



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
INGENIERÍA ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES

ANÁLISIS DE LOS EFECTOS NO LINEALES EN UN SISTEMA WDM QUE EMPLEA
MODULACIÓN DUOBINARIA

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:
JOSÉ ALEJANDRO TORRES VALENCIA

TUTOR
DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN
INSTITUTO DE INGENIERÍA, UNAM

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD. MX., MÉXICO, AGOSTO 2018.

JURADO ASIGNADO:

Presidente: DR. MARTYNYUK OLEKSANDR
Secretario: DR. CEBALLOS HERRERA DANIEL ENRIQUE
Vocal: DR. GUTIÉRREZ CASTREJÓN RAMÓN
1^{er} Suplente: DR. GOMEZ CASTELLANOS JAVIER
2^{do} Suplente: DR. SANDOVAL ROMERO GABRIEL EDUARDO

Lugar donde se realizó la tesis: Instituto de Ingeniería UNAM; México.

TUTOR DE TESIS:

DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN

FIRMA

En memoria de mis seres queridos, que ya no están conmigo para compartir este triunfo con ellos. Mi hermano Ulises Pompeyo Torres Valencia y mis abuelos José Valencia Avilés, Soledad Pérez Rodríguez y Pompello Torres Vázquez. No podía faltar mi tío Francisco Epifanio Valencia Olvera.

AGRADECIMIENTOS.

A DIOS.

Gracias por dejarme cumplir un sueño más, darme la fuerza y fortaleza necesaria para superar todos los obstáculos habidos en el camino y no darme por vencido ante ellos.

A MIS PADRES.

Silvia y Efraín por su apoyo incondicional, por exigirme siempre una superación personal y por darme todo lo necesario para cumplir este sueño, estaré eternamente agradecido con ustedes. Mis triunfos son sus logros, hoy les dedico un triunfo más, ya que gracias a ustedes pude alcanzarlo.

A MI ABUELITA Y HERMANO.

A mi abuelita Romana Olvera Sánchez por forjarme que la constancia en los estudios hace grande a las personas y a mi hermano Efraín Torres Valencia por todo su apoyo y amor incondicional.

A MI UNIVERSIDAD.

A mi alma mater, la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM) por abrirme las puertas a un interesante mundo de conocimientos, “Por mi raza, hablará el espíritu” y al Instituto de Ingeniería (II-UNAM), por darme la oportunidad de pertenecer a la selecta comunidad de estudiantes que alberga.

A MI TUTOR.

El Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón, por brindarme su confianza y paciencia. Por compartir conmigo un poco del gran conocimiento que posee. Gracias por su atención y enseñanza.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por la beca que me otorgo para realizar mis estudios de Maestría (Beca CONACYT No. 782399).

Al pueblo de México, por sostener en pie a estas indispensables instituciones a pesar de todas las adversidades que hay día con día. “Para todos la luz, para todos todo”.

Resumen.

Los sistemas de comunicaciones ópticos se utilizan en enlaces de larga distancia con altas tasas de transmisión. Los principales beneficios de la fibra óptica son bajas pérdidas, permiten largas distancias entre amplificadores y su alta capacidad de transporte de información. Pero estos sistemas se enfrentan a limitaciones debidas a la falta de linealidad y dispersión en la fibra, limitando la eficiencia del sistema.

Las redes ópticas WDM parecen ser la mejor solución para sistemas de transmisión de alta capacidad. En WDM, múltiples señales a diferentes longitudes de onda se transmiten al mismo tiempo en la misma fibra. De esta forma, WDM puede aumentar fácilmente la cantidad de canales sin aumentar la cantidad de fibras [1].

La capacidad de un enlace WDM se puede entender como el volumen de un paralelepípedo (cubo), el cual se presenta en la Fig. 1. Dicha capacidad se puede incrementar aumentando la densidad de canales WDM mientras se mantiene constante el ancho de banda del sistema. Esto se conoce como incrementar la eficiencia espectral del sistema. La tendencia actual en las redes fotónicas de última generación es precisamente desarrollar tecnología que permita incrementar la eficiencia espectral. Entre estas nuevas técnicas, los formatos ópticos de modulación avanzados se han convertido en un factor clave en el diseño de modernos sistemas WDM.

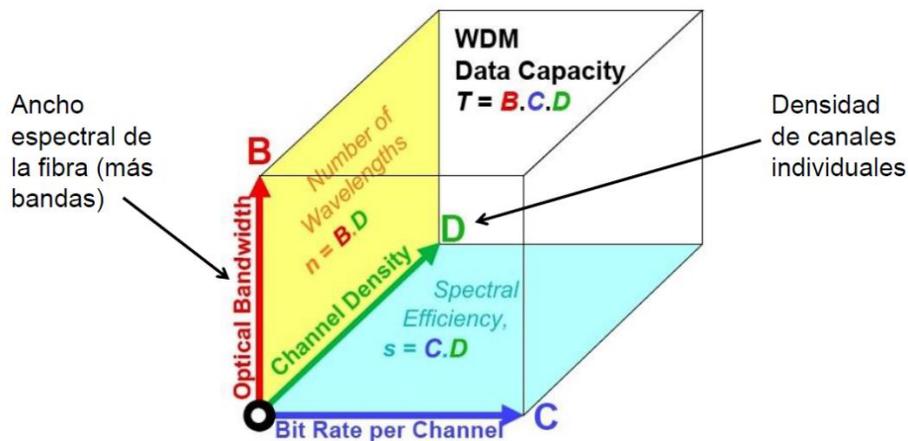


Fig. 1 Requerimientos para incrementar la tasa de bits [1].

Los amplificadores ópticos amplifican directamente todas las señales ópticas sin convertir las señales de un dominio a otro. La principal desventaja es que los amplificadores no están diseñados para cubrir todos los rangos de las bandas ópticas. Los amplificadores ópticos tienen la función de

mantener el ancho de banda adecuado y el nivel requerido de la señal. Para reducir estas pérdidas, se requiere el empleo de otro tipo de técnicas para mejorar el rendimiento de los sistemas WDM, una de ellas es el empleo de técnicas de modulación avanzadas [1].

Sin embargo, los sistemas ópticos de comunicaciones empiezan a dejar de usar exclusivamente formatos de modulación directa en amplitud como ASK u OOK, para iniciar la transición a otros formatos de modulación con moduladores externos. Todos los formatos que van más allá del OOK han ganado el calificativo de avanzados.

La idea detrás del formato de modulación duobinario es la mejora del rendimiento de las líneas de transmisión existentes con una complejidad de generación de señal posiblemente baja. El uso del formato duobinario permite una mejora significativa de las características de transmisión no lineal a costa de una complejidad del transmisor ligeramente mayor. El formato duobinario, presenta una menor afectación por la dispersión cromática con respecto al formato tradicional NRZ, esto es debido a que presenta un espectro más angosto, lo hace un candidato a ser utilizado en sistemas WDM y sufrir un menor impacto de los efectos no lineales, ampliando así la distancia máxima de transmisión. Por otra parte, en la etapa de recepción, la señal puede detectarse con un fotodetector de detección directa, el cual comparándolo con la detección coherente requiere un costo inferior.

En el Capítulo 1. En este trabajo, como primera instancia se realizó una profundización de los efectos nocivos que pueden afectar el desempeño de un sistema de comunicaciones óptico.

En el Capítulo 2. Consecuentemente, se hizo una descripción de las técnicas de modulación empleadas actualmente, el modulador externo utilizado y el punto de operación para generar una señal duobinaria de dos y tres niveles.

En el Capítulo 3. Se describe el proceso de simulación en el software VPIphotonics, la selección del MZM comercial y el modelado de la función de densidad de probabilidad de una señal de 2 y 3 niveles, para evaluar la probabilidad de encontrar un bit erróneo en la recepción (BER).

En el Capítulo 4. Se evalúa el rendimiento de un enlace mono-canal para la señalización duobinaria, frente a los efectos lineales y no lineales producidos dentro de una fibra monomodo *SMF – 28*, utilizando un filtrado óptico para aumentar el alcance de transmisión. Los filtros ópticos serán empleados posteriormente en el diseño del sistema WDM, que serán utilizados como MUX y DEMUX.

En el Capítulo 5. Se desarrolló un sistema WDM con cinco canales con un espaciamiento de 50 [GHz], la infraestructura es similar a la configuración utilizada para el Capítulo 4. Este número de canales permite la interacción de los efectos no lineales *XPM* y *FWM*. Se evaluó el rendimiento del sistema al emplear los valores óptimos de los filtros ópticos en la transmisión a distintas distancias, se recopilaron resultados y análisis del comportamiento de la señalización duobinaria comparándola con el rendimiento de la señalización tradicional NRZ.

En el Capítulo 6. Finalmente se presentan las conclusiones generales y se dan sugerencias para trabajos futuros.

El enfoque de este trabajo se estableció en sistemas de transmisión óptica basados en 10 [Gbps] con cinco canales para investigar el comportamiento de este formato de modulación para la implementación en las redes de transmisión óptica de próxima generación. Los resultados de este trabajo se pueden utilizar como lineamientos de diseño que permiten una mejor comprensión de las limitaciones de propagación en sistemas de altas tasas de transmisión.

Justificación.

El Internet de las Cosas (Internet of Things por sus siglas en inglés "IoT") es la interconexión digital de objetos cotidianos con internet, por ejemplo, heladeras, vigilancia por IP, automóviles, iluminación y en general cualquier aparato que se pueda conectar a internet. Es por ello que el tráfico en las redes de datos por fibra óptica ha tenido un crecimiento exponencial debido a la creciente demanda de información por parte de los usuarios finales, llevando a una saturación en la capacidad de las redes actuales. Es decir, la sociedad cada vez requiere mayor ancho de banda. Esta tendencia abarca todos los escenarios de red, desde enlaces de larga distancia hasta redes de acceso óptico e incluso interconexiones de corto alcance. Estas redes, están basadas en fibra óptica ya que se consideran la principal solución tecnológica debido a que pueden proporcionar de forma eficiente un ancho de banda escalable; el cobre y las tecnologías inalámbricas compiten contra las soluciones de fibra a corto alcance, pero las redes de fibra óptica son capaces de soportar un gran ancho de banda [2].

Un desafío que actualmente se está abordando en el campo de las comunicaciones ópticas, es saber si los formatos de modulación multinivel son adecuados para las redes ópticas. La modulación duobinaria permite aumentar la eficiencia espectral de un enlace, manteniendo sin cambios el ancho de banda de los componentes opto-electrónicos requeridos en la red desplegada [3].

Para satisfacer la necesidad, no basta con tener dispositivos ópticos más rápidos, es necesario emplear formatos de modulación avanzados como la PAM-4, PAM-8 o duobinaria, diseñada para aumentar la cantidad de datos que se pueden enviar a través de enlaces ópticos. Estos formatos de modulación, probablemente permitan las tasas de transmisión Ethernet de hasta 400 [Gbps] [4].

Actualmente la demanda de contenidos complejos y acceso instantáneo a la información hace necesario un mayor ancho de banda de red en los centros de procesamiento de datos. Dado que las redes ópticas y sus componentes opto-electrónicos con ancho de banda superior a 10 [GHz] se vuelven más sensibles y costosos, la introducción de formatos de modulación multinivel parece ser una buena opción [5].

Diversos grupos industriales y organismos normativos como la IEEE están considerando emplear, dicha tecnología para dar el salto a la transmisión de próxima generación y permitir tasas de datos más altas, para un ancho de banda de canal determinado en comparación con la señalización tradicional NRZ [6].

La técnica de modulación de niveles múltiples basada en amplitud, se considera como posible candidata para aumentar la eficiencia espectral en las redes ópticas de corto y largo alcance [6], sin embargo, el uso de modulación duobinaria o incluso polibinaria abren una posibilidad interesante de investigar, por las ventajas que en términos de eficiencia espectral pueden proveer.

Objetivo.

Modelar y analizar la técnica de modulación duobinaria para un sistema de comunicación óptico WDM, ya que normalmente en estos sistemas se trabaja con modulación NRZ (Non Return to Zero, Sin Retorno a Cero) o RZ (Return to Zero, Retorno a Cero); sin embargo, esto hoy en día no es lo suficientemente práctico, ya que se requiere aumentar la tasa de transmisión. Una alternativa es emplear modulación duobinaria. De particular interés es conocer el efecto que las no linealidades de la fibra tienen en el sistema, esto con el fin de conocer las limitaciones del mismo, particularmente los efectos de mezclado de cuatro ondas y modulación por cruzamiento de fase.

Referencias Bibliograficas.

- [1] Castrejón R. G. Apuntes de Clase "*Enlaces ópticos de alta capacidad*". México 2017.
- [2] Lyubomirsky Ilya, "*Advanced Modulation Formats for Ultra-Dense Wavelength Division Multiplexing*". University of California, White Paper 2006.
- [3] Frejstap Lau, Madsen Peter, Tafur Idelfonso, Vegas Olmos J.J., "*Analog based duobinary 4 PAM for electrical bandwidth limited optical fiber links*", *Optica Applicata*, vol. XLVI, no. 1, 2016.
- [4] Winzer Peter J., "*Modulation and multiplexing in optical communication systems*". IEEE LEOS The Society for Photonics vol. 23, no. 1, pp. 4–10, February 2009.
- [5] Vegas Olmos J.J., Suhr L.F., Bomin Li, Monroy I.T., "*Five-level polybinary signaling for 10 Gbps data transmission systems*". *Optics Express* 21(17), pp. 20417–20422, 2013.
- [6] Takashi Ono, Yutaka Yano, Kiyoshi Fukuchi, "*Characteristtics of Optical duobinary Signals in Terabit/s Capacity, High-Spectral Efficiency WDM Systems*". *Journal Of Lightwave Technology*, vol. 16, no. 5, pp. 788–797, May 1998.

Índice General

Resumen.....	IV
Justificación.	VI
Objetivo.....	VII
Índice de Figuras.	XI
Índice de Tablas.....	XIII
Lista de Acrónimos.	XIV
Capítulo 1. Efectos nocivos en la fibra óptica.	1
1.1 Atenuación.....	2
1.1.1 Factores intrínsecos.	3
1.1.2 Factores extrínsecos.....	4
1.2 Pérdidas por esparcimiento Rayleigh.....	4
1.3 Pérdidas por otras causas.	4
1.4 Dispersión cromática.....	5
1.5 No linealidades en la fibra óptica.....	9
1.5.1 Auto-modulación de fase y modulación de fase cruzada.	10
1.5.2 Mezclado de Cuatro Ondas.....	12
1.6 Diafonía o <i>cross-talk</i>	14
1.6.1 Cross-talk no lineal.	15
1.6.2 Cross-talk Lineal.	15
1.7 Referencias Bibliográficas.	16
Capítulo 2. Moduladores ópticos y modulación.	17
2.1 Tecnologías de modulación.....	17
2.1.1 Modulación directa.	17
2.1.2 Modulación Externa.	17
2.2 Señalización de respuesta parcial.	23
2.2.1 Señalización duobinaria.	23
2.2.2 Pre-codificación.....	25
2.2.3 Decodificación duobinaria.....	26
2.3 Codificación duobinaria.....	26
2.3.1 Señal óptica duobinaria de 3 niveles.....	28
2.3.2 Señal óptica duobinaria de 2 niveles.....	31

2.4	Señalización polibinaria.....	35
2.5	Referencias Bibliográficas.	36
Capítulo 3. Particularidades de la simulación.		37
3.1	Caracterización del MZM.	37
3.2	Parámetros del sistema.....	41
3.3	Criterio para evaluar el desempeño del sistema.	43
3.3.1	Probabilidad de error para una señal binaria.	47
3.3.2	Probabilidad de error para una señal duobinaria.	50
3.3.3	Programación de la función de probabilidad de error total para un sistema duobinario.	53
3.4	Optimización y evaluación del sistema duobinario con parámetros ideales.....	53
3.4.1	Optimización del filtro eléctrico para el formato duobinario.	54
3.5	Referencias Bibliográficas.	56
Capítulo 4. Efectos de la dispersión y filtrado óptico en un enlace mono-canal.		57
4.1	Tolerancia a la dispersión.....	58
4.2	Optimización del filtro óptico.....	61
4.2.1	Optimización de un filtro óptico en el receptor.....	63
4.2.2	Optimización de un filtro óptico en el transmisor.	63
4.2.3	Optimización del enlace mono-canal.....	63
4.3	Tolerancia a efectos No Lineales.....	65
4.4	Referencias Bibliográficas.	69
Capítulo 5. Efectos no lineales en un sistema WDM que emplea modulación duobinaria.		70
5.1	Características del sistema WDM.....	71
5.1.1	Multiplexor óptico.....	71
5.1.2	Demultiplexor óptico.....	72
5.2	Simulación del sistema WDM.....	72
5.3	Incidencia de los efectos no lineales en el sistema WDM.	73
5.4	Discriminación de los efectos FWM y XPM en el sistema WDM.	82
5.5	Modulación NRZ frente a la señalización duobinaria.....	89
5.5.1	Optimización del filtro óptico para NRZ.....	90
5.5.2	Enlace mono-canal NRZ frente a un enlace mono-canal duobinario.....	92
5.5.3	Sistema WDM NRZ frente a un sistema WDM duobinario.	94

Capítulo 6. Conclusiones Generales.	99
6.1 Trabajo a futuro.....	101
Apéndice A.	102
Apéndice B.	103

Índice de Figuras.

