismos las variaciones de chirp, se procede a graficar de forma comparativa un pulso en el mismo intervalo de tiempo para los literales (a), (b) y (c) de la Tabla 4.2, expuestos a continuación en la Figura 4.3. Se observa que el pulso relacionado con un chirp de 0.6, presenta el mayor ensanchamiento (con una duración de alrededor de 0.1427 ns), siendo esto consecuente con el nivel de ISI y su alto valor de BER en éste caso; por otra parte el pulso del sistema de referencia con chirp cero, presenta el ensanchamiento típico causado por la CD acumulada en el sistema, sin embargo cuando se configura el modulador con un valor de chirp de -0.6 se obtiene un pulso mucho más estrecho (0.1055 ns) que se acerca más a la duración ideal del pulso de 0.1 ns, esto sucede gracias a la compensación de la CD lograda con este valor de chirp, evitando que se presente solapamiento crítico entre los pulsos y por tanto, obteniendo una mejor BER. Es importante resaltar que dicho ensanchamiento se puede apreciar tanto en el pulso óptico como eléctrico, sin embargo, las medidas del ancho del pulso es más sencillo realizarlo en la señal eléctrica, debido a su forma.

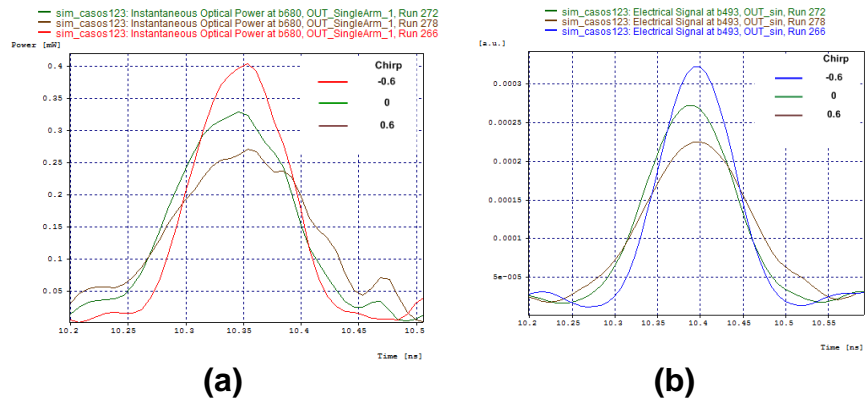


Figura 4.3 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes valores de chirp para el caso de estudio 1

Para finalizar, se concluye que para variaciones negativas de chirp se logra compensar el ensanchamiento de los pulsos causado por la CD de la fibra y por tal motivo se hace especial énfasis en dichos valores para los casos de simulación posteriores.

4.2. CASO 2. FORMATO NRZ-OOK CON SD-MZM EN CONFIGURACIÓN SERIE

En el caso 2 el sistema utiliza el formato de modulación NRZ-OOK, pero se añade un SD-MZM en configuración serie, tal como lo muestra la Figura 4.4.

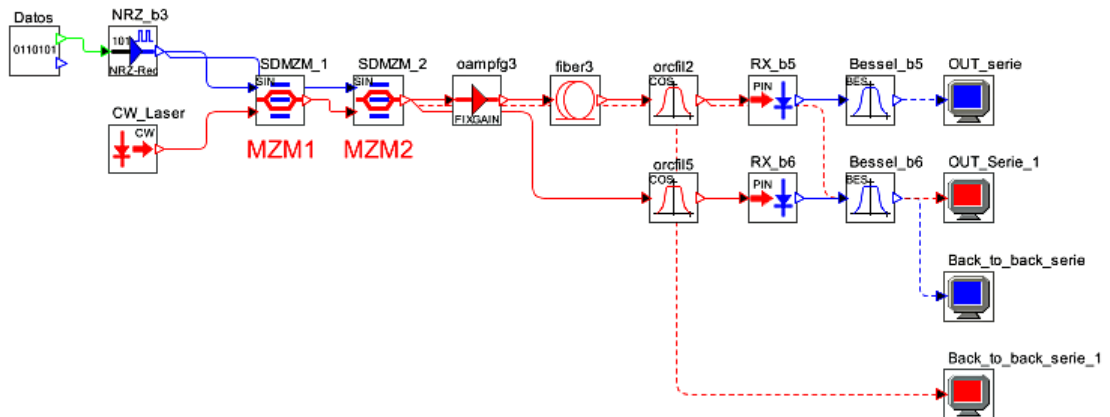


Figura 4.4 Modelo de simulación para el caso de estudio 2

Acorde a lo concluido en el caso de estudio 1, en este caso de simulación se trabaja únicamente con variaciones negativas de chirp en los dos SD-MZM implementados en la configuración serie, identificados como “MZM₁” y “MZM₂”. La simulación se realiza considerando un rango de valores de chirp de -0.8 a 0, típicos para un SD-MZM. En el Anexo C se muestran los resultados obtenidos para las diferentes combinaciones de chirp entre los SD-MZM dispuestos en serie. Para facilitar interpretación de los datos consignados en el Anexo C, en la Figura 4.5 mostrada a continuación, se exponen algunos de los resultados más relevantes.

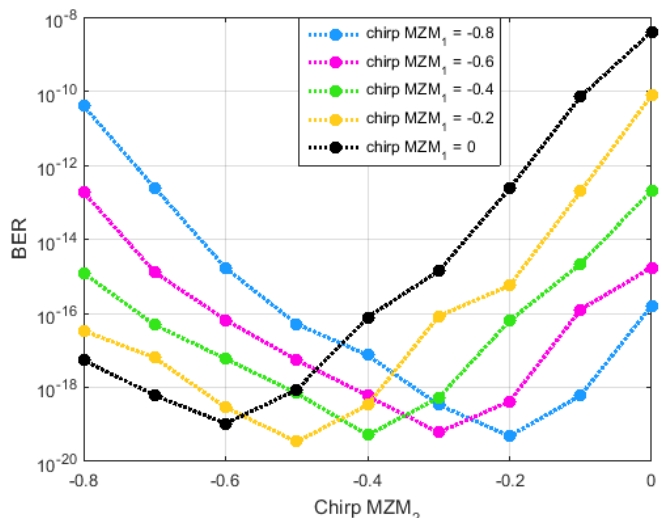


Figura 4.5 Curvas de BER vs Chirp para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM₁” y “MZM₂” para el caso de estudio 2

Cada línea punteada de color diferente representa un valor fijo del chirp del “MZM₁” y el eje x hace referencia a las variaciones del chirp del “MZM₂” en un rango de -0.8 a 0; por ejemplo, la línea punteada de color amarillo hace referencia a un chirp de -0.2 establecido en el “MZM₁” y se aprecia que dicha línea alcanza su valor mínimo cuando el “MZM₂” posee un chirp de -0.5, obteniendo una BER de 3.40E-20, siendo este el mejor valor logrado por el sistema en serie. Es importante mencionar que la configuración en serie para algunas combinaciones de chirp, consigue una mejor BER en comparación con el sistema en configuración básica con chirp cero, sin embargo, en términos generales el sistema del caso de estudio 1 es capaz alcanzar mejores valores de BER con valores de hasta 2.47E-32, sin necesidad de agregar otro Mach Zehnder conectado en serie. En síntesis, la implementación del sistema expuesto en el caso 2 que agrega otro SD-MZM conectado en serie, no presenta una mejora en la compensación de la CD respecto al caso 1 que únicamente utiliza un SD-MZM.

En la Tabla 4.3 se ilustra el diagrama de ojo y la señal eléctrica en recepción para dos combinaciones diferentes de chirp entre los SD-MZM.

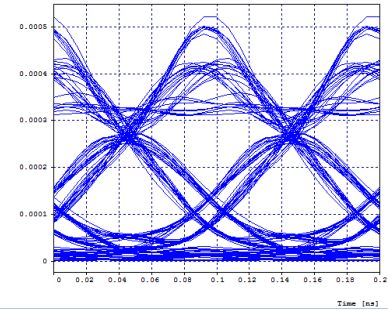
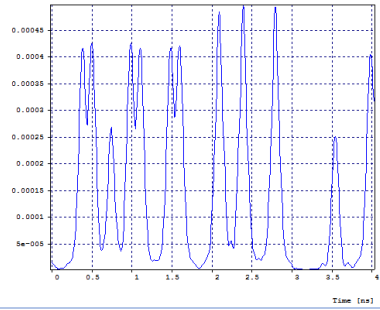
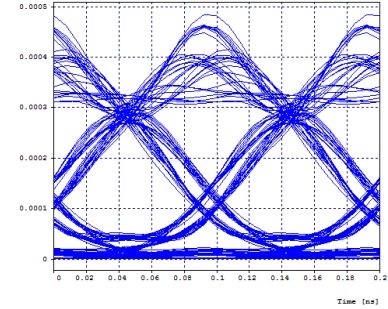
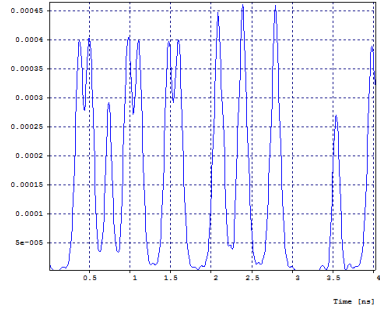
	Diagrama del ojo	Señal eléctrica en RX	Parámetros
(a)			BER: 4.01E-11 Jitter: 0.024821 ns
(b)			BER: 3.40E-20 Jitter: 0.018615 ns

Tabla 4.3 Diagrama del ojo y señal en recepción para (a) Chirp “M_{ZM1}” =-0.8 y Chirp “M_{ZM2}” =-0.8. (b) Chirp “M_{ZM1}” =-0.2 y chirp “M_{ZM2}” =-0.5 para el caso de estudio 2

En primera instancia el diagrama de ojo relacionado con el literal (a) presenta un mayor nivel de ISI que el de (b), lo cual se observa en la parte superior del ojo donde se tienen múltiples líneas de gran amplitud por encima del nivel de los unos. En lo que respecta con el jitter, el diagrama de ojo del literal (a) presenta un mayor jitter que en (b), debido al gran ancho del cruce temporal donde se intersecan los trazos. Por último, se tiene la apertura del ojo, donde se puede afirmar que este parámetro es mucho más crítico en (a), ya que el ojo exhibe una menor amplitud y por tanto el sistema contaría con una deficiente tolerancia a posibles señales interferentes. En resumen, las notaciones anteriormente expuestas, soportan el motivo por el cual en el literal (a) se tiene una peor BER con respecto a (b), e ilustra los parámetros que reflejan la presencia de CD mediante el diagrama de ojo. Por su lado, las señales eléctricas en recepción mostradas en ambos casos, no permiten evidenciar a simple vista una gran diferencia más allá de la reducción del nivel de algunos pulsos de (b) con respecto a (a), por lo cual se debe realizar un acercamiento a la señal para determinar si hay una diferencia de ensanchamiento de los pulsos en ambos casos.

La Figura 4.6 permite observar de forma comparativa la diferencia en la duración de los pulsos (eléctricos y ópticos) entre las dos combinaciones de chirp mostradas en

la Tabla 4.3, en donde el pulso de color verde corresponde al diagrama del literal (a) y el pulso de color azul (o rojo) corresponde al literal (b) de dicha tabla.

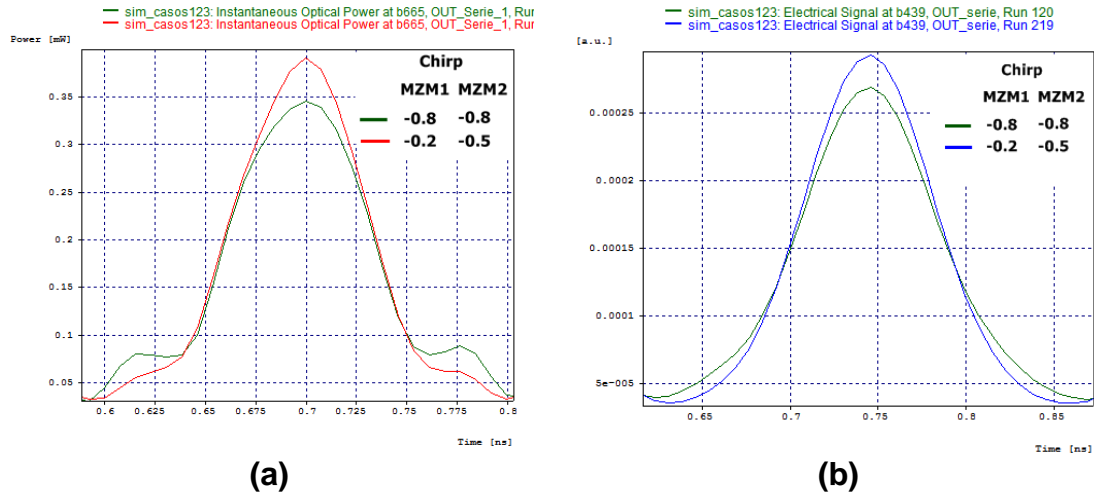


Figura 4.6 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes combinaciones de chirp entre el “M_{ZM1}” y “M_{ZM2}” para el caso de estudio 2

Las medidas realizadas indican que el pulso de color azul (el cual presenta una mejor BER) tiene una duración de aproximadamente 0.1070 ns que es ligeramente menor que la del pulso de color verde con duración de 0.1171 ns, lo que se puede atribuir a que con dicha combinación de valores de chirp se logra una mayor compensación de la CD para el caso del pulso azul.

En definitiva, la técnica de pre-chirping negativa funciona al aplicarse a dos moduladores dispuestos en serie, no obstante, cuando se varía el chirp de la configuración básica del caso de estudio 1, se logra compensar de mejor manera el efecto de la CD sin la necesidad de utilizar otro modulador, por tanto, se puede concluir que la configuración en serie resulta poco eficiente e innecesaria de implementar.

4.3. CASO 3. FORMATO NRZ-OOK CON SD-MZM EN CONFIGURACIÓN PARALELO

En el caso 3 se utiliza el formato de modulación NRZ-OOK con dos SD-MZM en configuración paralelo, tal como lo muestra la Figura 4.7.

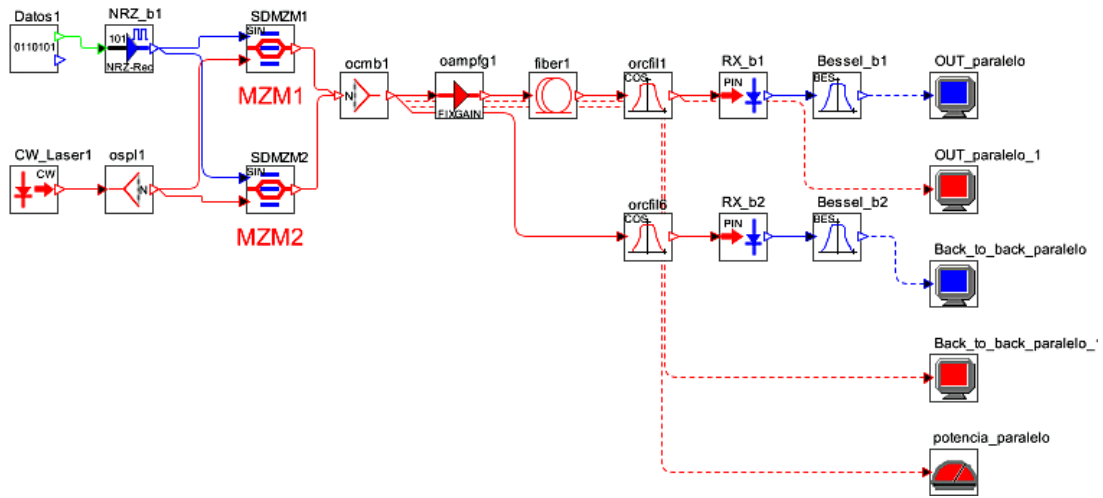


Figura 4.7 Modelo de simulación para el caso de estudio 3

De la misma manera que el caso de estudio 2, el chirp se varía en el rango de valores negativos desde -0.8 a 0 considerando valores reales para un SD-MZM. En el Anexo D se presentan los resultados de BER obtenidos para las combinaciones de chirp entre los SD-MZM dispuestos en paralelo. Con el fin de facilitar la observación del comportamiento del sistema frente a las variaciones del chirp, en la Figura 4.8 mostrada a continuación, se representan gráficamente algunos de los resultados más relevantes del Anexo D.

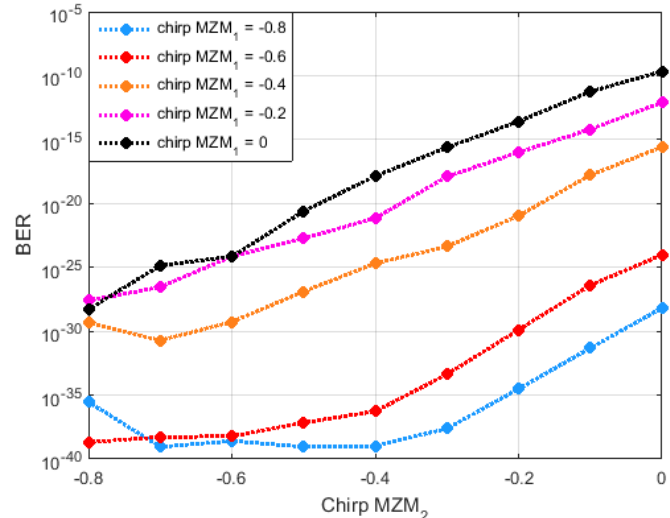


Figura 4.8 Curvas de BER vs Chirp para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM₁” y “MZM₂” para el caso de estudio 3

De manera semejante al caso 2, cada línea punteada de distinto color representa los diferentes valores de chirp establecidos en el “M_{ZM1}” y el eje x representa las variaciones de chirp para el “M_{ZM2}”. Se puede apreciar que la línea de color azul (chirp “M_{ZM1}” =-0.8) alcanza la mejor BER del sistema con un chirp en el “M_{ZM2}” de -0.7, con un valor de 9.10E-40. En términos generales esta configuración en paralelo presenta mejores resultados de BER en comparación con los casos anteriormente estudiados, lo que permite sugerir que compensa en mayor medida los efectos producidos por la CD.

A continuación, en la Figura 4.7 se muestra el diagrama de ojo y la señal en recepción para dos combinaciones entre los “M_{ZM1}” Y “M_{ZM2}” dispuestos en paralelo, donde el literal (b) presenta una mejor BER que (a).

	Diagrama del ojo	Señal eléctrica en RX	Parámetros
(a)			<p>BER: 8.19E-15 Jitter: 0.0224344 ns</p>
(b)			<p>BER: 9.19E-40 Jitter: 0.0181384 ns</p>

Tabla 4.4 Diagrama del ojo y señal en recepción para el caso de estudio 3. (a) Chirp “M_{ZM1}” =-0.3 y Chirp “M_{ZM2}” =0. (b) Chirp “M_{ZM1}” =-0.5 y Chirp “M_{ZM2}” =-0.6

Realizando el mismo tipo de análisis efectuado en los casos anteriores, se procede a observar el nivel de ISI en cada diagrama de ojo, donde tanto en (a) como en (b) se nota una gran variedad de líneas por encima del nivel normal de los 1s y a simple vista no es posible establecer una clara diferencia entre ellos; por tal motivo debe buscar otro parámetro en el diagrama de ojo que justifique la razón por la cual los literales en cuestión, difieren en su valor de BER. Si se analiza el jitter en ambos

casos, se puede apreciar que en (b) la anchura de la región del cruce temporal es menor, lo que indica un menor jitter que en (a); además el diagrama de ojo de (b) cuenta con una mayor apertura contribuyendo a la adecuada interpretación de la información por parte del receptor. Para complementar el estudio de este caso de simulación, se enfoca la atención en la señal eléctrica en recepción, especialmente en el intervalo de tiempo encerrado en el recuadro, notando que en dicho intervalo el literal (a) evidencia un mayor solapamiento entre pulsos que (b), generando conflictos en recepción.

En la Figura 4.9 se muestra la superposición de los pulsos (eléctricos y ópticos) correspondientes a los literales (a) y (b) de la Tabla 4.4, representados de color verde y azul (o rojo) respectivamente. Las medidas realizadas indican que la duración del pulso de color azul es de aproximadamente 0.1045 ns siendo esta mucho menor que la del pulso verde de 0.1185 ns, a lo que se atribuye una mayor compensación de CD con la combinación de valores de chirp asociadas al pulso azul.

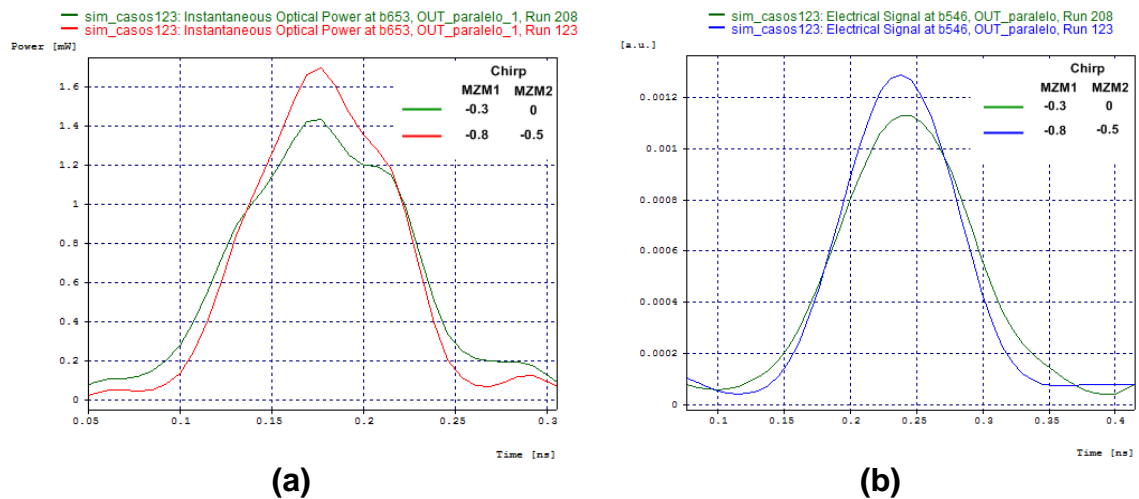


Figura 4.9 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM₁” y “MZM₂” para el caso de estudio 3

En resumen, la disposición de dos moduladores SD-MZM en paralelo, compensan en mayor medida los efectos causados por la CD que en la configuración básica del caso 1 y la configuración en serie del caso 2, permitiendo obtener una mejor forma del diagrama del ojo, un menor jitter y una mejor BER para diversidad de combinaciones, por ende, su uso puede ser útil para mejorar el desempeño de la red.

4.4. CASO 4. FORMATO NRZ-OOK CON DD-MZM EN CONFIGURACIÓN BÁSICA

En el caso 4 el sistema utiliza el formato de modulación NRZ-OOK con un DD-MZM en configuración básica. La Figura 4.10 muestra el sistema a simular en este caso de estudio.

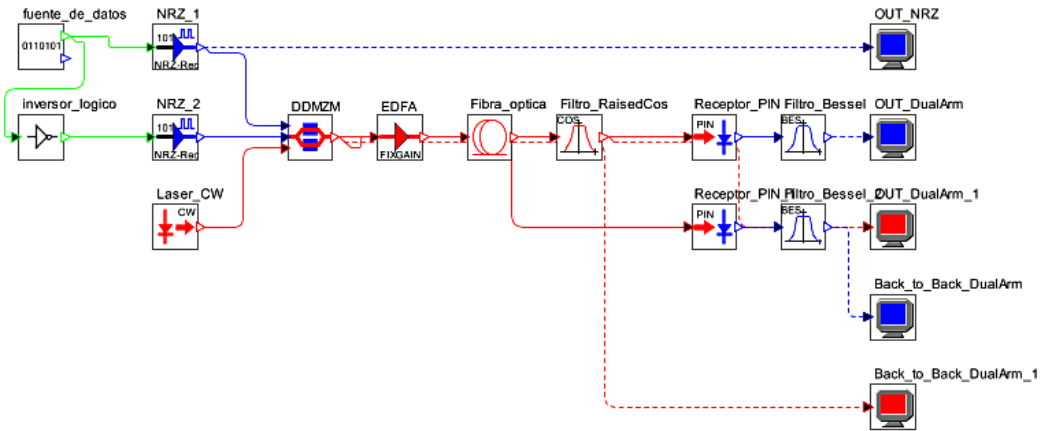


Figura 4.10 Modelo de simulación para el caso de estudio 4

Procediendo de manera similar a los anteriores casos, se establecen los parámetros fijos tanto del sistema en general como del DD-MZM y únicamente se varía el chirp del modulador en el rango de -1.5 a 1.5, con saltos de 0.1. Los resultados obtenidos se exponen en el Anexo E y se representan en la Figura 4.11 con el fin de obtener una mejor representación de los mismos.

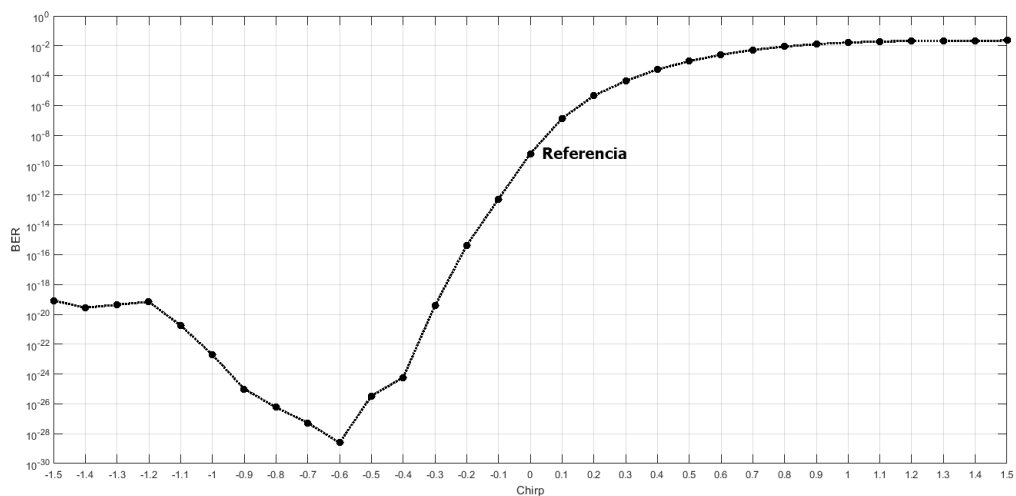


Figura 4.11 Curva de BER vs Chirp para el caso de estudio 4

Se debe recordar que a diferencia del SD-MZM, el DD-MZM en un caso real no tiene restricción de fábrica en el valor del chirp, pues este puede ser controlado mediante la manipulación de los voltajes aplicados a cada brazo del modulador. Para interpretar correctamente la figura se debe partir del punto de referencia que es aquel en donde el chirp tiene un valor de 0, en este caso, la BER que registra el sistema es de $5.85E-10$. De forma similar al caso de estudio 1, a medida que el chirp toma valores positivos mayores, la BER comienza a desmejorar de forma progresiva, llegando incluso a una BER de $2.29E-02$ en donde el chirp tiene un valor de 1.5. Lo contrario ocurre con valores negativos de chirp, en donde la BER del sistema mejora considerablemente llegando incluso a un valor de $2.47E-29$ en donde el chirp tiene un valor de -0.6, siendo este el mejor caso. A partir de este punto, la BER comienza nuevamente a desmejorar para valores de chirp más negativos, sin embargo, en cada caso siempre es mejor que la de referencia. Por tanto, se aprecia que variando únicamente el chirp del DD-MZM también se puede obtener una mejora significativa de la BER del sistema mediante la técnica de pre-chirping negativo, que ayuda a contrarrestar los efectos de la CD, en concordancia con lo expresado teóricamente en el capítulo 2.