Fig. 1.1 Espectro de pérdida de una fibra mono-modo. También se muestra la dependencia en la longitud de onda de varios mecanismos de pérdida fundamentales [5].	3
Fig. 1.2 Fenómeno Rayleigh Scattering [6].	4
Fig. 1.3 Atenuación por pérdidas de curvatura [6].	5
Fig. 1.4 Efecto de la dispersión a diferentes componentes espectrales [6].	6
Fig. 1.5 Gráfico del índice de refracción efectivo de las fibras ópticas contra la longitud de onda que muestra los efectos de la dispersión cromática, de onda y del material [7].	7
Fig. 1.6 Propagación de una onda en un medio dispersivo [6].	7
Fig. 1.7 Espectro del fenómeno de FWM, con las señales originales ω_1 y ω_2 , y las señales ω_3 y ω_4 , generadas por este efecto [3].	13
Fig. 1.8 Clasificación de los diferentes tipos de cross-talk que hay en redes WDM [11].	14
Fig. 2.1 Modulador óptico Mach-Zehnder [3].	19
Fig. 2.2 Operación del MZM en punto de cuadratura (curva verde) y en punto nulo de transmisión (curva azul) [3].	22
Fig. 2.3 Señalización duobinaria [7].	24
Fig. 2.4 Señalización duobinaria con pre-codificación [6].	25
Fig. 2.5 Función de transferencia del MZM.	27
Fig. 2.6 Señal eléctrica duobinaria.	27
Fig. 2.7 La señal óptica duobinaria se genera accionando el MZM con una señal eléctrica de tres niveles, generada a partir de la señal pre-codificada por: (a) filtro add & delay (b) filtro eléctrico paso bajas [9].	28
Fig. 2.8 Diagrama esquemático de un sistema óptico duobinario.	29
Fig. 2.9 Diagrama esquemático del MZM en punto de cuadratura. El modulador opera en el régimen lineal de la función de transferencia de potencia óptica, por lo que la señal a la entrada del MZM tendrá que oscilar en el rango de 0 a $V\pi$ [11].	29
Fig. 2.10 Diagrama de ojo en el dominio óptico operando a 10 [Gbps].	30
Fig. 2.11 Diagrama de ojo en el dominio de eléctrico operando a 10 [Gbps].	31
Fig. 2.12 Diagrama esquemático de un sistema óptico duobinario AM-PSK.....	31
Fig. 2.13 Diagrama esquemático del MZM en punto nulo. El modulador opera en el régimen lineal de la función de transferencia del campo óptico, por lo que la señal a la entrada del MZM tendrá que oscilar en el rango de 0 a $2V\pi$ [11].	32
Fig. 2.14 Diagrama de ojo de una señal óptica duobinaria de 2 niveles operando a 10 [Gbps].	33
Fig. 2.15 Diagrama de ojo en el dominio de eléctrico de una señal duobinaria de 2 niveles operando a 10 [Gbps].	33
Fig. 2.16 Diagramas de constelación con el mismo nivel de potencia media para (a) señal binaria convencional, (b) señal duobinaria óptica de tres amplitudes (MZM operando en punto Q) y (c) señal duobinaria óptica AM-PSK (MZM operando en punto Nulo) [6].	34
Fig. 3.1 Modulador Mach-Zehnder genérico [2].	38

Fig. 3.2 Respuesta de la Magnitud del parámetro S21.....	39
Fig. 3.3 Respuesta de Fase del parámetro S21.....	39
Fig. 3.4 Función de densidad de probabilidad de una Gaussiana.....	44
Fig. 3.5 Función de densidad de probabilidad simétrica respecto al origen (media).....	45
Fig. 3.6 Función de densidad de probabilidad área izquierda.....	46
Fig. 3.7 Probabilidad de error para señalización binaria.....	48
Fig. 3.8 Probabilidad de error para una señal duobinaria.....	50
Fig. 3.9 Factor Q vs Ancho de banda del filtro eléctrico [GHz].....	55
Fig. 4.1 Factor Q vs Distancia entre los formatos de modulación NRZ y DB con una tasa de transmisión a 10 [Gbps].....	59
Fig. 4.2 Espectro óptico DB a 10 [GHz].....	60
Fig. 4.3 Espectro óptico NRZ a 10 [GHz].....	60
Fig. 4.4 Ancho de banda del filtro óptico vs Factor Q a una distancia de 40 [km].....	62
Fig. 4.5 Ancho de banda del filtro óptico vs Factor Q a una distancia de 80 [km].....	62
Fig. 4.6 Factor Q vs Distancia para la señalización duobinaria.....	65
Fig. 4.7 Factor Q vs Distancia con una $PTx = 1[mW]$	66
Fig. 4.8 Factor Q vs Distancia con una $PTx = 10[mW]$	67
Fig. 4.9 Factor Q vs Distancia con una $PTx = 20[mW]$	67
Fig. 5.1 Multiplexor óptico.....	72
Fig. 5.2 Demultiplexor óptico.....	72
Fig. 5.3 Enlace WDM con señalización duobinaria de 3 niveles.....	74
Fig. 5.4 Espectro óptico a la entrada con $fc = 193.1 [THz]$ con una $PTx = 20[mW]$	76
Fig. 5.5 Diagrama de ojo duobinario operando a 10 [Gbps] a la entrada de la fibra.....	76
Fig. 5.6 Espectro óptico a la salida con $fc = 193.1 [THz]$ con una $PTx = 20[mW]$ y después de una propagación de 80 [km].....	77
Fig. 5.7 Diagrama de ojo duobinario operando a 10 [Gbps] a una distancia de 80 [km].....	77
Fig. 5.8 Sistema WDM con $PTx = 1[mW]$	78
Fig. 5.9 Sistema WDM con $PTx = 10[mW]$	79
Fig. 5.10 Sistema WDM con $PTx = 20[mW]$	79
Fig. 5.11 Sistema WDM con $PTx = 20[mW]$ mostrando los 5 canales WDM.....	81
Fig. 5.12 Factor-Q vs Distancia con $PTx = 20[mW]$	83
Fig. 5.13 Espectro óptico a la salida con $fc = 193.07 [THz]$ con una $PTx = 20[mW]$	84
Fig. 5.14 Espectro óptico a la salida con $fc = 193.08 [THz]$ con una $PTx = 20[mW]$	84
Fig. 5.15 Diagrama de ojo duobinario operando a 10 [Gbps] a una distancia de 80 [km].....	85
Fig. 5.16 Diagrama de ojo duobinario operando a 10 [Gbps] a una distancia de 80 [km].....	86
Fig. 5.17 Factor-Q vs Distancia con $PTx = 10[mW]$	86
Fig. 5.18 Espectro óptico a la salida con $fc = 193.07 THz$ con una $PTx = 10 mW$	87
Fig. 5.19 Espectro óptico a la salida con $fc = 193.08 [THz]$ con una $PTx = 10[mW]$	88
Fig. 5.20 Diagrama de ojo duobinario operando a 10 [Gbps] a una distancia de 80 [km].....	88
Fig. 5.21 Diagrama de ojo duobinario operando a 10 [Gbps] a una distancia de 80 [km].....	89
Fig. 5.22 Diagrama esquemático de un sistema óptico NRZ.....	90
Fig. 5.23 Ancho de banda del filtro óptico vs Factor Q a una distancia de 40 [km].....	91
Fig. 5.24 Ancho de banda del filtro óptico vs Factor Q a una distancia de 80 [km].....	91
Fig. 5.25 Comparación entre un enlace mono-canal NRZ y un enlace mono-canal duobinario con el índice de refracción no lineal nulo ($n2 = 0$).....	93

Fig. 5.26 Enlace mono-canal con señalización NRZ vs enlace mono-canal con señalización DB a una $PTx = 20 [mW]$	93
Fig. 5.27 Enlace mono-canal y multi-canal con $PTx = 20 [mW]$ con señalización NRZ.....	95
Fig. 5.28 Sistema WDM NRZ vs enlace WDM DB con $PTx = 20 [mW]$ mostrando los 5 canales y $n2 = 0$.	96
Fig. 5.29 Sistema WDM NRZ vs enlace WDM DB con $PTx = 20 [mW]$ mostrando los 5 canales con $n2 = 2.6 \times 10^{-20} m2W$.	97

Índice de Tablas.

Tabla 2.1 Parámetros requeridos para el amplificador de RF.	34
Tabla 3.1 Diferentes MZM evaluados.....	40
Tabla 4.1 Ancho de banda óptimo para diferentes distancias.	64
Tabla 5.1 Potencia del canal central para diferentes distancias de la fibra.	75
Tabla 5.2 Ancho de banda óptimo para diferentes distancias.	92

Lista de Acrónimos.

AM	Amplitude Modulation
APD	Avalanche Photodiode
ASE	Amplified Spontaneous Emission
BER	Bit Error Ratio
BW	Bandwidth
B2B	Back to Back
CD	Chromatic Dispersion
CW	Continuous Wave
DB	Duobinario
DC	Direct Current
DCI	Data Center Interconnection
DD	Direct Detection
DFB	Distributed Feedback laser
DML	Directly Modulated Laser
DSP	Digital Signal Processing
EAM	Electro-Absorption Modulator
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
EML	Externally Modulated Laser
E-O-E	Electrical – Optical – Electrical
ER	Extinction Ratio
FTF	Field Transfer Function
FWHM	Full Width at Half Maximum
FWM	Four Wave Mixing
GVD	Group Velocity Delay
IM	Intensity Modulation
ISI	Inter Symbol Interference
LH	Long-Haul
LED	Light Emission Diode
LPF	Low Pass Filter
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NL	Non-Linear

NRZ	Non-Return-to-Zero
OOK	On-Off Keying
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio
OBPF	Optical Band Pass Filter
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PD	Photodiode
PIN	P-doped, Intrinsic, N-doped semiconductor
PMD	Polarization Mode Dispersion
PON	Passive Optical Network
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence
PSK	Phase Shift Keying
PTF	Power Transfer Function
PSBT	Phase-Shaped Binary Transmission
PASS	Phased Amplitude-Shift Signaling
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	Radio-Frequency
ROP	Received Optical Power
SMF	Single Mode Fiber
SNR	Signal to Noise Ratio
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SPM	Self Phase Modulation
SR	Short-Reach
WDM	Wavelength Division Multiplexing
XPM	Cross Phase Modulation
XT	Cross-Talk

Capítulo 1. Efectos nocivos en la fibra óptica.

Entre los efectos que pueden afectar el desempeño de un sistema de comunicaciones basado en el uso de fibra óptica, que aquí llamamos efectos nocivos, se encuentran los siguientes:

- Atenuación de la señal óptica.
- Dispersión cromática.
- Efectos no lineales.

Los sistemas de comunicaciones ópticos se consideran lineales cuando operan con una potencia moderada, de algunos miliwatts, y tasas de bits de hasta 2.5 o 10 [Gbps]. Sin embargo, a tasas de 10 [Gbps] o superiores, y a potencias de transmisión más altas, es importante considerar el efecto de las no linealidades. En el caso de los sistemas WDM, los efectos no lineales pueden considerarse importantes, incluso a potencias moderadas [1].

Cuando se propagan señales ópticas a baja potencia, los efectos no lineales pueden ser despreciables. Sin embargo, al incrementar la capacidad, distancia y el ancho de banda de la fibra óptica se necesita incrementar la potencia de la señal y/o disminuir las pérdidas de la fibra para mantener un desempeño aceptable; es cuando se hacen notables los efectos no lineales [2].

Para sistemas WDM, los efectos no lineales pueden ser muy importantes, incluso a potencias y tasas de bits por canal moderadas, ya que la intensidad dentro de la fibra puede ser alta debido a la pequeña sección transversal que presentan las fibras mono-modo, cuya área de sección transversal efectiva es de entre 10^{-7} y 10^{-8} [cm²], lo que lleva a intensidades del orden de $\left[\frac{MW}{cm^2}\right]$.

Las consecuencias de la transmisión no lineal pueden incluir [3]:

1. La generación de señales adicionales dentro de un canal determinado (señales fantasma).
2. Modificaciones de la fase y forma de los pulsos.
3. La generación de luz en otras longitudes de onda.
4. Diafonía (*cross-talk* no lineal) entre señales a diferentes longitudes de onda.

Más adelante, en este mismo capítulo, se abundará en el tema. A continuación, se explicará el concepto y consecuencias de la atenuación en una fibra óptica, así como la dispersión cromática.

1.1 Atenuación.

La atenuación de una señal luminosa a medida que se propaga a lo largo de una fibra óptica es una consideración importante en el diseño de un sistema de comunicación óptico, ya que desempeña un papel importante en la determinación de la máxima distancia de transmisión entre un transmisor y receptor o un amplificador en línea. Los mecanismos de atenuación básicos en una fibra son la absorción, la curvatura de la fibra y el esparcimiento de Rayleigh [4]. La absorción está relacionada con el material de la fibra, mientras que el esparcimiento está asociado tanto con el material de la fibra como con las imperfecciones estructurales en la guía de onda óptica [5].

Para simplificar el cálculo de la atenuación de la señal óptica en una fibra, el procedimiento común es expresar el coeficiente de atenuación en unidades de decibeles por kilómetro, denotado [dB/km]. La atenuación puede expresarse en su forma matemática con la siguiente expresión [6]:

$$A(\lambda) = \left(\frac{10 \log_{10} \left(\frac{P_T}{P_R} \right)}{L} \right) [dB/km] \quad (1.1)$$

donde $A(\lambda)$ es la atenuación que depende de la λ de la señal.

P_T es la potencia de transmisión.

P_R es la potencia de recepción.

L es la distancia de propagación.

Este parámetro generalmente se denomina pérdida de fibra o atenuación de la fibra. Depende de varias variables y es una función de la longitud de onda, como se ilustra por la curva de atenuación general mostrada en la Fig. 1.1

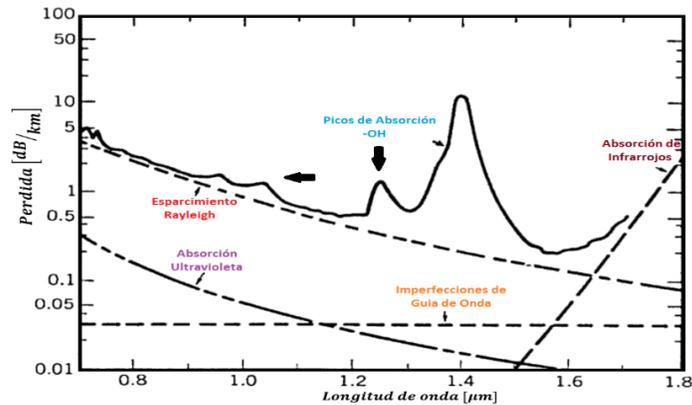


Fig. 1.1 Espectro de pérdida de una fibra mono-modo. También se muestra la dependencia en la longitud de onda de varios mecanismos de pérdida fundamentales [5].

La fibra mono-modo tiene una pérdida de alrededor de 0.2 [dB/km] en la longitud de onda cercana a 1.55 [\mu m] . Este valor está cerca del límite fundamental de alrededor de 0.16 [dB/km] para las fibras de sílice. El espectro de pérdida exhibe un pico fuerte cerca de 1.39 [\mu m] y otros picos más pequeños ocasionados por moléculas de agua (OH). Se encuentra un mínimo secundario cerca de 1.3 [\mu m] , donde la pérdida de fibra está por debajo de 0.5 [dB/km] . Dado que la dispersión de la fibra también es mínima cerca de 1.3 [\mu m] , esta ventana de baja pérdida se utilizó para sistemas de ondas de luz de segunda generación. Las pérdidas de fibra son más altas para longitudes de onda más cortas y superan los 5 [dB/km] , lo que la hace inadecuada para la transmisión a larga distancia. Varios factores contribuyen a las pérdidas generales.

La absorción de material tiene dos causas. Las pérdidas de absorción intrínsecas corresponden a la absorción por sílice fundido, mientras que la absorción extrínseca se relaciona con las pérdidas causadas por las impurezas en la sílice.

1.1.1 Factores intrínsecos.

Cualquier material absorbe a ciertas longitudes de onda. Para las moléculas de silicio (SiO_2), la resonancia electrónica se produce en la región ultravioleta ($\lambda < 0.4 \text{ [\mu m]}$), mientras que la resonancia vibratoria se produce en la región infrarroja ($\lambda > 7 \text{ [\mu m]}$). Debido a la naturaleza amorfa de la sílice fundida, las resonancias se presentan en forma de bandas de absorción que se extienden hacia la región visible. La Fig. 1.1 muestra que la absorción del material intrínseco para el sílice en el rango de longitud de onda $0.8 - 1.6 \text{ [\mu m]}$ está por debajo de 0.1 [dB/km] . De hecho, es inferior a 0.03 [dB/km] en la ventana de longitud de onda de $1.3 \text{ a } 1.6 \text{ [\mu m]}$ comúnmente utilizada para los sistemas ópticos de comunicaciones.

1.1.2 Factores extrínsecos.

La absorción extrínseca se produce por la presencia de impurezas. Las impurezas de metales como Fe, Cu, Co, Ni, Mn y Cr absorben en el rango de longitud de onda de $0.6 - 1.6 [\mu m]$. La principal fuente de absorción extrínseca en las fibras de sílice es la presencia de iones OH. Los tres picos espectrales que se ven en la Fig. 1.1 se deben a la presencia de vapor de agua en el sílice [4].

1.2 Pérdidas por esparcimiento Rayleigh.

La pérdida ocasionada por *Rayleigh Scattering* se produce cuando un haz de luz se propaga dentro de la fibra y “colisiona” con impurezas de densidad microscópicas, ya que parte de la luz del haz es desviada, escapando de la trayectoria impuesta por la fibra. Por lo que la señal modificará su trayectoria [6]. Este efecto se produce debido a que las moléculas de sílice se mueven aleatoriamente en estado fundido y se congelan en algún lugar durante la fabricación de la fibra. La dispersión de la luz en un medio de este tipo se conoce como esparcimiento de Rayleigh [4] y se ilustra gráficamente en la Fig. 1.2.

donde α_c es el ángulo crítico.

α es el ángulo con el que la luz incide en la pared de la fibra.

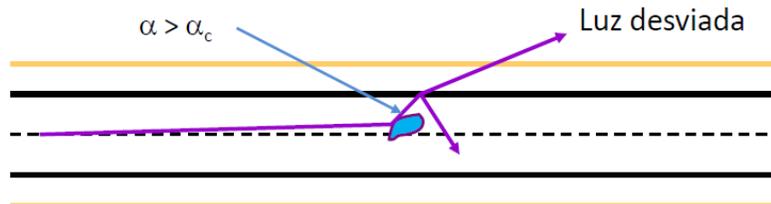


Fig. 1.2 Fenómeno Rayleigh Scattering [6].

1.3 Pérdidas por otras causas.

Una fibra ideal mono-modo con una geometría cilíndrica perfecta guía el modo óptico sin pérdida de energía en la capa de revestimiento. En la práctica, las imperfecciones en la interfaz de revestimiento del núcleo (por ejemplo, variaciones al azar del radio del núcleo) pueden conducir a pérdidas adicionales que contribuyen a la atenuación de la fibra [4].

Las curvas en la fibra constituyen otra fuente de pérdida. La razón puede ser entendida de la siguiente forma. Un rayo guiado golpea la interfaz de revestimiento y núcleo en un ángulo mayor

que el ángulo crítico. Sin embargo, el ángulo disminuye cerca de una curva y puede volverse más pequeño que el ángulo crítico para curvas cerradas. El rayo escaparía de la fibra. En resumen, una parte de la energía del modo se dispersa en la capa de revestimiento [4]. Esto se ilustra en la Fig. 1.3.

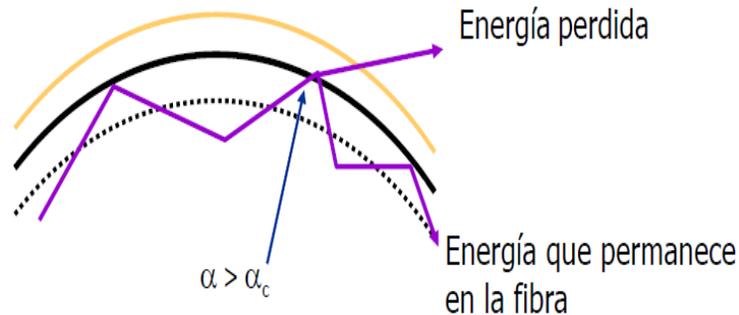


Fig. 1.3 Atenuación por pérdidas de curvatura [6].

Una fuente importante de pérdida de fibra, particularmente en forma de cable, está relacionada con las distorsiones axiales aleatorias que ocurren invariablemente durante el cableado cuando la fibra se presiona contra una superficie que no es perfectamente lisa. Tales pérdidas se conocen como pérdidas por micro-desplazamiento [4].

Las pérdidas por conexión o empalmes, son producidas por conexiones sucias, o bien empalmes imperfectos. Y son una clave fundamental de la pérdida de potencia en un enlace de comunicaciones [6].

1.4 Dispersión cromática.

La dispersión es considerada como el ensanchamiento de los pulsos de luz, por lo cual una señal luminosa se ve deformada a medida que se propaga a través de la fibra óptica [6]. El ensanchamiento de los pulsos a medida que viajan a través de una fibra es el resultado de dos factores: el amplio rango de longitudes de onda contenidas en la luz de la fuente emisora y la cantidad de dispersión cromática de onda en la fibra. Esto tiene un efecto limitante en el ancho de banda de la fibra y hace que el pulso visto en la salida sea más ancho que el pulso de entrada tal y como gráficamente se ilustra en la Fig. 1.4 [7].

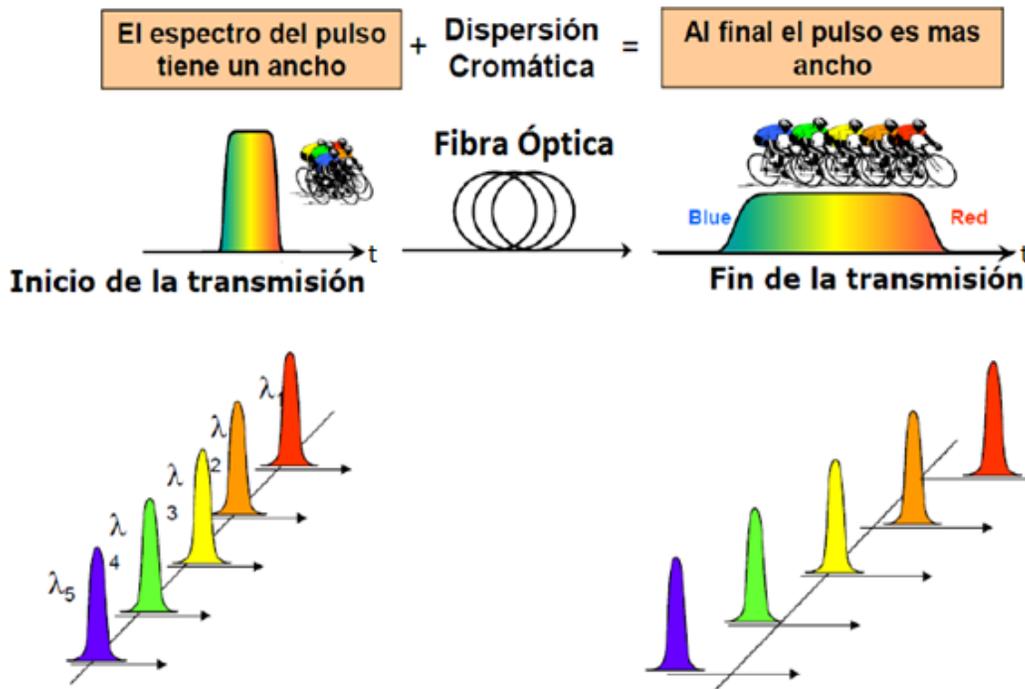


Fig. 1.4 Efecto de la dispersión a diferentes componentes espectrales [6].

Los tipos más importantes de dispersión en el cable de fibra óptica se denominan de material y guía de onda y en conjunto reciben el nombre de dispersión cromática.

Dispersión del Material.

Como el índice de refracción del vidrio varía con la longitud de onda, diferentes longitudes de onda viajarán a diferentes velocidades a lo largo de la fibra y llegarán en diferentes momentos al extremo opuesto. La cantidad de dispersión del material depende de la composición química del vidrio [7].

Dispersión de la guía de onda.

La dispersión de guía de onda se puede describir de forma general como una forma en la que el perfil de índice de refracción afecta la relación entre la constante de propagación y la longitud de onda [7].

La Fig. 1.5 ilustra los efectos del material, la dispersión cromática y la guía de ondas al mostrar un gráfico del índice de refracción efectivo frente a la longitud de onda [7].

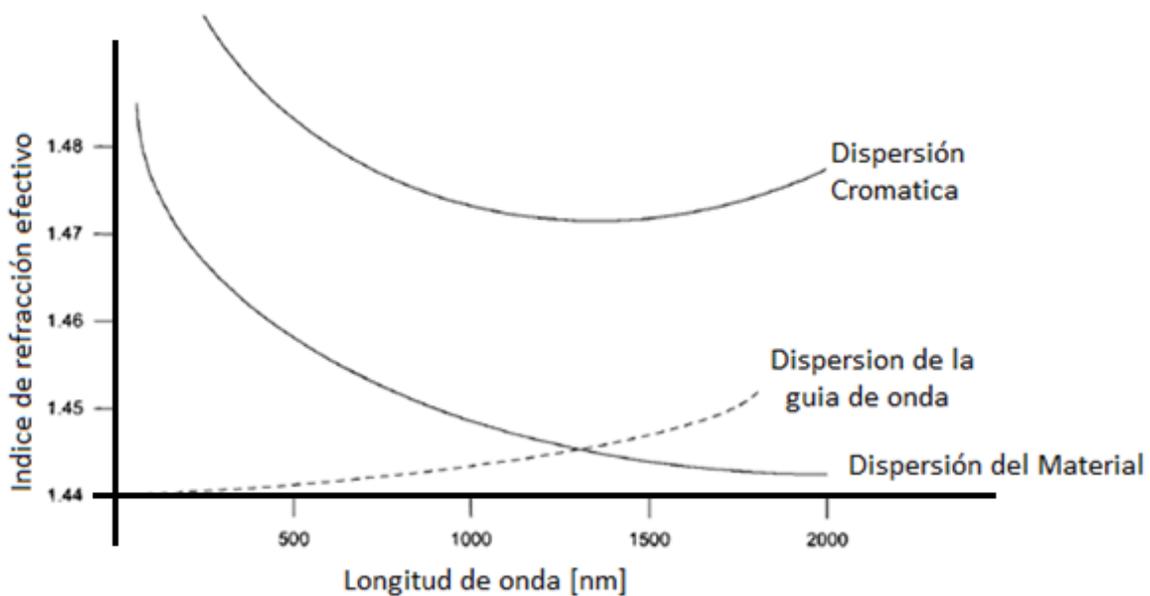


Fig. 1.5 Gráfico del índice de refracción efectivo de las fibras ópticas contra la longitud de onda que muestra los efectos de la dispersión cromática, de onda y del material [7].

La dispersión del material y los efectos de dispersión de la guía de onda varían en sentidos opuestos a medida que aumenta la longitud de onda, pero hay una longitud de onda óptima alrededor de 1300 [nm] donde los dos efectos casi se anulan mutuamente y la dispersión cromática es mínima. Al aumentar la dispersión de la guía de onda para cancelar la dispersión del material, también es posible cambiar la longitud de onda de dispersión cero a un mínimo de pérdida de 1550 [nm] [6].

Para comprender de una mejor manera el efecto que tiene la dispersión sobre un pulso, se considera una fibra con una longitud L , en la cual se propaga un pulso durante un cierto tiempo τ (ver Fig. 1.6). La velocidad a la que viaja el pulso es [6]:

$$v_g = \frac{L}{\tau} \tag{1.2}$$



Fig. 1.6 Propagación de una onda en un medio dispersivo [6].

Por lo tanto, sustituyendo de la ecuación 1.2, τ es el tiempo que tardara en llegar una componente espectral centrada en ω es

$$\tau = \frac{L}{v_g} \quad (1.3)$$

La constante de propagación de un pulso centrado a la frecuencia ω_0 que se propaga por un canal dispersivo se puede aproximar mediante el desarrollo de la serie de Taylor, si se asume que la constante de fase varía lentamente en el ancho de banda de la señal [6].

$$\beta(\omega) = \beta(\omega_0) + (\omega - \omega_0) \frac{\partial \beta}{\partial \omega} + \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2} \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} + \frac{(\omega - \omega_0)^3}{6} \frac{\partial^3 \beta}{\partial \omega^3} \quad (1.4)$$

donde $\omega - \omega_0 = \Delta\omega$

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \Delta\omega\beta_1 + \frac{\Delta\omega^2}{2}\beta_2 + \frac{\Delta\omega^3}{6}\beta_3 \quad (1.5)$$

donde el coeficiente β_1 está relacionado con la velocidad de grupo dada por

$$\beta_1 = \frac{\partial \beta}{\partial \omega} = \frac{1}{V_g} \quad (1.6)$$

La cual nos indica a qué velocidad está viajando el pulso dependiendo de su longitud de onda.

El coeficiente β_2 está relacionado con el parámetro GVD (Dispersión por Velocidad de Grupo) mediante:

$$\beta_2 = \frac{\partial \beta_1}{\partial \omega} = \frac{\partial \tau_g}{\partial \omega} \quad (1.7)$$

Y sabemos que

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \left[\frac{ps}{nm * km} \right] \quad (1.8)$$

Este parámetro determina cuánto se ensancha el pulso durante la propagación dentro de la fibra. Por lo tanto, podemos comprender que ondas con diferente frecuencia llegaran a tiempos diferentes. Esto significa que habrá un cierto retraso ($\Delta\tau$) entre las componentes espectrales [6].

Para el caso de una fibra SMF-28, comúnmente tiene una $D = 17 \left[\frac{ps}{nm*km} \right]$ para una longitud de onda de 1550 [nm].

1.5 No linealidades en la fibra óptica.

La respuesta de cualquier dieléctrico a la luz se vuelve no lineal para campos electromagnéticos intensos, y las fibras ópticas no son una excepción. El origen de la respuesta no lineal está relacionado con el movimiento no armónico de los electrones ligados al campo aplicado. Como resultado, la polarización total P inducida por los dipolos eléctricos genera una respuesta no lineal, que satisface la ecuación 1.9 [8]:

$$P = \varepsilon_0 (\chi^{(1)} \cdot E + \chi^{(2)} \cdot E^2 + \chi^{(3)} \cdot E^3) \quad (1.9)$$

donde E es el campo eléctrico (sin considerar la polarización), ε_0 es la permitividad del vacío y $\chi^{(j)}$ es la susceptibilidad eléctrica (j -es el orden de la susceptibilidad). La susceptibilidad lineal $\chi^{(1)}$ representa la contribución que domina en P . Estos efectos incluyen el coeficiente de refracción n y el coeficiente de atenuación α . La susceptibilidad de segundo orden $\chi^{(2)}$ es la responsable de los efectos no lineales como la generación del segundo armónico y la generación de la suma de frecuencias. La componente no lineal $\chi^{(2)}$ tiene muy poca influencia en medios que carecen de simetría a nivel molecular. En el caso de las fibras ópticas, están fabricadas con SiO_2 las cuales, carecen de simetría molecular, por lo tanto $\chi^{(2)}$ desaparece para el silicio. Como resultado, las fibras ópticas normalmente no presentan efectos no lineales de segundo orden. Los efectos no lineales en fibras ópticas son producidos por la susceptibilidad de tercer orden $\chi^{(3)}$, la cual es responsable de la generación del tercer armónico, mezcla de cuatro longitudes de onda y refracción no lineal. La mayoría de los efectos no lineales en fibras ópticas se originan por la refracción no lineal, este fenómeno (*efecto Kerr*) se refiere a la dependencia del índice de refracción cuando varía la intensidad de la luz. De una manera simple el índice de refracción $\bar{n}(\omega)$ se puede escribir de la siguiente forma [8]:

$$\bar{n}(\omega) = n(\omega) + n_2 |E|^2 \quad (1.10)$$

donde $n(\omega)$ es el índice de refracción lineal que depende de la frecuencia ω de la luz transmitida, $|E|^2$ es la intensidad del campo eléctrico dentro de la fibra y n_2 es el coeficiente del índice de refracción no lineal relacionado con $\chi^{(3)}$.

1.5.1 Auto-modulación de fase y modulación de fase cruzada.

La dependencia de la intensidad con el índice de refracción conduce a una gran cantidad de efectos no lineales interesantes; los dos más ampliamente estudiados se conocen como *auto-modulación de fase (SPM)* y *modulación de fase cruzada (XPM)*. La auto-modulación de fase se refiere al desplazamiento de fase auto-inducido experimentado por el campo óptico durante su propagación en fibras ópticas. Su magnitud se puede obtener al observar que la fase de un campo óptico cambia como:

$$\Phi = \bar{n}k_0L = (n + n_2|E|^2)k_0L \quad (1.11)$$

donde \bar{n} es el índice de refracción, $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ y L es la longitud de la fibra. El desplazamiento de fase no lineal dependiente de la intensidad, $\Phi_{NL} = n_2k_0L|E|^2$, se debe a SPM. Entre otras cosas, SPM es el responsable del ensanchamiento espectral de pulsos ultracortos y la formación de solitones ópticos en el régimen de dispersión anómala de las fibras [4].

XPM se refiere al desplazamiento de fase no lineal de un campo óptico inducido por otro campo que tiene una longitud de onda, dirección o estado de polarización diferente. El campo eléctrico total E está dado por:

$$E = \frac{1}{2}\hat{x}[E_1e^{-i\omega_1t} + E_2e^{-i\omega_2t}] \quad (1.12)$$

donde se asume que dos campos ópticos en las frecuencias ω_1 y ω_2 , están polarizados a lo largo del eje x , y se propagan simultáneamente dentro de la fibra. El cambio de fase no lineal para el campo en ω_1 viene dado por [4]:

$$\Phi_{NL} = n_2k_0L(|E_1|^2 + 2|E_2|^2) \quad (1.13)$$

Los dos términos en el lado derecho de la ecuación anterior se deben a SPM y XPM, respectivamente. Una característica importante de XPM es que, para campos ópticos igualmente intensos de diferentes longitudes de onda, la contribución de XPM al desplazamiento de fase no lineal es el doble que la de SPM. Entre otras cosas, XPM es el responsable de la ampliación espectral asimétrica de los pulsos ópticos propagados [8].

La auto-modulación de fase (*SPM*) se presenta debido a que el índice de refracción de la fibra tiene una componente que depende de la intensidad de la señal; este índice de refracción no lineal induce un desplazamiento de fase que es proporcional a la intensidad del pulso. Es por esto que las diferentes partes del pulso se ven sometidas a diferentes cambios de fase, dando lugar a que se produzca una deformación (*chirp*) en el pulso, lo que también modifica los efectos de la dispersión cromática y por ende determina el ensanchamiento del pulso. Este efecto es proporcional a la intensidad de la señal de transmisión; es por esto que los efectos del SPM son más pronunciados en los sistemas que utilizan altas potencias de transmisión [9].

SPM modifica los efectos de la dispersión cromática, por lo tanto, es importante considerarlo para sistemas con altas tasas de transmisión (sistemas que operan a 10 [Gbps] o más, o sistemas que operan a tasas de transmisión más bajas, pero con potencias de transmisión elevadas), ya que estos tienen limitaciones significativas debido a la dispersión cromática [9].

Por otro lado, *XPM* ocurre cuando dos o más canales ópticos se transmiten simultáneamente por una fibra óptica usando WDM. En dichos sistemas, el cambio de fase no lineal para un canal específico no depende solamente de la potencia de ese canal, sino también de la potencia de los otros canales. Como ya se mencionó, XPM es el doble de dañino que SPM para la misma potencia. La variación de fase total depende de la potencia en todos los canales y varía de bit a bit, dependiendo del patrón de bits de los canales vecinos. Si asumimos la misma potencia en todos los canales y que todos los canales transportan simultáneamente 1 bit y que todos los pulsos se superponen (peor escenario), el efecto de XPM está dado por [4]:

$$\phi_y^{NL} = \left(\frac{\gamma}{\alpha}\right) (2M - 1)P_y \quad (1.14)$$

donde γ es el coeficiente no lineal $\gamma = \frac{2\pi n_2}{A_{eff}}$

α es atenuación de la señal.

y es el cambio de fase para el y –ésimo canal

M son el número de canales de entrada

Es difícil estimar el impacto de XPM en el rendimiento de los sistemas multicanal (WDM). La razón es que la discusión anterior ha asumido implícitamente que XPM actúa aisladamente sin efectos dispersivos y por tanto es válida solamente para haces ópticos CW. En la práctica, los pulsos de

diferentes canales viajan a diferentes velocidades. El desplazamiento de fase inducido por XPM puede ocurrir solamente cuando dos pulsos se superponen en el tiempo.

Para canales muy separados, se superponen durante un tiempo tan corto que los efectos de XPM son prácticamente insignificantes. Por otro lado, los pulsos en los canales vecinos se superpondrán un tiempo suficiente para que los efectos XPM se acumulen. Estos argumentos muestran que la ecuación anterior no se puede usar para estimar la potencia de entrada limitante. Un método común para estudiar el impacto de SPM y XPM es mediante una aproximación numérica a una solución de propagación. La ecuación se conoce como la ecuación de Schrödinger no lineal y tiene la forma [4]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} = -\frac{\alpha}{2} A + i\gamma |A|^2 A \quad (1.15)$$

donde A es la variación del pulso en amplitud.

β_2 es la dispersión de la velocidad de grupo.

α es la atenuación de la señal.

γ es el coeficiente no lineal.

1.5.2 Mezclado de Cuatro Ondas.

La dependencia del índice de refracción con la intensidad de la luz tiene su origen en el término no lineal $\chi^{(3)}$. El fenómeno no lineal conocido como four-wave mixing (FWM) también se origina por $\chi^{(3)}$. Si tres señales ópticas con frecuencias de portadora ω_1, ω_2 y ω_3 se propagan dentro de la fibra simultáneamente, $\chi^{(3)}$ genera una cuarta señal cuya frecuencia ω_4 es dependiente de las otras frecuencias con una relación $\omega_4 = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$. En la práctica, la mayoría de estas combinaciones no son posibles [3]. Esta no-linealidad es la encargada de transferir potencia entre los canales WDM transmitidos. El efecto de FWM depende de la potencia de la señal, dispersión de la fibra óptica y del espaciamiento de los canales WDM.

Por ejemplo, podemos considerar solamente dos ondas con frecuencias ω_1 y ω_2 , cuya mezcla produce una onda a una frecuencia menor ω_3 y otra con frecuencia mayor ω_4 . Estas frecuencias tienen igual espaciamiento; es decir $\omega_1 - \omega_3 = \omega_2 - \omega_1 = \omega_4 - \omega_2$. Esto se ilustra en la Fig. 1.7 [3].

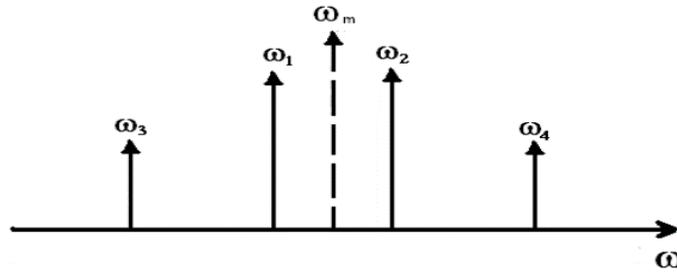


Fig. 1.7 Espectro del fenómeno de FWM, con las señales originales ω_1 y ω_2 , y las señales ω_3 y ω_4 , generadas por este efecto [3].