A continuación, en la Tabla 4.5 se muestra el diagrama de ojo en el “Back-to-Back” que corresponde al observado justo a la salida del DD-MZM y una pequeña porción de los pulsos antes de ser transmitidos, medidos justamente en la salida del driver NRZ.

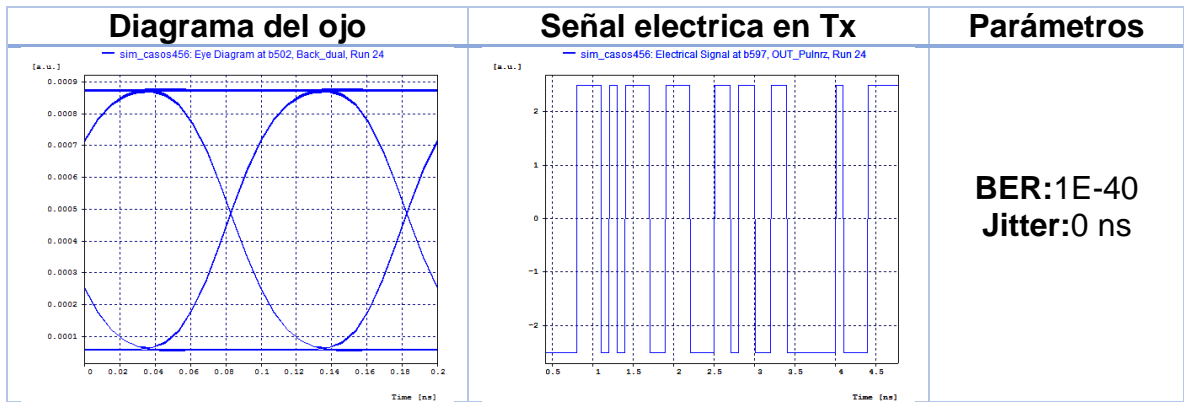
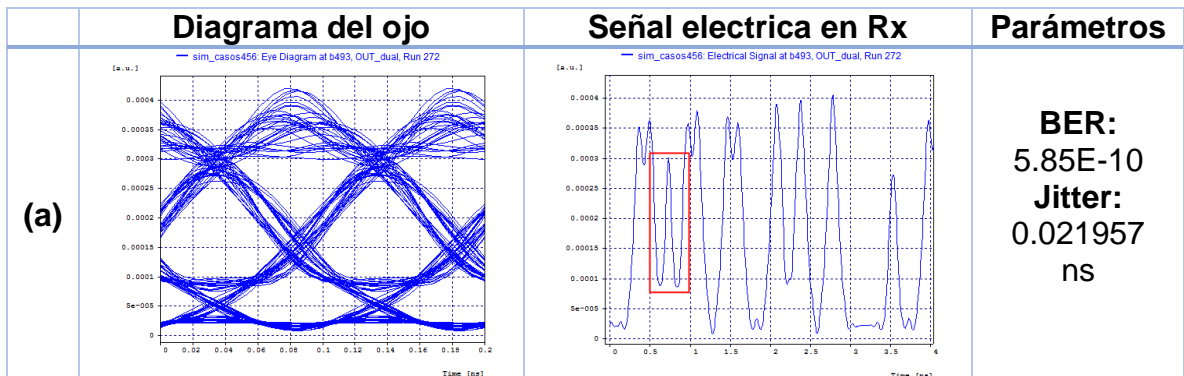


Tabla 4.5 Diagrama del ojo y señal en el transmisor para el caso de estudio 4

La Tabla 4.5 sirve como punto de partida para observar cómo se degrada la señal al propagarse por la fibra debido a los efectos lineales (los únicos tenidos en cuenta en simulación), además del posible deterioro causado por la interacción con los otros componentes del sistema. A continuación, en la Tabla 4.6 se muestra el diagrama del ojo y la señal en recepción para 3 casos. El literal (a) consiste en las medidas realizadas en la configuración básica (sistema de referencia) que es cuando el chirp del modulador tiene un valor de 0. De igual forma se muestran otro par de figuras en los literales (b) y (c) que corresponden a un valor chirp positivo y negativo respectivamente, donde el literal (c) corresponde al mejor resultado obtenido.



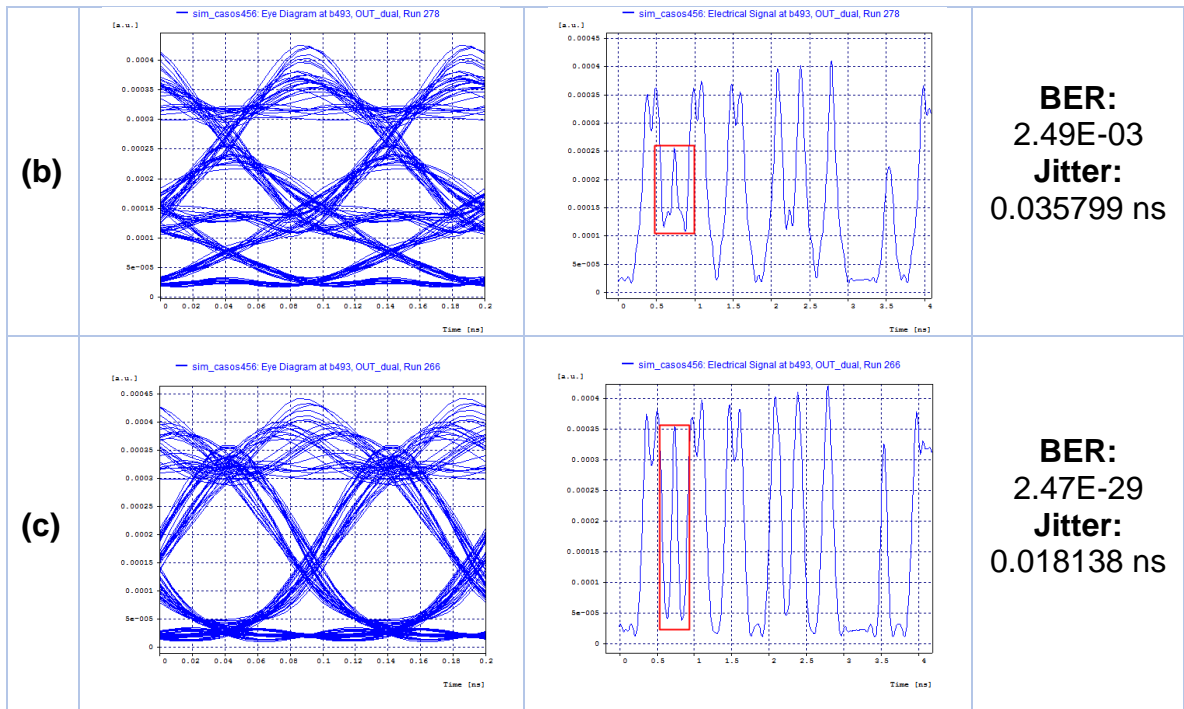


Tabla 4.6 Diagrama del ojo y señal en recepción para (a) chirp=0. b) chirp=0.6. c) chirp=-0.6 para el caso de estudio 4

Se puede apreciar como la forma del diagrama del ojo está relacionada estrechamente con la BER obtenida en cada caso. Para los tres literales se puede observar que el sistema presenta gran nivel de dispersión en el nivel de los '1' en donde no se ve una diferencia clara para cada caso. Sin embargo, si se pasa a analizar otros parámetros, en el literal (a) se aprecia una reducción de la apertura y una tendencia a formar otro ojo en la parte inferior del diagrama, lo que claramente no corresponde a la forma ideal del diagrama de ojo mostrado en la Tabla 4.5 y que conlleva a varios errores en recepción. El literal (b) corresponde a un caso peor respecto al de referencia en el cual se tiene un chirp positivo con valor de 0.6, que en concordancia con la teoría, interactúa con la dispersión cromática y degrada aún más la señal al ser transmitida por la fibra, es por ello que podemos apreciar un diagrama del ojo totalmente irregular que incluye gran nivel de ISI, reducción en la apertura vertical y horizontal, un valor de jitter elevado y la formación de trazos adicionales en la parte inferior del diagrama. Los pulsos en este caso (en especial los encerrados en el recuadro rojo) permiten observar un gran nivel de ISI debido a su ensanchamiento y la reducción de amplitud de los mismos, por lo cual el receptor podría confundir fácilmente el valor de los pulsos (según su nivel de decisión) y por ende, interpretar un mensaje erróneo. Finalmente, en el literal (c) se obtiene el mejor resultado para la configuración básica que corresponde a un chirp negativo con el valor de -0,6 con el cual el sistema presenta una notable mejora en el diagrama del ojo y en la forma de los pulsos en recepción. Respecto al diagrama del ojo se puede apreciar que aunque aún exista dispersión en el nivel de los 1, se ha reducido su

nivel; por otro lado, se ha aumentado la apertura vertical y horizontal, siendo entonces, un sistema más tolerante al ruido y a errores de sincronización. El jitter también ha disminuido considerablemente puesto que la anchura zona de cruce temporal se ha vuelto más angosta. En similitud con el diagrama del ojo, la forma de los pulsos recibidos presenta muy poca dispersión y una correcta amplitud tanto en los 0s como en los 1s, por tanto, se disminuye el riesgo que el receptor interprete mal algún.

Con el fin de apreciar el efecto de la dispersión cromática en los pulsos y de la compensación de la misma lograda mediante el chirp del modulador, a continuación se muestra en la Figura 4.12 una superposición de 3 pulsos correspondientes a un acercamiento de las señales eléctricas en recepción de los literales (a), (b) y (c) de la Tabla 4.6.

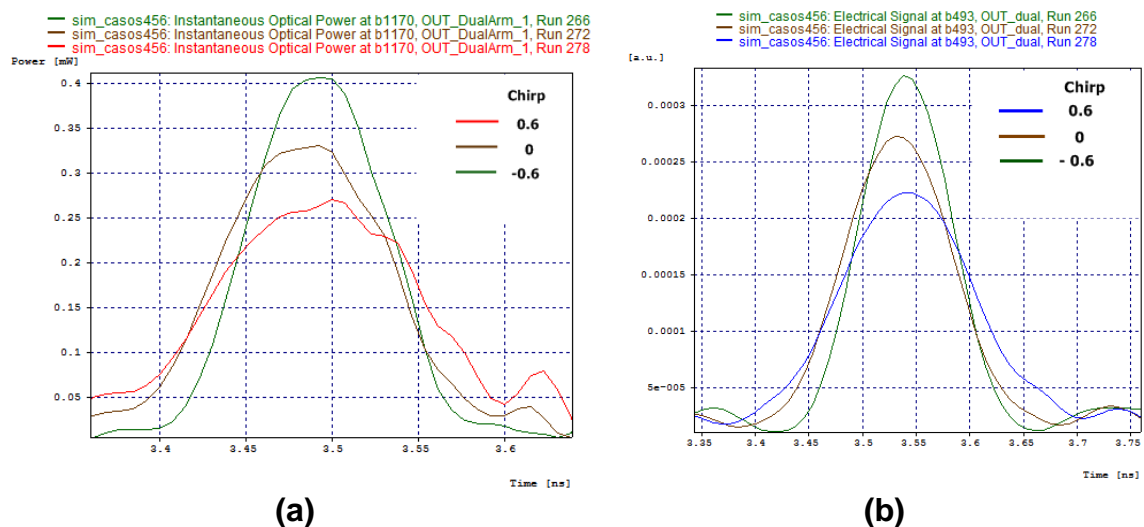


Figura 4.12 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes valores de chirp para el caso de estudio 4

En el literal (a) y (b) de la Figura 4.12 se aprecia las diferentes duraciones del pulso óptico y eléctrico correspondientemente para cada valor de chirp. Debido a que para obtener el pulso eléctrico se realiza otro proceso de filtraje eléctrico adicional, se obtiene mejor forma de los pulsos que en el caso óptico lo que facilita su medida. Centrando el análisis en (b), la curva de color café que corresponde al sistema de referencia con chirp=0 tiene una duración de 0.1287 ns aproximadamente. Se debe recordar que la duración del pulso en transmisión es de 0.1 ns determinado por la velocidad de transmisión de 10 Gbps, por tanto, se puede apreciar que el pulso en recepción con chirp=0 se ha ensanchado temporalmente. Si se analiza el sistema con chirp=0.6 correspondiente a la curva color azul, se observa que el pulso se ha

ensanchado mucho más que con $\text{chirp}=0$, debido a que el chirp positivo interactúa con la dispersión cromática potenciando aún más la degradación de la señal, en este caso la duración del pulso es de aproximadamente 0.1614 ns. Finalmente, en la gráfica verde correspondiente a un $\text{chirp}= -0.6$ el pulso se comprime debido a los efectos de compensación de dispersión cromática con la técnica de pre-chirping negativo, en este caso el pulso tiene una duración de 0.1044 ns siendo este el valor más cercano a la duración ideal del pulso de 0.1 ns.

4.5. CASO 5. FORMATO NRZ-OOK CON DD-MZM EN CONFIGURACIÓN SERIE

En el presente caso se utiliza el formato de modulación NRZ-OOK con dos moduladores DD-MZM dispuestos en serie, tal como lo muestra la Figura 4.13.

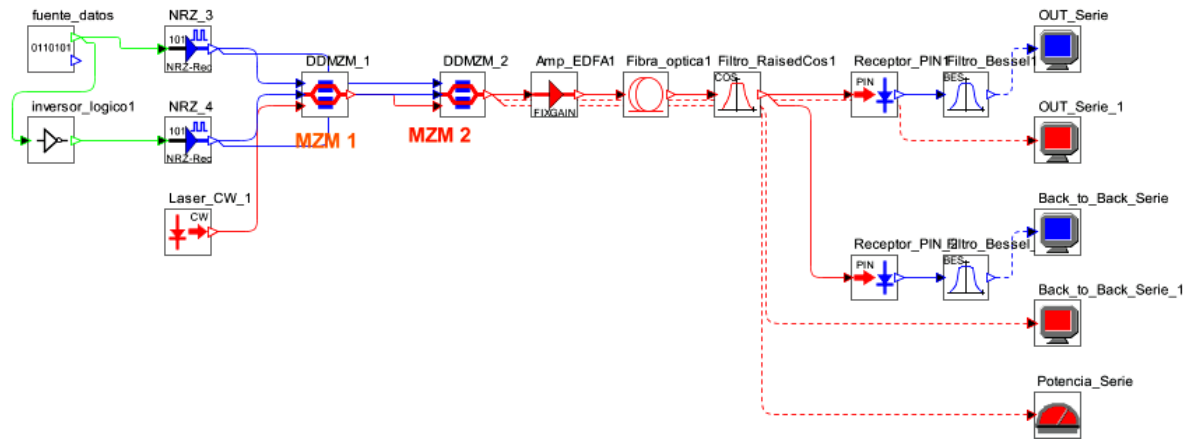


Figura 4.13 Modelo de simulación para el caso de estudio 5

La forma de proceder para la simulación del caso 5 consiste en establecer un valor en el “MZM₁” y variar el valor del “MZM₂” en un rango de -1.5 a 0 para cada modulador. Los resultados de dichas simulaciones se consignan en el Anexo F y los datos más representativos se muestran a continuación en la Figura 4.14.

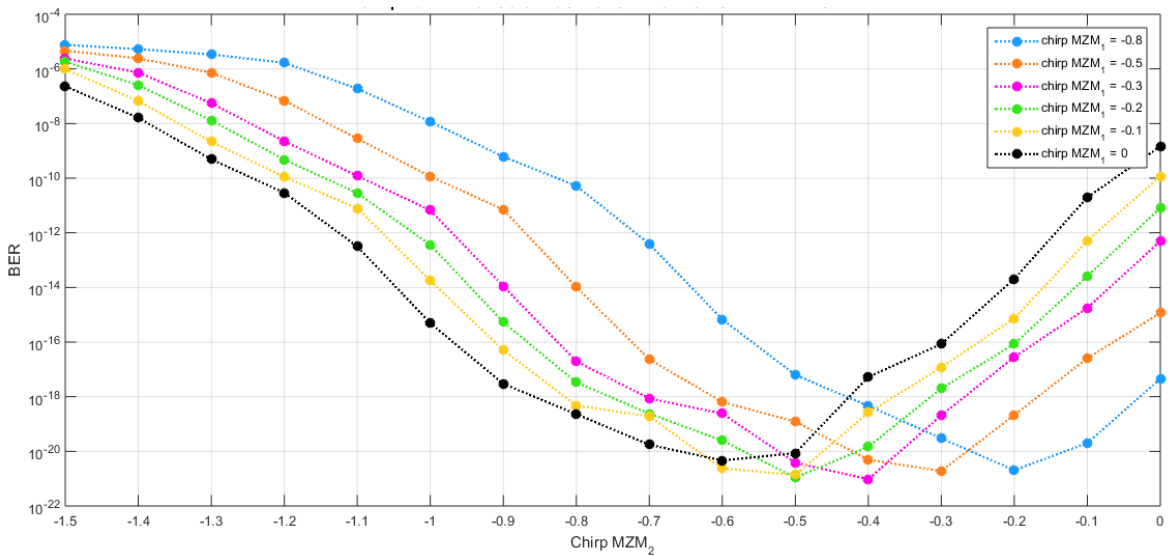


Figura 4.14 Curvas BER vs Chirp para diferentes combinaciones entre el “MZM₁” y “MZM₂” para el caso de estudio 5

Cada línea punteada de color diferente representa un valor fijo del chirp del “MZM₁” y el eje x hace referencia a las variaciones del chirp del “MZM₂” en un rango de -1.5 a 0. Se puede apreciar que cuando el “MZM₁” tiene un valor de -0.3 (línea rosada) y el “MZM₂” toma un valor de -0.4 se obtiene la mejor BER para el sistema en serie, con un valor de 9.56E-22. Por tanto, se puede evidenciar que existen combinaciones en las que el sistema en serie mejora respecto al sistema de referencia del caso 4 que utiliza un solo DD-MZM, sin embargo, también existen combinaciones en las que la BER del sistema desmejora. Algo importante de resaltar es que la mejor BER lograda en esta configuración, no es mejor que la obtenida en el caso 4 en el que se obtuvo una BER mucho menor con un único DD-MZM, por lo que se puede asegurar que agregar un DD-MZM en serie, no necesariamente es mejor que tener un único modulador.

A continuación, en la Tabla 4.7 se presentan los diagramas de ojo y las señales eléctricas en recepción, para dos combinaciones entre el “MZM₁” y el “MZM₂” para la configuración en serie.

	Diagrama del ojo	Señal eléctrica en Rx	Parámetros
(a)			BER: 7.24E-07 Jitter: 0.0310263 ns
(b)			BER: 9.57E-22 Jitter: 0.021957 ns

Tabla 4.7 Diagrama del ojo y señal en recepción para (a) Chirp “MZM₁” =-0.5 y chirp “MZM₂” =-1.3. (b) Chirp “MZM₁” =-0.3 y chirp “MZM₂” =-0.4 para el caso de estudio 5

Para el caso (a) se aprecia como el nivel de los “1” es sobrepasado en amplio margen por su dispersión, causando, además, que los trazos de las posibles combinaciones que forman el ojo no converjan a un único punto y un gran valor de jitter, lo cual está relacionado con la alta presencia de ISI en el sistema. Además, es posible que se presenten posibles errores adicionales causados por el ruido y la sincronización debido a la disminución vertical y horizontal de la apertura del ojo. En el literal (b) donde la BER mejora respecto al (a), se puede apreciar un diagrama de ojo mejor, en el que el nivel de dispersión, aunque presente y de gran amplitud, ha disminuido respecto al literal (a). Igualmente, la apertura vertical y horizontal ha aumentado, lo que se refleja en una mejor forma y nivel de los pulsos recibidos.

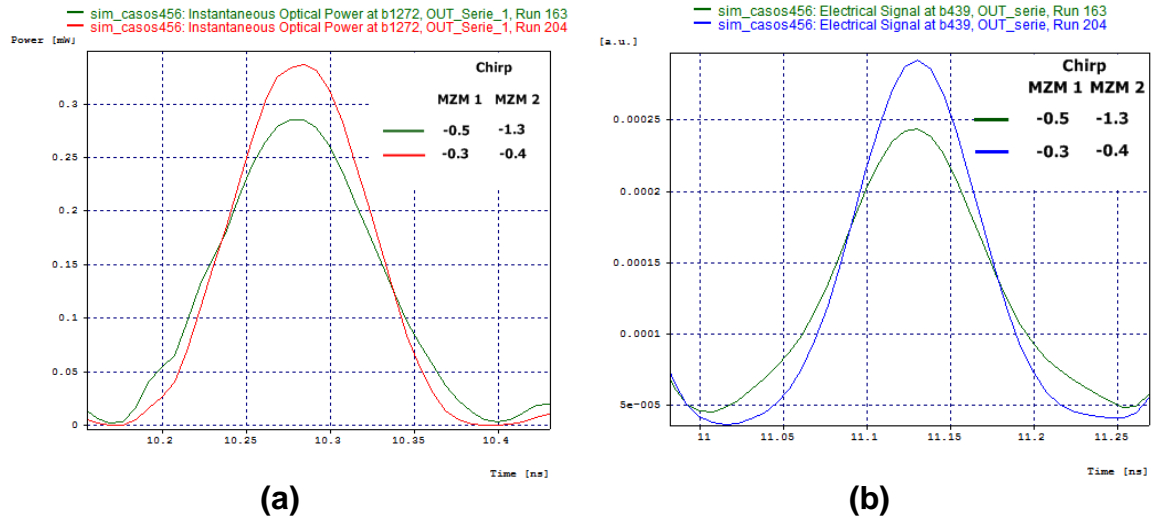


Figura 4.15 Comparación de la duración de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM₁” y “MZM₂” para el caso de estudio 5

De forma similar a casos anteriores, en la configuración de los moduladores en serie el efecto de la dispersión cromática es notable en los pulsos ópticos y eléctricos. En los pulsos superpuestos con fines comparativos en la Figura 4.15, se puede apreciar la diferencia en el ensanchamiento de los pulsos debido a la cantidad de CD presente en cada caso. Centrando la atención en los pulsos eléctricos, para el pulso representado de color verde se mide una duración de aproximadamente 0.1173 ns, siendo esta mayor a la del pulso de color azul que tiene una duración de aproximadamente 0.10562 ns y él cual presenta una menor BER, asociada a su vez, a una mayor compensación de la CD lograda con esa combinación particular de valores de chirp entre el “MZM₁” y “MZM₂”.

4.6. CASO 6: FORMATO NRZ-OOK CON DD-MZM EN CONFIGURACIÓN PARALELO

En este caso de estudio se utiliza el formato de modulación NRZ-OOK con dos DD-MZM en configuración paralelo, tal como lo muestra la Figura 4.16.

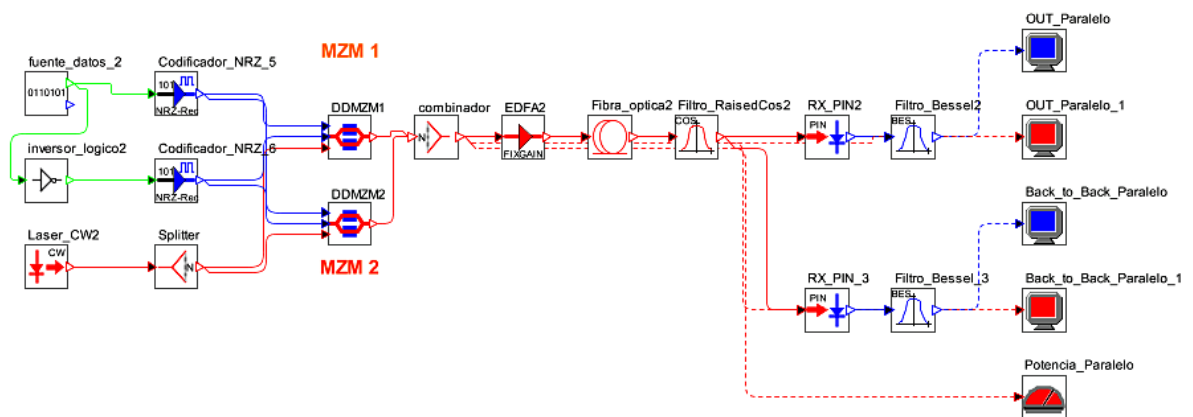


Figura 4.16 Modelo de simulación para el caso de estudio 6

En el Anexo G se consignan los resultados de las simulaciones correspondientes al caso 6, en donde ambos moduladores se varían en un rango de -1.5 a 0 con saltos de 0.1. Con el objetivo de facilitar el análisis de los resultados, se procede a escoger algunos de los resultados consignados en el Anexo G y se muestran a continuación en la Figura 4.17.

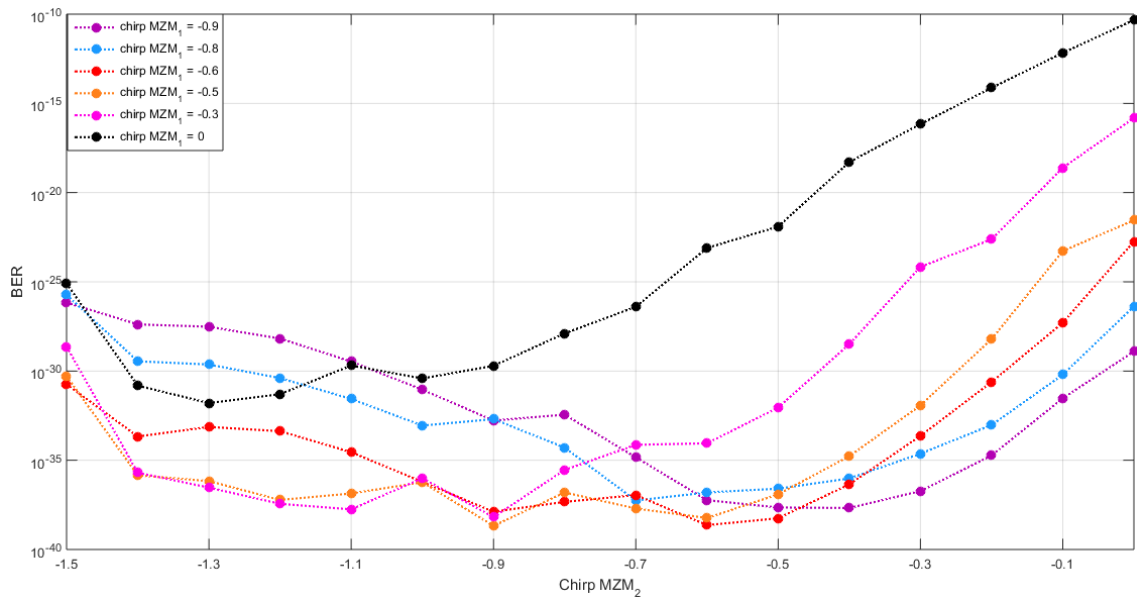


Figura 4.17 Curvas de BER vs Chirp para diferentes combinaciones entre el “M1” y “M2” para el caso de estudio 6

Procediendo de forma similar a los casos anteriores, cada línea de color distinto representa un valor fijo del “M1” y el “M2” varía de -1.5 a 0. Para la

configuración en paralelo se puede observar que para cualquier combinación de valores del chirp entre los dos DD-MZM en configuración en paralelo, la BER obtenida supera siempre la BER de referencia de $5.85E-10$, por tanto, en la configuración en paralelo es donde se logra una mayor compensación de la CD que se ve reflejada en los valores de BER obtenidos. Cuando el “MZM₁” tiene un valor de chirp -0.3 (línea rosada) y el “MZM₂” un chirp de -0.9 se logra obtener una BER de $6.57E-39$. Sin embargo, este no es la única combinación para la cual se obtiene un BER del orden de $E-39$, las líneas rojas (Chirp MZM 1= -0.6) y naranja (Chirp MZM 1= -0.5) también alcanzan este valor incluso para uno o más valores de chirp del “MZM₂”.