Conforme aumenta el número de portadoras en un enlace WDM, se tiene la generación de señales adicionales dentro de un canal determinado. Este efecto presenta un crecimiento exponencial de nuevas frecuencias generadas por FWM. FWM se rigen bajo la siguiente ecuación:

$$M = \frac{N^2(N - 1)}{2} \quad (1.16)$$

donde N son el número de canales de entrada y M son el número de frecuencias generadas por FWM. Para un sistema de N -canales resulta una gran combinación de nuevas frecuencias generadas por FWM. En el caso de canales igualmente espaciados, las nuevas frecuencias coinciden con las frecuencias existentes, lo que conduce a un *cross-talk coherente dentro de la banda*. Cuando los canales no están igualmente espaciados, la mayoría de las componentes de FWM caen entre los canales y conducen a un *cross-talk no coherente fuera de la banda*. En ambos casos, el rendimiento del sistema se degrada debido a una pérdida en la potencia del canal, pero la *cross-talk coherente* degrada mayormente el rendimiento del sistema [4].

Un esquema simple para reducir la degradación inducida por FWM consiste en diseñar sistemas WDM con espaciamientos de canal desiguales. El principal impacto de FWM en este caso es que reduce la potencia del canal. Esta reducción de potencia da como resultado una penalización de potencia que es relativamente pequeña en comparación con el caso de espaciamientos de canales uniforme. Las mediciones experimentales en sistemas WDM confirman las ventajas del espaciamiento desigual [3].

La importancia de FWM radica en que no sólo se generan señales indeseadas en bandas adyacentes a las señales que transportan la información, sino que las señales existentes pueden experimentar un *cross-talk* debido a las ondas generadas por FWM. Las señales en las bandas laterales contendrán información de amplitud y fase de las señales originales, convirtiendo este proceso en una importante fuente de ruido en los sistemas de comunicación WDM [4].

1.6 Diafonía o *cross-talk*.

El *cross-talk* (*XT*) es un fenómeno que se produce cuando más de una señal se transmite simultáneamente en un mismo canal de comunicaciones (o adyacentes), produciendo interferencias entre señales, así como la degradación de la señal deseada [10].

El *cross-talk* se puede calcular como:

$$XT(dB) = 10\log_{10}\left(\frac{P_{interf}}{P_{ref}}\right) \quad (1.17)$$

donde P_{interf} [W o mW] es la potencia de interferencia creada sobre el canal.

P_{ref} [W o mW] es la potencia de referencia deseada, sobre la cual aparece el *cross-talk*.

Varios tipos de *XT* óptico se pueden distinguir en las redes ópticas. La *XT* óptica puede clasificarse ampliamente en tipo No-Lineal y Lineal. La Fig. 1.8 muestra un esquema de los diferentes tipos de *XT* óptica que puede surgir en las redes WDM [11].

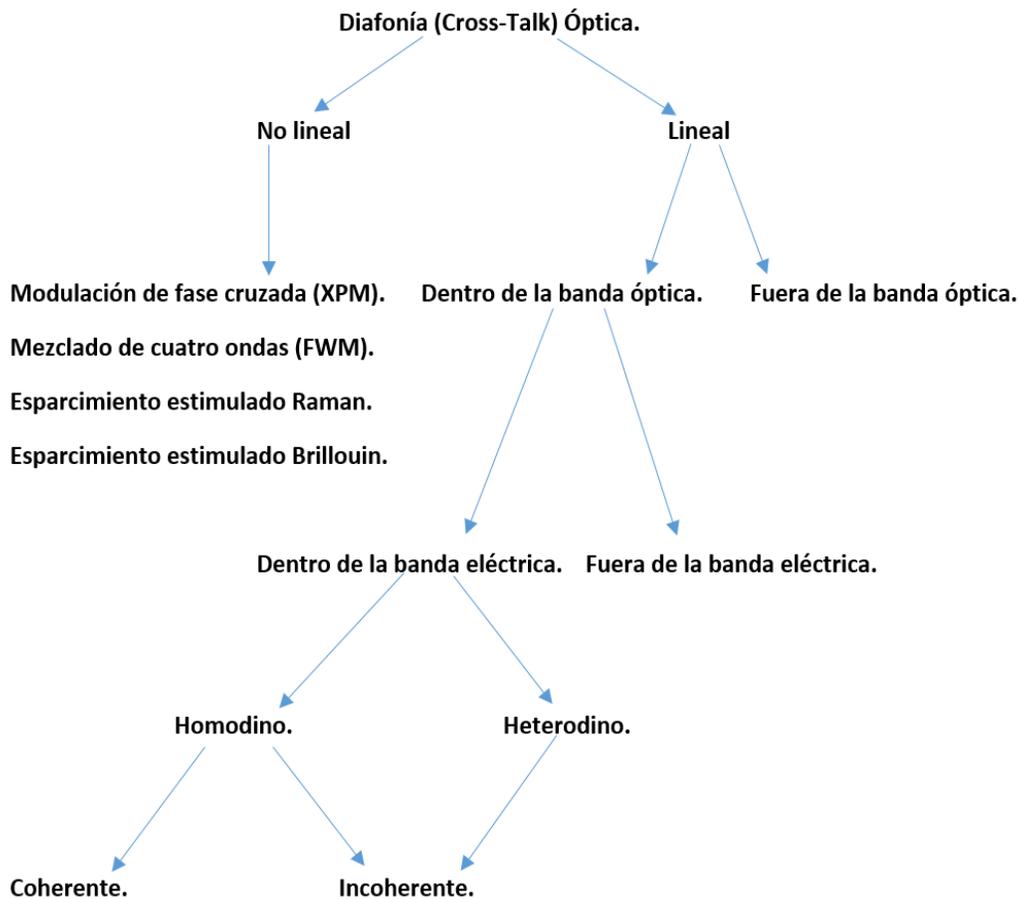


Fig. 1.8 Clasificación de los diferentes tipos de *cross-talk* que hay en redes WDM [11].

1.6.1 Cross-talk no lineal.

En redes WDM la potencia óptica en la fibra es la suma de la potencia óptica de los canales individuales. La potencia total puede ser bastante grande incluso cuando los canales individuales operan con potencias moderadas. El índice de refracción de la fibra depende de la intensidad óptica de la señal que se propaga, si su potencia es suficientemente alta. Las fluctuaciones de intensidad en un solo canal óptico pueden causar cambios en el índice de refracción de la fibra. Si otros canales usan la misma fibra en el caso de WDM, entonces los cambios en el índice de refracción causan variaciones en la fase de esos canales. Como resultado, se produce un *cross-talk* óptico de tipo XPM y FWM que pueden perjudicar el rendimiento del sistema [11]. La *Cross-talk no lineal* se produce en el enlace WDM a partir de efectos no lineales, principalmente FWM entre los diferentes canales. Este efecto, aunque esté mitigado por el mapa de dispersión, se mejora cuando la separación de los canales es muy amplia y no se puede utilizar un espaciamiento de canales no uniforme [12].

1.6.2 Cross-talk Lineal.

La *XT* de un enlace óptico proviene de diferentes fuentes: la *XT* lineal entre canales adyacentes debido al espaciamiento entre canales el cual es insuficiente, y también el *cross-talk* producido por el ensanchamiento de los pulsos, cuando estos se propagan a lo largo del mapa de dispersión del enlace de transmisión, dando lugar a la interferencia inter-simbólica. La *XT* lineal es importante, ya que degrada el equipo de red, por ejemplo, cuando se usa un espaciamiento de canal estrecho y entonces el cambio de la frecuencia central y el cambio de temperatura en los láseres DFB o la degradación de los transmisores opto-electrónicos afectan fuertemente el rendimiento del enlace [12].

1.7 Referencias Bibliográficas.

- [1] Ramaswami R., Sivarajan K. N. *“Optical Networks: A Practical Perspective”*, 3th ed. Morgan Kaufmann Publishers, San Francisco, EE. UU. 2002.
- [2] David M. S. *“High Capacity Optical Transmission Explained”*. Wiley Interscience, EE. UU. 1995.
- [3] *“Fiber Optics Handbook”*. Optical Society of America. McGraw-Hill. 2002.
- [4] Agrawal G. *“Fiber-Optic Communication Systems”*. 3th ed. Wiley, New York, 2002.
- [5] Keiser Gerd. *“Optical Fiber Communications”*. 3th ed. Mc Graw Hill, EE. UU., 2000.
- [6] Castrejón R. G. Apuntes de Clase *“Enlaces ópticos de alta capacidad”*. México 2017.
- [7] Tricker Ray. *“Optoelectronics and Fiber Optic Technology”*. 1st ed. Elsevier Science, Oxford Great Britain 2002.
- [8] Agrawal G. *“Nonlinear Fiber Optics”*. Academic Press, Fourth Edition. Institute of Optics University of Rochester, Rochester, NY, EE. UU. 2007.
- [9] López Toledo, Ordoñez Agredo. *“Efectos no lineales y su relación con los parámetros de transmisión de una red WDM”*. Revista Facultad de Ingeniería, UPTC, vol. 20, no.31, Julio 2011.
- [10] Garrin Ureña F. *“Investigación de la tolerancia al Crosstalk de los sistemas OFDM Ópticos”*. UPC 2015.
- [11] Tafur Monroy I., Tangdiongga E. *“Crosstalk in WDM Communication Networks”*. Sprincer Science. EE. UU., 2005.
- [12] Llorente R., Clavero R., Ramos F., *“Linear and Nonlinear Crosstalk Evaluation in DWDM Networks Using Optical Fourier Transformers”*. EURASIP Journal on Applied Signal Processing. 2005.

Capítulo 2. Moduladores ópticos y modulación.

2.1 Tecnologías de modulación.

Las tasas de datos en los sistemas de comunicaciones ópticas se encuentran limitados principalmente por los componentes opto-electrónicos disponibles. Encontrar la técnica para la modulación con mayor efectividad para un sistema de aplicación en particular involucra factores como los formatos de modulación y tecnología de modulación. Existen 3 tecnologías básicas que se utilizan actualmente [1]:

- Modulación directa del Láser (Directly Modulated Laser o DML).
- Modulador de Electroabsorción (Electroabsorption Modulators o EAM).
- Modulador Mach-Zehnder (Mach-Zehnder Modulator MZM).

2.1.1 Modulación directa.

La modulación directa es el proceso en el cual se imprime la información digital sobre una portadora óptica. El esquema de modulación más sencillo y ampliamente utilizado se denomina codificación on-off (OOK), en el que se activa o desactiva la corriente que alimenta el láser para producir la luz, dependiendo de si el bit de datos es 1 ó 0.

Una ventaja de la modulación directa es que es sencilla y económica, ya que no se requieren otros componentes para la modulación que no sea la fuente de luz (láser/LED).

La desventaja de la modulación directa es que los pulsos resultantes contienen algunas distorsiones (*chirp*) cuando se operan a altas velocidades. El *chirp* es un fenómeno en el que la frecuencia portadora del pulso transmitido varía con el tiempo, y provoca un ensanchamiento del espectro transmitido. Para evitar este efecto, se puede emplear la modulación externa. En donde el láser actúa como una fuente de luz de CW y la modulación se realiza con otro dispositivo [2].

2.1.2 Modulación Externa.

En la modulación externa, el láser genera una intensidad óptica constante en el tiempo (onda continua) que pasa posteriormente por un dispositivo óptico externo que se controla mediante la señal moduladora. A la salida, la información estará modulada con la forma determinada por la señal eléctrica de control y se acoplará a la fibra.

Un modulador externo se coloca delante de una fuente de luz y activa o desactiva la señal luminosa basándose en los datos a transmitir. La propia fuente de luz funciona de forma continua. Esto tiene la ventaja de minimizar efectos indeseables, particularmente la deformación de los pulsos (*chirp*).

Hoy en día se utilizan ampliamente dos tipos de moduladores externos: moduladores Mach-Zehnder (MZM) y Moduladores de Electro-absorción (EAM). Una variedad de moduladores externos están disponibles comercialmente ya sea como un dispositivo separado o como una parte integral del paquete de transmisor de láser [2]. En este trabajo nos enfocaremos en los MZM.

2.1.2.1 Modulador Mach-Zehnder.

Los moduladores están compuestos por estructuras fundamentales de modulación óptica externa. La velocidad alcanzable y las características de las señales de salida del transmisor dependen del tipo de tecnología y de los materiales utilizados para los moduladores.

El efecto que se utiliza para producir los cambios de fase en las ramas del modulador Mach-Zehnder se conoce como el "efecto Pockels". Es decir, la aplicación de un campo eléctrico da lugar a un cambio en el índice refractivo y por lo tanto un cambio en la fase de la luz que por él se propaga. La intensidad de este efecto electro-óptico depende de la dirección del campo eléctrico aplicado y de la orientación del cristal.

La modulación de fase $\varphi_{PM}(t)$ es una función de la longitud de onda λ , la longitud del electrodo l_{el} y del cambio del índice de refracción efectivo $\Delta n_{eff}(t)$. Considerando únicamente el efecto Pockels, se puede suponer que el cambio del índice de refracción es lineal al voltaje externo aplicado, $u(t)$ [3].

$$\varphi_{PM}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta n_{eff}(t) * l_{el} \sim u(t) \quad (2.1)$$

Es necesario un voltaje de accionamiento para conseguir un desplazamiento de fase π , denominado V_π típicamente. Por lo tanto, la relación del campo óptico entrante $E_{in}(t)$ y el campo óptico de salida $E_{out}(t)$, puede expresarse como:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot e^{j\varphi_{PM}(t)} = E_{in}(t) \cdot e^{j\frac{u(t)}{V_\pi}2\pi} \quad (2.2)$$

El principio de interferencia, se puede usar para realizar modulación de intensidad de la onda de luz óptica.

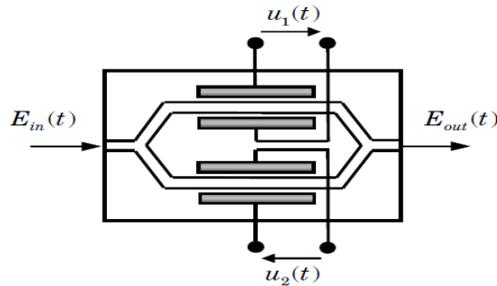


Fig. 2.1 Modulador óptico Mach-Zehnder [3].

Los MZM de doble guía (ver Fig. 2.1) son interferómetros, con moduladores de fase en ambos brazos que pueden ser accionados de forma independiente. La luz entrante se divide en dos trayectos, ambos equipados con moduladores de fase. Después de adquirir algunas diferencias de fase entre sí, los dos campos ópticos se recombinan. La interferencia varía de constructiva a destructiva, dependiendo del cambio de fase relativo [3]:

- Interferencia Constructiva: No hay diferencia entre las fases de las señales. Generación del bit "1".
- Interferencia Destructiva: Hay diferencia de fase entre las señales. Generación del bit "0".

La función de transferencia $h(t)$, de un MZM comercial está dada por [4]:

$$h(t) = \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{[Ysplit_{upper} \cdot e^{j\varphi_{upper}} + Ysplit_{lower} \cdot e^{\pm j\varphi_{lower}}]}{Attenuation} \quad (2.3)$$

donde φ_{upper} y φ_{lower} representan los desfases en función de los parámetros eléctricos y están definidos como:

$$\varphi_{upper} = \varphi_{upper}(rf) + \varphi_{upper}(dc) \quad (2.4)$$

$$\varphi_{lower} = \varphi_{lower}(rf) + \varphi_{lower}(dc) \quad (2.5)$$

Para poder reducir la función de transferencia se tienen que tomar en cuenta las siguientes consideraciones:

$$V_{RF} = V_{RF_upper} = V_{RF_lower} \quad (2.6)$$

$$V_{dc_upper} = V_{dc_lower} = 0 \quad (2.7)$$

$$\varphi_{upper} = \left[\frac{\pi \cdot V_{RF_upper}(t)}{V_{\pi RF}} \right] = \pi \left[\frac{V_{RF}}{V_{\pi RF}} \right] \quad (2.8)$$

$$\varphi_{lower} = \left[\frac{\pi \cdot V_{RF_lower}(t)}{V_{\pi RF}} \right] = \pi \left[\frac{V_{RF}}{V_{\pi RF}} \right] \quad (2.9)$$

Por lo tanto quedarían de la siguiente forma:

$$\varphi_{upper} = \pi \left(\frac{V_1(t)}{V_{\pi}} \right) \quad (2.10)$$

$$\varphi_{lower} = \pi \left(\frac{V_2(t)}{V_{\pi}} \right) \quad (2.11)$$

donde Y_{split_upper} e Y_{split_lower} son los coeficientes de acoplamiento de campo de las ramas superior e inferior del modulador:

$$Y_{split_upper} = a = \sqrt{0.5 + \varepsilon} = \sqrt{0.5 + 0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.12)$$

$$Y_{split_lower} = \sqrt{1 - a^2} = \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.13)$$

El termino ε representa la diferencia en la relación de división de potencia superior e inferior. Para un Mach-Zehnder perfecto, $\varepsilon = 0$ donde el **divisor Y** tiene una división igual 50/50. Permite que la estructura MZ tenga una relación de extinción máxima posible. Sin embargo, en los dispositivos reales Mach-Zehnder, no se puede obtener una división perfecta, debido a las tolerancias de fabricación. Esto se conoce como la razón de extinción intrínseca del dispositivo. De igual manera no se consideraran perdidas por inserción ya que estamos trabajando con un MZM ideal [4].

Las pérdidas por inserción del dispositivo son:

$$Attenuation = 10^{\frac{InsertionLoss[dB]}{20}} = 10^{\frac{0[dB]}{20}} = 1 \quad (2.14)$$

Una vez que tenemos todos los parámetros, podemos reducir la función de transferencia $h(t)$ asumiendo una división de haz perfecta:

$$h(t) = \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\left[\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot e^{j\varphi_{upper}} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot e^{\pm j\varphi_{lower}} \right]}{1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\left[\frac{1}{\sqrt{2}} \right] \cdot [e^{j\varphi_{upper}} + e^{\pm j\varphi_{lower}}]}{1}$$

$$h(t) = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \right] \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \right] \cdot \frac{[e^{j\varphi_{upper}} + e^{\pm j\varphi_{lower}}]}{1} = \left[\frac{1}{2} \right] \cdot \frac{[e^{j\varphi_{upper}} + e^{\pm j\varphi_{lower}}]}{1} \quad (2.15)$$

Por lo tanto la función de transferencia de un MZM está dada por:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} (e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}) \quad (2.16)$$

donde $\varphi_1(t)$ y $\varphi_2(t)$ representan el cambio de fase en los brazos superior e inferior del MZM. Para un voltaje de control específico para obtener un cambio de fase de π en el brazo superior e inferior, $V_{\pi 1}$ y $V_{\pi 2}$, respectivamente, y con los voltajes de control $u_1(t)$ y $u_2(t)$ que se muestran en la Fig. 2.2, los cambios de fase se relacionan con las señales de control a través de las siguientes ecuaciones [3]:

$$\varphi_1(t) = \frac{u_1(t)}{V_{\pi 1}} \pi; \quad \varphi_2(t) = \frac{u_2(t)}{V_{\pi 2}} \pi; \quad (2.17)$$

Al operar el MZM en el modo *push-push*, significa que un cambio de fase idéntico se induce en ambos brazos $u_1(t) = u_2(t) = u(t)$ y $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$, y así se consigue una modulación de fase pura, de modo que la relación entre la señal de entrada y la de salida está dada por la ecuación 2.2, igual que en un modulador de fase simple. Por otro lado, cuando un brazo obtiene un cambio de fase negativo al otro brazo, es decir con los parámetros $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$ y $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$, el MZM se opera en modo *push-pull* y se obtiene una modulación en amplitud libre de *chirp*, los campos de entrada y salida están relacionados con [3]:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) * \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM}(t)}{2}\right) = E_{in}(t) * \cos\left(\frac{u(t)}{2V_{\pi}} \pi\right) \quad (2.18)$$

donde $\Delta\varphi_{MZM}(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t) = 2\varphi_1(t)$ es la diferencia de fase inducida entre los campos de los brazos superior e inferior. Por lo tanto sabemos que la función de transferencia $h(t)$ es una función coseno, la cual al elevar al cuadrado resulta la función transferencia de potencia del MZM.

$$|h(t)|^2 = \left| \cos\left(\frac{u(t)}{V_{\pi}} \pi\right) \right|^2 = \cos^2\left(\frac{u(t)}{V_{\pi}} \pi\right) \quad (2.19)$$

Con ayuda de las identidades trigonométricas obtenemos la función de transferencia de potencia de un MZM [3].