A continuación, se presentan el diagrama de ojo y la señal recibida para dos casos del sistema con configuración en paralelo.

	Diagrama del ojo	Señal eléctrica en Rx	Parámetros
(a)	<p>sim_casos456 Eye Diagram at b546, OUT_paralelo, Run 208</p>	<p>sim_casos456 Electrical Signal at b546, OUT_paralelo, Run 208</p>	<p>BER: $1.52E-16$ Jitter: 0.0195704 ns</p>
(b)	<p>sim_casos456 Eye Diagram at b546, OUT_paralelo, Run 170</p>	<p>sim_casos456 Electrical Signal at b546, OUT_paralelo, Run 170</p>	<p>BER: $5.81E-39$ Jitter: 0.0167064 ns</p>

Tabla 4.8 Diagrama del ojo y señal en recepción para (a) Chirp “MZM₁” = -0.3 y chirp “MZM₂” = 0 . (b) Chirp “MZM₁” = -0.5 y chirp “MZM₂” = -0.6 , para el caso de estudio 6

Se pueden apreciar las diferencias entre los diagramas del caso (a) y (b) en donde el primero cuenta con mayor nivel de dispersión, menor apertura, tendencia a formar otras representaciones en la parte inferior y un jitter ligeramente mayor respecto al segundo. El caso (b) por su lado, representa la mejor configuración obtenida para

el caso de los DD-MZM, por encima de la configuración básica (caso 4) y en serie (caso 5), llegando a una BER=5.81E-39, que se refleja en un diagrama de ojo mejor en todos los aspectos.

A continuación, se presenta la comparación de los pulsos de los literales (a) y (b) de la tabla anterior.

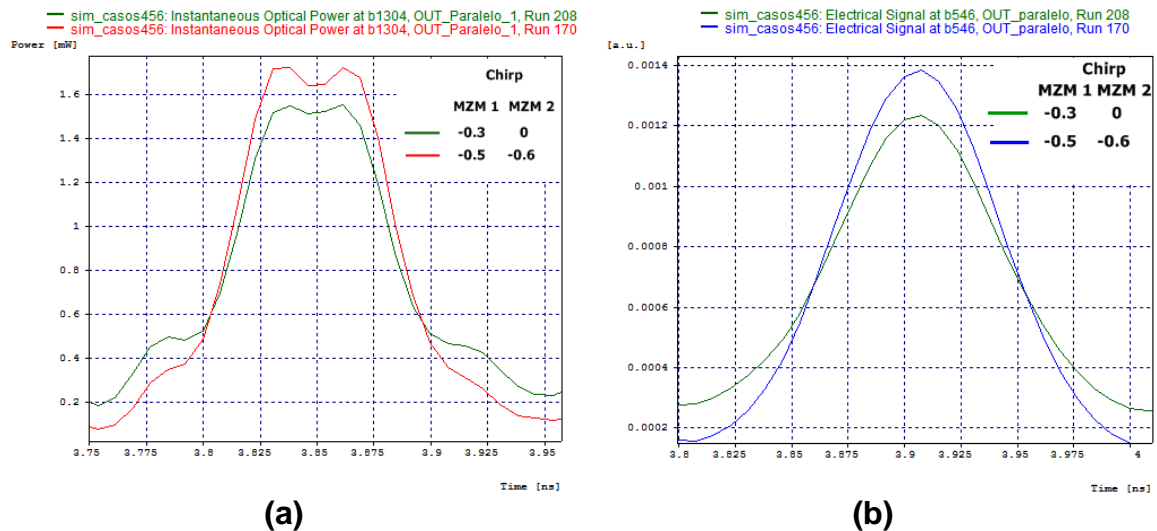


Figura 4.18 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM₁” y “MZM₂” para el caso de estudio 6

Haciendo referencia al literal (b) de la Figura 4.18, el pulso representado de color verde, tiene una duración de aproximadamente 0.107056 ns, que es mayor a la del pulso graficado de color azul el cual tiene un periodo de 0.100668 ns y el cual presenta la mejor BER debido a que con dicha combinación de valores de chirp, se logra una mayor compensación de la CD. Es de resaltar como a medida que la BER mejora, la duración de los pulsos se acerca más a su duración ideal en transmisión de 0.1 ns, esto debido a que el ensanchamiento de pulsos producido por la CD es contrarrestado por los efectos ocasionados por el uso de la técnica de pre-chirping negativo.

En los primeros seis casos de estudio, se pudo apreciar como mediante el uso de MZM es posible compensar la CD, sin embargo, los resultados obtenidos en los casos de estudio 1,2 y 3 que utilizan SD-MZM, son muy similares a los obtenidos en los casos 4,5 y 6 que emplean DD-MZM. Por tanto se puede concluir que para este formato de modulación en particular no existe mayor diferencia entre el uso de un modulador u otro, debido a que el valor o combinaciones de valores de chirp para los cuales se logra la mayor compensación de CD, se encuentra dentro del rango

típico ofrecido por los fabricantes para SD-MZM. De esta forma, la versatilidad de control de chirp que ofrecen los DD-MZM y que se manifiesta en un rango más amplio de valores, no representa mayor ventaja, al menos para este formato de modulación.

4.7. CASO 7. FORMATO CSRZ CON SD-MZM

En el presente caso de estudio se utiliza el formato de modulación CSRZ con SD-MZM en configuración básica, tal como lo muestra la Figura 4.19.

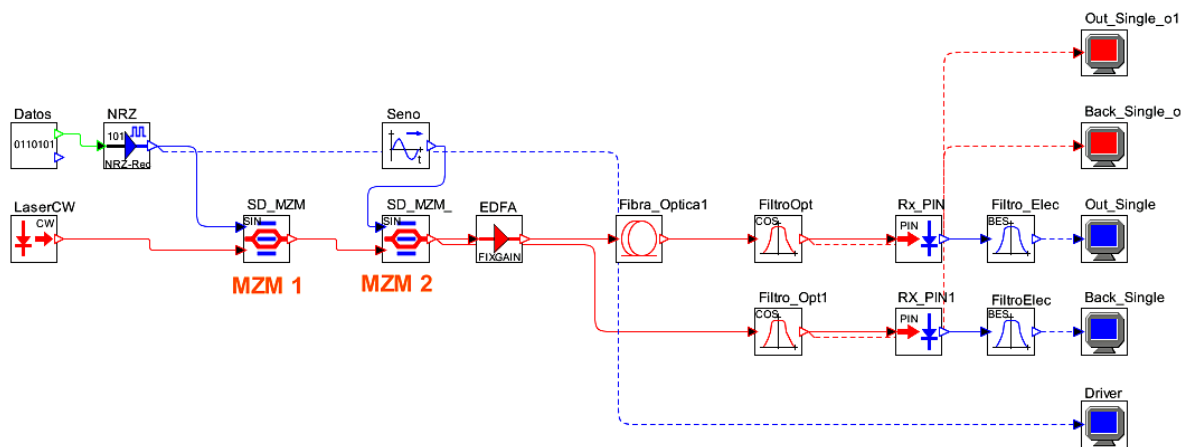


Figura 4.19 Modelo de simulación para el caso 7

En este caso se tienen dos moduladores denominados “MZM₁” y “MZM₂”, este último conectado a un generador de onda sinusoidal de acuerdo a lo especificado para el formato CSRZ en el capítulo 2. En ambos moduladores se varía el valor del chirp en un rango de -0.8 a 0. Los datos obtenidos en la simulación se consignan en el Anexo H, sin embargo, para facilitar el análisis del comportamiento del sistema en este caso de estudio, se escogen algunos de los datos más relevantes y se ilustran en la Figura 4.20.

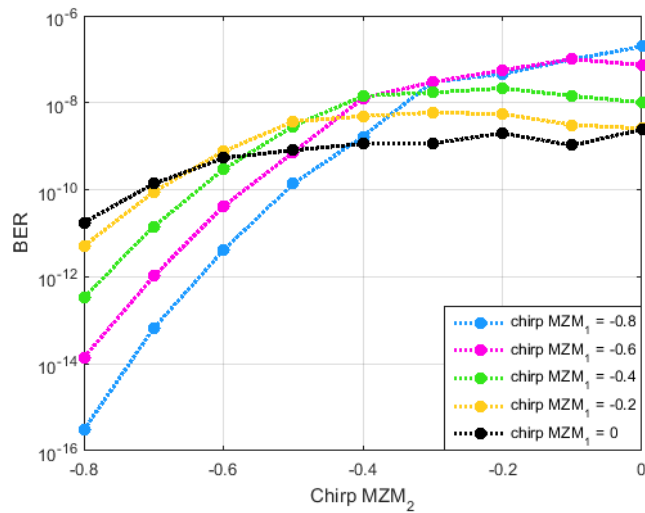


Figura 4.20 Curvas de BER vs Chirp para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM₁” y “MZM₂” para el caso de estudio 7

En la Figura 4.20 se puede apreciar como mediante el manejo de chirp de ambos moduladores es posible mejorar la BER del sistema. Cada línea de distinto color representa un valor diferente de chirp en el “MZM₁” mientras en el “eje x” el chirp del “MZM₂” varía de -0.8 a 0 en saltos de 0.1. Por ejemplo, la línea de color azul correspondiente a un valor de chirp de -0.8 en el “MZM₁” alcanza la mejor BER del sistema (3.04E-16), cuando el chirp del “MZM₂” toma el valor de -0.8. Sin embargo, es de resaltar como también con algunas combinaciones, la BER del sistema desmejora, como es el caso de los valores de chirp de -0.8 y 0, asociados al chirp del “MZM₁” y “MZM₂” respectivamente.

Las figuras expuestas a continuación en la Tabla 4.9 corresponden al diagrama de ojo obtenido a la salida de modulador y la señal eléctrica a la salida del driver, las cuales sirven como base para estudiar las degradaciones que sufre la señal al propagarse por la fibra.

Diagrama del ojo	Señal eléctrica en Tx	Parámetros
		<p>BER: 1E-40 Jitter: 0 ns</p>

Tabla 4.9 Diagrama del ojo y señal en el transmisor para el caso de estudio 7

A continuación, en la Tabla 4.10 se presenta el diagrama del ojo y la señal en recepción para distintas combinaciones del chirp entre los moduladores “MZM₁” y “MZM₂”.

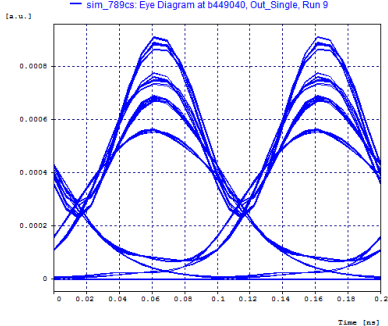
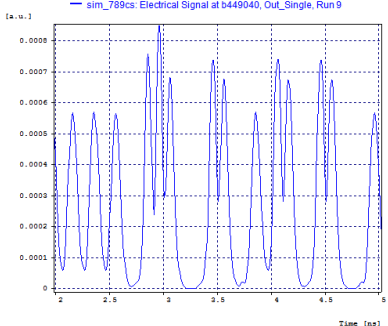
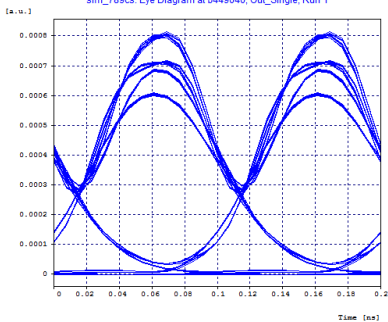
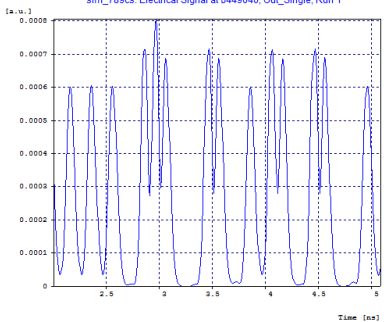
	Diagrama del ojo	Señal eléctrica en RX	Parámetros
(a)			<p>BER: 1.96E-07</p> <p>Jitter: 0.0085918 ns</p>
(b)			<p>BER: 3.04E-16</p> <p>Jitter: 0.0038186 ns</p>

Tabla 4.10 Diagrama del ojo y señal en recepción para (a) Chirp “MZM₁” =-0.8 y chirp “MZM₂” =0. (b) Chirp “MZM₁” =-0.8 y chirp “MZM₂” =-0.8, para el caso de estudio 7

Se puede apreciar que el diagrama del ojo del literal (a) tiene varios trazos de gran amplitud en el nivel de los unos, lo que puede ser causado por la distorsión debida a la CD. De igual forma, se puede notar que el diagrama presenta una tendencia a generar otras representaciones (trazos adicionales) en la parte inferior del diagrama, pudiendo causar problemas de recepción en el tiempo óptimo de muestreo. El literal del caso (b) representa los resultados para la combinación en que se obtiene la mejor BER para esta configuración, con un valor de 3.04E-16. En este caso se aprecia que se disminuye la distorsión presente en el nivel de los unos y la formación de otros perfiles en el nivel de los ceros, lo que favorece una mayor apertura del ojo, que se asocia a una mayor robustez frente al ruido, a menor probabilidad de errores de sincronización y a una correcta interpretación de los bits del sistema en el instante óptimo de muestreo. De igual forma, se evidencia disminución en el valor del Jitter.

A continuación en la Figura 4.21 se muestran de manera comparativa los pulsos ópticos y eléctricos para diferentes combinaciones de chirp correspondientes a los literales (a) y (b) de la Tabla 4.10, representados por líneas de color verde y rojo (o azul) respectivamente.

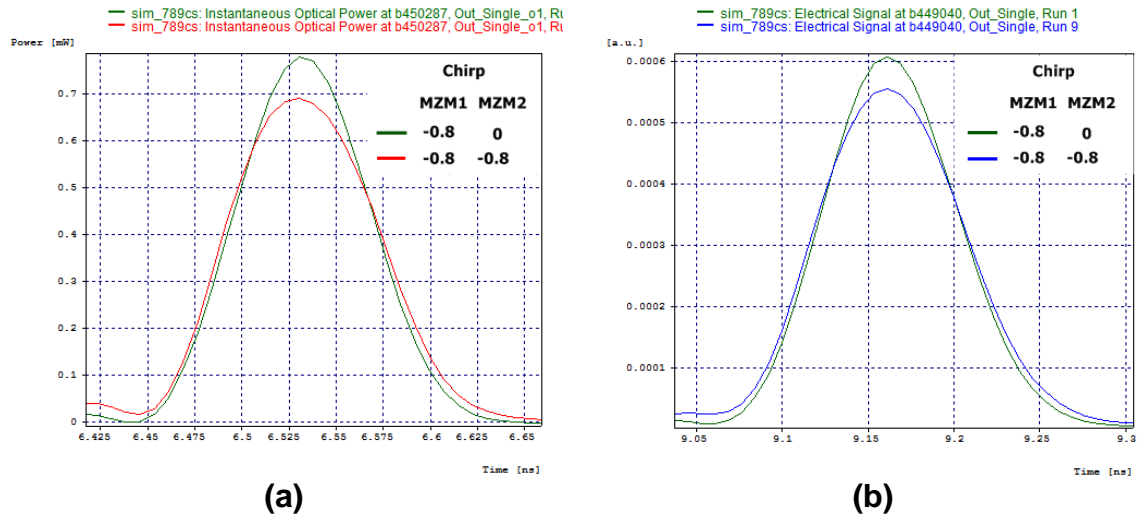


Figura 4.21 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM₁” y “MZM₂” para el caso de estudio 7

Centrando el análisis en los pulsos eléctricos, se evidencia que el pulso de color verde, que es aquel que presenta mejor BER, tiene una menor duración respecto al pulso de color azul asociado a una mayor BER, lo que se atribuye a la compensación de CD lograda con la técnica de pre-chirping negativa.

4.8. CASO 8. FORMATO CSRZ CON DD-MZM

En el caso 8 se utiliza el formato de modulación CSRZ implementando dos DD-MZM, tal como lo muestra la Figura 4.22.

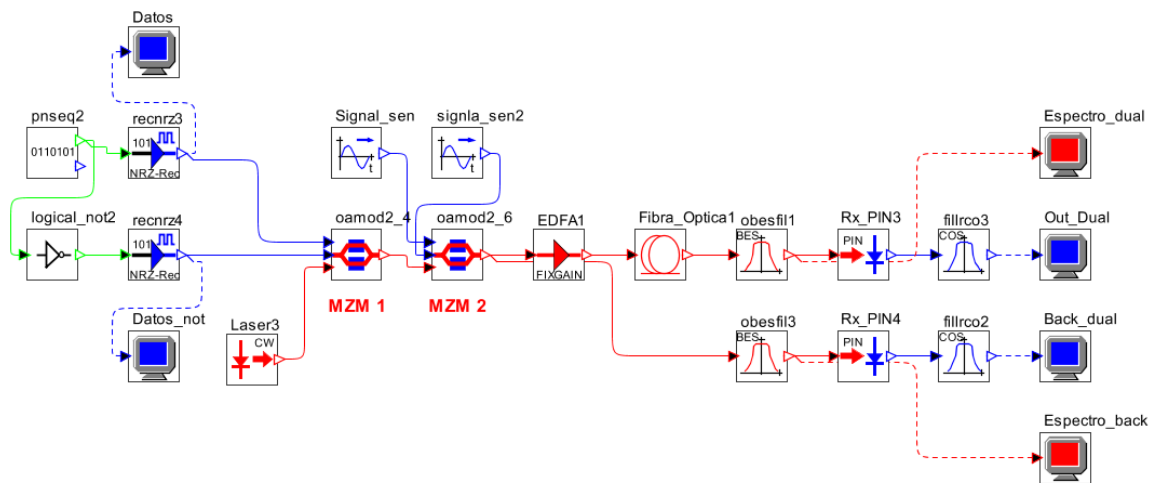


Figura 4.22 Modelo de simulación para el caso 8

En este caso se tienen dos moduladores denominados “MZM₁” y “MZM₂” de tipo DD-MZM, éste último se encuentra conectado a dos generadores de onda sinusoidal en contra fase, con el propósito de polarizar adecuadamente el modulador que conforma el formato CSRZ. Para realizar las pruebas correspondientes a esta configuración, el chirp de los dos DD-MZM se varió en un rango de -1.5 a 0 con saltos de 0.1. En el Anexo I se consignan los resultados obtenidos en la simulación para el caso 8. Sin embargo, para facilitar el análisis del comportamiento del sistema en este caso, en la Figura 4.23 se representan los algunos de los resultados más relevantes.

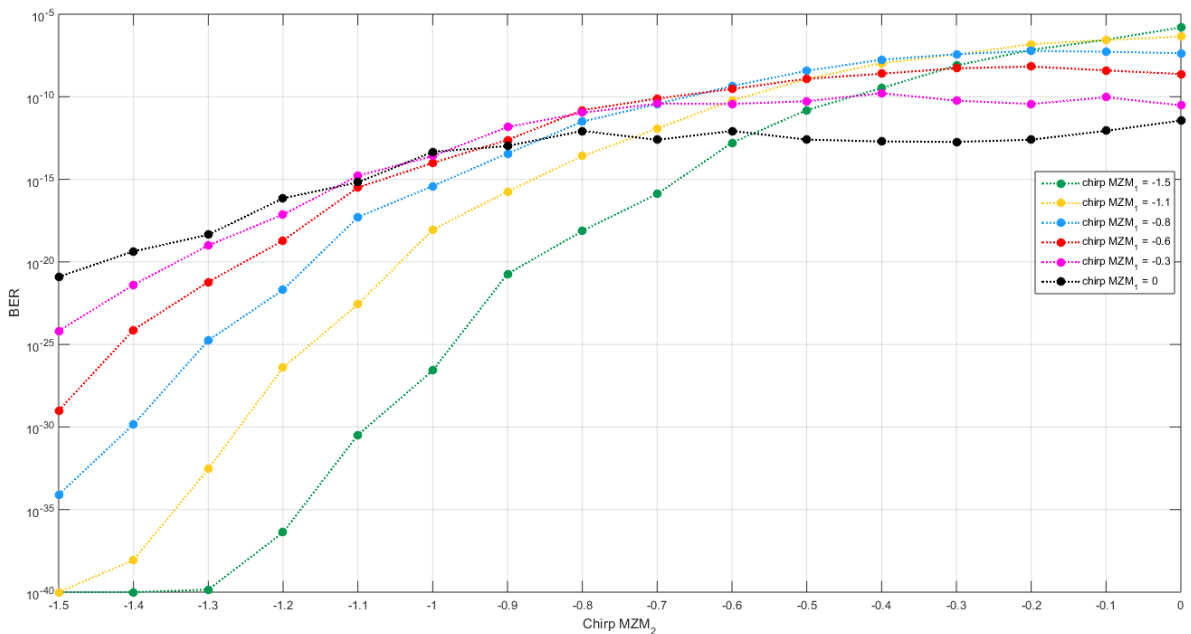


Figura 4.23 Curvas de BER vs Chirp para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM₁” y “MZM₂” para el caso de estudio 8

Las líneas de cada color presentes en la Figura 4.23, representan el comportamiento de la BER para las combinaciones de chirp entre los moduladores “MZM₁” y “MZM₂”. A partir de la gráfica, se infiere que para valores cada vez más negativos de chirp, se obtiene una mejoría en la BER; esto se ve reflejado en la línea de color verde, la cual se encuentra por debajo de las demás y a su vez está ligada a un valor de chirp igual -1.5, dicha línea alcanza en tres oportunidades valores de BER de hasta 1E-40, siendo la menor BER alcanzable por el entorno de simulación.

En la Tabla 4.11 la señal eléctrica y el diagrama ojo relacionado con el “Back-to-Back”, el cual proporciona información acerca de las características de la señal inicialmente transmitida y la cual sirve como punto de comparación para el análisis de los cambios experimentados por la señal al propagarse por la fibra y al aplicar la técnica de pre-compensación al sistema.

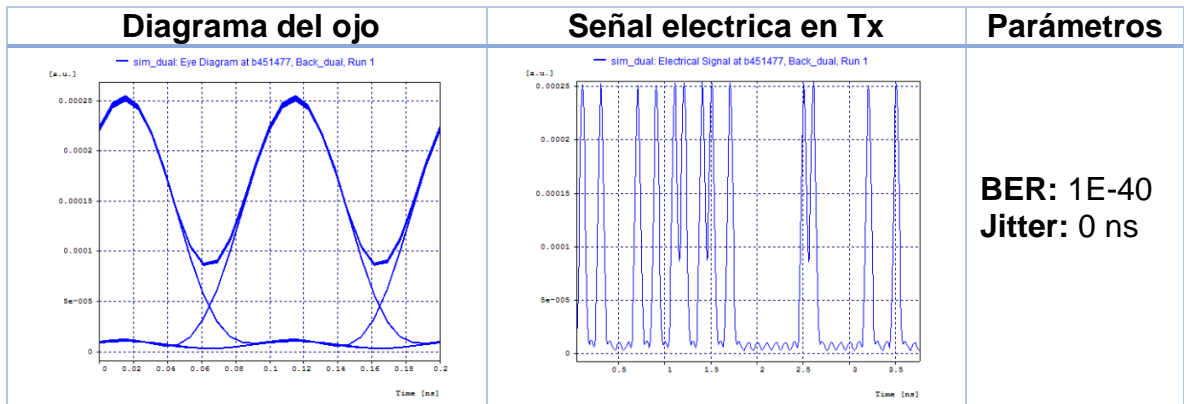


Tabla 4.11 Diagrama del ojo y señal en el transmisor para el caso de estudio 8

En la Tabla 4.12 se muestra el diagrama de ojo y la señal eléctrica en recepción para dos distintas combinaciones de chirp; escogidas de tal manera que se pueda realizar el análisis del efecto que produce la implementación de la técnica de pre-chirping negativo con los valores adecuados.

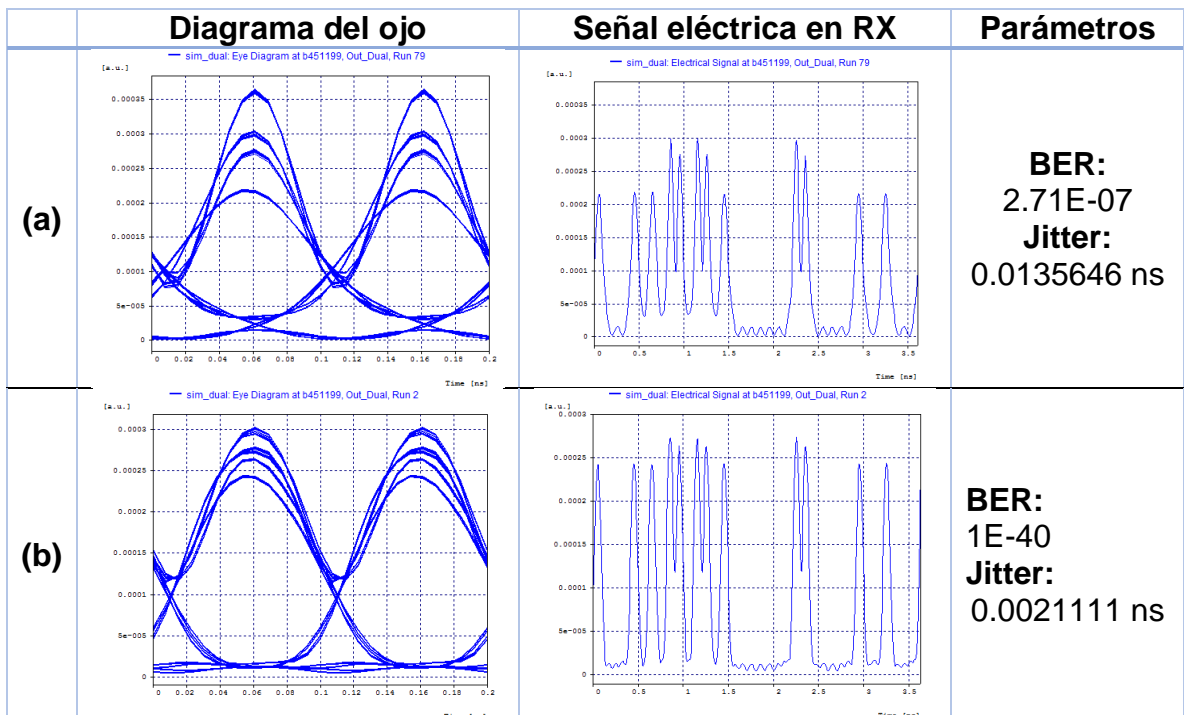


Tabla 4.12 Diagrama del ojo y señal en recepción para (a) Chirp “MZM₁” =-1.5 y chirp “MZM₂” =-1.4. (b) Chirp “MZM₁” =-1.1 y chirp “MZM₂” =-0.1, para el caso de estudio 8

En los patrones de ojo de los literales (a) y (b), se puede encontrar claras diferencias entre la disposición de los principales parámetros dentro del diagrama, como lo son el Jitter y la apertura de ojo, los cuales son fundamentales en el estudio del comportamiento de las señales frente a la CD. En principio se observa que el diagrama de ojo del literal (a) posee una variedad de trazos dispersos verticalmente, conllevando a una disminución notable en la apertura de ojo; la existencia de dichos trazos son producto de la interferencia intersimbólica generada por la acumulación de CD en el sistema; adicionalmente, se tiene un aumento en el ancho del punto de cruce del tiempo, es decir un incremento en el Jitter, a causa nuevamente de la presencia de CD. En definitiva, se puede afirmar que la alta BER que tiene el literal (a), es gracias a la unión de los factores anteriormente mencionados. Por otro lado, el literal (b), presenta características contrarias en el diagrama de ojo, ya que a pesar de contar con trazos ligeramente dispersos, éstos no reducen de manera considerable su apertura, además, el Jitter que presenta es casi nulo, puesto que la combinación de chirp usada para este caso, compensa en mayor medida el ensanchamiento del pulso producido por la CD. En resumen, se tiene que el literal (b) refleja una mejor BER que en (a), dado que se logra minimizar en mayor proporción los efectos producidos por la CD.

Con el objetivo, de completar el análisis del caso de estudio 8 se procede a visualizar la señal eléctrica obtenida en el receptor, en la Tabla 4.12 se aprecia la diferencia entre las señales de ambos literales, donde en el caso de (a) se aprecia un mayor solapamiento de pulsos que en (b) debido a una mayor ISI. Para reforzar los anteriormente dicho, es necesario realizar un acercamiento de la señal para verificar que los pulsos relacionados con el literal (b) de la Tabla 4.12, presentan una menor ensanchamiento que los de (a); por tal motivo se capturan los pulsos para ambas combinaciones de chirp y se consignan en la Figura 4.24.

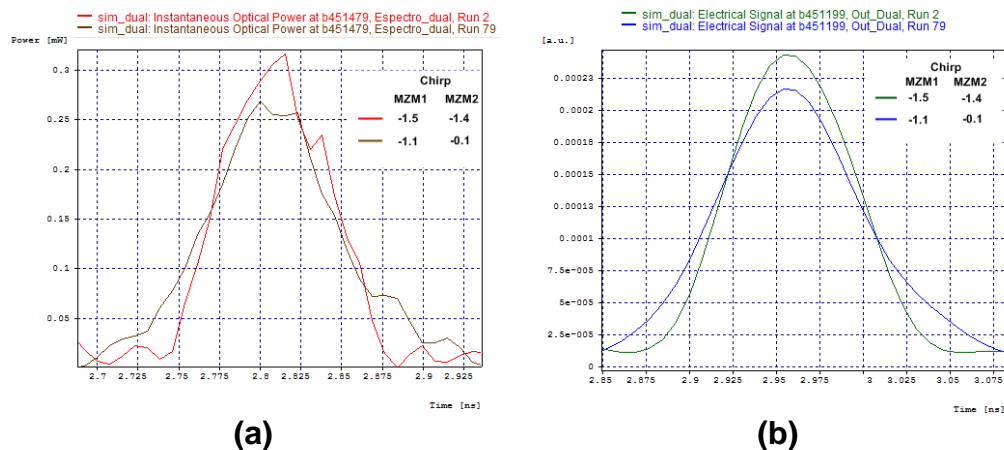


Figura 4.24 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes combinaciones de chirp entre el “MZM₁” y “MZM₂” para el caso de estudio 8

En la Figura 4.24 se aprecia que los pulsos relacionados con la combinación de chirp -1.1 y -0.1 en “MZM₁” y “MZM₂” respectivamente, poseen una mayor anchura en el dominio temporal, ya que como se mencionó anteriormente, esta configuración de chirp no compensa la CD en la misma proporción a como lo hace para los otros valores de chirp expuestos.

4.9. CASO 9. FORMATO RZ-DQPSK CON SD-MZM

En el caso 9 se utiliza el formato de modulación RZ-DQPSK haciendo uso de SD-MZM, el formato cuenta con tres MZM tal como lo muestra la Figura 4.25.

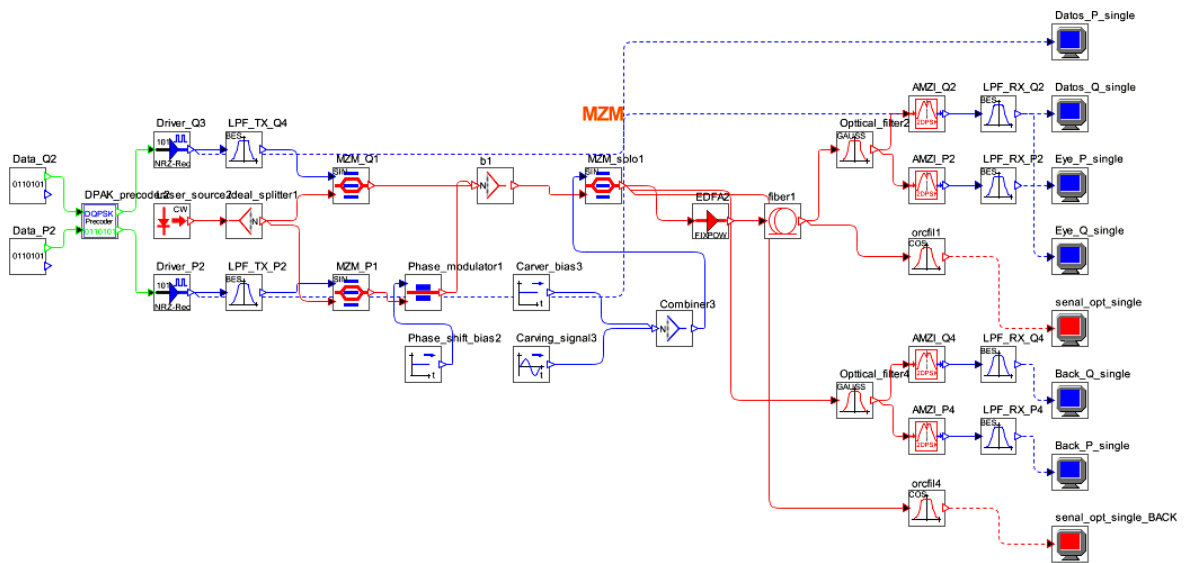


Figura 4.25 Modelo de simulación para el caso 9

Los primeros dos SD-MZM son los encargados de modular las señales de fase (P, *Phase*) y cuadratura (Q, *Quadrature*) y el tercer modulador identificado en la Figura 4.25 como “MZM”, se encarga de modular la señal resultante de la combinación de las señales de estos dos moduladores y adecuarla al formato para finalmente transmitirla por la fibra. Como se está trabajando una modulación de fase se debe tener especial cuidado con el chirp ya que esta modulación de fase residual puede generar inconvenientes en la forma de la señal incluso antes de ser transmitida, por tanto, se debe garantizar que estos dos moduladores tengan el mismo valor de chirp que generalmente se establece en cero. Por tanto, en este caso de estudio, únicamente se varía el SD-MZM identificado como “MZM” en el rango de -0.8 a 0.8 . Los resultados obtenidos se consignan en el Anexo J y en la Figura 4.26. se representan dichos datos.

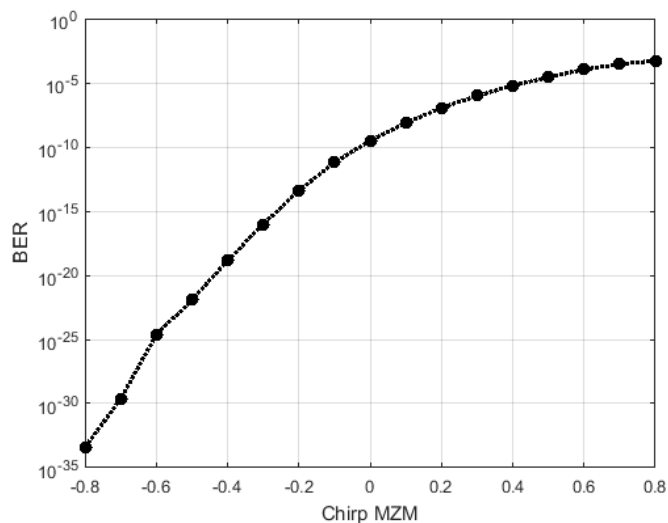


Figura 4.26 Curva de BER vs Chirp para variaciones positivas y negativas de chirp para el caso de estudio 9

En la Figura 4.26 se evidencia que para valores de chirp positivos, la BER del sistema desmejora respecto al punto de referencia (Chirp=0), algo similar a lo sucedido para el caso 1 que utilizaba el formato de modulación NRZ-OOK. Igualmente se aprecia que para valores negativos del valor del chirp, el sistema presenta una considerable mejora, alcanzando una BER de 3.16E-34 cuando el “MZM” tiene un valor de chirp de -0.8, siendo este el mejor resultado.

En la Tabla 4.13 se muestra la señal óptica generada por el proceso de modulación, la cual es transmitida a través de la fibra; además se ilustra el diagrama de ojo correspondiente al “Back-to-Back” para los datos en cuadratura.

Diagrama del ojo de Q	Señal óptica en Tx	Parámetros
		<p>BER: 1E-40 Jitter: 0 ns</p>

Tabla 4.13 Diagrama del ojo y señal en transmisor para el caso de estudio 10

A continuación, en la Tabla 4.14 se presenta el diagrama de ojo en recepción de los datos en cuadratura y la señal óptica que transporta los datos de fase y cuadratura en conjunto. El literal (a) corresponde a las medidas del sistema de referencia (chirp=0) y el literal (b) se relaciona con el sistema cuando el “MZM” tiene un valor de chirp de -0.8.

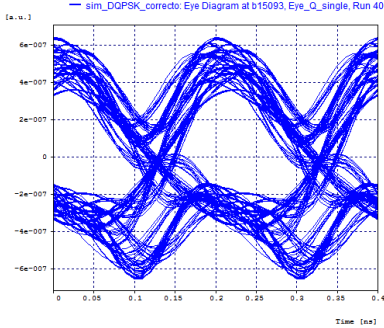
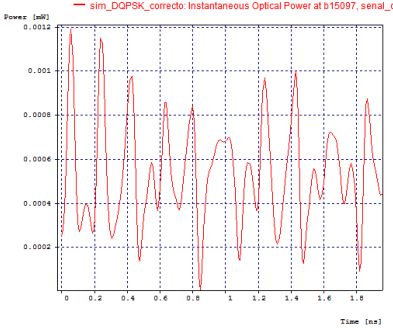
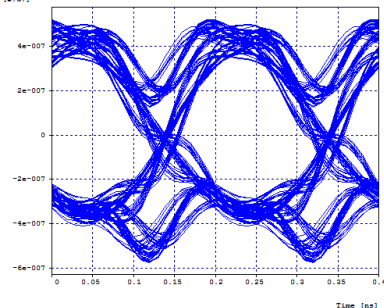
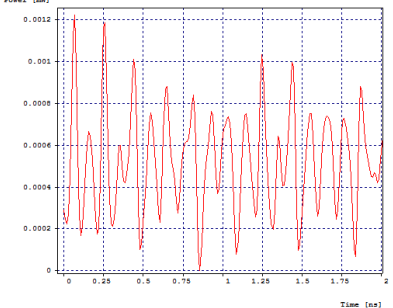
	Diagrama del ojo (Datos Q)	Señal óptica en RX	Parámetros
(a)	 <p>sim_DQPSK_correcto: Eye Diagram at b15093, Eye_O_single, Run 40</p>	 <p>sim_DQPSK_correcto: Instantaneous Optical Power at b15097, senal_or</p>	BER: 2.92E-10 Jitter: 0.034367 ns
(b)	 <p>sim_DQPSK_correcto: Eye Diagram at b15093, Eye_O_single, Run 32</p>	 <p>sim_DQPSK_correcto: Instantaneous Optical Power at b15097, senal_or</p>	BER: 3.16E-34 Jitter: 0.02768 ns

Tabla 4.14 Diagramas de ojo y señales en recepción para (a) chirp=0. (b) chirp=-0.8, para el caso de estudio 9

Se puede apreciar que el diagrama del literal (a) presenta poca apertura del ojo, un elevado nivel de jitter y gran nivel dispersión en los trazos, lo contrario ocurre en (b) en donde se evidencian las mejoras en la forma que presenta el diagrama de ojo, el cual, aunque refleja aun la presencia de dispersión, cuenta con una apertura adecuada en el tiempo óptimo de muestreo, lo que en conjunto con una disminución en el jitter, refleja el cambio en la BER respecto al literal (a).

A continuación, en la Figura 4.27 se muestran comparativamente dos pulsos de las señales de los literales (a) y (b), representadas de color rojo y verde correspondientemente.

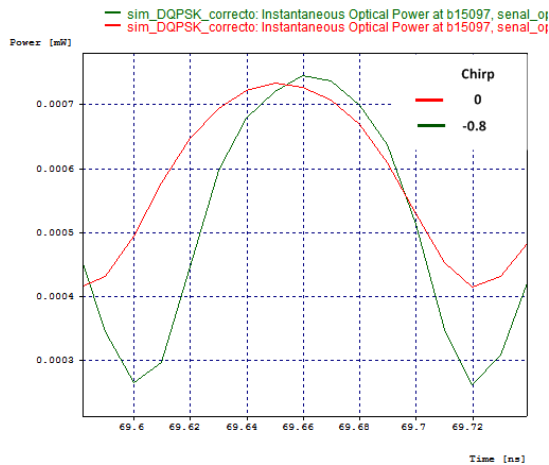


Figura 4.27 Comparación del ensanchamiento de los pulsos (a) ópticos. (b) eléctricos, obtenidos en recepción para diferentes valores de chirp para el caso de estudio 9

Se puede apreciar que el pulso de color rojo, asociado al sistema de referencia y a una peor BER, presenta un mayor ensanchamiento que el pulso de color verde, el cual refleja los efectos producidos por la técnica de pre-chirping negativo, al contrarrestar el ensanchamiento del pulso y disminuir el nivel de ISI en el sistema.

4.10. CASO 10. FORMATO RZ-DQPSK CON DD-MZM

En el caso 10 se utiliza el formato de modulación RZ-DQPSK haciendo uso de DD-MZM, el formato cuenta con tres MZM tal como lo muestra la Figura 4.28.

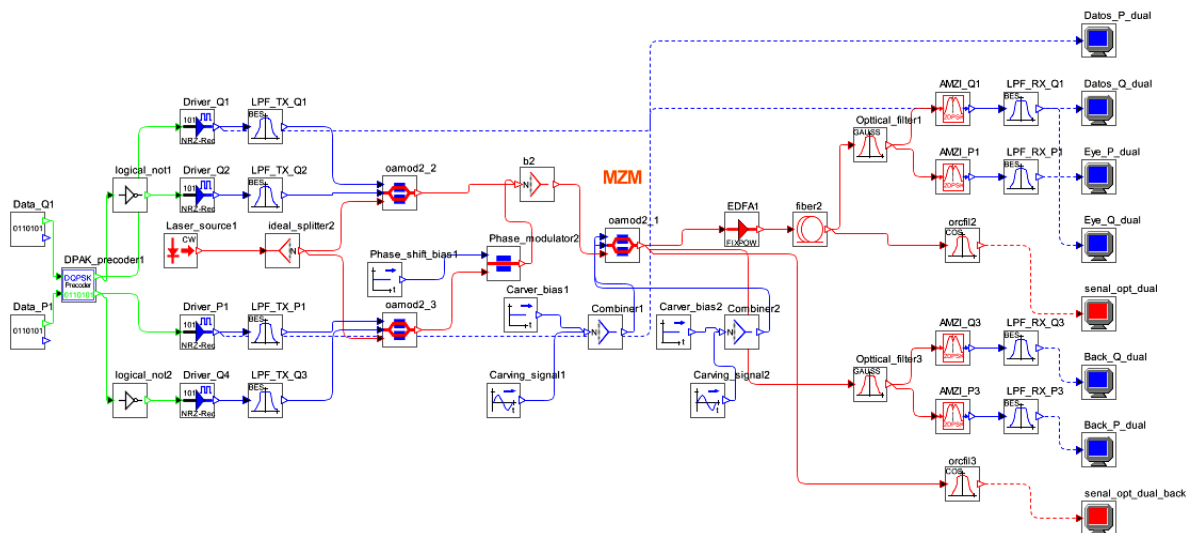


Figura 4.28 Modelo de simulación para el caso 10

Al igual que el caso 9, se variará únicamente el DD-MZM identificado con “MZM” pero esta vez en un rango de -1.5 a 1.5, con el fin de determinar si dichos valores de chirp que se salen del rango de valores típicos para un SD-MZM, representan una ventaja frente a este último. Los resultados obtenidos para esta simulación se consignan en el Anexo K y se muestran a continuación en la Figura 4.29.

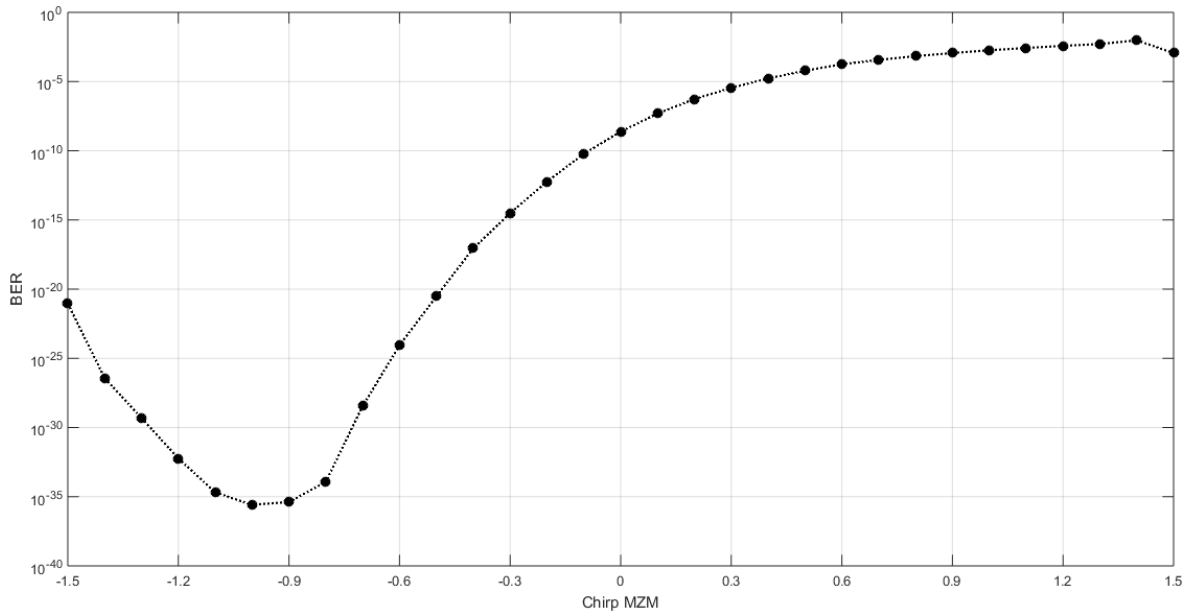


Figura 4.29 Curva de BER vs Chirp para variaciones positivas y negativas de chirp para el caso de estudio 10

De manera similar a lo reflejado en el caso de estudio 4, la Figura 4.29 exhibe cómo la utilización de la técnica de pre-chirping negativo contribuye con el mejoramiento de la BER, logrando el mejor valor con un chirp igual a -1 . Por otra parte, se demuestra nuevamente, que el comportamiento de la BER bajo la influencia de un chirp positivo es indeseable.

En la Tabla 4.15 se muestra la señal óptica generada por el proceso de modulación, la cual es transmitida a través de la fibra; además se ilustra el diagrama de ojo correspondiente al “Back-to-Back” del Modelo de simulación que sirve como punto de referencia para el pertinente análisis.

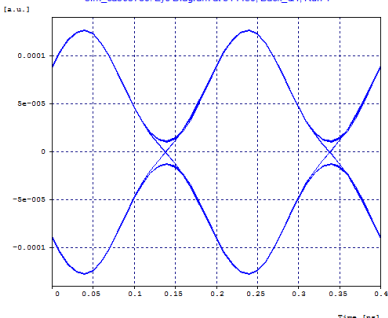
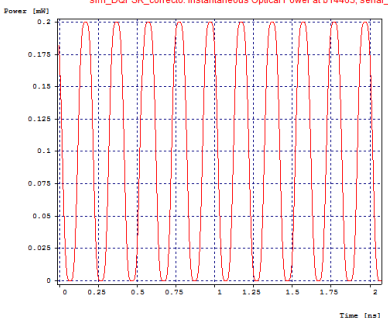
Diagrama del ojo de Q	Señal óptica en Tx	Parámetros
		<p>BER: 1E-40 Jitter: 0 ns</p>

Tabla 4.15 Diagrama del ojo y señal en transmisor para el caso de estudio 10

El diagrama de ojo en cuadratura y la señal óptica que transporta los datos en cuadratura y fase, se pueden observar en la Tabla 4.16. El literal (a) manifiesta las medidas del sistema en ausencia de chirp ($\text{chirp}=0$) y el literal (b) cuando el "MZM" tiene un valor de chirp de -1.

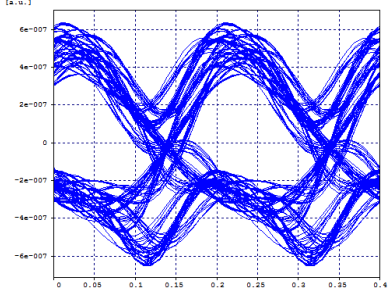
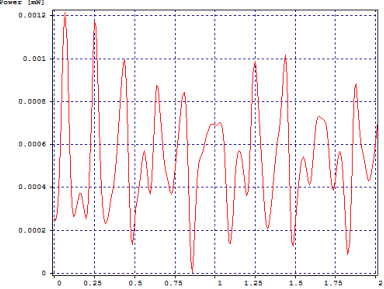
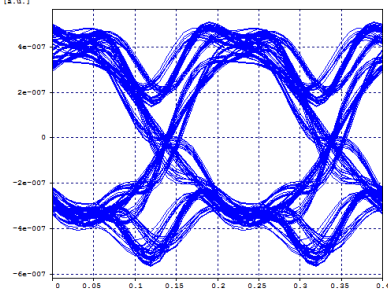
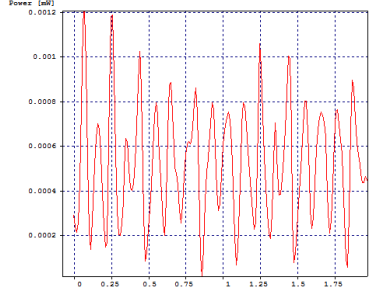
	Diagrama del ojo Q	Señal óptica en RX	Parámetros
(a)			<p>BER: 2.65E-09 Jitter: 0.035322 ns</p>
(b)			<p>BER: 2.00E-36 Jitter: 0.026730 ns</p>

Tabla 4.16 Diagramas de ojo y señales en recepción para (a) $\text{chirp}=0$. (b) $\text{chirp}=-1$, para el caso de estudio 10

Se puede contemplar algunas diferencias entre los diagrama del lietral (a) y (b), éste primero cuenta con una importante fluctación en los trazos que conforman el patron de ojo, lo que ocasiona una disminuci3n en la apertura, como consecuencia adicional, se tiene un aumento en el valor del Jitter; en lo que respecta a el diagrama del literal (b), aunque se tienen varios trazos dispersos, 3stos no afectan directamente la apertura del ojo en el instante 3ptimo de muestreo, adem3s dicho literal posee un menor Jitter. Las diferencias anteriormente expuestas, sustentan el hecho de que haya un cambio en la BER entre el literal (a) y (b).

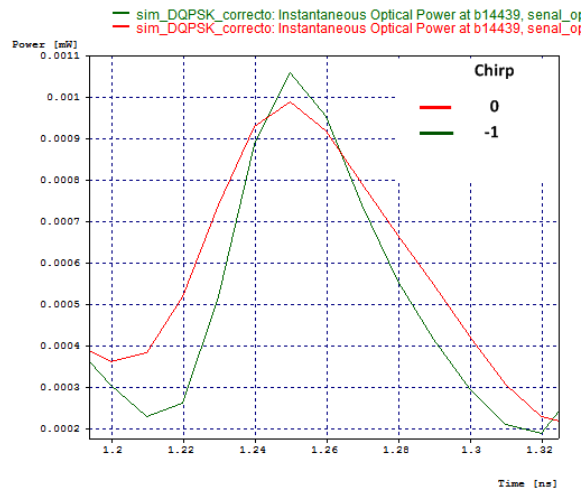


Figura 4.30 Comparaci3n del ensanchamiento de los pulsos (a) 3pticos. (b) el3ctricos, obtenidos en recepci3n para diferentes valores de chirp para el caso de estudio 10

La Figura 4.30 deja entre visto que el pulso 3ptico que est3 afectado por el chirp negativo (pulso de color verde), tiene un menor ancho en el dominio del tiempo respecto al pulso de color rojo, lo cual contribuye con la disminuci3n de los efectos no deseados producidos por la CD. Es importante mencionar que el ancho del pulso 3ptico disminuye, gracias a la compensaci3n de la dispersi3n crom3tica.

A continuaci3n, con el fin de aplicar lo anteriormente estudiado en los diferentes casos de simulaci3n, se procede a implementar una red DWDM de 4 canales para cada uno de los formatos analizados. El objetivo es comparar c3mo se comporta cada red al aplicarle la t3cnica de pre-compensaci3n estudiada en el presente trabajo de grado y establecer cuanta distancia adicional alcanza el sistema al compararlo con el de referencia que no utiliza dicha t3cnica.