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\Delta\varphi_{MZM}(t)) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{V_{\pi}} \pi\right) \quad (2.20)$$

Nótese que $u(t)$ se define de tal forma que $u(t) = V_\pi$ induce un cambio de fase de π para el modulador de fase, así como un cambio de fase de π en la función de transferencia de potencia de un MZM cuando se opera en modo push-pull.

En la Fig. 2.2 se ilustran los dos principios de operación para el MZM. Para la modulación en amplitud, el MZM opera en el punto de Cuadratura, cuando la polarización en DC es de $V_\pi/2$ y la modulación pico a pico es de V_π como se observa en la Fig. 2.2 (curva verde). Cuando el MZM opera en punto Nulo (ver Fig. 2.2 curva azul), con una polarización en DC es de V_π y la modulación pico a pico es de $2V_\pi$, se obtiene un cambio de fase de π cuando se cruza el punto de transmisión mínimo. Esto se hace evidente a partir de la función de transferencia de campo eléctrico. El MZM puede utilizarse para la modulación de fase binaria y para la modulación de amplitud [3].

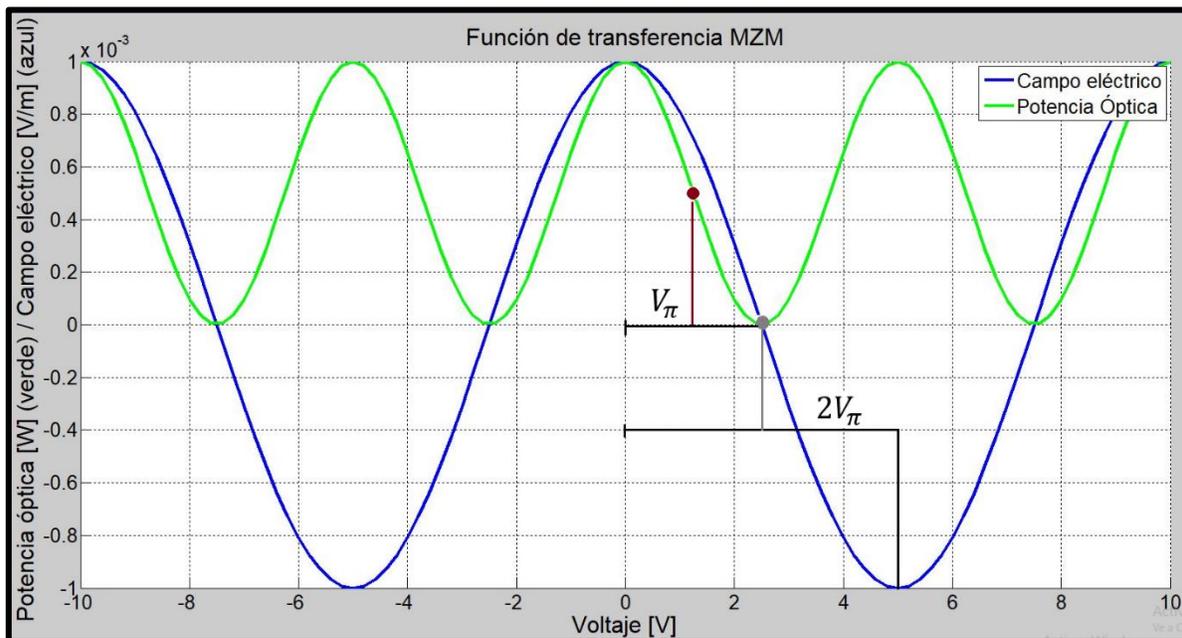


Fig. 2.2 Operación del MZM en punto de cuadratura (curva verde) y en punto nulo de transmisión (curva azul) [3].

Los moduladores Mach-Zehnder se pueden implementar con Niobato de Litio (LiNbO_3), Arseniuro de Galio (GaAs) y Fosforo de Indio (InP). El rango de voltaje típico de conducción V_π oscila aproximadamente de los 3 [v] a 6 [v] [3]. Sin embargo, en la práctica, los voltajes son variables, ya que cambian con las variaciones de temperatura. Además, la relación de acoplamiento de los acopladores direccionales no es de 50:50 y podría depender del voltaje [4].

2.2 Señalización de respuesta parcial.

La interferencia entre símbolos (ISI¹) es un fenómeno indeseable que produce una degradación en el rendimiento de cualquier sistema. De hecho, su propio nombre connota un efecto molesto. Sin embargo, al agregar una interferencia entre símbolos a la señal transmitida de una manera controlada, es posible lograr una señalización igual a la frecuencia de Nyquist $2W$ [símbolos/s] en un canal con un ancho de banda mínimo W [Hz]. Estos formatos de modulación se denominan como *Codificación de Nivel Correlativo* o *Señalización de Respuesta Parcial*. El diseño de estos esquemas se basa en la siguiente premisa: como se conoce la interferencia entre símbolos introducida en la señal transmitida, su efecto puede interpretarse en el receptor de una manera determinista. Por lo tanto, la codificación de nivel correlativo puede considerarse como un método práctico para alcanzar la tasa máxima de señalización teórica de $2W$ [símbolos/s] con un ancho de banda W [Hz], como lo postula Nyquist, empleando filtros analógicos y tolerantes a la perturbación [5].

Dentro de los formatos de modulación con más de dos símbolos en su alfabeto, la codificación correlativa ha recibido sustancialmente más atención en comunicaciones ópticas que los formatos multinivel. Para esta clase de señalización, no se agregan más símbolos al alfabeto para incrementar la tasa de bits sino para moldear el espectro y aumentar la tolerancia de un formato a ciertos efectos que limitan la propagación. Esto se logra introduciendo un esquema de modulación con memoria, conocido como códigos de línea. Si se usan más de dos símbolos para representar un solo bit y la asignación de bits redundantes a los bits transmitidos es independiente de los datos, nos referimos a un formato de modulación de datos pseudo-multinivel. Si la asignación de símbolos depende de los datos transmitidos, generalmente nos referimos a codificación correlativa.

El representante más prominente de los formatos de respuesta parcial es Duobinario "DB". En comunicaciones ópticas, la modulación duobinaria agrupa los formatos PSBT (*Phase-Shaped Binary Transmission*) y PASS (*Phased Amplitude-Shift Signaling*) [6].

2.2.1 Señalización duobinaria.

En 1963, Adam Lender mostró que es posible transmitir a una tasa de $2W$ [símbolos/s] con cero ISI utilizando un ancho de banda mínimo teórico de W [Hz]. Lender utilizó una técnica conocida como

¹ Ver Sklar, Bernard. Digital Communications: Fundamentals and Applications. p.136

señalización duobinaria. La idea básica detrás de la técnica duobinaria es introducir una cantidad controlada de ISI en el flujo de datos en lugar de intentar eliminarla completamente. Al introducir interferencia controlada entre pulsos, y al cambiar el procedimiento de detección, se cancela la interferencia en el detector, consiguiendo el empaquetamiento con una eficiencia espectral de 2 [símbolos/s/Hz] [7].

Para entender cómo se introduce ISI controlada en la señalización duobinaria, observamos el modelo del proceso de la Fig. 2.3.

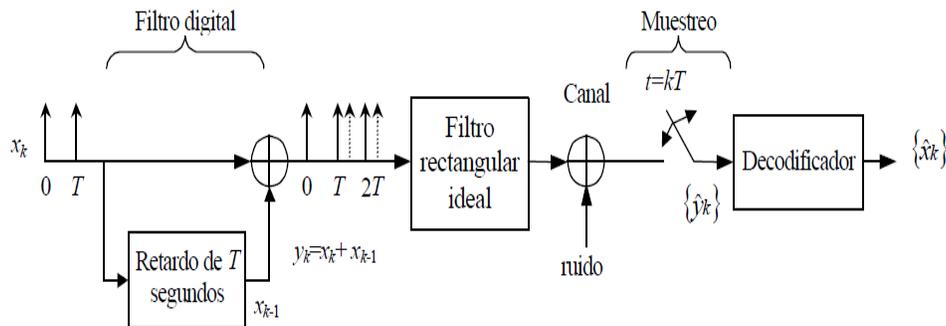


Fig. 2.3 Señalización duobinaria [7].

Asuma que una secuencia binaria $\{x_k\}$ será transmitida a una tasa R [bits/s] sobre un sistema que tiene un espectro rectangular ideal con ancho de banda $W = \frac{R}{2} = \frac{1}{2T}$ [Hz]. El filtro ideal rectangular es parte del modelo equivalente usado para el desarrollo de un filtro que es más sencillo de aproximar. Antes de ser formados por el filtro ideal, los pulsos pasan a través de un filtro digital simple, como se muestra en la Fig. 2.3. El filtro digital incorpora un retardo de un dígito; a cada pulso que llega. Por lo tanto, podemos asumir que, para cada pulso en el filtro digital, se obtiene a la salida la suma de dos pulsos. Cada pulso de la secuencia $\{y_k\}$ a la salida del filtro se puede expresar como [7]:

$$y_k = x_k + x_{k-1} \quad (2.21)$$

Ya que las amplitudes de $\{y_k\}$ no son independientes, cada dígito y_k porta con la memoria de un dígito anterior. La ISI introducida a cada dígito y_k viene sólo del dígito precedente x_{k-1} . Esta correlación entre las amplitudes de los pulsos $\{y_k\}$ puede ser pensada como una forma controlada de ISI introducida por el codificador duobinario. La interferencia controlada es la esencia de esta técnica, ya que en el detector tal interferencia controlada puede ser removida tan fácilmente como fue añadida. La generación de la secuencia $\{y_k\}$ es seguida por la aplicación del filtro ideal de Nyquist

que no introduce ISI. En el muestreador del receptor, de la Fig. 2.3, se esperaría recuperar exactamente la secuencia $\{y_k\}$ en la ausencia de ruido. Debido a que todos los sistemas experimentan contaminación por ruido, nos deberíamos referir a la secuencia recibida $\{y_k\}$ como una estimación de la secuencia $\{y_k\}$ y distinguirla de la original como $\{\hat{y}_k\}$. Al remover la interferencia controlada mediante el decodificador duobinario, se obtiene una secuencia estimada, $\{\hat{x}_k\}$ de la secuencia original $\{x_k\}$ [7].

2.2.2 Pre-codificación.

La pre-codificación se consigue al codificar diferencialmente primero la secuencia binaria $\{x_k\}$ en una nueva secuencia binaria $\{w_k\}$ como sigue:

$$w_k = x_k \oplus w_{k-1} \quad (2.22)$$

En donde el símbolo \oplus representa la suma módulo 2 (equivalente a la operación lógica or-exclusiva) de los dígitos binarios. La regla de adición módulo 2 es:

$$0 \oplus 0 = 0$$

$$0 \oplus 1 = 1$$

$$1 \oplus 0 = 1$$

$$1 \oplus 1 = 0$$

La secuencia binaria $\{w_k\}$ es convertida entonces en una secuencia de pulsos bipolares, y la operación de codificación precedente es la misma que en el ejemplo anterior. Sin embargo, con pre-codificación, el proceso de detección es muy diferente a la detección duobinaria ordinaria, como se muestra en el siguiente ejemplo. El modelo de pre-codificación es mostrado en la Fig. 2.4; en esta figura es implícito que la suma módulo 2 que produce la secuencia pre-codificada $\{w_k\}$ se aplica sobre dígitos binarios, mientras que el filtrado digital produce la secuencia $\{y_k\}$ de los pulsos bipolares [7].

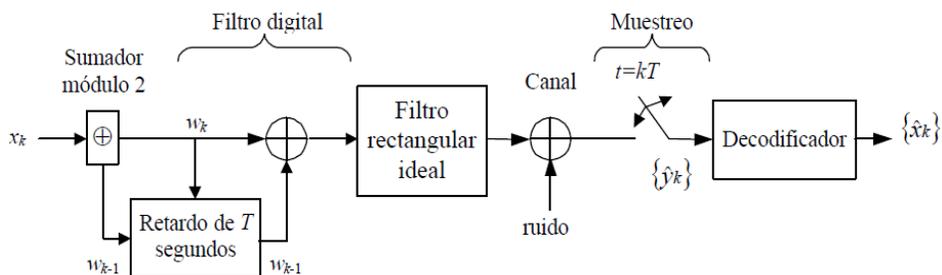


Fig. 2.4 Señalización duobinaria con pre-codificación [6].

2.2.3 Decodificación duobinaria.

Si el dígito binario $\{x_k\}$ es igual a ± 1 , entonces al usar la ecuación 2.21, $\{y_k\}$ tiene uno de tres valores posibles: +2, 0, -2. El código duobinario resulta en una salida de tres niveles. En general para una transmisión de M niveles, la señalización por respuesta parcial resulta en $2M - 1$ niveles a la salida. El proceso de decodificación duobinario involucra el procedimiento inverso a la codificación, es decir, substrae la decisión x_{k-1} del dígito y_k .

Ejemplo de Codificación Duobinario

Secuencia binaria $\{x_k\}$	0 0 1 0 1 1 0	
Secuencia pre-codificada $w_k = x_k \oplus w_{k-1}$	0 0 1 1 0 1 1	
Amplitudes polares $\{x_k\}$	-1 -1 1 1 -1 1 1	
Regla de codificación $y_k = w_k \oplus w_{k-1}$	-1 -2 0 2 0 0 2	
Regla de decodificación	Si $\hat{y}_k \neq 0$, decida que $\hat{x}_k =$ cero binario "0" Si $\hat{y}_k = 0$, decida que $\hat{x}_k =$ uno binario "1"	
Secuencia binaria decodificada $\{\hat{x}_k\}$	0 0 1 0 1 1 0	

La pre-codificación habilita la decodificación de la secuencia $\{\hat{y}_k\}$ al hacer una decisión sobre cada muestra recibida, sin depender de decisiones previas que causarían la propagación de los errores. La principal ventaja es que en el eventual caso del error por ruido, tal error no se propaga sobre otros dígitos. Note que el primer bit en la secuencia binaria pre-codificada $\{w_k\}$ es una elección arbitraria. Si en el bit de inicio en $\{w_k\}$ se elige un binario uno en lugar del binario cero, el resultado decodificado será el mismo [7].

2.3 Codificación duobinaria.

En este capítulo se muestran los sistemas diseñados, utilizando el software *VPI Transmission Maker 9.8*. En resumen, la señal duobinaria en el dominio eléctrico es aquella que se tomará como la señal de entrada al MZM, donde se controlará el MZM con el fin de generar una señal óptica modulada. Dicha modulación de la señal óptica dependerá completamente del V_π que en este caso es de 5 [v] aplicado en el modulador, ya que este parámetro es indispensable para obtener la función de transferencia del MZM, la cual se puede observar en la Fig. 2.5 [8].

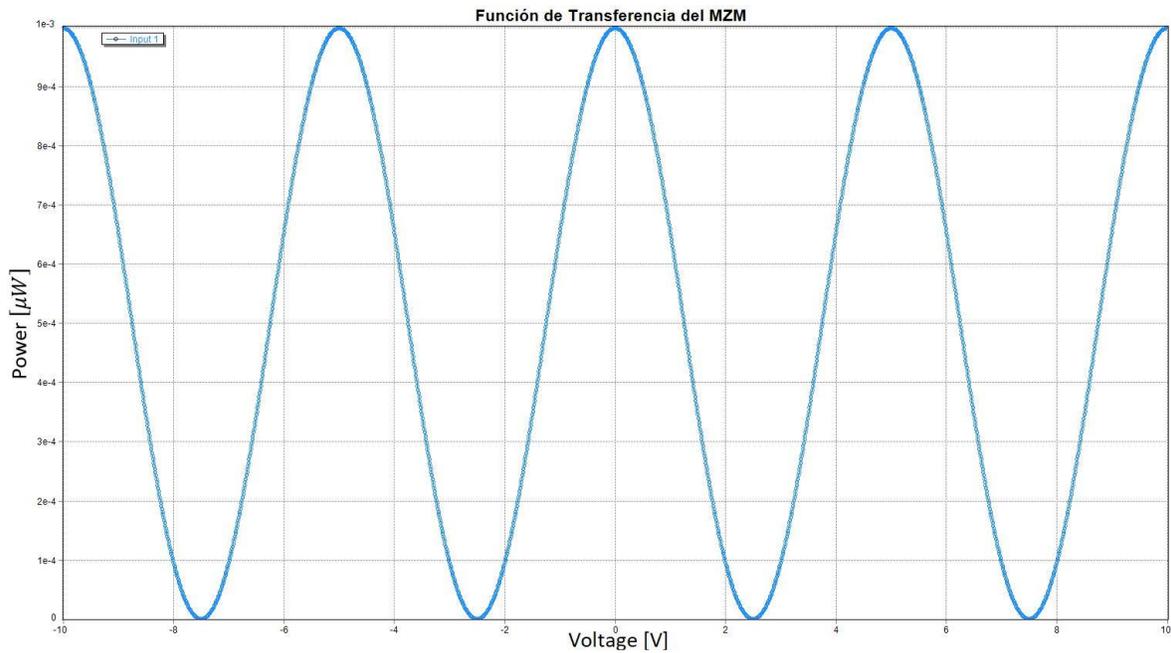


Fig. 2.5 Función de transferencia del MZM.

La señal óptica duobinaria, tiene como etapa inicial la generación de una señal duobinaria de 3 niveles en el dominio eléctrico, cuyo proceso se describió con anterioridad y cuyo resultado se ilustra en la Fig. 2.6, el diagrama de ojo operando a una tasa de transmisión a 10 [Gbps].