4.11. RED DWDM CON FORMATO NRZ-OOK

La red DWDM que utiliza el formato NRZ-OOK se muestra a continuación en la Figura 4.31

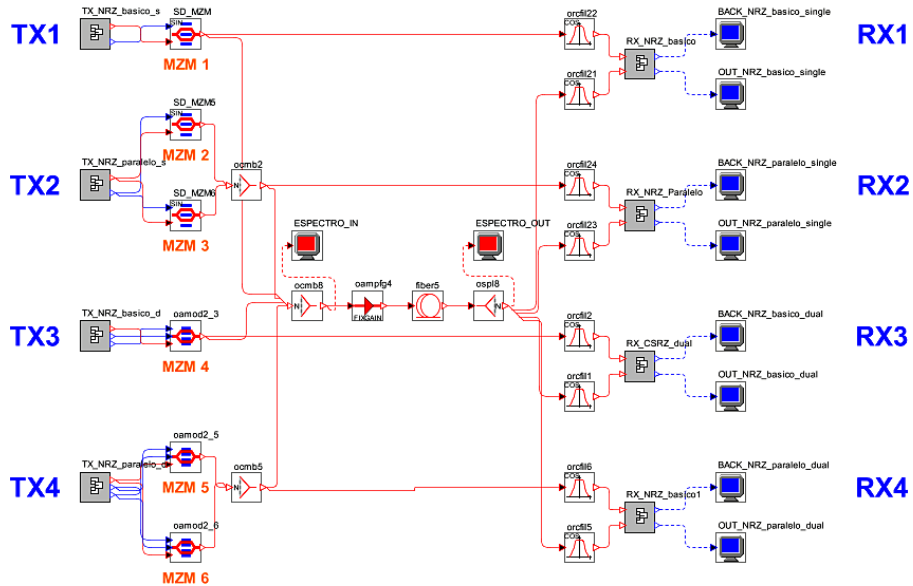


Figura 4.31 Sistema DWDM con formato NRZ-OOK

Cada uno de los canales, está asociado a un transmisor que utiliza una configuración o un tipo de modulador en particular, utilizando el formato NRZ-OOK. De esta manera, en el transmisor del canal 1 (TX1) se utiliza un SD-MZM, el segundo transmisor (TX2) se emplea la configuración en paralelo de dos SD-MZM, el tercer transmisor (TX3) hace uso de un modulador DD-MZM y el transmisor 4 (TX4) utiliza la configuración en paralelo de dos DD-MZM.

En la Tabla 4.17 mostrada a continuación se presenta la configuración de los diferentes transmisores mencionados anteriormente, en lo referente al chirp de cada modulador, para el sistema de referencia y al que se le aplica la técnica de pre-chirping negativo.

Transmisor	ID MZM	Sistema de referencia	Sistema con pre-chirping
		Chirp	Chirp
Tx1	MZM ₁	0	-0.6
Tx2	MZM ₂	0	-0.8
	MZM ₃	0	-0.5

Tx3	MZM ₄	0	-0.6
TX4	MZM ₅	0	-0.3
	MZM ₆	0	-0.9

Tabla 4.17 Configuración los transmisores de la red DWDM con formato NRZ-OOK

Una vez realizada la configuración del factor de chirp en cada modulador, se procede a simular el sistema en ausencia de chirp y posteriormente, se aplica la técnica de pre-chirping negativo al mismo sistema. Los resultados obtenidos se muestran a continuación en la Figura 4.32.

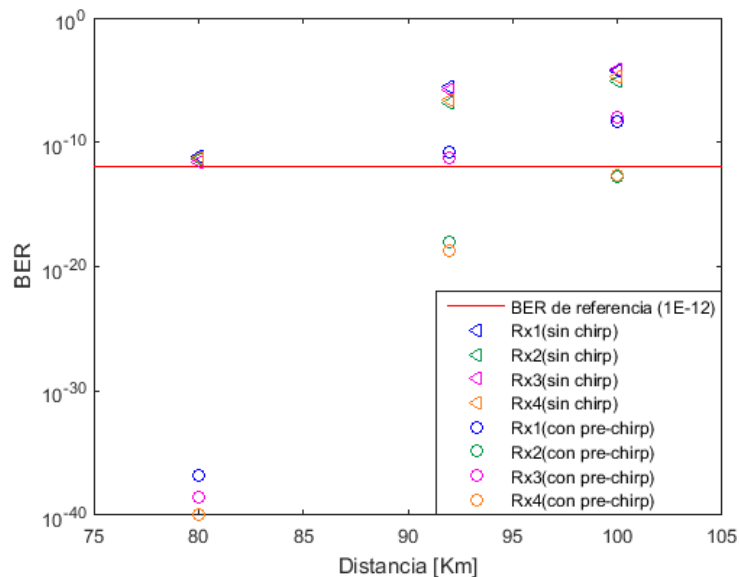


Figura 4.32 Gráfico de distancia vs BER para los diferentes canales de transmisión al aplicar o no, la técnica de pre-chirping negativo para la red DWDM con formato NRZ-OOK

En la Figura 4.32 se aprecia una línea de color rojo que indica el valor de BER mínimo requerido por los sistemas DWDM, que en este caso se considera de 1E-12. Cada transmisor se identifica con un color diferente, sin embargo, para el sistema de referencia los valores obtenidos en recepción se representan mediante triángulos y para el sistema al que se le aplica la técnica de pre-chirping negativo, se utilizan circunferencias. Comenzando el análisis con el sistema de referencia, es de notar que a una distancia de 80 Km todos los receptores de dicho sistema están al límite de la línea roja, sin embargo, para las distancias de 92 y 100 km, la BER en recepción no cumple con los requerimientos mínimos. Al aplicar la técnica de

pre-chirping negativo al mismo sistema con los valores mostrados en la Tabla 4.17, se observa un notable cambio en la BER del sistema. A una distancia de 80 Km todos los receptores presentan una baja BER, lo que permite aumentar la distancia de la fibra óptica hasta 92 Km en donde se aprecia que los receptores identificados como “Rx1” y “Rx3” correspondientes a transmisores con moduladores SD-MZM y DD-MZM en configuración básica, se encuentran al límite de la BER mínima requerida, sin embargo, los receptores “Rx2” y “Rx4” que utilizan configuración en paralelo, presentan aún una baja BER, permitiendo incrementar la distancia hasta un máximo de 100 km, para que aun cumplan los requerimientos de BER del sistema.

Se pudo evidenciar como al aplicar la técnica de pre-chirping negativo fue posible disminuir la BER del sistema, debido a la compensación de CD de la misma, lo que permitió aumentar 12 Km utilizando transmisores con SD-MZM y DD-MZM en configuración básica y un total de 20 Km al utilizar moduladores SD-MZM y DD-MZM en paralelo. Cabe resaltar que para el formato de modulación NRZ-OOK la utilización de un SD-MZM o un DD-MZM, no presenta mayores ventajas de uno respecto al otro, ya que la restricción de valores de chirp de los SD-MZM no es un impedimento al momento de compensar la CD al utilizar este formato, puesto que la menor BER del sistema se logra utilizando los valores típicos para este tipo de moduladores.

A continuación, como análisis adicional se presenta de manera comparativa el espectro de los 4 canales para la red de referencia y la red a la que se le aplica la técnica de compensación.

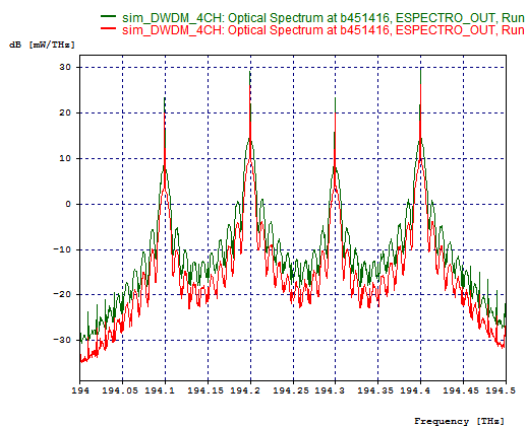


Figura 4.33 Comparación del espectro óptico de las redes DWDM al aplicar y no, la técnica de pre-chirping negativo con formato NRZ-OOK

Se puede apreciar que el espectro del sistema de referencia representado de color rojo es ligeramente más angosto, lo que concuerda con el hecho de que los pulsos

asociados a dicho sistema se han ensanchado más por los efectos de la CD. Lo contrario ocurre con el espectro del sistema al cual se le ha aplicado la técnica de compensación, en donde se ve un espectro de color verde más ensanchado asociado a la compensación de los pulsos para dicho sistema como resultado de la compensación de la CD.

4.12. RED DWDM CON FORMATO CSRZ

La red DWDM que utiliza el formato CSRZ se muestra a continuación en la Figura 4.34.

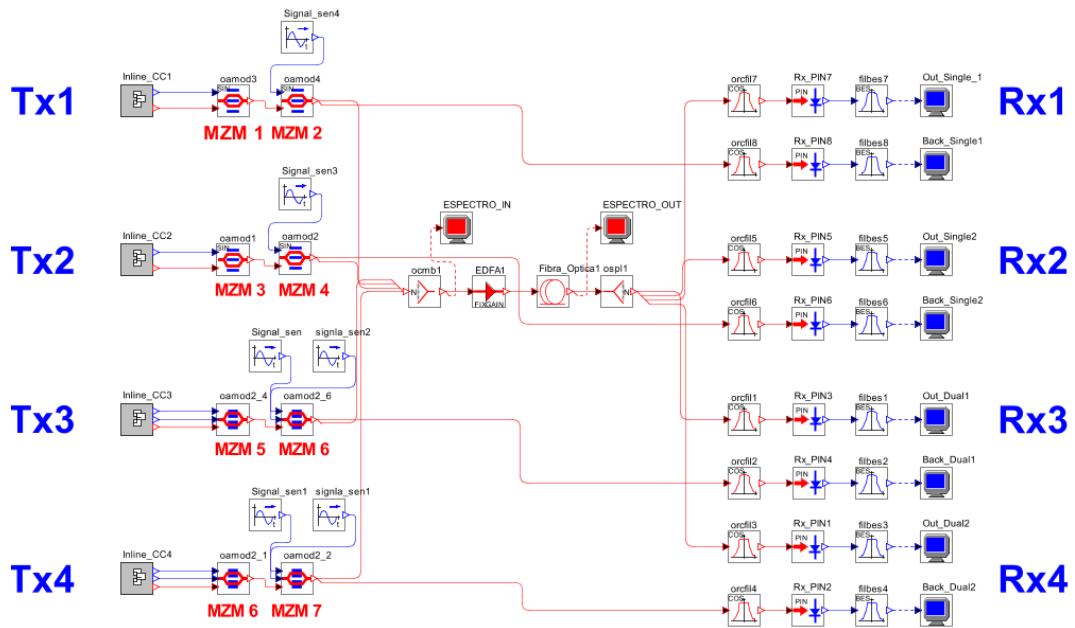


Figura 4.34 Sistema DWDM con formato CSRZ

Los transmisores 1 y 2 (TX1 y TX2) emplean moduladores SD-MZM en configuración básica. Igualmente, los transmisores 3 Y 4 (TX3 y TX4) emplean DD-MZM en configuración básica. La configuración de cada modulador se presenta a continuación en la Tabla 4.18.

Transmisor	ID MZM	Sistema de referencia	Sistema con pre-chirping
		Chirp	Chirp
Tx1	MZM ₁	0	-0,8
	MZM ₂	0	-0,8

Tx2	MZM ₃	0	-0,8
	MZM ₄	0	-0,7
Tx3	MZM ₅	0	-1,5
	MZM ₆	0	-1,5
Tx4	MZM ₇	0	-1,5
	MZM ₈	0	-1,4

Tabla 4.18 Configuración los transmisores de la red DWDM con formato CSRZ

Una vez realizada la configuración del factor de chirp en cada modulador, se procede a simular el sistema en ausencia de chirp y posteriormente, se aplica la técnica de pre-chirping negativo al mismo sistema. Los resultados obtenidos se muestran a continuación en la Figura 4.35.

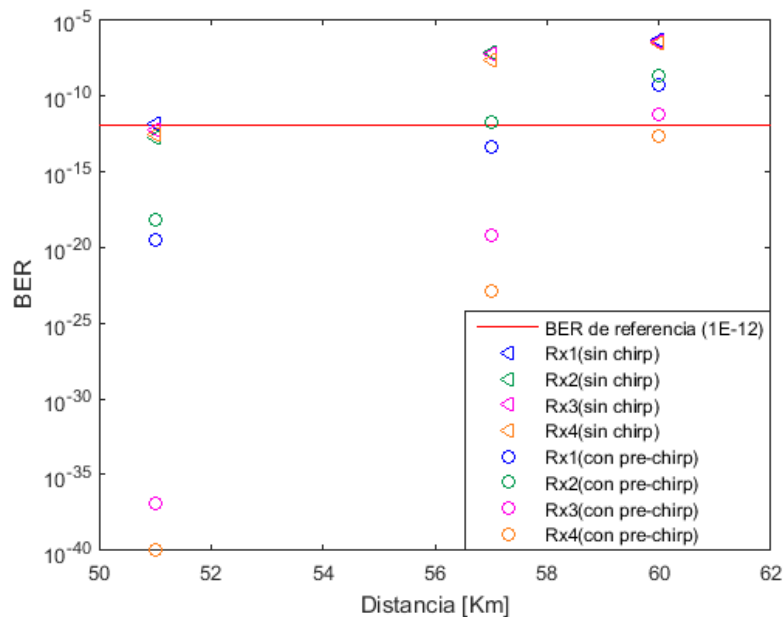


Figura 4.35 Gráfico de distancia vs BER para los diferentes canales de transmisión al aplicar o no, la técnica de pre-chirping negativo para la red DWDM con formato CSRZ

Procediendo de forma similar al caso anterior, se puede apreciar en la Figura 4.35 que para una distancia de 51 Km, los transmisores que no utilizan la técnica de pre-compensación (representados por triángulos) se encuentran al límite de la BER

mínima requerida (línea roja). Por tanto, al aumentar la distancia a 57 y 60 km, estos transmisores no cumplen dichos requerimientos mínimos. Cuando se aplica la técnica de pre-compensación al sistema (representado mediante círculos), se puede apreciar la mejora en la BER para todos los receptores de cada canal, sin embargo, al aumentar la distancia a 57 Km, los receptores “Rx1” y “Rx2” representados de color azul y verde respectivamente y los cuales están asociados a los transmisores que utilizan SD-MZM, se encuentran al límite de la línea roja. Por otro lado, para esta misma distancia, los receptores “Rx3” y “Rx4” de color rosado y naranja respectivamente, los cuales utilizan DD-MZM’s, presentan aún una buena BER, permitiendo aumentar la distancia hasta 60 Km en donde se llega al límite en el cual estos receptores aun cumplen los requerimientos de BER del sistema.

Se pudo apreciar como al aplicar la técnica de pre-chirping negativo el sistema presentó una notable mejora en la BER del sistema para cada canal, permitiendo aumentar la distancia del enlace original (51 km), un total de 6 km usando SD-MZM y 9 km usando DD-MZM, por tanto, se puede apreciar que el uso de DD-MZM presenta una ligera ventaja frente a los SD-MZM para este formato en particular, debido a que el valor de chirp de máxima compensación de CD se logra para valores que se salen del rango típico para moduladores SD-MZM.

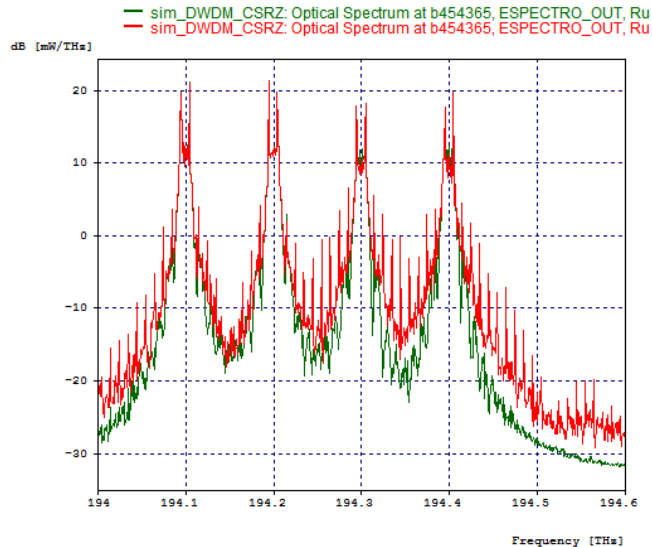


Figura 4.36 Comparación del espectro óptico de las redes DWDM al aplicar y no, la técnica de pre-chirping negativo con formato CSRZ

Adicionalmente, en la Figura 4.36 se reflejan las diferencias entre los espectros del sistema que implementa y del que no, la técnica de pre-chirping negativo. Se puede evidenciar que el espectro de color rojo presenta un ensanchamiento mayor debido

a los pulsos de menor anchura asociados a dicho sistema como resultado de aplicar la técnica de pre-chirping negativo para compensación de la CD. Lo contrario ocurre con el espectro del sistema de referencia que no utiliza la técnica mencionada y por tanto se refleja en espectro más angosto, asociado a pulsos con mayor ensanchamiento en el dominio temporal.

4.13. RED DWM CON FORMATO RZ-DQPSK

La red DWDM que utiliza el formato RZ-DQPSK se muestra a continuación en la Figura 4.37.

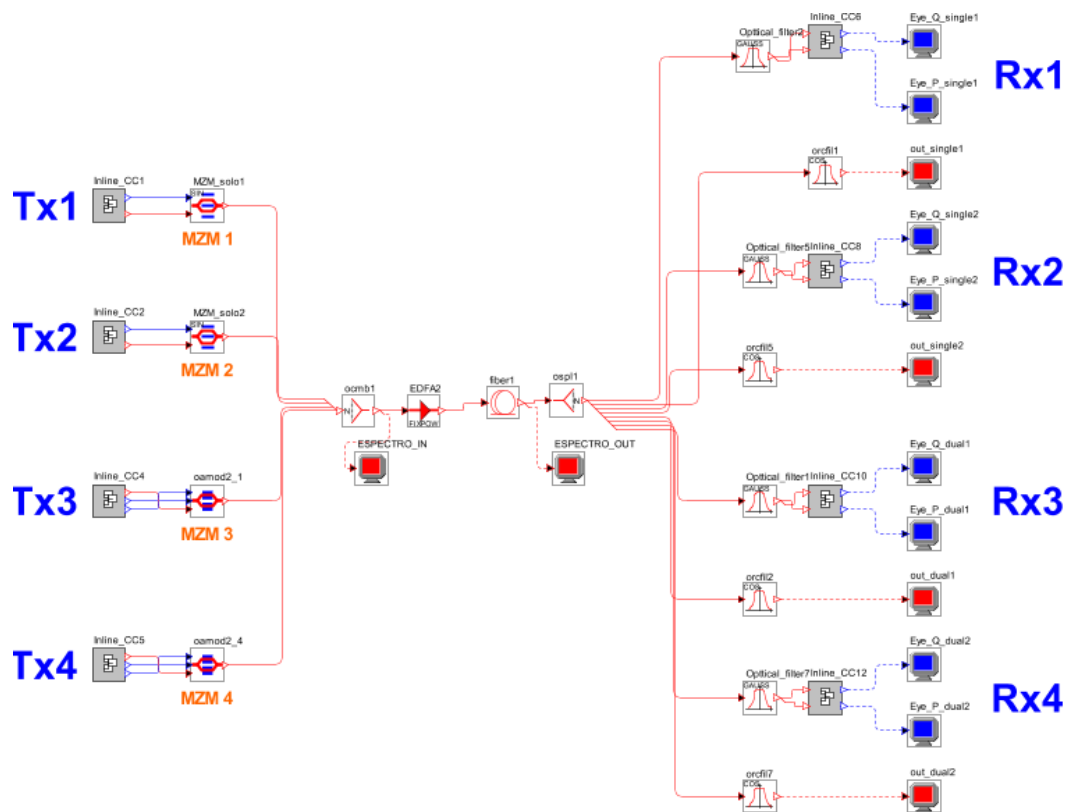


Figura 4.37 Sistema DWDM con formato RZ-DQPSK

Los transmisores 1 y 2 (TX1 y TX2) emplean moduladores SD-MZM en configuración básica. Igualmente, los transmisores 3 y 4 (TX3 y TX4) emplean DD-MZM en configuración básica. La configuración de cada modulador en lo referente al chirp de los mismos, se presenta a continuación en la Tabla 4.19.

Transmisor	ID MZM	Sistema de referencia	Sistema con pre-chirping
		Chirp	Chirp
Tx1	MZM ₁	0	-0,7
Tx2	MZM ₂	0	-0,8
Tx3	MZM ₃	0	-0,9
Tx4	MZM ₄	0	-1

Tabla 4.19 Configuración los transmisores de la red DWDM con formato RZ-DQPSK

Una vez realizada la configuración del factor de chirp en cada modulador, se procede a simular el sistema en ausencia de chirp y posteriormente, se aplica la técnica de pre-chirping negativo al mismo sistema. Los resultados obtenidos se muestran a continuación en la Figura 4.1Figura 4.38.

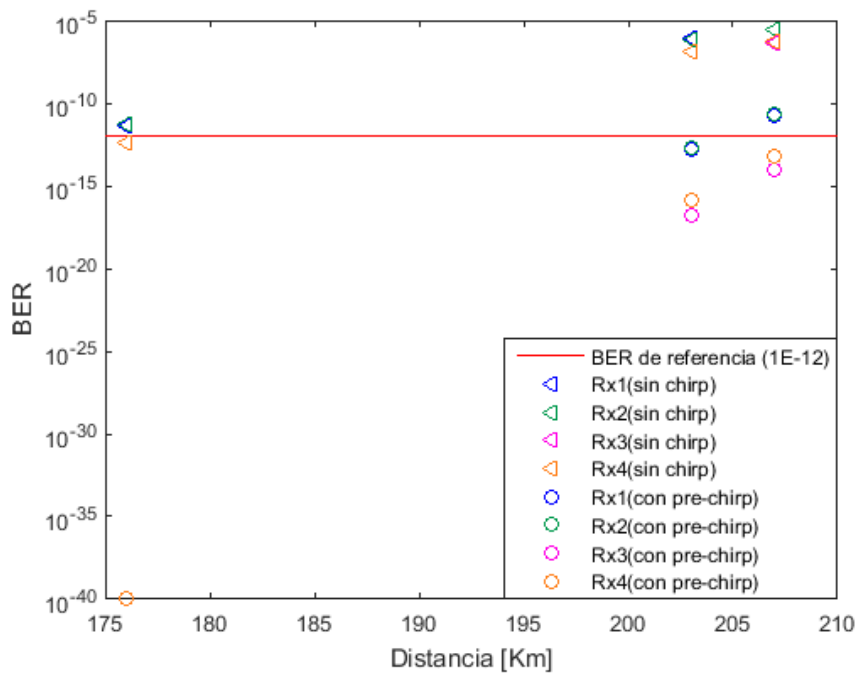


Figura 4.38 Gráfico de distancia vs BER para los diferentes canales de transmisión al aplicar o no, la técnica de pre-chirping negativo para la red DWDM con formato RZ-DQPSK

Comenzando con el análisis del sistema que no utiliza la técnica de pre-chirping negativo, representado por los triángulos de diferente color asociados a cada canal, se puede apreciar que para una distancia de 176 Km el sistema está al límite de los

requerimientos mínimos de BER representados por la línea roja. Cuando se aumenta la distancia del enlace a 203 y 207 Km, ningún canal de la red cumple con la BER mínima requerida. Cuando se simula el mismo sistema utilizando la técnica de pre-compensación se aprecia una notable mejora en la BER, tanto así que para una distancia de 176 Km se logra que todos los canales tengan una BER del orden de $1E-40$, lo que permite aumentar la distancia del enlace a 203 Km, en donde se aprecia que los receptores “Rx1” y “Rx2” asociados a transmisores que utilizan SD-MZM, se encuentran en el límite de los requerimientos mínimos de BER, mientras que los receptores “Rx3” y “Rx4” los cuales se relacionan con transmisores que utilizan DD-MZM, presentan aun una buena BER, lo que permite aumentar la longitud de la fibra óptica hasta 207 Km en donde se llega al límite de BER para que el sistema funcione correctamente.

Se pudo apreciar como mediante la técnica de pre-chirping negativo se pudo lograr una mejora considerable en la BER del sistema debido a la compensación de la CD, lo que permitió aumentar la distancia del sistema inicial (176 Km) que no utiliza dicha técnica, un total de 27 Km usando SD-MZM y 31 Km usando DD-MZM, lo que evidencia las ventajas de que los DD-MZM tengan un rango de valores de chirp más amplio en el cual se logra una mayor compensación de CD respecto a los SD-MZM para esta modulación en particular.

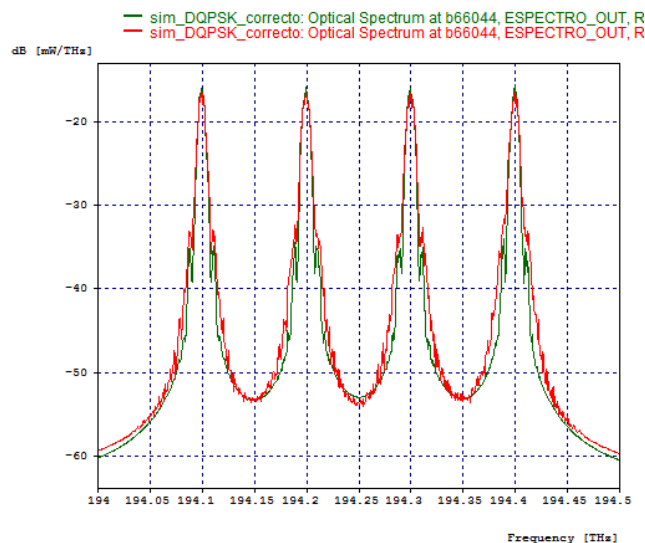


Figura 4.39 Comparación del espectro óptico de las redes DWDM al aplicar y no, la técnica de pre-chirping negativo con formato RZ-DQPSK

La Figura 4.39 que presenta el espectro del sistema que utiliza la técnica de pre-chirping negativo y del que no lo hace, re-afirma lo expresado anteriormente para los formatos NRZ y CSRZ, donde la diferencia de los espectros es notable, debido a su relación inversa con el ensanchamiento de los pulsos en el dominio temporal.

En el presente capítulo se estudió el uso de los MZM como compensadores de CD para diferentes formatos de modulación, donde se evidenció que la técnica de pre-chirping negativo ayuda a contrarrestar los efectos producidos por la CD y mejorar el comportamiento en general del sistema.

5. CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS

En este capítulo se exponen las conclusiones a las que se llegó en el presente trabajo de grado, además, se plantean algunas recomendaciones y trabajos futuros que ayuden a complementar o profundizar el tema tratado.