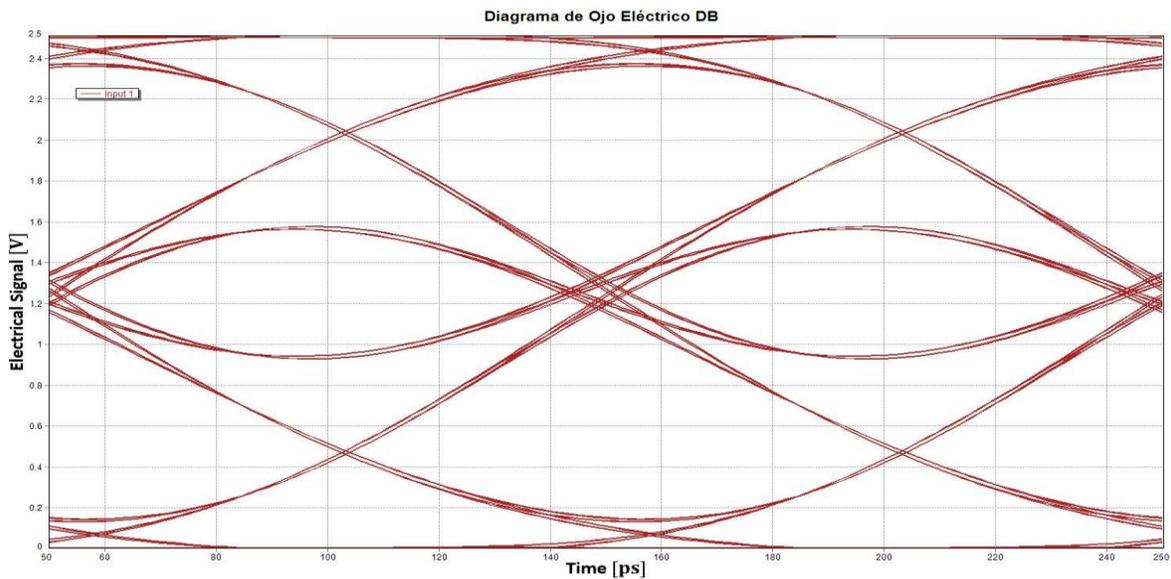


Fig. 2.6 Señal eléctrica duobinaria.

La estructura de un transmisor óptico duobinario utiliza una versión pre-codificada de la señal de datos en la entrada. Aunque la decodificación en el receptor en lugar de pre-codificación en el

transmisor también es posible, la pre-codificación en el transmisor es preferible para evitar la propagación de error después de la detección.

La secuencia pre-codificada se convierte en una señal eléctrica de tres niveles por medio de un filtro tipo paso bajas. El filtro paso bajo puede ser implementado por un filtro *add & delay* (Fig.2.7a) o por algún otro tipo de filtro con ancho de banda a los 3 [dB] de aprox. el 25% de la tasa de bits (Fig.2.7b) [9].

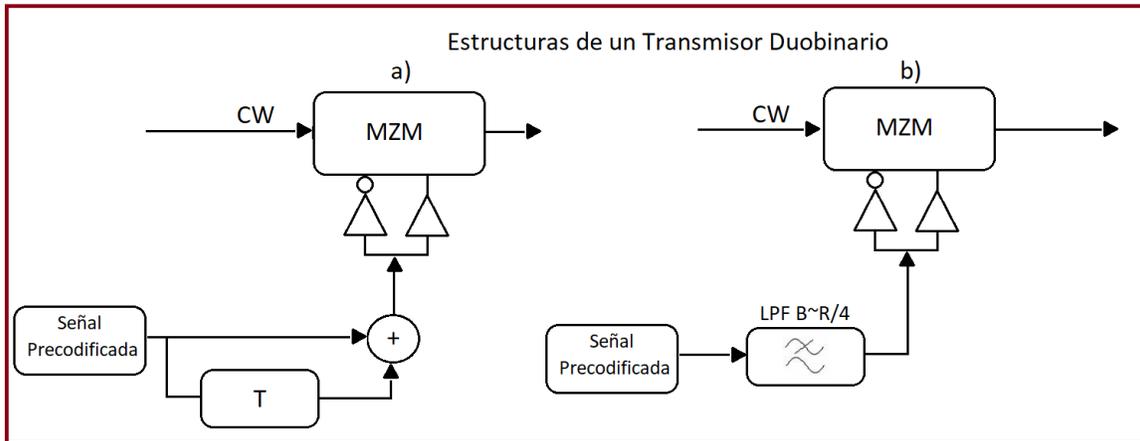


Fig. 2.7 La señal óptica duobinaria se genera accionando el MZM con una señal eléctrica de tres niveles, generada a partir de la señal pre-codificada por: (a) filtro *add & delay* (b) filtro eléctrico paso bajas [9].

El MZM se puede operar tanto en la configuración de punto de cuadratura como en punto nulo, dando lugar a señales ópticas duobinarias cuya principal distinción entre ellas es que con la primera configuración se logra la generación de una señal óptica duobinaria de 3 niveles, mientras que con la segunda configuración se logra la generación de una señal óptica duobinaria de únicamente 2 niveles, tal y como se ilustra en la Fig. 2.7. La diferencia en la generación de estas señales yace en el modo de operación del MZM [10].

2.3.1 Señal óptica duobinaria de 3 niveles.

La Fig. 2.8 ilustra el proceso de codificación y decodificación en un sistema duobinario. La tasa de transmisión es a 10 [Gbps]. La señal PRBS se pre-codificó mediante un circuito XOR con retardo de 1 bit. La señal se produce añadiendo datos retrasados por un período de 1 bit a los datos actuales. Posteriormente el amplificador de RF debe proporcionar una oscilación de voltaje a su salida de $V_{pp} \sim V_{\pi}/2$, típicamente en el intervalo de 2.5 [V] para que el MZM pueda operar en modo push-pull [7]. El MZM también es alimentado ópticamente con una señal óptica continua, derivada de un láser.

La señal binaria pre-codificada y amplificada se convierte en una señal duobinaria de 3 niveles con 1 filtro paso bajas de 5° orden tipo Bessel-Thomson. El filtro LPF tiene una frecuencia de corte a un cuarto de la tasa de bits. El estrecho LPF actúa como un convertidor analógico, que simultáneamente convierte las señales de binario a duobinaria y recorta las componentes de alta frecuencia [6].

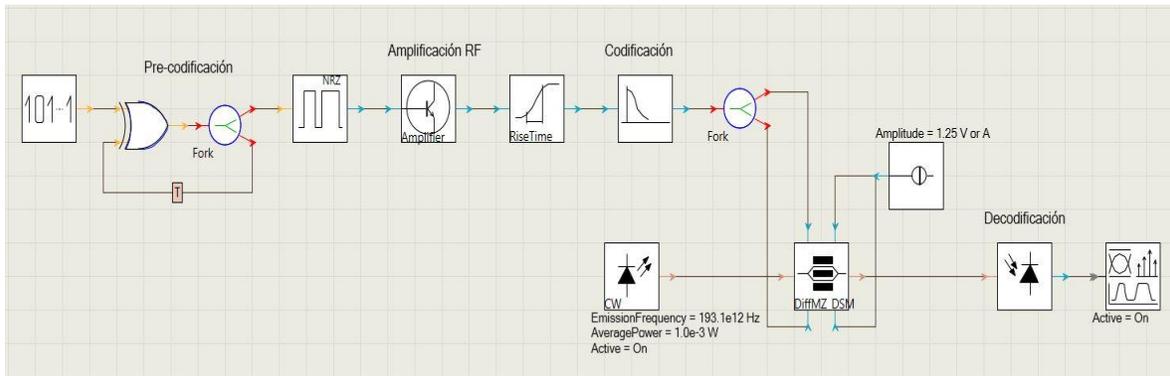


Fig. 2.8 Diagrama esquemático de un sistema óptico duobinario.

La señal óptica duobinaria de tres niveles "0", "1" y "2" operando en punto de cuadratura, tiene un ancho de banda más estrecho que la señal binaria y ofrece mayor tolerancia a la dispersión. Los tres niveles de señal se mapean en los niveles ópticos "0", " $1/2$ " y "+1" (ver Fig. 2.9) en un MZM con la configuración *push-pull*, la cual se caracteriza por que no presenta *chirp* [3].

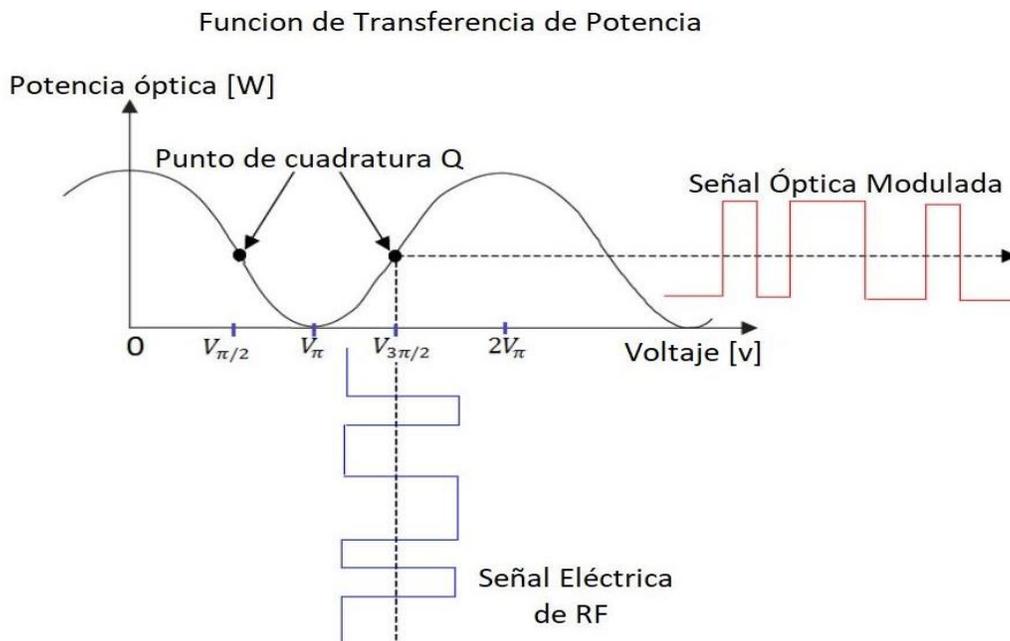


Fig. 2.9 Diagrama esquemático del MZM en punto de cuadratura. El modulador opera en el régimen lineal de la función de transferencia de potencia óptica, por lo que la señal a la entrada del MZM tendrá que oscilar en el rango de 0 a V_{π} [11].

Cuando la señal eléctrica duobinaria modula al MZM, y este se encuentra operando en la región de cuadratura, la señal duobinaria en el dominio óptico es una señal duobinaria de 3 niveles idéntica a la señal duobinaria en el dominio eléctrico [12].

En el caso de la generación de la señal duobinaria de tres niveles en el presente trabajo, la variación de la señal moduladora va de $2.5 [v]$ a $5 [v]$. Este rango de valores corresponde precisamente a la zona lineal de operación en la configuración de cuadratura del MZM según la función de transferencia obtenida en la Fig. 2.5.

Ya que de esto depende la obtención de la señal original en el dominio óptico de la señal moduladora que se encuentra en el dominio eléctrico. Este intervalo de operación puede variar dependiendo de los parámetros de operación del modulador empleado, de ahí que las características de operación del modulador sean fundamentales para una modulación óptima.

Para el análisis realizado se fijó el parámetro de Extinction Ratio (ER) en el modulador a $35 [dB]$, en donde si la señal moduladora se encuentra en el nivel de amplitud mínimo a $2.5 [v]$ la potencia de salida de la señal óptica es cercana a $0 [W]$ y cuando la señal moduladora se encuentra en el nivel de amplitud máximo de $5 [v]$, la señal óptica tendrá una potencia de salida correspondiente a la potencia total del láser de onda continua, que en este caso es de $1 [mW]$; ver Fig. 2.10.

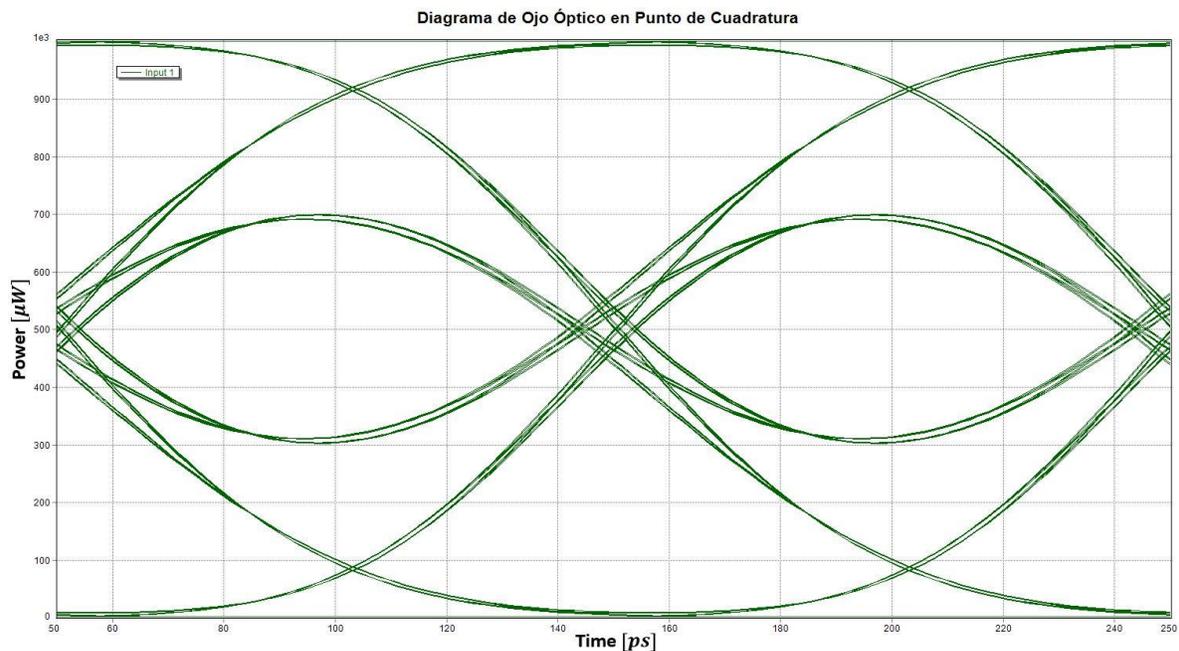


Fig. 2.10 Diagrama de ojo en el dominio óptico operando a 10 [Gbps].

La señal modulada es detectada por un fotodetector ideal, ver Fig. 2.11. La señal de tres niveles correlacionada se recupera mediante una operación de módulo 2 convirtiendo los niveles "0" y "2" en un bit "0" y el nivel "1" en el bit "1" [6].

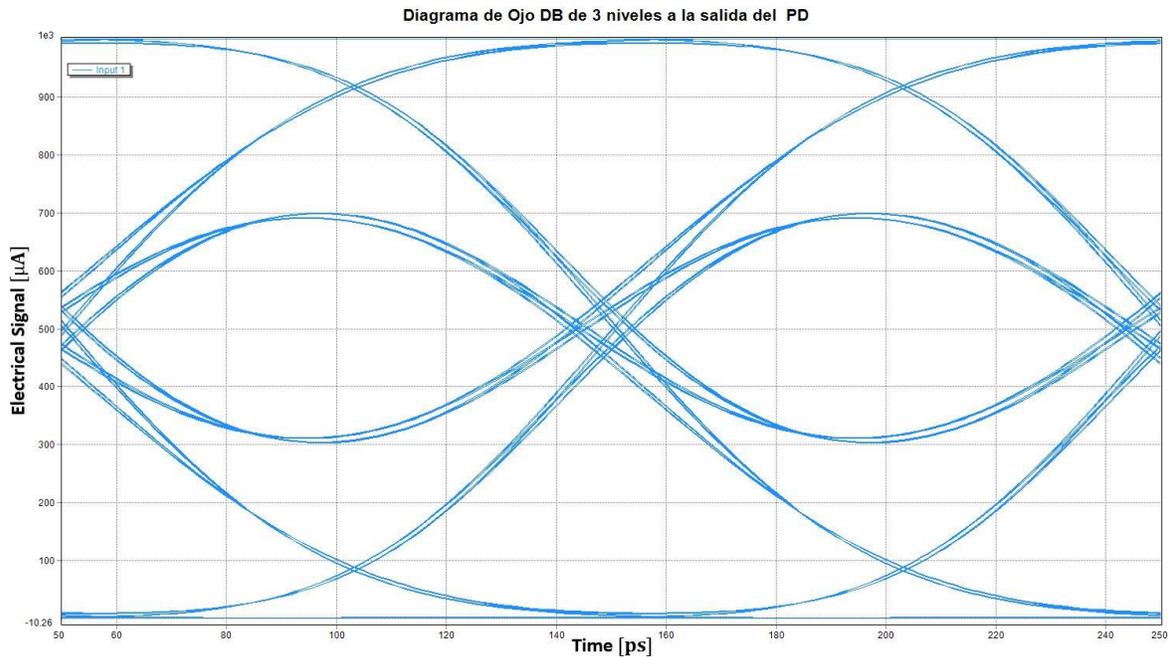


Fig. 2.11 Diagrama de ojo en el dominio de eléctrico operando a 10 [Gbps].

2.3.2 Señal óptica duobinaria de 2 niveles.

Estas señales son un tipo de señales de respuesta parcial y se producen modulando tanto la amplitud óptica como la fase (AM-PSK). En las señales ópticas duobinarias AM-PSK se pueden demodular los datos binarios usando un receptor convencional de detección directa [6]. La Fig. 2.12, ilustra el proceso de codificación y decodificación en un sistema duobinario AM-PSK. El proceso es similar al de una señal óptica duobinaria de 3 niveles, solo que difiere en que el modulador debe operar en el punto nulo de la función de transferencia [12].

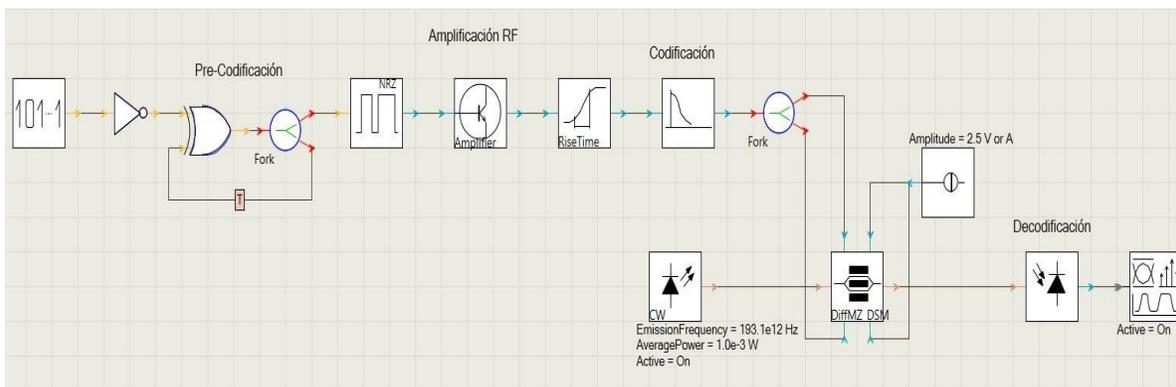


Fig. 2.12 Diagrama esquemático de un sistema óptico duobinario AM-PSK.