5.1. CONCLUSIONES

- Los MZM pueden ser empleados como compensadores de CD mediante la técnica de pre-compensación denominada pre-chirping negativo, sin la necesidad de utilizar elementos adicionales en el sistema, como los mecanismos tradicionales de compensación.
- A pesar que de los SD-MZM tienen un único valor de chirp determinado por el fabricante, estos pueden ser útiles para la compensación de CD si de antemano se conoce el formato de modulación para el cual van a ser empleados. Esto con el fin de escoger el modulador que presente un valor de chirp para el cual se logre la mayor compensación de CD para dicho formato en particular.
- Los SD-MZM tienen la ventaja de que son más fáciles de configurar y requieren menos elementos de conexión, lo que puede verse reflejado en una mayor fidelidad y estabilidad de la señal a transmitir.
- Los DD-MZM tienen un rango de valores de chirp más amplio y controlable, lo que resulta en un modulador más versátil para la compensación de CD frente a los SD-MZM.
- Para algunos formatos como el NRZ-OOK los DD-MZM no representan una mayor ventaja frente a los SD-MZM puesto que el valor de chirp con el que se logra la máxima compensación, es un valor típico de fábrica para estos últimos. Sin embargo, para los formatos CSRZ y RZ-DQPSK, la técnica funciona mejor para valores de chirp que solo los alcanza un DD-MZM.
- El hecho de agregar otro modulador a la configuración básica no implica necesariamente que se logre una mayor compensación de CD, todo depende de la disposición de dichos moduladores.
- Para el formato NRZ-OOK se evidenció que la configuración de moduladores en paralelo ayudó a compensar en mayor medida la CD, que la configuración básica y la configuración en serie.

- No existe un valor universal, ni una combinación específica de valores chirp para los cual se logre la mayor compensación de CD, todo depende de la disposición de los moduladores determinada por cada formato de modulación.
- En los formatos de modulación de fase se debe tener especial cuidado al aplicar la técnica de pre-chirping negativo puesto que la modulación de fase residual que representa el chirp, puede afectar de forma significativa la señal antes de ser transmitida, por lo cual se debe determinar si hay alguna etapa en dicho formato, en la cual que se pueda aplicar la técnica sin que represente un inconveniente.
- A pesar de que existen algunos trabajos relacionados con el estudio del chirp en MZM para la compensación de CD, el presente trabajo de grado es casi único en su género y los resultados obtenidos son producto de la investigación y experimentación en una técnica que aunque ha sido explorada desde años atrás, no ha sido bien explotada e implementada considerando las ventajas que esta presenta y por tanto, estos constituyen un aporte importante en el sector de las telecomunicaciones.

5.2. RECOMENDACIONES

- Es de gran importancia escoger una herramienta de simulación que permita realizar pruebas precisas y confiables; además que cuente con diversidad de elementos y opciones de configuración, con el fin de que los procesos de diseño, simulación y análisis no se vean limitados por estos factores.
- Un factor a considerar en la elección de la herramienta de la simulación, es la facilidad que esta brinda para el tratamiento de los resultados, es decir, poder manipularlos dentro de la misma herramienta o tener la posibilidad de exportarlos para poder ser tratados posteriormente en un software especializado, ya que un tratamiento manual de los mismos, puede conllevar a errores, además de resultar dispendioso.
- Cuando se trabaja con MZM es de vital importancia conocer los parámetros de configuración del mismo, ya que para cada formato de modulación estos deben ser configurados de forma particular y cualquier desajuste, puede causar una señal con una forma inadecuada para transmitir.
- Es importante conocer los rangos de operación de los parámetros de configuración del MZM, tomando como referencia las especificaciones de los principales fabricantes, ya que la simulación no siempre limita estos valores, lo que puede conllevar a resultados no replicables en un entorno real.

5.3. TRABAJOS FUTUROS

- Estudiar el uso de MZM como compensadores de CD a velocidades de transmisión de 40 Gbps y 100 Gbps, con el objetivo de determinar si la técnica de pre-chirping negativo logra compensar los efectos de la CD, que para dichas velocidades, son mucho más críticos.
- Analizar comparativamente algunas técnicas novedosas de compensación de CD tales como lo son el uso de filtros digitales, la compensación electrónica, pre-distorsión de la señal, procesamiento de la señal en recepción, técnicas de equalización, etc. Respecto a la técnica usada en el presente trabajo de grado, con el objetivo de comparar la eficiencia de las mismas.
- Hacer uso de otro tipo de moduladores como los moduladores de electro-absorción, moduladores de fase, moduladores de polarización, etc. Para determinar efectos de compensación de CD.
- Estudiar si la técnica de pre-chirping positivo resulta útil para compensar algunos efectos no lineales que se producen en transmisiones de alta potencia como la SPM.

REFERENCIAS

- [1] PINTO GARCÍA Ricardo Alfonso y CABEZAS Andrés Felipe. Sistemas de comunicaciones ópticas. 1 ed. Bogotá D.C: Universidad Militar Nueva Granada, 2014.
- [2] NASA. "Tour of the electromagnetic spectrum". [En línea]. disponible en: <https://smd-prod.s3.amazonaws.com/science-green/s3fs-public/atoms/files/Tour-of-the-EMS-TAGGED-v7.pdf>.
- [3] OLSON TECHNOLOGY INC. "A Brief History of Optical Fiber". [En línea]. disponible en: <http://www.olson-technology.com/company.html>.
- [4] MASSA Nick. Fiber Optic Telecommunication. En: Fundamental Of Fotonics. Springfield Technical Community College, 2000.
- [5] MASSA Nick. Principles of Fiber Optic Communication. En: Course 2: Elements of photonics. CORD Communications, 2008.
- [6] BUELVAS PEÑARREDONDA Arnulfo Dulio, TÉLLEZ SILVA Iván Darío y AMADO MATEUS Edgar. DWDM Optical Networks: Design And Implementation. En: Revista Visión Electrónica, 2010. vol. 1, p. 70-80.
- [7] CISCO SYSTEMS. Introduction to DWDM technology. USA: 2001. 66 p.
- [8] NEWPORT CORPORATION. "Fiber Optic Basics". [En línea]. disponible en: <https://www.newport.com/t/fiber-optic-basics>.
- [9] STEENBERGEN Richard. "Everything You Always Wanted to Know About Optical Networking – But Were Afraid to Ask ". [En línea]. disponible en: https://www.nanog.org/meetings/nanog48/presentations/Sunday/RAS_optic_alnet_N48.pdf.
- [10] MEZA MORALES Jorge Alejandro CWDM Tecnología Y Aplicaciones. Guatemala: Universidad de San Carlos de Guatemala. Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica 2009. 218 p.
- [11] GRÉBOL Robert Pous. "Análisis del espectro óptico en las comunicaciones por fibra óptica". [En línea]. disponible en: <http://www.promaxelectronics.com/downloads/docs/press/elec607.pdf>.
- [12] A2NET. "Fiber optics". [En línea]. disponible en: <http://a2net.eu/fiberoptics.html>.
- [13] GROSZ Diego F. Sistemas de Comunicación por Fibra Óptica de alta capacidad. En: Boletín CSI, 2004. vol. 51
- [14] MOLINA Carlos Eduardo. "Codificación de la Información". [En línea]. disponible en: http://www.redtauros.com/Clases/Telecomunicaciones I/09_Codificacion_d_e_la_Info.pdf.
- [15] NAVARRO Enrique. Canales físicos y codificación. En: Sistemas de Telecomunicacion. p. 35.
- [16] JIMENEZ PEÑALOZA Jose Luis Caracterización del modulador electro-óptico APEtm microwave analog intensity con aplicación de transmisión de

- video compuesto. Universidad de las Américas Puebla. Departamento de ingeniería electrónica, 2005.
- [17] MORENO GÓMEZ Pablo. Formatos de modulación avanzados para sistemas de comunicaciones ópticas coherentes. Universidad de Sevilla. Escuela Superior de Ingenieros, 2011.
- [18] INC The Fiber Optic Association. "Fiber Optic Transceivers". [En línea]. disponible en: <http://www.thefoa.org/tech/ref/appln/transceiver.html>.
- [19] CHEN James. "Aplicaciones del Transceptor y Extensores en diferentes soluciones". [En línea]. disponible en: <http://apacoe.weebly.com/conocimiento/category/all>.
- [20] OPTRAL. "Apuntes de Fibra Óptica". [En línea]. disponible en: <http://www.c3comunicaciones.es/Documentacion/Cables%20opticos.pdf>.
- [21] RUIZ GUTIERREZ Zeus Efraín. Sistema de caracterización de fibra óptica en dispersión cromática. Maestría Instituto Politecnico Nacional. Centro de investigación en ciencia aplicada y tecnología avanzada, 2012. 115 p.
- [22] PAL Abhishek. Performance analysis of WDM system with FBG and DCF as compensator. Maestría. Patiala: Thapar University. Department of Electronics and Communication Engineering, 2013. 85 p.
- [23] EXFO. "Chromatic Dispersion At High Bit Rates". [En línea]. disponible en: http://www.ccontrols.ch/cms/upload/content/aktionen/PDF/2013-04-05_Chromatic_Dispersion.pdf.
- [24] REBOLLEDO SANZ Miguel Angel. Amplificadores de fibra óptica. Academia de ciencias exactas, físicas, químicas y naturalezas de Zaragoza. 2000, p. 25.
- [25] VENKATARAMANAN Venkat. Optical Amplifiers Toronto. University of Toronto. Institute for optical sciences. p. 49.
- [26] FIBER OPTICAL TUTORIAL. "Comparison of different optical amplifiers". [En línea]. disponible en: <http://www.fiber-optic-tutorial.com/tag/semiconductor-optical-amplifier>.
- [27] PAN DACOM DIREKT. "EDFA y RAMAN amplifiers ". [En línea]. disponible en: <http://www.pandacomdirekt.com/en/technologies/wdm/optical-amplifiers.html>.
- [28] ESCALLÓN Andrés, BARRIOS James y TOLEDO Alejandro. Incidencia de los parametros que afectan la calidad de la señal optica en el desempeño de una red metropolitana WDM. En: Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada, 2008. vol. 2, no. 12, p. 12-19.
- [29] DINAMARCA OSSA José Antonio. Análisis de Diagramas de Ojo. Universidad Técnica Federico Santa María. Departamento de Electrónica, 2002.
- [30] ANRITSU COMPANY. "Understanding Eye Pattern Measurements". [En línea]. disponible en: <http://rintintin.colorado.edu/~gifford/5830-AWL/Anritsu%20Eye%20Diagram.pdf>.
- [31] CARTAGENA Juan. Redes HFC (Híbrid Fiber-Coaxial) y sus vulnerabilidades. Valparaiso, Chile: Departamento de Electronica, Universidad Técnica Federico Santa Maria.

- [32] LI Angelina "Hybrid Fiber Coax (HFC) Access Network". [En línea]. disponible en: <http://www.fiber-optic-solutions.com/hybrid-fiber-coax-hfc-access-network.html>.
- [33] MARCHUKOV Yaroslav Desarrollo de una aplicación grafica para el diseño de infraestructuras FTTH. Gandia: Universidad Politecnica De Valencia, Escuela Politecnica Superior De Gandia. I.T. Telecomunicación 2011. 96 p.
- [34] ABREU Marcelo, *et al.* Características Generales De Una Red De Fibra Óptica Al Hogar (Ftth). En: Memoria de trabajos de difusión científica y técnica, 2009. vol. 7, p. 38-46.
- [35] OPTOTEL. "Sieci PON (GEPON) ". [En línea]. disponible en: <http://www.optotel.pl/pl/technologie/siec-pon>.
- [36] LIDON Maria Sol. Digital Pre-compensation of Chromatic Dispersion in QPSK high speed telecom systems. 2011.
- [37] SPOLITIS Sandis y IVANOV Girts. Extending the reach of DWDM-PON access network using chromatic dispersion compensation. En: Communication Technologies Workshop (Swe-CTW), 2011 IEEE Swedish, 2011, p. 29-33.
- [38] SHARIFIAN Shaham. Chromatic dispersion compensation by signal predistortion: Linear and nonlinear filtering. Göteborg, Sweden: Chalmers University Of Technology. Department of Signals and Systems, 2010.
- [39] AGRAWAL Govind P. Nonlinear fiber optics. Academic press, 2007.
- [40] SENDRA José Ramón. "Apuntes de Comunicaciones Ópticas I". [En línea]. disponible en: <http://www.iuma.ulpgc.es/~jrsendra/Docencia/Com Opt I/download/Com Opt I/Temario/caracteristicas.pdf>.
- [41] PECERE Giuseppe. Spectral Amplitude and Phase Characterization of Optical Devices by RF scan. Master Thesis. Barcelona: Universidad Politécnica de Cataluña. Telecommunication Engineering, 2010. 102 p.
- [42] VAN DEN BORNE Dirk. Robust optical transmission systems : modulation and equalization. Eindhoven : Technische Universiteit Eindhoven, 2008. 295 p.
- [43] BHEEMANATHINI Saivivek. Chromatic Dispersion Compensation in electrical domain via Signal Pre-distortion using a dual-drive Mach-Zehnder Modulator. 2015
- [44] OBANDO Cristhian A. New methods for measuring and monitoring chromatic dispersion in optical communication systems. 2010
- [45] CARTLEDGE John. "Optical Modulators". [En línea]. disponible en: http://my.ece.queensu.ca/Current-Students/Undergraduate/Course-Homepages/ELEC-486/files/ELEC486_OptMod_Jan2013.pdf.
- [46] LTD Sumitomo Osaka Cements Co. Application Note for LN Modulators. 2002.
- [47] MACHO ORTIZ Andrés. Comunicaciones Ópticas de Banda Ancha con Fase Modulada:" Estudio de la Degradación de la Señal Óptica". Universidad Politécnica de Madrid. Tecnología fotónica y bioingeniería, 2013.

- [48] HARIS Muhammad. Advanced Modulation formats for high-bit-rate optical networks. ProQuest, 2008. 0549802274.
- [49] GARRIDO HOLGADO Jorge. Diseño y simulación de sistemas OFDM/A ópticos para redes de nueva generación. Universitat Oberta de Catalunya, 2015.
- [50] WOOTEN Ed L, *et al.* A review of lithium niobate modulators for fiber-optic communications systems. En: IEEE Journal of selected topics in Quantum Electronics, 2000. vol. 6, no. 1, p. 69-82.
- [51] BIHN Le Nguyen y SHRAGA Itzhak. An Optical Fiber Dispersion Measurement Technique and System. Victoria, Australia: Monash University. Department of Electrical & Computer Systems Engineering, 2005.
- [52] NOGUÉ BATALLÉ Arnau y ROMERO TORRES Patricia Interfaz gráfica para la caracterización experimental de dispositivos a frecuencias ópticas. Universidad Politécnica de Cataluña, 2010.
- [53] ROMERO VIDAL Cristobal Manuel y GARCIA VILLAR Edurne. Técnicas avanzadas de medida de dispersión cromática a frecuencias ópticas. Universidad Politécnica de Cataluña, 2009.
- [54] GONZÁLEZ ATENCIA Jennifer y LIÉBANA BUXÓ Mireia. Sistemas de predistorsión-linealización para enlaces ópticos. Universidad Politécnica de Cataluña, 2010.
- [55] CARDONA FERNÁNDEZ Josep y FERNÁNDEZ CAMPOS Lorena. Estudio de técnicas de modulación para enlaces ópticos. Universidad Politécnica de Cataluña, 2009.
- [56] ROGERS C.E, *et al.* Characterization and compensation of the residual chirp in a Mach-Zehnder-type electro-optical intensity modulator. En: Optics express, 2010. vol. 18, no. 2, p. 1166-1176.
- [57] KAWANISHI Tetsuya, *et al.* Direct measurement of chirp parameters of high-speed Mach-Zehnder-type optical modulators. En: Optics communications, 2001. vol. 195, no. 5, p. 399-404.
- [58] HENMI Naoya, SAITO Tomoki y ISHIDA Tomoko. Prechirp technique as a linear dispersion compensation for ultrahigh-speed long-span intensity modulation directed detection optical communication systems. En: JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, 1994. vol. 12, no. 10, p. 1706-1719.
- [59] MARUHASHI Daisuke, *et al.* WDM optical fiber transmission systems. En: FUJITSU Sci. Tech. J, 1999. vol. 35, no. 1, p. 25-33.
- [60] CVIJETIC Milorad y DJORDJEVIC Ivan. Advanced optical communication systems and networks. Artech House, 2013.
- [61] KOYAMA Fumio y IGA Kenichi. Frequency chirping in external modulators. En: JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, 1988. vol. 6, no. 1, p. 87-93.
- [62] SMITH Graham H, NOVAK Dalma y AHMED Zaheer. Overcoming chromatic-dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators. En: IEEE transactions on microwave theory and techniques, 1997. vol. 45, no. 8, p. 1410-1415.

- [63] MOHAMMED Nazmi A, EL-GUINDY Yasmine y ALY Moustafa H. System Optimization to Eliminate Chirping in Dual Drive LiNbO3 MZM at 40 Gb/s. En: International Journal of Advanced Engineering Research and Science (IJAERS), 2014. vol. 1, no. 2, p. 74-81.
- [64] SHF COMMUNICATION TECHNOLOGIES AG. "Tutorial Note #5 Modulation Schemes". [En línea]. disponible en: http://www.shf.de/wp-content/uploads/appnotes/shf_tutorial_note_modulation_schemes.pdf.
- [65] AOKI Kenji, *et al.* Single-Drive X-Cut Thin-Sheet LiNbO3 Optical Modulator With Chirp Adjusted Using Asymmetric CPW Electrode. En: JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, MAYO 2006. vol. 24, no. 5, p. 2233-2237.
- [66] GOMEZ Gustavo y GRIJALBA Juan Felipe. Análisis del desempeño de formatos de modulación en comunicaciones ópticas sobre redes WDM. Universidad del Cauca. Facultad de ingeniería electrónica y telecomunicaciones, Grupo I+D Nuevas tecnologías en comunicaciones.
- [67] CANO ADALID Javier. Modulation Format Conversion in Future Optical Networks. Master Thesis: Technical University of Denmark. Department of Photonics Engineering, Marzo, 2009.
- [68] LÓPEZ PERAFÁN José Giovanni. Diseño de métodos Cross Layer cognitivos para redes de comunicación óptica de ráfagas (OBS). Doctorado en Ciencias de la Electrónica: Universidad del Cauca. Departamento de telecomunicaciones, 2015.
- [69] ANTONIADES Neophytos, ELLINAS Georgios y ROUDAS Ioannis. WDM Systems and Networks: Modeling, Simulation, Design and Engineering. Springer Science & Business Media, 2012. (Optical networks).

ANEXO A. Configuración general del sistema a simular

En este anexo se consigna la configuración del sistema en general, sin tener en cuenta las consideraciones particulares de cada caso de estudio.

PARÁMETROS FIJOS

Es necesario establecer una serie de parámetros fijos con el fin de determinar un sistema de referencia que servirá como punto de comparación respecto a las mejoras o cambios que presente el mismo con la implementación de la técnica de compensación propuesta. A continuación se especifican los bloques y parámetros fijos del sistema.

- **Sistema:** Según lo propuesto en el presente trabajo de grado, se analizará una red DWDM que trabaje a 10 Gbps a nivel de acceso, lo que equivale a la tasa de transmisión de la fuente de datos. El sistema trabajará en la tercera ventana o banda C, con longitudes de onda comprendidas entre 1530-1565 nm. Inicialmente se simulará un sistema con un único canal con el fin de facilitar el estudio, configuración e implementación de los moduladores Mach-Zehnder como compensadores de CD. Posterior a esto, se simulará un sistema DWDM con un número de 4 canales (separados 100 GHz o 0.8 nm) que implemente la técnica de CD estudiada para un único canal y de esta forma realizar un análisis más completo del comportamiento del sistema y los resultados obtenidos.
- **Láser:** Según lo expuesto en el capítulo 1, como fuente de luz se hace necesario el uso de una fuente láser que para el caso de la simulación será de onda continua (CW, *Continuous Wave*) que es un tipo de láser DFB, el cual será modulado externamente por el MZM. La potencia de este láser debe ser relativamente baja tal como se trabajaría típicamente en un caso real para evitar la incidencia de los fenómenos no lineales, que de igual manera, no serán tenidos en cuenta en la simulación, por tanto se decide trabajar con una potencia de 0 dBm.

Basándose en la recomendación ITU-T G.694 se obtiene la Tabla A.1 que permite obtener el valor de la longitud de onda en [THz] para n canales o longitudes de onda, siendo n un número entero positivo que incluye el "0", partiendo entonces, desde la longitud de referencia 193.1 THz que equivale a 1552.5244 nm aproximadamente.

Espaciamiento entre canales [nm]	Espaciamiento entre canales [GHz]	Expresión matemática para n longitudes de onda [THz]
1.6	200	$193.1+(n*0.2)$
0.8	100	$193.1+(n*0.1)$
0.4	50	$193.1+(n*0.05)$
0.2	25	$193.1+(n*0.025)$

Tabla A.1 Longitudes de onda para distinta separación entre canales

Se escoge un espaciamiento típico de 100 GHz o 0.8 nm, por tanto, según la Tabla A.1 las longitudes de onda de los 4 transmisores serán: 194.1 THz, 194.2 THz, 194.3 THz, 194.4 THz

- Amplificador EDFA:** Debido a que se están considerando únicamente los efectos lineales de la fibra, la señal a parte de la CD también se verá afectada por la atenuación por tanto se hace necesario el uso de un amplificador EDFA utilizado en modo “amplificador de potencia” o “power booster” con el propósito de amplificar la señal justo después del transmisor (a la salida del modulador) y antes de la fibra óptica. La ganancia del EDFA se establece en 10 dB.
- Fibra Óptica:** Debido a que se está trabajando con una red DWDM para largas distancias de transmisión y velocidad de 10 Gbps, se hace necesario el uso de fibra Monomodo, se escoge la fibra según la recomendación ITU-T G.652D, debido a ser la más utilizada en el despliegue de las redes ópticas actuales como se mencionó anteriormente. Por tanto, según la tabla 1.2 del capítulo 1 se escoge la fibra SMF-28-100 de Thorlabs debido a que presenta la atenuación más baja respecto a las demás y presenta un valor de dispersión cromática típico, tomando como referencia la longitud de onda de 1550 nm; de esta manera la atenuación de la fibra es de 0.18 dB/km, la dispersión cromática de 18 ps/nm*km y la PMD de 0.1 ps/ $\sqrt{\text{Km}}$. Además es necesario establecer una longitud de fibra (longitud de enlace) específica a la cual el sistema se vea fuertemente afectado por el efecto de la dispersión cromática para posteriormente poder ver si el sistema mejora o no, con la implementación del módulo compensador basado en MZM. Cabe resaltar que cada formato deberá probarse con una longitud de fibra distinta, debido a que cada uno cuenta con sus características particulares en cuanto a alcance y tolerancia de efectos de transmisión.
- Receptor:** Los niveles de detección de la señal también deben permanecer constantes, al igual que los rangos de los filtros ópticos y eléctricos que dependen de las longitudes de onda utilizadas en transmisión.

A continuación en la Tabla A.2 se presenta el resumen de los parámetros fijos y sus correspondientes valores.

Parámetro	Descripción	Unidad	
SISTEMA EN GENERAL			
Tipo de sistema	DWDM	-	
Tasa de transmisión de datos	10	Gbps	
Banda de operación	C	-	
Rango de longitudes de onda	1530-1565	nm	
Espaciamiento entre canales	100	GHz	
Número de canales	4	-	
LÁSER			
Tipo de fuente	Laser de onda continua		
Potencia	0	dBm	
Frecuencias centrales	194.1	Thz	
	194.2		
	194.3		
	194.4		
FIBRA ÓPTICA			
Tipo de fibra	Monomodo	-	
Recomendación ITU-T	G.652D	-	
Fabricante	Thorlabs	-	
Referencia de la fibra	SMF-28-100	-	
Rango de longitudes de onda	1260-1625	nm	
Atenuación en 1550 nm	0.18	db/Km	
Dispersión en 1550 nm	18	ps/nm*Km	
PMD	0.1	ps/ \sqrt Km	
Longitud	NRZ-OOK	80	Km
	CSRZ	50	Km
	RZ-DQPSK	180	Km

Tabla A.2 Resumen de los parámetros fijos de configuración del sistema

PARAMETROS VARIABLES

- **Formato de modulación:** Los formatos de modulación a utilizar son NRZ-OOK, CSRZ y RZ-DQPSK.
- **Tipo de modulador:** Es de gran importancia utilizar los diferentes tipos MZMs estudiados en el capítulo 2, ya que cada modulador tiene asociado un factor

de chirp característico y parámetros particulares que permitirán determinar su posible uso como compensador de DC. A continuación en la Tabla A.3 se ilustran los tipos de moduladores a utilizar en la herramienta OptSim™.



Icono del modulador	Nombre del modulador óptico	Características generales
	Sin^2 Amplitude Modulator	Simula un modulador de amplitud de doble brazo (Dual-Drive). Su función de transferencia concuerda con los moduladores Mach-Zehnder basados en los dispositivos electro-ópticos de LiNbO3.
	Amplitude Dual-Arm Mach-Zehnder Modulator	Modulador de amplitud con características de tensión de entrada-salida de tipo Sin^2 .

Tabla A.3 MZM de la herramienta OptSim™

A continuación en la Tabla A.4 se presentan los parámetros de configuración del modulador Single Arm equivalente al SD-MZM.

MODULADOR MACH ZEHNDER SINGLE ARM Sin^2			
Nombre del atributo	Valor mínimo alcanzado	Valor Máximo Alcanzado	Valor por defecto
Excess Loss [dB]	0	No especifica	3
Maximum Transmissivity Offset Voltage V_{on} [V]:	No especifica	No especifica	2.5
Extinction Ratio [dB]	0	Infinito	20
Chirp Factor α [-]	No especifica	No especifica	0
V_{π} [V]	0	Infinito	5
-3dB Bandwidth [GHz]	0	$2.25(BW_{spt}/2)$	R_b (Tasa de bit referencia)
First filter notch [GHz]	-----	-----	22.57609
Average power reduction due to modulation [dB]	0	Infinito	3
Average power reduction due to modulation [Linear]	0	1	0.70795

Tabla A.4 Características del modulador Single Arm en OptSim™

Es importante mencionar en primera instancia, que el parámetro "*Extinction Ratio*" puede simularse de manera ideal o real (la herramienta de simulación OptSim™ permite hacer esa selección), en caso que se simule en tipo real, dicho parámetro se habilitará para ser modificado según se requiera, tomando un valor por defecto de 20 dB; por otra parte si se elige el modo ideal, este parámetro tomará el valor de infinito y no será posible cambiarlo. De forma similar ocurre con el atributo denominado "*-3dB Bandwidth*", el cual sólo puede ser modificado si "*Electrical Filtering with $\sin(\pi f/Bw)/(\pi f)$ Law*" está activo. Finalmente en cuanto al parámetro "*First filter notch*" se refiere, éste hace referencia a la función de transferencia del filtro tenido en cuenta, en caso que se necesite efectuar una simulación con diferentes funciones de filtrado, se debe desactivar la opción *Electrical Filtering with $\sin(\pi f/Bw)/(\pi f)$ Law* y se elige el correspondiente filtro externo.

Seguidamente, en la Tabla A.5 se presentan los parámetros de configuración del modulador Dual Arm equivalente al DD-MZM.

MODULADOR MACH ZEHNDER DUAL ARM			
Nombre del atributo	Valor mínimo alcanzado	Valor Máximo Alcanzado	Valor por defecto
Excess Loss [dB]	0	No especificado	3
Offset voltage corresponding to the zero phase retardation in the absence of any (on both arms) electric field V_{on} [V]	No especificado	No especificado	2.5
Extinction Ratio [dB]	0	Infinito	20
Chirp Factor α [-]	No especificado	No especificado	0
V_{π} [V]	0	Infinito	5
-3dB Bandwidth [GHz]	0	$2.25(BW_{spt}/2)$	R_b (Tasa de bit referencia)
First filter notch [GHz]	-----	-----	22.57609
Average power reduction due to modulation [dB]	0	Infinito	3
Average power reduction due to modulation [Linear]	0	1	0.70795

Tabla A.5 Características del modulador Dual Arm en OptSim™

Los parámetros del MZM Dual Arm cumplen las mismas condiciones de funcionamiento anteriormente mencionadas para el MZM Single Arm.

- **Chirp:** Como se aprecia en los parámetros de configuración para cada modulador en la herramienta de simulación, ambos moduladores cuentan con un parámetro fundamental para el desarrollo de esta tesis denominado “Chirp” del cual se habló en el capítulo 2. Sin embargo, la herramienta de simulación no pone restricciones en este valor para ninguno de los dos moduladores, por tanto, es necesario establecer un rango de valores basado en lo estudiado en el capítulo 2, con el fin de realizar un estudio válido con valores reales de chirp. Por tanto para moduladores “Single Arm” o SD-MZM, se escoge un rango entre -0.8 a 0.8. Igualmente, para moduladores “Dual Arm” o DD-MZM se establece un rango de valores más amplio que va desde -1.5 a 1.5.

En realidad el chirp es el único parámetro variable de simulación, los parámetros mencionados anteriormente como el formato de modulación y el tipo de modulador son únicamente para establecer los distintos casos de estudio.

Anexo B. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL CASO 1

En éste anexo se consignan los resultados de la BER obtenida para diferentes valores de chirp, en el caso de estudio 1.

Chirp MZM	BER
-0.8	3.70E-31
-0.7	2.45E-31
-0.6	2.47E-32
-0.5	7.06E-29
-0.4	4.01E-26
-0.3	2.25E-22
-0.2	1.92E-17
-0.1	3.22E-13
0	5.87E-10
0.1	1.02E-07
0.2	4.20E-06
0.3	6.16E-05
0.4	4.02E-04
0.5	1.31E-03
0.6	3.05E-03
0.7	6.08E-03
0.8	9.73E-03

Tabla B.1 Tabla de BER vs Chirp para el caso 1

La grafica que representa los datos de la tabla anterior se encuentra en el capítulo 4 en la sección correspondiente al caso de estudio 1.

ANEXO C. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL CASO 2

En el presente anexo se consigna los valores de BER obtenidos para todas las posibles combinaciones de chirp establecidas en el caso 2 de estudio, con su respectiva gráfica.

CHIRP MZM ₁	CHIRP MZM ₂	BER
-0.8	-0.8	4.01E-11
	-0.7	2.47E-13
	-0.6	1.68E-15
	-0.5	5.18E-17
	-0.4	7.41E-18
	-0.3	3.39E-19
	-0.2	4.82E-20
	-0.1	6.05E-19
	0	1.61E-16
-0.7	-0.8	5.76E-12
	-0.7	1.46E-14
	-0.6	2.76E-16
	-0.5	1.37E-17
	-0.4	1.29E-18
	-0.3	1.20E-19
	-0.2	8.40E-20
	-0.1	1.29E-17
	0	8.59E-16
-0.6	-0.8	1.88E-13
	-0.7	1.30E-15
	-0.6	6.65E-17
	-0.5	5.52E-18
	-0.4	5.90E-19
	-0.3	6.08E-20
	-0.2	4.18E-19
	-0.1	1.27E-16
	0	1.73E-15
-0.5	-0.8	1.78E-14

	-0.7	2.36E-16
	-0.6	1.79E-17
	-0.5	3.42E-18
	-0.4	1.53E-19
	-0.3	8.17E-20
	-0.2	5.61E-18
	-0.1	2.06E-16
	0	1.52E-14
-0.5	-0.8	1.22E-15
	-0.7	4.88E-17
	-0.6	5.97E-18
	-0.5	6.94E-19
	-0.4	5.16E-20
	-0.3	5.21E-19
	-0.2	6.35E-17
	-0.1	2.17E-15
	0	2.10E-13
-0.4	-0.8	2.04E-16
	-0.7	1.68E-17
	-0.6	3.93E-18
	-0.5	9.80E-20
	-0.4	5.34E-20
	-0.3	1.80E-17
	-0.2	2.72E-16
	-0.1	1.09E-14
	0	3.54E-12
-0.3	-0.8	3.38E-17
	-0.7	6.35E-18
	-0.6	2.90E-19
	-0.5	3.40E-20
	-0.4	3.36E-19
	-0.3	8.41E-17
	-0.2	5.66E-16
	-0.1	1.96E-13
	0	7.86E-11

-0.2	-0.8	1.39E-17
	-0.7	2.27E-18
	-0.6	9.55E-20
	-0.5	6.80E-20
	-0.4	1.34E-17
	-0.3	2.72E-16
	-0.2	1.54E-14
	-0.1	4.28E-12
	0	6.17E-10
-0.1	-0.8	5.49E-18
	-0.7	6.10E-19
	-0.6	1.06E-19
	-0.5	8.57E-19
	-0.4	7.76E-17
	-0.3	1.38E-15
	-0.2	2.34E-13
	-0.1	7.03E-11
	0	4.04E-09

Tabla C.1 Tabla de BER vs Chirp para el caso 2

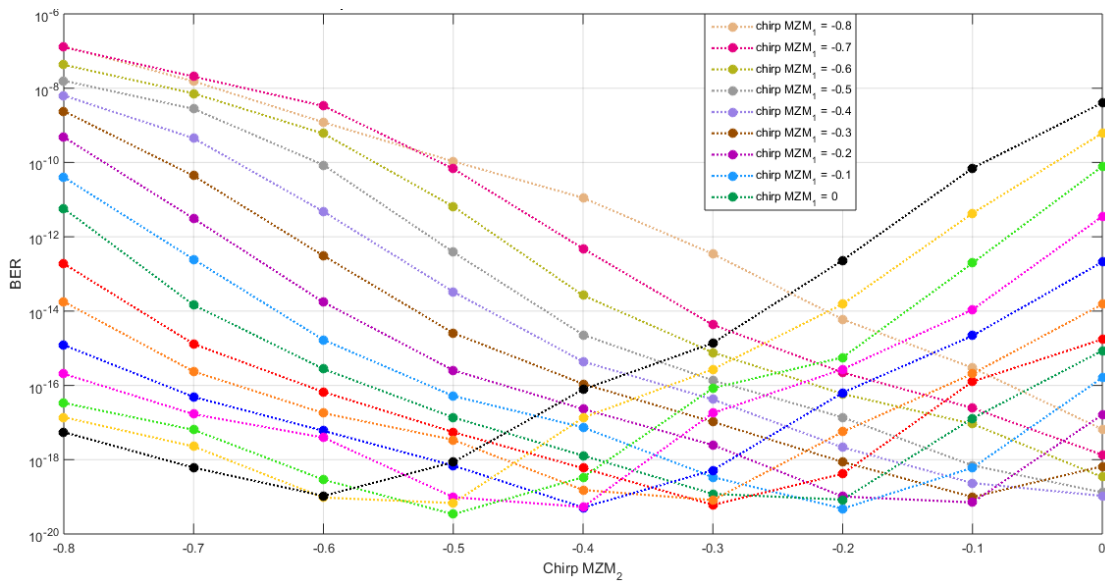


Figura C.1 Grafica de BER vs Chirp para el caso 2

Anexo D. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL CASO 3

En el presente anexo se consignan la totalidad de los resultados obtenidos en la simulación para el caso de estudio 3. La Tabla D.1 muestra la BER obtenida para variaciones en el valor de chirp de los moduladores según se especifica en el ambiente de simulación expuesto en el capítulo 4 para este caso de estudio. Además, en la Figura D.1 se representan gráficamente los datos de la tabla mencionada.

CHIRP MZM ₁	CHIRP MZM ₂	BER
-0.8	-0.8	2.88E-36
	-0.7	9.10E-40
	-0.6	2.57E-39
	-0.5	9.19E-40
	-0.4	1.06E-39
	-0.3	2.41E-38
	-0.2	3.07E-35
	-0.1	4.79E-32
	0	6.61E-29
-0.7	-0.8	1.25E-39
	-0.7	3.11E-39
	-0.6	1.68E-39
	-0.5	6.12E-39
	-0.4	4.90E-39
	-0.3	7.23E-37
	-0.2	2.28E-34
	-0.1	1.65E-30
	0	2.30E-25
-0.6	-0.8	2.04E-39
	-0.7	5.23E-39
	-0.6	6.12E-39
	-0.5	6.98E-38
	-0.4	5.45E-37
	-0.3	4.28E-34
	-0.2	1.28E-30
	-0.1	4.00E-27

	0	9.31E-25
-0.5	-0.8	7.09E-31
	-0.7	1.74E-32
	-0.6	3.18E-31
	-0.5	7.51E-30
	-0.4	1.34E-27
	-0.3	4.53E-25
	-0.2	1.98E-23
	-0.1	2.32E-21
	0	5.52E-18
	-0.4	-0.8
-0.7		1.93E-31
-0.6		5.42E-30
-0.5		1.27E-27
-0.4		2.02E-25
-0.3		4.29E-24
-0.2		1.08E-21
-0.1		1.68E-18
0		2.61E-16
-0.3	-0.8	1.19E-28
	-0.7	6.85E-30
	-0.6	1.25E-27
	-0.5	3.80E-25
	-0.4	6.23E-24
	-0.3	1.25E-21
	-0.2	1.17E-18
	-0.1	1.15E-16
	0	8.19E-15
-0.2	-0.8	2.55E-28
	-0.7	2.82E-27
	-0.6	7.35E-25
	-0.5	1.84E-23
	-0.4	7.12E-22
	-0.3	1.27E-18
	-0.2	1.00E-16

	-0.1	6.46E-15
	0	7.93E-13
-0.1	-0.8	2.38E-26
	-0.7	4.78E-24
	-0.6	1.96E-22
	-0.5	4.14E-21
	-0.4	2.34E-18
	-0.3	1.38E-16
	-0.2	7.19E-15
	-0.1	8.22E-13
	0	4.64E-11
	0	-0.8
-0.7		1.40E-25
-0.6		6.85E-25
-0.5		2.48E-21
-0.4		1.38E-18
-0.3		2.36E-16
-0.2		2.65E-14
-0.1		5.63E-12
0		2.20E-10

Tabla D.1 Resultados de BER vs Chirp para el caso 3

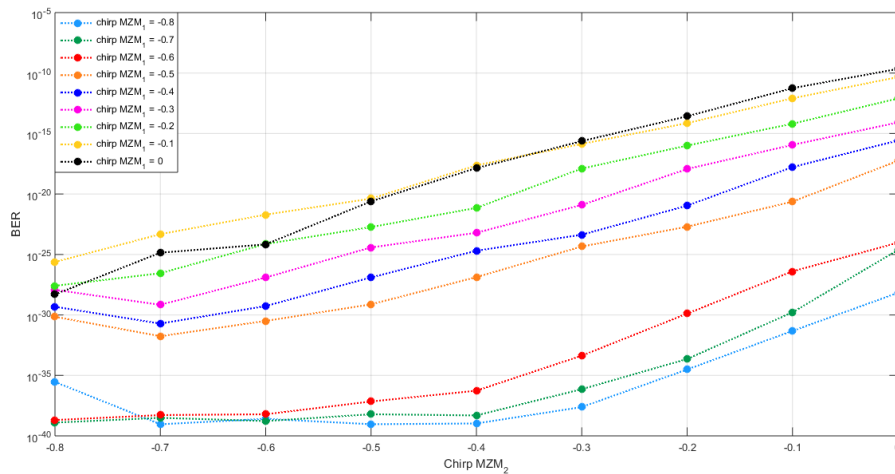


Figura D.1 Gráfica de BER vs Chirp para el caso 3

Anexo E. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL CASO DE ESTUDIO 4

Se observa en este anexo, el comportamiento de la BER para las variaciones de chirp dentro del rango de -1.5 a 1.5, implementado en el caso 4 de estudio.

Chirp	BER
-1.5	8.45E-20
-1.4	2.80E-20
-1.3	4.43E-20
-1.2	6.92E-20
-1.1	1.80E-21
-1	1.99E-23
-0.9	9.99E-26
-0.8	5.86E-27
-0.7	5.33E-28
-0.6	2.47E-29
-0.5	3.38E-26
-0.4	5.76E-25
-0.3	3.84E-20
-0.2	4.17E-16
-0.1	5.35E-13
0	5.85E-10
0.1	1.34E-07
0.2	4.49E-06
0.3	4.39E-05
0.4	2.60E-04
0.5	9.35E-04
0.6	2.49E-03
0.7	5.28E-03
0.8	8.88E-03
0.9	1.29E-02
1	1.65E-02
1.1	1.94E-02
1.2	2.07E-02
1.3	2.08E-02
1.4	2.05E-02

1.5	2.29E-02
-----	----------

Tabla E.1 Resultados de BER vs Chirp para el caso de estudio 4

ANEXO F. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL CASO 5

En el presente anexo se consignan la totalidad de los resultados obtenidos en la simulación para el caso de estudio 5. La Tabla F.1 muestra la BER obtenida para variaciones en el valor de chirp de los moduladores según se especifica en el ambiente de simulación expuesto en el capítulo 4 para este caso de estudio. Además, en la Figura F.1 se representan gráficamente los datos de la tabla mencionada.

CHIRP MZM ₁	CHIRP MZM ₂	BER
-1.5	-1.5	8.56E-07
	-1.4	1.44E-06
	-1.3	1.98E-06
	-1.2	2.09E-06
	-1.1	1.63E-06
	-1	1.28E-06
	-0.9	7.80E-07
	-0.8	3.07E-07
	-0.7	2.90E-08
	-0.6	2.17E-09
	-0.5	8.26E-11
	-0.4	3.52E-12
	-0.3	2.91E-13
	-0.2	1.03E-14
	-0.1	7.90E-16
	0	3.18E-17
-1.4	-1.5	4.09E-06
	-1.4	5.99E-06
	-1.3	7.13E-06
	-1.2	6.82E-06
	-1.1	5.67E-06
	-1	4.36E-06
	-0.9	1.45E-06
	-0.8	1.85E-07
	-0.7	1.46E-08
	-0.6	1.20E-09

	-0.5	9.50E-11
	-0.4	6.68E-13
	-0.3	2.15E-15
	-0.2	1.74E-17
	-0.1	2.23E-18
	0	4.73E-19
-1.3	-1.5	5.44E-06
	-1.4	7.31E-06
	-1.3	7.00E-06
	-1.2	5.95E-06
	-1.1	4.84E-06
	-1	3.58E-06
	-0.9	4.65E-07
	-0.8	5.40E-08
	-0.7	3.69E-09
	-0.6	3.40E-10
	-0.5	1.04E-11
	-0.4	3.32E-14
	-0.3	1.26E-16
	-0.2	4.12E-18
-0.1	1.45E-18	
0	1.13E-20	
-1.2	-1.5	6.78E-06
	-1.4	7.16E-06
	-1.3	6.79E-06
	-1.2	5.60E-06
	-1.1	4.04E-06
	-1	1.07E-06
	-0.9	2.31E-07
	-0.8	1.49E-08
	-0.7	1.05E-09
	-0.6	1.05E-10
	-0.5	3.40E-13
	-0.4	1.90E-15
	-0.3	1.10E-17

	-0.2	1.40E-18
	-0.1	2.31E-19
	0	8.09E-21
-1.1	-1.5	7.48E-06
	-1.4	7.50E-06
	-1.3	5.94E-06
	-1.2	4.25E-06
	-1.1	2.81E-06
	-1	5.78E-07
	-0.9	4.79E-08
	-0.8	3.52E-09
	-0.7	2.64E-10
	-0.6	9.85E-12
	-0.5	2.26E-14
	-0.4	1.49E-16
	-0.3	1.96E-18
	-0.2	1.04E-19
	-0.1	1.17E-20
	0	4.94E-21
	-1	-1.5
-1.4		6.78E-06
-1.3		6.09E-06
-1.2		3.65E-06
-1.1		1.45E-06
-1		1.61E-07
-0.9		1.36E-08
-0.8		1.00E-09
-0.7		5.44E-11
-0.6		6.16E-13
-0.5		8.76E-16
-0.4		7.73E-18
-0.3		8.42E-19
-0.2		1.36E-19
-0.1		2.25E-21
0	2.16E-20	

-0.9	-1.5	8.43E-06
	-1.4	6.29E-06
	-1.3	4.71E-06
	-1.2	2.70E-06
	-1.1	5.88E-07
	-1	4.58E-08
	-0.9	2.81E-09
	-0.8	2.02E-10
	-0.7	7.31E-12
	-0.6	1.44E-14
	-0.5	4.26E-17
	-0.4	1.02E-18
	-0.3	2.23E-19
	-0.2	1.28E-20
	-0.1	1.77E-21
	0	3.30E-19
-0.8	-1.5	7.61E-06
	-1.4	5.26E-06
	-1.3	3.38E-06
	-1.2	1.67E-06
	-1.1	1.89E-07
	-1	1.16E-08
	-0.9	6.16E-10
	-0.8	5.24E-11
	-0.7	3.89E-13
	-0.6	6.77E-16
	-0.5	6.26E-18
	-0.4	4.62E-19
	-0.3	2.98E-20
	-0.2	2.05E-21
	-0.1	2.02E-20
	0	4.53E-18
-0.7	-1.5	6.35E-06
	-1.4	4.37E-06
	-1.3	2.67E-06

	-1.2	5.51E-07
	-1.1	5.76E-08
	-1	3.07E-09
	-0.9	1.49E-10
	-0.8	6.99E-12
	-0.7	1.15E-14
	-0.6	4.02E-17
	-0.5	9.67E-19
	-0.4	1.93E-19
	-0.3	1.61E-21
	-0.2	2.04E-21
	-0.1	3.07E-19
	0	2.66-17
	-0.6	-1.5
-1.4		3.47E-06
-1.3		1.65E-06
-1.2		2.59E-07
-1.1		1.09E-08
-1		5.13E-10
-0.9		3.79E-11
-0.8		2.45E-13
-0.7		8.47E-16
-0.6		2.57E-18
-0.5		4.46E-19
-0.4		1.51E-20
-0.3		3.62E-21
-0.2		1.27E-20
-0.1	4.91E-18	
0	1.01E-16	
-0.5	-1.5	4.65E-06
	-1.4	2.44E-06
	-1.3	7.24E-07
	-1.2	6.92E-08
	-1.1	2.78E-09
	-1	1.16E-10

	-0.9	7.11E-12
	-0.8	1.03E-14
	-0.7	2.33E-17
	-0.6	6.42E-19
	-0.5	1.23E-19
	-0.4	4.93E-21
	-0.3	1.90E-21
	-0.2	2.13E-19
	-0.1	2.56E-17
	0	1.16E-15
	-1.5	3.22E-06
	-1.4	1.78E-06
	-1.3	1.93E-07
	-1.2	1.41E-08
	-1.1	4.80E-10
	-1	2.93E-11
	-0.9	2.90E-13
	-0.8	1.33E-15
-0.4	-0.7	2.78E-18
	-0.6	2.97E-19
	-0.5	5.68E-20
	-0.4	2.00E-21
	-0.3	1.36E-20
	-0.2	2.07E-18
	-0.1	1.33E-16
	0	2.21E-14
	-1.5	2.39E-06
	-1.4	7.33E-07
	-1.3	5.56E-08
	-1.2	2.25E-09
	-1.1	1.21E-10
	-1	6.68E-12
	-0.9	1.11E-14
	-0.8	1.96E-17
-0.3	-0.7	8.63E-19

	-0.6	2.40E-19
	-0.5	3.84E-21
	-0.4	9.56E-22
	-0.3	2.08E-19
	-0.2	2.82E-17
	-0.1	1.77E-15
	0	4.96E-13
-0.2	-1.5	1.82E-06
	-1.4	2.55E-07
	-1.3	1.30E-08
	-1.2	4.82E-10
	-1.1	2.84E-11
	-1	3.64E-13
	-0.9	5.33E-16
	-0.8	3.36E-18
	-0.7	2.39E-19
	-0.6	2.47E-20
	-0.5	1.09E-21
	-0.4	1.47E-20
	-0.3	2.01E-18
	-0.2	8.52E-17
-0.1	2.60E-14	
0	8.11E-12	
-0.1	-1.5	9.75E-07
	-1.4	6.70E-08
	-1.3	2.15E-09
	-1.2	1.12E-10
	-1.1	7.92E-12
	-1	1.77E-14
	-0.9	5.06E-17
	-0.8	4.76E-19
	-0.7	1.89E-19
	-0.6	2.35E-21
	-0.5	1.38E-21
	-0.4	2.62E-19

	-0.3	1.19E-17
	-0.2	7.36E-16
	-0.1	5.11E-13
	0	1.18E-10
0	-1.5	2.31E-07
	-1.4	1.62E-08
	-1.3	4.88E-10
	-1.2	2.92E-11
	-1.1	3.16E-13
	-1	4.96E-16
	-0.9	2.95E-18
	-0.8	2.30E-19
	-0.7	1.74E-20
	-0.6	4.63E-21
	-0.5	8.62E-21
	-0.4	5.31E-18
	-0.3	8.45E-17
	-0.2	2.06E-14
	-0.1	1.97E-11
	0	1.48E-09

Tabla F.1 Resultados de BER vs Chirp para el caso 5

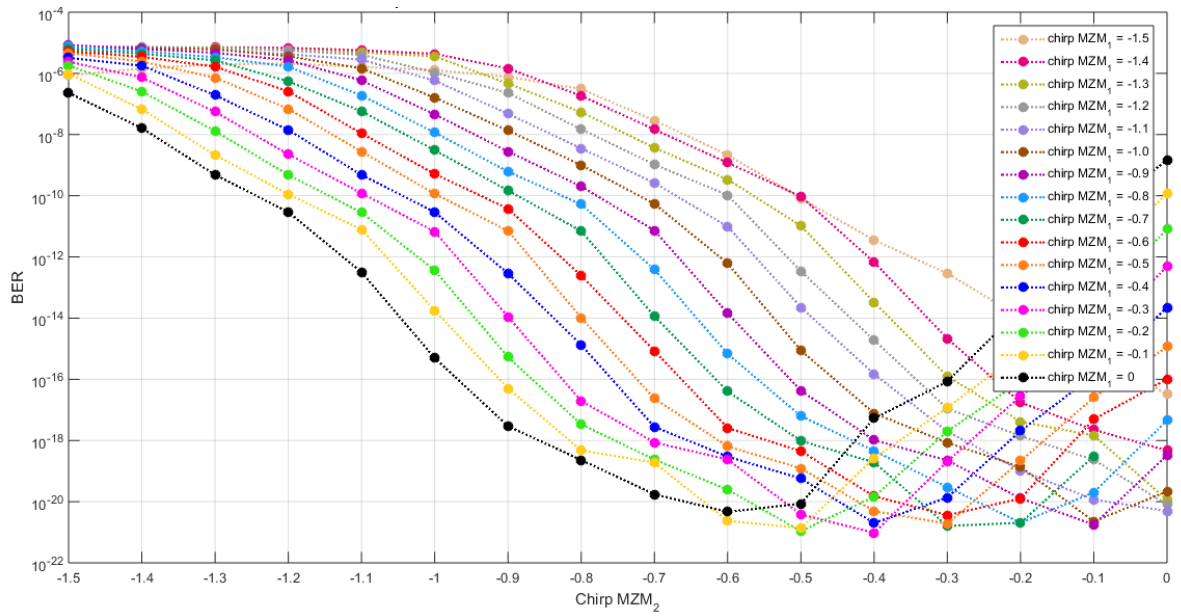


Figura F.1 Gráfica de BER vs Chirp para el caso 5

ANEXO G. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL CASO 6

En el presente anexo se consignan la totalidad de los resultados obtenidos en la simulación para el caso de estudio 6. La Tabla G.1 muestra la BER obtenida para variaciones en el valor de chirp de los moduladores según se especifica en el ambiente de simulación expuesto en el capítulo 4 para este caso de estudio. Además, en la Figura G.1 se representan gráficamente los datos de la tabla mencionada.