La señal duobinaria eléctrica de tres niveles, generada como ya se mencionó, se usa para ingresarla al MZM, que está configurado en modo *push-pull*, de tal manera que el nivel "1" está en el punto nulo de transmisión y los niveles "0" y "2" están en los puntos máximos de transmisión [12]. En el caso de la generación de la señal óptica duobinaria de 2 niveles en el presente trabajo, de acuerdo a la función de transferencia obtenida del MZM, se puede apreciar en la Fig. 2.5, que un swing adecuado, para la operación en punto nulo de dicho dispositivo, se encuentra en el rango de $0 \text{ a } 5 [v]$. Obteniendo a la salida del modulador una señal óptica duobinaria de dos niveles, a partir de una señal duobinaria eléctrica de tres niveles.

Los valores en amplitud de los 3 niveles a la entrada al MZM serían $0 [v]$, $2.5 [v]$ y $5 [v]$ según la función de transferencia obtenida en la Fig. 2.5, a los que corresponden los valores ópticos de salida serán $1 [mW]$, $0 [mW]$ y $1 [mW]$, (ver Fig. 13). Sin embargo, la operación módulo 2, no generará los valores binarios 1 y 0 esperados para cada uno de los 3 niveles de la señal duobinaria entrante, ya que, si se elige el rango de operación entre $0 \text{ y } 5 [v]$, los dos valores binarios de la señal duobinaria en dominio óptico salientes, es opuesta; la relación deseada sería que los niveles 0 y 2 den como resultado un valor de $0 [mW]$ y el nivel 1 dé como resultado un valor de $1 [mW]$. Para lograr esto, a la señal moduladora entrante (señal duobinaria en dominio eléctrico) se le agregó una etapa de inversión (compuerta lógica binaria negada) antes de ingresar al pre-codificador.

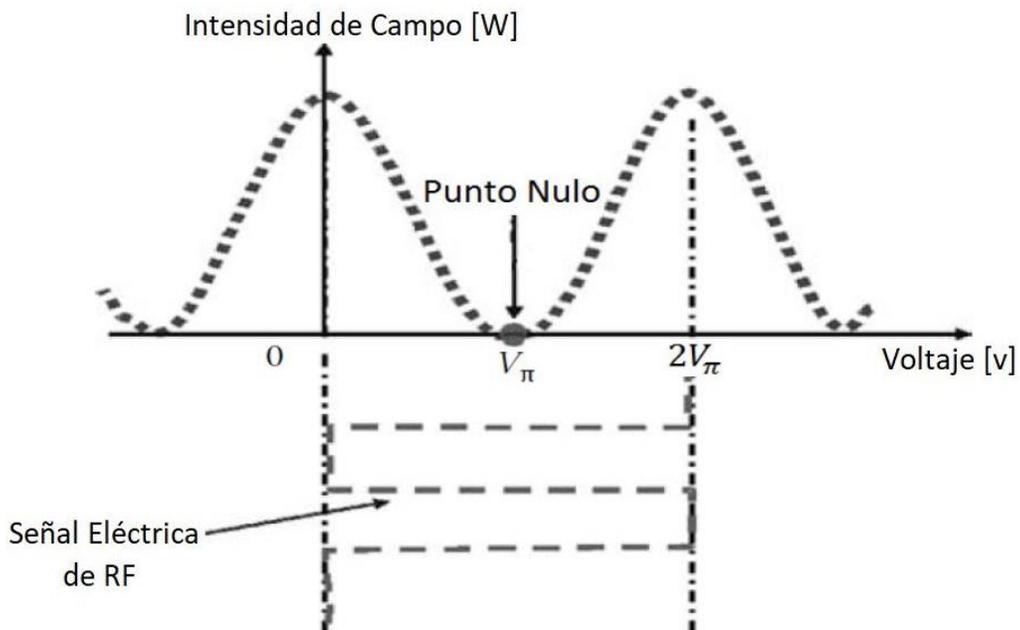


Fig. 2.13 Diagrama esquemático del MZM en punto nulo. El modulador opera en el régimen lineal de la función de transferencia del campo óptico, por lo que la señal a la entrada del MZM tendrá que oscilar en el rango de $0 \text{ a } 2V_\pi$ [11].

El diagrama de ojo de una señal óptica duobinaria de 2 niveles se muestra en la Fig. 2.14.

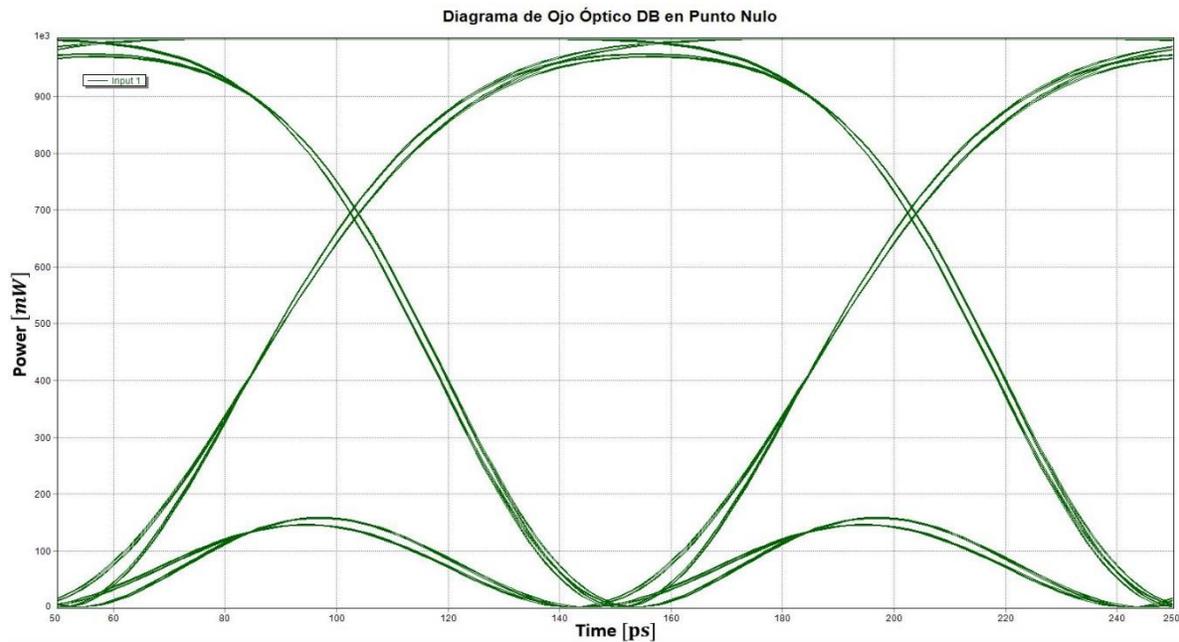


Fig. 2.14 Diagrama de ojo de una señal óptica duobinaria de 2 niveles operando a 10 [Gbps].

La señal modulada es detectada por un fotodetector ideal, ver Fig. 2.15. La señal de 2 niveles se recupera mediante una operación de módulo 2 convirtiendo los niveles "1" y "-1" en el bit "1" y el nivel "0" en el bit "0" [6].

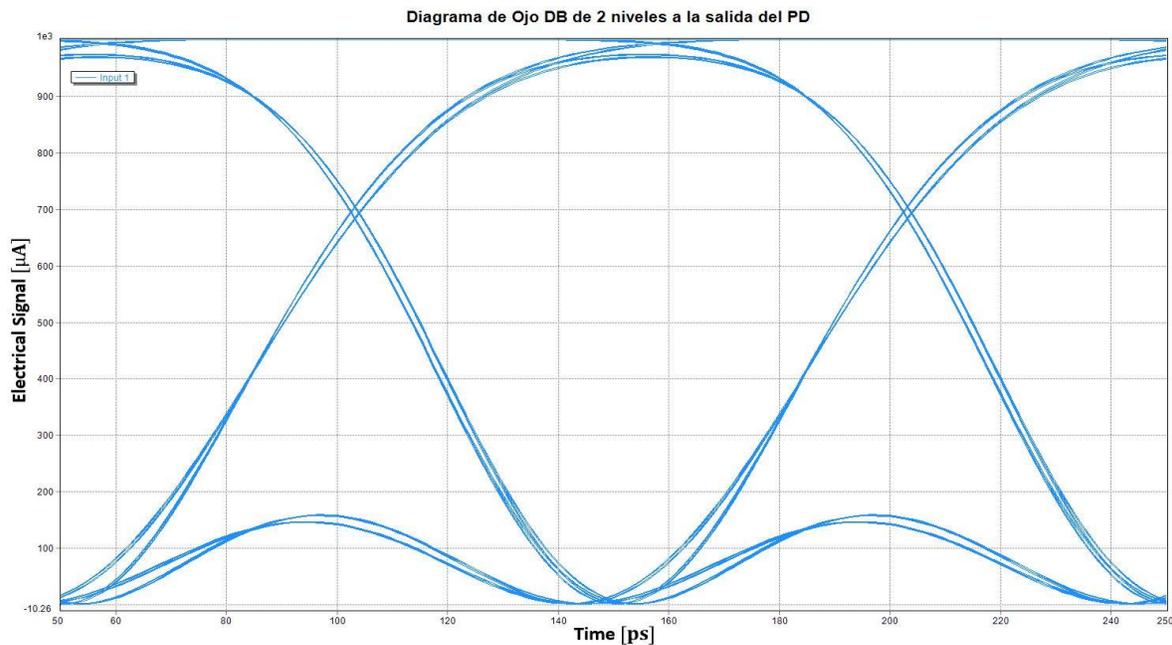


Fig. 2.15 Diagrama de ojo en el dominio de eléctrico de una señal duobinaria de 2 niveles operando a 10 [Gbps].

Después de la modulación, la señal óptica se vuelve binaria nuevamente, mientras que los niveles "0" y "2" de la señal duobinaria tienen la misma intensidad óptica pero la fase opuesta. Se encuentra que la amplitud, la respuesta plana del modulador y el LPF son la clave para lograr una buena sensibilidad del receptor [12].

La Fig. 2.16 muestra los diagramas de constelación para una señal convencional con modulación en intensidad y señales duobinarias. Si el nivel de tres se asigna sólo a la intensidad óptica (señales ópticas duobinarias de tres niveles de amplitud) la sensibilidad del receptor aumenta porque, como muestra la Fig. 2.16, la distancia entre cada nivel se convierte en la mitad de la señal binaria a la misma potencia promedio. Por el contrario, para las señales ópticas duobinarias AM-PSK, el nivel tres se asigna en tres estados ópticos "+1", "0" y "-1" mediante la modulación de amplitud y fase. Los niveles "+1" y "-1" tienen la misma intensidad óptica pero la fase óptica opuesta. La distancia de cada nivel es casi igual a la de la señal binaria, y se espera una pequeña degradación de la sensibilidad. Además, las señales ópticas duobinarias AM-PSK pueden ser demoduladas en una señal binaria con un receptor óptico convencional de detección directa. Esta es una ventaja importante en términos de facilidad de implementación [6].

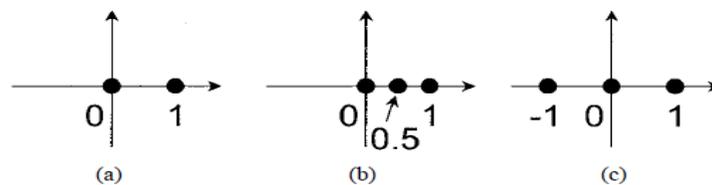


Fig. 2.16 Diagramas de constelación con el mismo nivel de potencia media para (a) señal binaria convencional, (b) señal duobinaria óptica de tres amplitudes (MZM operando en punto Q) y (c) señal duobinaria óptica AM-PSK (MZM operando en punto Nulo) [6].

De manera resumida se muestra en la tabla 2.1 los parámetros requeridos para implementar las simulaciones en la herramienta computacional *VPITransmissionMaker 9.8*.

Tabla 2.1 Parámetros requeridos para el amplificador de RF.

Amplificador RF	Modo de operación del MZM	Polarización (Bias) MZM	Señal óptica DB
$G = \frac{V_{\pi}}{2}$	Punto Q	$\frac{V_{\pi}}{4}$	3 Niveles
$G = V_{\pi}$	Punto Nulo	$\frac{V_{\pi}}{2}$	2 Niveles

2.4 Señalización polibinaria.

La codificación duobinaria puede extenderse a más de tres dígitos o niveles de amplitud, resultando una mayor eficiencia del ancho de banda; tal sistema es llamado *polibinario*. Considere que un mensaje binario con dos niveles de codificación se transforma a una señal con $j - \text{niveles}$ de codificación desde cero hasta $j - 1$. La transformación de una señal binaria a una polibinaria se lleva a cabo en dos etapas. Primero, la secuencia binaria original $\{x_k\}$, que consiste en unos y ceros binarios, se convierte en otra secuencia binaria $\{y_k\}$ de la siguiente manera: el dígito binario actual de $\{y_k\}$ se forma de la suma del módulo 2 de los $(j - 2)$ dígitos inmediatamente precedentes de $\{y_k\}$ y el dígito actual $\{x_k\}$. Por ejemplo, sea [7]:

$$y_k = x_k \oplus y_{k-1} \oplus y_{k-2} \oplus y_{k-3} \quad (2.23)$$

En donde x_k representa el dígito binario de entrada y y_k representa el $k - \text{esimo}$ dígito de salida codificado. Ya que la expresión involucra $(j - 2) = 3$ bits precedentes y_k , existen $j = 5$ niveles en la señal. A continuación, la secuencia binaria $\{y_k\}$ es transformada en un tren de pulsos polibinario $\{z_k\}$ al sumar algebraicamente el bit actual de la secuencia $\{y_k\}$ a los $(j - 2)$ bits precedentes de $\{y_k\}$. Por lo tanto, z_k su *módulo 2* $= x_k$ y los elementos binarios uno y cero son mapeados a valores de pulsos pares e impares en la secuencia $\{z_k\}$. Observe que cada dígito en $\{z_k\}$ puede ser detectado independientemente a pesar de la fuerte correlación entre bits. La ventaja principal de tal esquema de señalización es la redistribución de la densidad espectral de la secuencia original $\{x_k\}$, de manera que favorece a las frecuencias bajas, y mejorando así la eficiencia del ancho de banda del sistema [6].

2.5 Referencias Bibliográficas.

- [1] Mimbaev D. K., Scheiner L. L. *"Fiber-Optic Communications Technology"*. Prentice Hall Publisher, New Jersey, United States of America. 2001.
- [2] Ramaswami Rajiv. *"Optical Networks"*. Elsevier Publisher, San Diego California EE. UU. 2002.
- [3] Zeimetz M. *"High-Order Modulation for Modulation for Optical Fiber Transmission"*, Springer Publisher, Berlin Germany, 2009.
- [4] *"Photonic Modules Reference Manual"*. VPI Systems, EE. UU. July 2001.
- [5] Haykin Simon. *"Communication System"*, 4th Ed. John Wiley & Sons Inc. United States of America, 2001.
- [6] T. Ono. *"Characteristics of optical duobinary signals in terabit/s capacity, high-spectral efficiency WDM systems"*. J. Lightwave Technol. vol. 16, pp.788-797, May 1998.
- [7] Sklar Bernard. *"Digital Communications: Fundamentals and Applications"*, 2nd Ed. Prentice Hall Publisher, New Jersey, United States of America, 2001.
- [8] Rodriguez Gaytan J. A. *"Modelado y simulación de transmisión de señales ópticas con modulación polibinaria a través de enlaces de fibra óptica"*. UNAM. 2018.
- [9] Winzer, Peter J., Renè Jean Essiambre. *"Advanced Optical Modulation Formats"*. Proc. IEEE, vol. 94, no. 5, May 2006.
- [10] Vegas Olmos J. J., Suhr L. F., Li B., Tafur Monroy I. *"Five-level polybinary signaling for 10 Gbps data transmission systems"*. Optics Express. 2013.
- [11] Lyubomirsky Ilya, *"Advanced Modulation Formats for Ultra-Dense Wavelength Division Multiplexing"*, University of California, White Paper 2006.
- [12] Yang Jing Wen. *"Advanced Data Modulation Techniques for WDM Transmission"*. IEEE. August 2006.

Capítulo 3. Particularidades de la simulación.

La mayoría de las simulaciones realizadas en este capítulo se basaron en el uso de VPIphotonics, que es un software desarrollado por la compañía VPIphotonics, principalmente destinado a proveedores de servicio. VPIphotonics es un programa de simulación profesional que permite realizar diseños de redes de fibra óptica permitiendo configurar y optimizar equipos, así como realizar diversos tipos de pruebas [1].

Ofrece la facilidad de diseñar y crear diferentes tipos de arquitecturas con diversos dispositivos activos y pasivos que incorporan parámetros reales e ideales en la simulación, los cuales están disponibles en la librería. Esto permite realizar pruebas de análisis de calidad, detección de errores, experimentar con nuevas configuraciones a nuevas distancias entre otras más [2].

Las simulaciones numéricas por computadora, ofrecen una forma efectiva y de relativo bajo costo para estimar las propiedades físicas y el desempeño de sistemas de comunicación antes de su implementación física. El ámbito de simulación proporciona una ayuda para comprender el funcionamiento de los sistemas de comunicaciones ópticos [3].

3.1 Caracterización del MZM.

Todos los elementos en la codificación duobinaria son fundamentales, pero el que concentra mayor importancia en el sistema es el modulador, ya que este tiene una doble función, tal como se explicó en la sección 2.1.2.1 este se encarga de modular la señal de RF y la convertirla al dominio óptico, es decir se emplea como transductor eléctrico-óptico, realizando el cambio de dominio de la señalización eléctrica duobinaria al dominio óptico. Es por ello que nos enfocamos a simular un modulador cuyas características corresponden a uno comercial y que tuviera la particularidad de que nos ofreciera un buen rendimiento en el sistema.

El módulo *ModulatorDiffMZ_DSM* es una representación del modelo de la hoja de datos genérica de un MZM, con un divisor y un par de electrodos (separando la señal de DC y RF). El esquema de este modulador Mach-Zehnder se muestra en la Fig. 3.1. Las configuraciones de los electrodos permiten un control independiente de la señal eléctrica de DC de la señal de RF. El dispositivo se puede configurar de modo que el cambio de fase en el brazo superior e inferior cambia con el accionamiento del mismo signo u opuesto (modo de operación: *push-push* o *push-pull*).

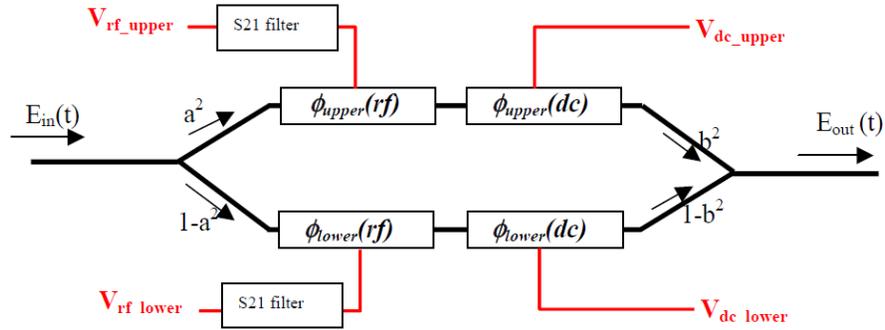


Fig. 3.1 Modulador Mach-Zehnder genérico [2].