CHIRP MZM ₁	CHIRP MZM ₂	BER
-1.5	-1.5	1.16E-21
	-1.4	1.72E-23
	-1.3	2.81E-23
	-1.2	8.49E-24
	-1.1	4.78E-25
	-1	2.44E-26
	-0.9	3.61E-28
	-0.8	1.91E-30
	-0.7	4.37E-33
	-0.6	1.28E-32
	-0.5	3.27E-36
	-0.4	2.05E-35
	-0.3	6.25E-35
	-0.2	7.46E-34
	-0.1	2.07E-31
	0	1.10E-28
-1.4	-1.5	6.45E-22
	-1.4	6.73E-23
	-1.3	3.72E-23
	-1.2	5.15E-24
	-1.1	3.59E-25
	-1	2.52E-26
	-0.9	5.44E-28
	-0.8	2.42E-30
	-0.7	7.14E-33
	-0.6	4.54E-33

	-0.5	8.66E-36
	-0.4	4.80E-36
	-0.3	4.91E-35
	-0.2	2.21E-34
	-0.1	3.39E-32
	0	1.05E-29
-1.3	-1.5	2.04E-22
	-1.4	2.46E-23
	-1.3	1.07E-23
	-1.2	3.32E-24
	-1.1	3.58E-25
	-1	1.62E-26
	-0.9	4.10E-28
	-0.8	2.38E-30
	-0.7	4.52E-33
	-0.6	1.76E-33
	-0.5	5.72E-36
	-0.4	4.04E-36
	-0.3	1.29E-35
	-0.2	1.13E-34
-0.1	6.86E-33	
0	2.73E-30	
-1.2	-1.5	2.96E-23
	-1.4	4.92E-24
	-1.3	2.34E-24
	-1.2	7.91E-25
	-1.1	5.40E-26
	-1	2.98E-27
	-0.9	7.87E-29
	-0.8	4.29E-31
	-0.7	7.87E-34
	-0.6	1.16E-33
	-0.5	9.73E-37
	-0.4	5.13E-37
	-0.3	1.42E-36

	-0.2	7.85E-36
	-0.1	1.35E-33
	0	5.70E-31
-1.1	-1.5	2.76E-24
	-1.4	5.57E-25
	-1.3	2.31E-35
	-1.2	7.44E-26
	-1.1	5.97E-27
	-1	4.94E-28
	-0.9	7.68E-30
	-0.8	2.52E-32
	-0.7	2.85E-34
	-0.6	6.81E-35
	-0.5	1.66E-36
	-0.4	5.82E-38
	-0.3	2.47E-37
	-0.2	5.80E-35
	-0.1	7.51E-32
	0	9.93E-30
	-1	-1.5
-1.4		2.37E-26
-1.3		9.54E-27
-1.2		2.39E-27
-1.1		2.93E-28
-1		1.18E-29
-0.9		2.55E-31
-0.8		6.98E-34
-0.7		4.66E-33
-0.6		1.44E-36
-0.5		3.63E-36
-0.4		5.61E-36
-0.3		2.48E-35
-0.2		2.99E-34
-0.1		4.57E-32
0	5.51E-29	

-0.9	-1.5	6.84E-27
	-1.4	4.12E-28
	-1.3	3.04E-28
	-1.2	6.64E-29
	-1.1	3.40E-30
	-1	9.06E-32
	-0.9	1.69E-33
	-0.8	3.60E-33
	-0.7	1.47E-35
	-0.6	5.82E-38
	-0.5	2.26E-38
	-0.4	2.11E-38
	-0.3	1.88E-37
	-0.2	1.87E-35
	-0.1	2.95E-32
	0	1.26E-29
-0.8	-1.5	1.88E-26
	-1.4	3.53E-30
	-1.3	2.33E-30
	-1.2	4.02E-31
	-1.1	2.74E-32
	-1	8.80E-34
	-0.9	2.02E-33
	-0.8	5.12E-35
	-0.7	5.56E-38
	-0.6	1.57E-37
	-0.5	2.56E-37
	-0.4	9.61E-37
	-0.3	2.34E-35
	-0.2	9.51E-34
	-0.1	6.23E-31
	0	4.20E-27
-0.7	-1.5	4.68E-29
	-1.4	7.60E-33
	-1.3	2.15E-33

	-1.2	4.56E-34
	-1.1	7.07E-35
	-1	8.91E-34
	-0.9	1.94E-35
	-0.8	1.31E-38
	-0.7	1.46E-37
	-0.6	9.78E-38
	-0.5	4.08E-38
	-0.4	1.35E-36
	-0.3	2.27E-34
	-0.2	1.15E-31
	-0.1	4.97E-29
	0	1.07E-26
	-1.5	1.83E-31
	-1.4	2.15E-34
	-1.3	7.39E-34
	-1.2	4.25E-34
	-1.1	2.83E-35
	-1	6.11E-37
	-0.9	1.31E-38
	-0.8	4.68E-38
	-0.7	1.12E-37
	-0.6	2.31E-39
	-0.5	5.62E-39
	-0.4	4.44E-37
	-0.3	2.31E-34
	-0.2	2.44E-31
	-0.1	5.07E-28
	0	1.82E-23
	-1.5	5.22E-31
	-1.4	1.44E-36
	-1.3	6.82E-37
	-1.2	5.99E-38
	-1.1	1.38E-37
	-1	5.85E-37

	-0.9	2.11E-39
	-0.8	1.57E-37
	-0.7	1.98E-38
	-0.6	5.81E-39
	-0.5	1.23E-37
	-0.4	1.69E-35
	-0.3	1.19E-32
	-0.2	6.17E-29
	-0.1	5.32E-24
	0	2.84E-22
-0.4	-1.5	2.03E-30
	-1.4	3.79E-37
	-1.3	4.91E-37
	-1.2	7.01E-38
	-1.1	4.68E-39
	-1	1.06E-37
	-0.9	4.69E-39
	-0.8	9.25E-38
	-0.7	3.70E-37
	-0.6	1.48E-37
	-0.5	9.68E-36
	-0.4	5.72E-33
	-0.3	5.34E-29
	-0.2	8.94E-25
-0.1	5.31E-23	
0	6.66E-19	
-0.3	-1.5	2.34E-29
	-1.4	2.02E-36
	-1.3	2.94E-37
	-1.2	3.63E-38
	-1.1	1.77E-38
	-1	9.86E-37
	-0.9	6.57E-39
	-0.8	2.88E-36
	-0.7	7.35E-35

	-0.6	8.91E-35
	-0.5	8.98E-33
	-0.4	3.19E-29
	-0.3	6.87E-25
	-0.2	2.41E-23
	-0.1	2.46E-19
	0	1.52E-16
-0.2	-1.5	8.83E-28
	-1.4	2.72E-35
	-1.3	1.36E-36
	-1.2	2.39E-37
	-1.1	1.44E-35
	-1	4.86E-36
	-0.9	1.03E-35
	-0.8	3.40E-35
	-0.7	3.27E-32
	-0.6	8.41E-32
	-0.5	2.01E-29
	-0.4	4.69E-25
	-0.3	1.63E-23
	-0.2	2.29E-19
-0.1	1.30E-16	
0	8.76E-15	
-0.1	-1.5	1.42E-26
	-1.4	3.61E-34
	-1.3	7.41E-35
	-1.2	7.23E-35
	-1.1	3.22E-33
	-1	2.18E-34
	-0.9	5.28E-33
	-0.8	8.47E-32
	-0.7	1.76E-29
	-0.6	4.25E-29
	-0.5	2.04E-24
-0.4	2.95E-23	

	-0.3	3.14E-19
	-0.2	9.26E-17
	-0.1	6.64E-15
	0	8.14E-13
0	-1.5	8.18E-26
	-1.4	1.54E-31
	-1.3	1.60E-32
	-1.2	5.06E-32
	-1.1	2.04E-30
	-1	3.85E-31
	-0.9	1.97E-30
	-0.8	1.29E-28
	-0.7	3.99E-27
	-0.6	7.84E-24
	-0.5	1.25E-22
	-0.4	5.12E-19
	-0.3	6.97E-17
	-0.2	7.43E-15
	-0.1	6.77E-13
	0	4.70E-11

Tabla G.1 Resultados de BER vs Chirp para el caso 6

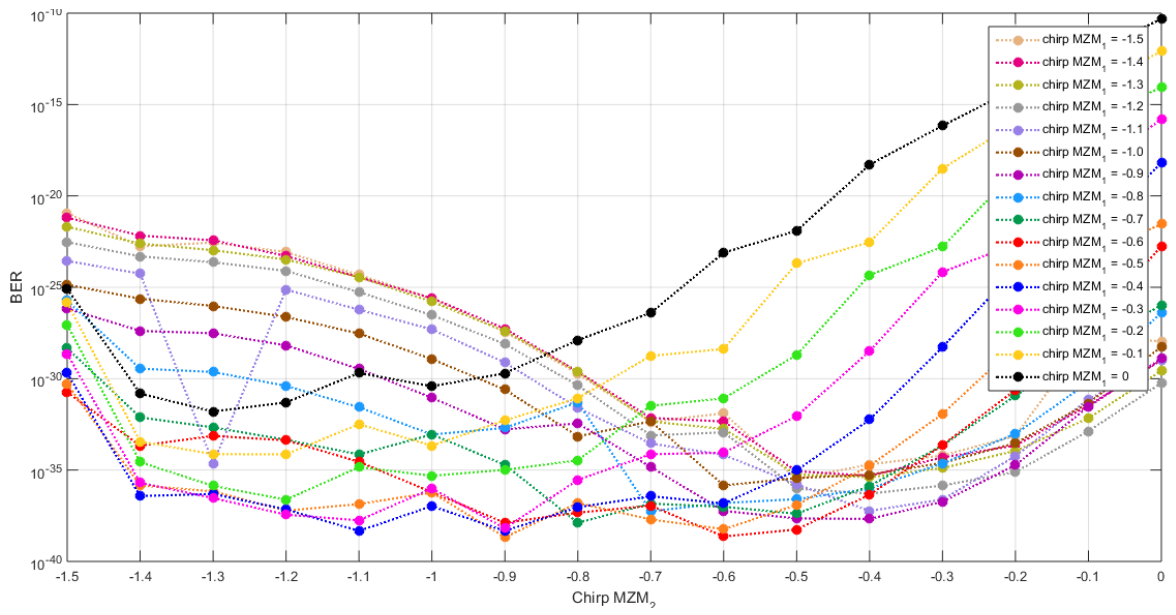


Figura G.1 Gráfica de BER vs Chirp para el caso 6

ANEXO H. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL CASO 7

En el presente anexo se consignan la totalidad de los resultados obtenidos en la simulación para el caso de estudio 7. La Tabla H.1 muestra la BER obtenida para variaciones en el valor de chirp de los moduladores según se especifica en el ambiente de simulación expuesto en el capítulo 4 para este caso de estudio. Además, en la Figura H.1 se representan gráficamente los datos de la tabla mencionada.

CHIRP MZM ₁	CHIRP MZM ₂	BER
-0.8	-0.8	3.04E-16
	-0.7	6.56E-14
	-0.6	4.06E-12
	-0.5	1.37E-10
	-0.4	1.68E-09
	-0.3	3.02E-08
	-0.2	4.64E-08
	-0.1	9.96E-08
	0	1.96E-07
-0.7	-0.8	1.94E-15
	-0.7	2.73E-13
	-0.6	1.31E-11
	-0.5	3.30E-10
	-0.4	3.40E-09
	-0.3	2.77E-08
	-0.2	4.95E-08
	-0.1	1.09E-07
	0	1.17E-07
-0.6	-0.8	1.39E-14
	-0.7	1.03E-12
	-0.6	4.15E-11
	-0.5	7.23E-10
	-0.4	1.27E-08
	-0.3	3.02E-08
	-0.2	5.61E-08
	-0.1	1.01E-07
	0	7.39E-08

-0.5	-0.8	5.99E-14
	-0.7	3.60E-12
	-0.6	1.23E-10
	-0.5	1.52E-09
	-0.4	1.50E-08
	-0.3	3.79E-08
	-0.2	5.24E-08
	-0.1	8.31E-08
	0	5.99E-08
-0.4	-0.8	3.39E-13
	-0.7	1.42E-11
	-0.6	2.94E-10
	-0.5	2.90E-09
	-0.4	1.43E-08
	-0.3	1.73E-08
	-0.2	2.16E-08
	-0.1	1.44E-08
	0	1.02E-08
-0.3	-0.8	1.35E-12
	-0.7	4.07E-11
	-0.6	5.12E-10
	-0.5	4.79E-09
	-0.4	7.40E-09
	-0.3	7.64E-09
	-0.2	8.60E-09
	-0.1	5.53E-09
	0	4.48E-09
-0.2	-0.8	5.09E-12
	-0.7	8.95E-11
	-0.6	7.58E-10
	-0.5	3.71E-09
	-0.4	4.92E-09
	-0.3	5.93E-09
	-0.2	5.54E-09
	-0.1	3.10E-09
	0	2.58E-09
0.1	-0.8	1.42E-11

	-0.7	1.42E-10
	-0.6	7.80E-10
	-0.5	3.57E-09
	-0.4	3.78E-09
	-0.3	4.78E-09
	-0.2	3.71E-09
	-0.1	1.89E-09
	0	1.81E-09
0	-0.8	1.78E-11
	-0.7	1.37E-10
	-0.6	5.39E-10
	-0.5	8.13E-10
	-0.4	1.14E-09
	-0.3	1.17E-09
	-0.2	2.00E-09
	-0.1	1.05E-09
	0	2.44E-09

Tabla H.1 Resultados de BER vs Chirp para el caso 7

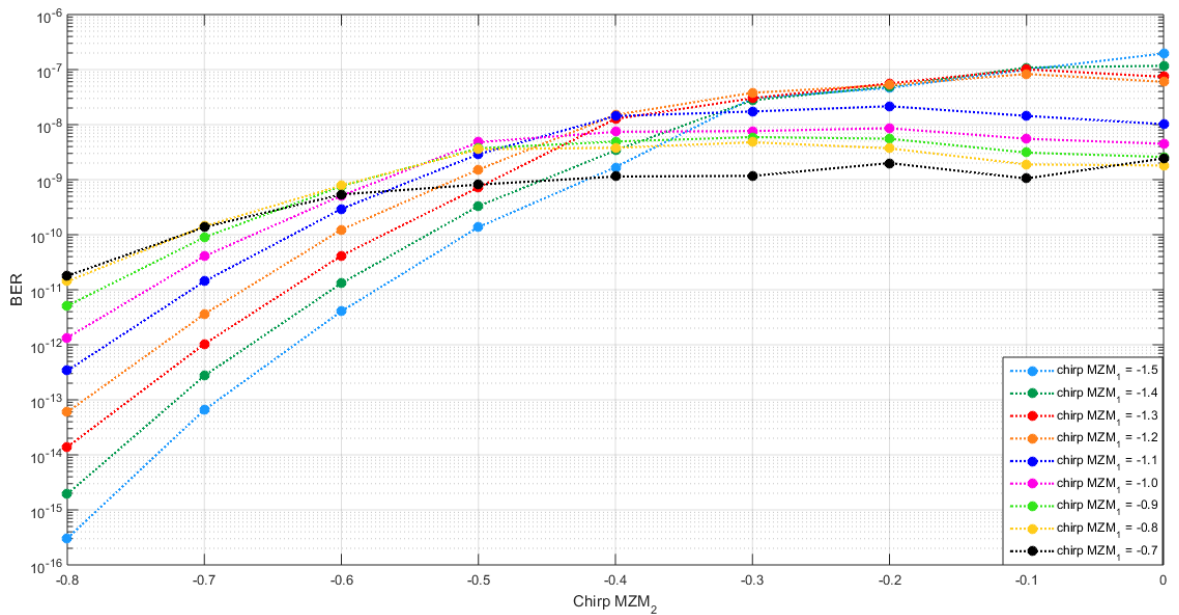


Figura H.1 Gráfica de BER vs Chirp para el caso 7

ANEXO I. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL CASO 8

En el presente anexo se consignan la totalidad de los resultados obtenidos en la simulación para el caso de estudio 8. La Tabla I.1 muestra la BER obtenida para variaciones en el valor de chirp de los moduladores según se especifica en el ambiente de simulación expuesto en el capítulo 4 para este caso de estudio. Además, en la Figura I.1 se representan gráficamente los datos de la tabla mencionada.

CHIRP MZM ₁	CHIRP MZM ₂	BER
-1.5	-1.5	1.00E-40
	-1.4	1.00E-40
	-1.3	1.42E-40
	-1.2	4.13E-37
	-1.1	3.32E-31
	-1	2.64E-27
	-0.9	1.87E-21
	-0.8	7.49E-19
	-0.7	1.29E-16
	-0.6	1.64E-13
	-0.5	1.56E-11
	-0.4	3.35E-10
	-0.3	7.70E-09
	-0.2	6.93E-08
	-0.1	2.86E-07
	0	1.58E-06
-1.4	-1.5	1.00E-40
	-1.4	1.00E-40
	-1.3	1.00E-40
	-1.2	2.45E-35
	-1.1	5.82E-30
	-1	4.63E-24
	-0.9	5.33E-21
	-0.8	2.44E-17
	-0.7	5.82E-14
	-0.6	3.99E-12
	-0.5	7.13E-11

	-0.4	1.81E-09
	-0.3	1.43E-08
	-0.2	8.95E-08
	-0.1	6.20E-07
	0	1.40E-06
-1.3	-1.5	1.00E-40
	-1.4	1.00E-40
	-1.3	1.75E-39
	-1.2	2.04E-33
	-1.1	9.58E-27
	-1	2.20E-23
	-0.9	8.59E-19
	-0.8	4.41E-16
	-0.7	1.78E-13
	-0.6	6.16E-12
	-0.5	3.61E-10
	-0.4	3.20E-09
	-0.3	2.13E-08
	-0.2	1.99E-07
	-0.1	6.04E-07
0	7.37E-07	
-1.2	-1.5	1.00E-40
	-1.4	1.00E-40
	-1.3	1.64E-35
	-1.2	8.62E-20
	-1.1	2.06E-25
	-1	7.92E-21
	-0.9	2.11E-17
	-0.8	7.67E-15
	-0.7	4.73E-13
	-0.6	6.31E-11
	-0.5	5.26E-10
	-0.4	6.38E-09
	-0.3	5.29E-08
	-0.2	1.44E-07
	-0.1	6.63E-07
0	6.31E-07	

-1.1	-1.5	1.00E-40
	-1.4	8.83E-39
	-1.3	2.86E-33
	-1.2	3.96E-27
	-1.1	2.69E-23
	-1	8.84E-19
	-0.9	1.83E-16
	-0.8	2.53E-14
	-0.7	1.18E-12
	-0.6	5.97E-11
	-0.5	1.19E-09
	-0.4	1.10E-08
	-0.3	3.59E-08
	-0.2	1.53E-07
	-0.1	2.71E-07
0	4.44E-07	
-1	-1.5	1.00E-40
	-1.4	1.62E-36
	-1.3	2.92E-29
	-1.2	1.42E-25
	-1.1	1.68E-20
	-1	3.30E-18
	-0.9	1.07E-15
	-0.8	3.05E-13
	-0.7	5.73E-12
	-0.6	3.75E-10
	-0.5	1.75E-09
	-0.4	9.79E-09
	-0.3	5.00E-08
	-0.2	1.16E-07
	-0.1	1.98E-07
0	2.50E-07	
-0.9	-1.5	5.09E-37
	-1.4	1.10E-32
	-1.3	1.05E-28
	-1.2	8.03E-23
	-1.1	6.13E-20

	-1	3.82E-17
	-0.9	1.57E-14
	-0.8	4.08E-13
	-0.7	4.79E-11
	-0.6	2.17E-10
	-0.5	2.65E-09
	-0.4	2.08E-08
	-0.3	5.33E-08
	-0.2	9.66E-08
	-0.1	1.45E-07
	0	1.29E-07
-0.8	-1.5	7.97E-35
	-1.4	1.42E-30
	-1.3	1.74E-25
	-1.2	2.03E-22
	-1.1	5.11E-18
	-1	3.91E-16
	-0.9	3.65E-14
	-0.8	3.13E-12
	-0.7	3.65E-11
	-0.6	4.44E-10
	-0.5	3.76E-09
	-0.4	1.76E-08
	-0.3	3.78E-08
	-0.2	5.99E-08
-0.1	5.31E-08	
0	4.33E-08	
-0.7	-1.5	3.34E-30
	-1.4	8.11E-28
	-1.3	1.76E-24
	-1.2	1.19E-19
	-1.1	1.19E-17
	-1	7.28E-15
	-0.9	2.47E-13
	-0.8	4.14E-12
	-0.7	8.17E-11
	-0.6	5.48E-10

	-0.5	1.89E-09
	-0.4	1.03E-08
	-0.3	1.38E-08
	-0.2	2.73E-08
	-0.1	1.73E-08
	0	1.06E-08
-0.6	-1.5	9.99E-30
	-1.4	7.64E-25
	-1.3	6.08E-22
	-1.2	1.98E-19
	-1.1	3.19E-16
	-1	9.83E-15
	-0.9	2.42E-13
	-0.8	1.54E-11
	-0.7	7.84E-11
	-0.6	2.95E-10
	-0.5	1.23E-09
	-0.4	2.49E-09
	-0.3	5.32E-09
	-0.2	6.75E-09
-0.1	3.94E-09	
0	2.36E-09	
-0.5	-1.5	2.40E-26
	-1.4	7.28E-24
	-1.3	4.35E-21
	-1.2	1.87E-18
	-1.1	4.03E-16
	-1	9.14E-15
	-0.9	7.38E-13
	-0.8	5.81E-12
	-0.7	4.56E-11
	-0.6	4.18E-10
	-0.5	6.28E-10
	-0.4	1.04E-09
	-0.3	1.17E-09
	-0.2	1.60E-09
-0.1	6.35E-10	

	0	9.86E-10
-0.4	-1.5	1.60E-25
	-1.4	5.07E-23
	-1.3	1.86E-20
	-1.2	1.44E-17
	-1.1	2.12E-16
	-1	2.74E-14
	-0.9	4.56E-13
	-0.8	6.28E-12
	-0.7	8.54E-11
	-0.6	1.34E-10
	-0.5	2.25E-10
	-0.4	4.11E-10
	-0.3	6.14E-10
	-0.2	1.93E-10
	-0.1	2.37E-10
	0	2.89E-10
-0.3	-1.5	6.64E-25
	-1.4	4.09E-22
	-1.3	9.77E-20
	-1.2	7.31E-18
	-1.1	1.64E-15
	-1	2.53E-14
	-0.9	1.45E-12
	-0.8	1.08E-11
	-0.7	3.84E-11
	-0.6	3.66E-11
	-0.5	5.39E-11
	-0.4	1.63E-10
	-0.3	5.83E-11
	-0.2	3.65E-11
	-0.1	9.31E-11
	0	3.03E-11
-0.2	-1.5	5.78E-23
	-1.4	2.67E-21
	-1.3	8.83E-20
	-1.2	4.22E-17

	-1.1	7.91E-16
	-1	5.79E-14
	-0.9	2.48E-13
	-0.8	4.00E-12
	-0.7	1.28E-11
	-0.6	8.34E-12
	-0.5	1.50E-11
	-0.4	2.53E-11
	-0.3	4.07E-12
	-0.2	1.17E-11
	-0.1	3.67E-12
	0	2.52E-11
0.1	-1.5	5.67E-23
	-1.4	2.83E-21
	-1.3	9.05E-19
	-1.2	2.48E-17
	-1.1	2.92E-15
	-1	2.35E-14
	-0.9	2.62E-13
	-0.8	1.04E-12
	-0.7	2.20E-12
	-0.6	8.66E-13
	-0.5	3.35E-12
	-0.4	8.66E-13
	-0.3	1.03E-12
	-0.2	8.96E-13
-0.1	3.98E-12	
0	4.82E-12	
0	-1.5	1.24E-21
	-1.4	4.31E-20
	-1.3	4.43E-19
	-1.2	7.16E-17
	-1.1	6.51E-16
	-1	4.60E-14
	-0.9	1.04E-13
	-0.8	8.57E-13
	-0.7	2.46E-13

	-0.6	8.48E-13
	-0.5	2.54E-13
	-0.4	1.96E-13
	-0.3	1.84E-13
	-0.2	2.50E-13
	-0.1	8.66E-13
	0	3.59E-12

Tabla I.1 Resultados de BER vs Chirp para el caso 8

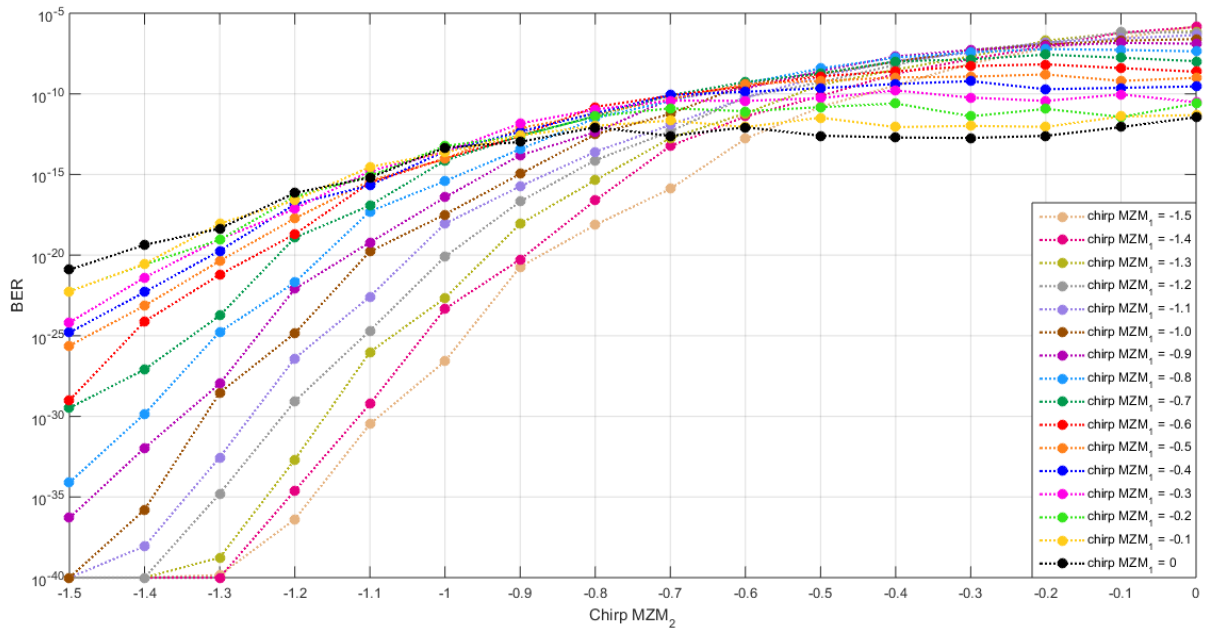


Figura I.1 Gráfica de BER vs Chirp para el caso 8

ANEXO J. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL CASO 9

En el presente anexo se consignan la totalidad de los resultados obtenidos en la simulación para el caso de estudio 9. La Tabla J.1 muestra la BER obtenida para variaciones en el valor de chirp del modulador según se especifica en el ambiente de simulación expuesto en el capítulo 4 para este caso de estudio.

CHIRP MZM	BER
-0.8	3.16E-34
-0.7	1.16E-30
-0.6	2.73E-25
-0.5	1.24E-22
-0.4	2.84E-19
-0.3	2.68E-16
-0.2	5.79E-14
-0.1	5.29E-12
0	2.92E-10
0.1	7.17E-09
0.2	1.00E-07
0.3	9.69E-07
0.4	6.04E-06
0.5	2.70E-05
0.6	9.62E-05
0.7	2.82E-04
0.8	5.15E-04

Figura 40. Tabla de BER vs Chirp para el caso 9

La grafica que representa los datos de la tabla anterior se encuentra en el capítulo 4 en la sección correspondiente al caso de estudio 9.

ANEXO K. RESULTADOS DE SIMULACIÓN PARA EL CASO 10

En el presente anexo se consignan la totalidad de los resultados obtenidos en la simulación para el caso de estudio 10. La Tabla K.1 muestra la BER obtenida para variaciones en el valor de chirp del modulador según se especifica en el ambiente de simulación expuesto en el capítulo 4 para este caso de estudio.

CHIRP MZM	BER
-1.5	6.58E-23
-1.4	5.53E-27
-1.3	2.97E-30
-1.2	2.64E-32
-1.1	1.36E-35
-1	2.00E-36
-0.9	6.72E-36
-0.8	1.48E-34
-0.7	1.50E-29
-0.6	7.07E-25
-0.5	1.25E-21
-0.4	3.76E-18
-0.3	4.55E-15
-0.2	8.74E-13
-0.1	6.14E-11
0	2.65E-09
0.1	4.73E-08
0.2	5.05E-07
0.3	3.50E-06
0.4	1.67E-05
0.5	5.99E-05
0.6	1.79E-04
0.7	3.66E-04
0.8	6.78E-04
0.9	1.16E-29
1	1.82E-03
1.1	2.68E-03
1.2	3.78E-03
1.3	7.57E-03

1.4	9.73E-03
1.5	1.02E-02

Tabla K.1 Tabla de BER vs Chirp para el caso 10

La grafica que representa los datos de la tabla anterior se encuentra en el capítulo 4 en la sección correspondiente al caso de estudio 10.