Las características de los filtros S_{21} , mostrados en la Fig. 3.1 para las entradas de V_{rf} tanto superior e inferior se pueden habilitar con el parámetro de respuesta S_{21} de un modulador. Especificando los datos en un archivo de texto, puntualizando el BW de la respuesta eléctrica (S_{21}) de los electrodos de RF del modulador JDSU.

- El archivo especifica la función de transferencia de S_{21} . Las columnas son: Frecuencia [Hz], Magnitud [dB] y Fase [grados]. Este archivo solo afectará a los electrodos $V_{rf_{upper}}$ y $V_{rf_{lower}}$. La respuesta se interpola desde los puntos del archivo. El archivo de texto del MZM de JDSU se proporciona a continuación:

Frecuencia [Hz]	Magnitud [dB]	Fase [grados]
8.00E+08	1.00E-01	1.3
1.00E+09	0.00E+00	2.17
2.00E+09	-4.00E-01	0
3.00E+09	-7.70E-01	-0.43
4.00E+09	-9.50E-01	0
5.00E+09	-1.14E+00	-0.65
6.00E+09	-1.55E+00	0.43
7.00E+09	-1.82E+00	0.43
8.00E+09	-1.86E+00	-0.65
9.00E+09	-1.82E+00	0
1.00E+10	-2.23E+00	-1.73
1.10E+10	-2.32E+00	-1.08
1.20E+10	-2.41E+00	-2.4
1.30E+10	-2.64E+00	-3.05
1.40E+10	-2.86E+00	-6.52
1.50E+10	-3.00E+00	-9

Estos puntos obtenidos para el archivo de texto fueron tomados a partir de la hoja técnica del modulador de JDSU mostrados en las figuras 3.2 y 3.3. Esto se puede consultar en la página web (http://www.lightwavestore.com/product_datasheet/OSC-MOD-10Gb-050C_pdf1.pdf).

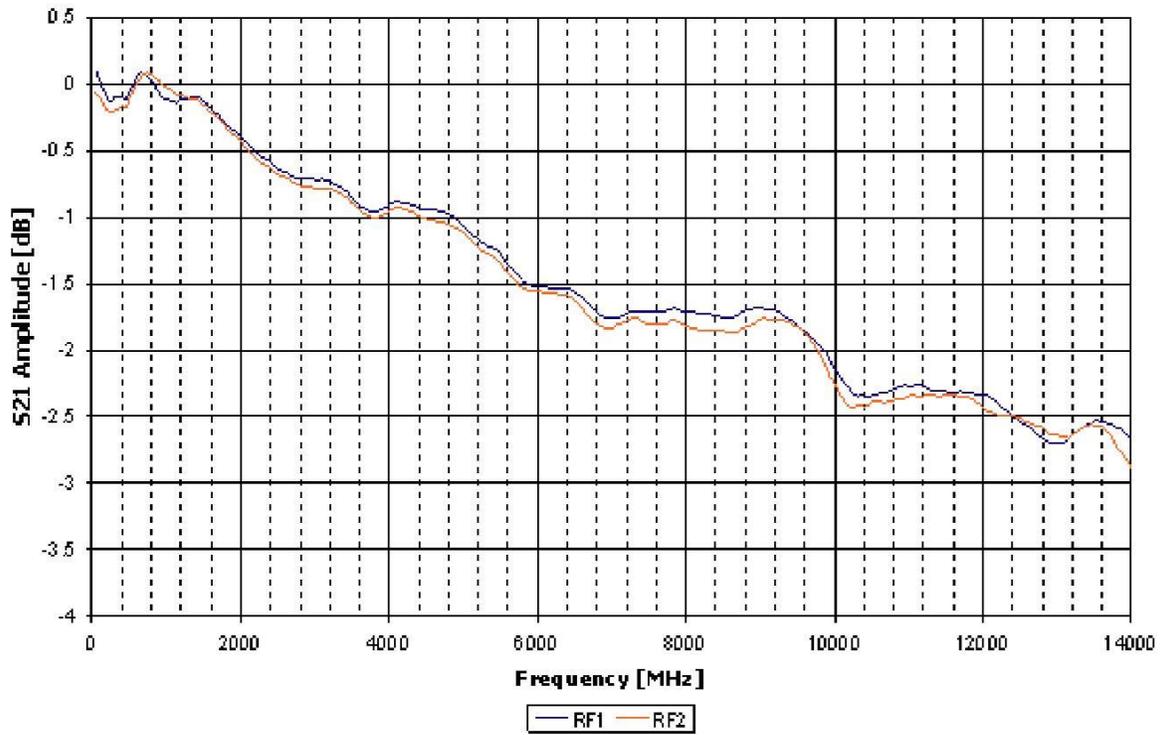


Fig. 3.2 Respuesta de la Magnitud del parámetro S21.

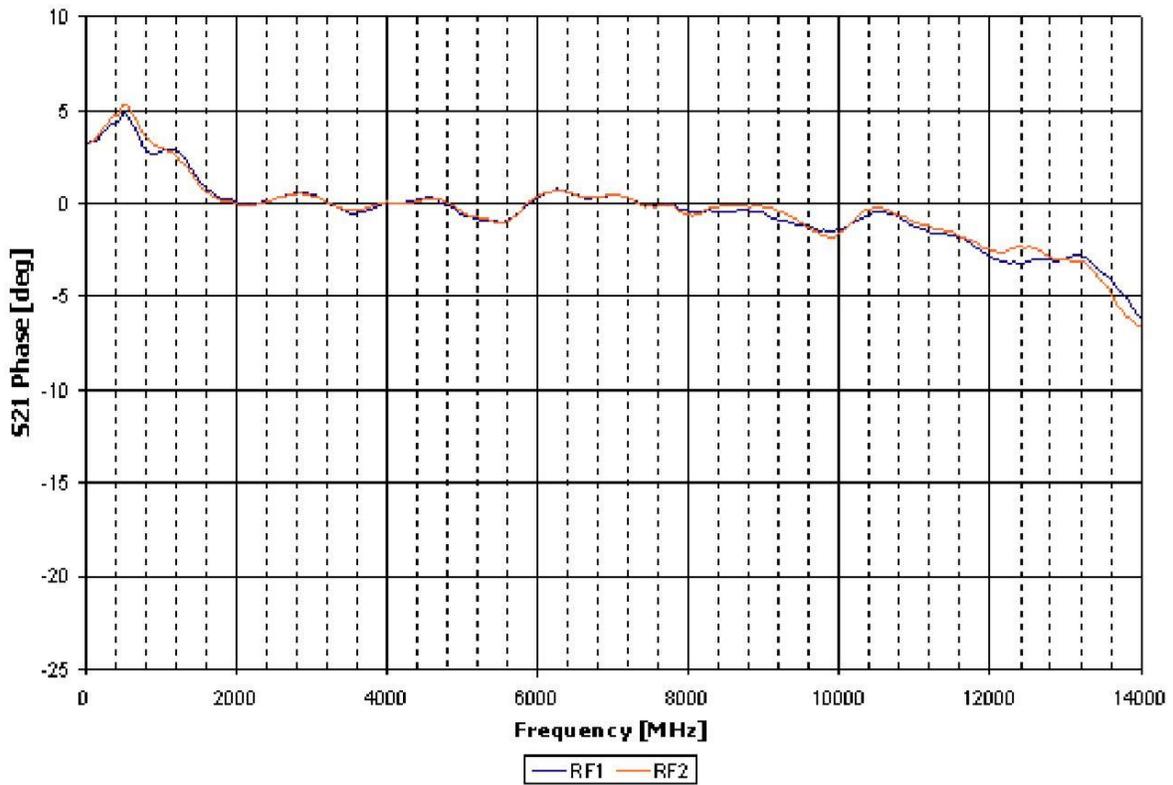
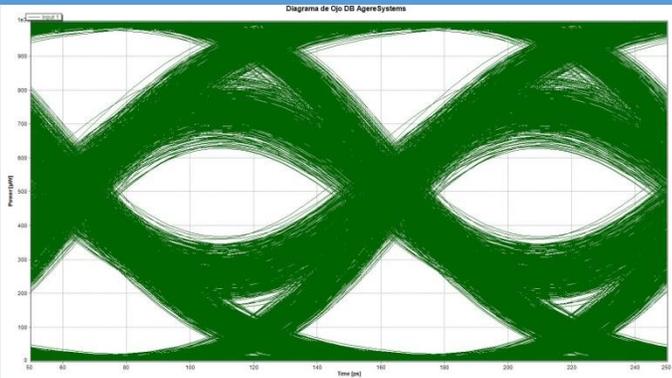
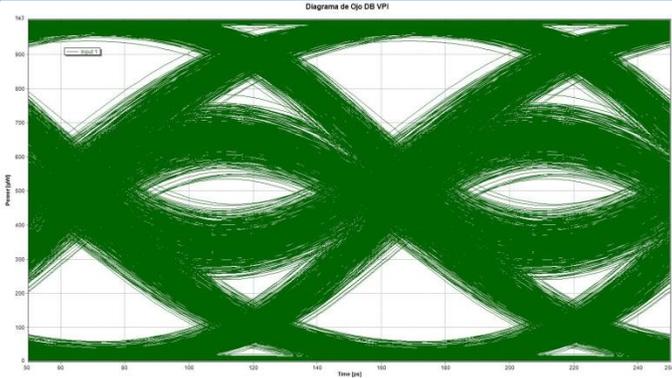


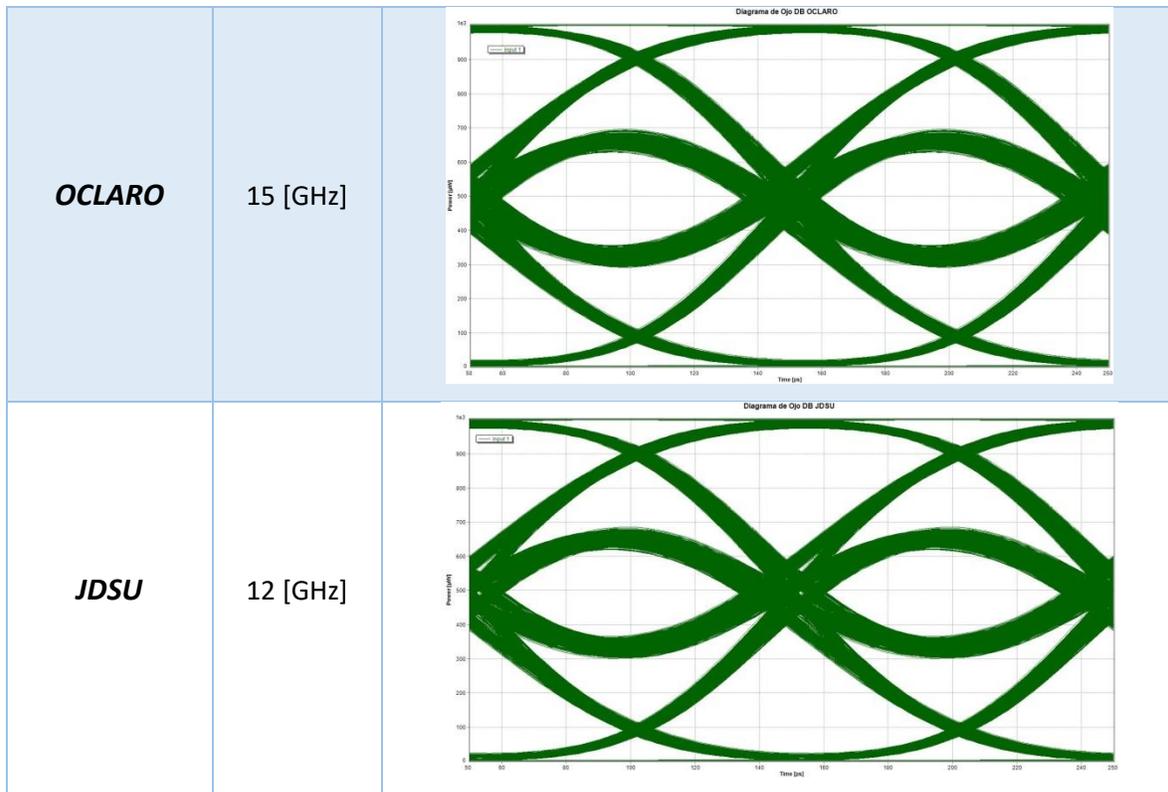
Fig. 3.3 Respuesta de Fase del parámetro S21.

El software empleado proporciona la capacidad de poder utilizar parámetros de diseño en los dispositivos, para lo cual se decidió darle mayor formalidad a nuestro trabajo empleando diferentes tipos de moduladores MZM, los cuales ofrecían diferentes anchos de banda con caída a -3 [dB].

La Tabla 3.1 se resume algunos de los productos evaluados. En ella se muestra el ancho de banda del modulador y el ojo óptico que se obtiene como resultado para una señal operando a 10 [Gbps]. Nótese que en este trabajo de tesis se usa un modulador comercial MZM operando en punto de cuadratura, generando la señal óptica duobinaria de 3 niveles. De igual manera debe mencionarse que la mayor parte de la literatura que existe utiliza la modulación duobinaria con el MZM en el punto nulo de operación.

Tabla 3.1 Diferentes MZM evaluados.

Modulador Comercial	Ancho de banda	Diagrama de ojo
Agere Systems	10 [GHz]	 <p>Diagrama de Ojo DB AgereSystems. El gráfico muestra un diagrama de ojo óptico con un eje vertical etiquetado como 'Power [dBm]' que va de 0 a 140 y un eje horizontal etiquetado como 'Time [ps]' que va de 50 a 250. El diagrama muestra una estructura de ojo de tres niveles con un patrón de interferencia característico.</p>
SUMITOMO	10 [GHz]	 <p>Diagrama de Ojo DB VPI. El gráfico muestra un diagrama de ojo óptico con un eje vertical etiquetado como 'Power [dBm]' que va de 0 a 140 y un eje horizontal etiquetado como 'Time [ps]' que va de 50 a 250. El diagrama muestra una estructura de ojo de tres niveles con un patrón de interferencia característico.</p>



La fase del parámetro S_{21} con la que cuenta cada modulador es una característica definida en la hoja de datos comercial por los fabricantes. Este parámetro es importante, ya que esta afecta de manera directa los diagramas de ojo obtenidos, aun cuando estos tuvieran una caída de -3[dB] con mayor ancho de banda. Concluyendo los siguientes puntos:

- Entre menor sea la fase, mayor apertura tendrá el diagrama de ojo.
- Entre mayor sea la fase, menor apertura tendrá el diagrama de ojo.

El mejor Factor-Q proporcionado entre los moduladores analizados fue el MZM de la marca JDSU que ofrecía un ancho de banda cerca de los 12 [GHz]. Se probaron otros moduladores con diferente ancho de banda, algunos de ellos de la marca OCLARO con ancho de banda de 15 [GHz], este modulador se caracterizaba por el hecho de ofrecer mayor ancho de banda pero su Factor-Q resulto ser ligeramente menor, comparado con el modulador de JDSU, por lo que se decidió utilizar el MZM de JDSU.

3.2 Parámetros del sistema.

En esta tesis nos limitaremos al estudio de un sistema en configuración *back-to-back*. Este tipo de sistemas se caracterizan por el hecho de no contar con fibra óptica, prácticamente la salida del transmisor está directamente conectada con la entrada del receptor. El enlace *back-to-back* se

emplea normalmente para establecer una referencia. Estos sistemas constan solamente del equipo transmisor y receptor [4].

1. Transmisor óptico. Los parámetros establecidos son los siguientes:
 - Longitud PRBS: $L = 2^{12}$ [bits]
 - Tasa de Transmisión: 10 [Gbps]
 - Filtro eléctrico tipo Bessel de 5° orden con BW del LPF = 2.5 [GHz]
 - Frecuencia de operación del láser CW = 193.1 [THz]
 - Modulador: Mach-Zehnder
 - Formato de Modulación: Duobinaria de 3 niveles
 - Potencia de Transmisión: 1 [mW]
 - OSNR infinita
2. Receptor. Los parámetros establecidos son los siguientes:
 - Fotodetector: tipo PIN.
 - Responsividad: $0.8[A/W]$
 - Sin filtro eléctrico debido a que no hay presencia de ruido térmico o por corriente oscura.

Para poder cuantificar la degradación de la señal óptica duobinaria a través de la propagación por una fibra óptica, se requiere otro tipo de análisis. Es por ello que se recurre a la solución de la ecuación no lineal de Schroedinger. La solución de la ecuación no lineal se realiza con el conocido método de paso dividido (*Split-Step Fourier Method*), el cual consiste en dividir la fibra óptica en segmentos muy pequeños y calcular los efectos dispersivos y no lineales por separado [5].

3. Fibra óptica SMF – 28. Las características correspondientes son:
 - Atenuación: $\alpha = 0.23 \left[\frac{dB}{km} \right]$
 - Dispersion: $D = 18 \left[\frac{ps}{nm*km} \right]$
 - So: $0.06 \left[\frac{ps}{nm^2*km} \right]$
 - PMD: $0.1 \left[\frac{ps}{\sqrt{km}} \right]$
 - Coeficiente del índice de refracción no lineal: $n_2 = 2.6 \times 10^{-20} \left[\frac{m^2}{W} \right]$
 - Longitud de onda: 1550 [nm]

3.3 Criterio para evaluar el desempeño del sistema.

El criterio más importante para evaluar el desempeño de un sistema de telecomunicaciones óptico es el BER o razón de bits en error, o *bit error rate* [4], y por ello, lo utilizaremos como parámetro fundamental de comparación a lo largo de las pruebas presentadas en este trabajo.

Aunque el BER se puede definir como el número de errores cometidos por segundo, esta definición lo hace dependiente de la tasa de bits. Es común definirlo como la probabilidad de encontrar un bit con error en los datos transmitidos. Entonces, un BER de 1×10^{-6} corresponde a un error en un millón de bits transmitidos. La mayoría de sistemas ópticos especifican un BER de 1×10^{-9} como requisito de operación; algunos incluso requieren un BER más pequeño, hasta de 1×10^{-13} [5] y este valor depende en gran medida de la tasa de transmisión con que el sistema opera.

El BER (Tasa de Bits con Error) es el número de bits recibidos incorrectamente entre el número total de bits transmitidos [6].

$$BER = \frac{\# \text{ Bits errneos}}{\# \text{ Bits Totales}}$$

El sistema de simulación VPIphotonics, con el cual se realizaron las simulaciones, no proporciona una manera de calcular el BER mediante métodos semi-analíticos que asumen una distribución estadística en el punto de muestreo. Por tanto, fue necesario utilizar Matlab para hacer este tipo de cálculos. La descripción de esta metodología se desarrolla en los siguientes apartados.

El rendimiento de un sistema de transmisión óptico se evalúa con el uso de técnicas convencionales, entre ellas el método de distribución Gaussiana. Este es un método estadístico para sistemas de comunicaciones por fibra óptica, ofreciendo procesamiento rápido para obtener el rendimiento del BER [7]. La distribución Gaussiana aparece cuando un gran número de factores independientes contribuyen en forma aditiva a un resultado final. Este resultado establece que la suma de N variables aleatorias independientes tiende a una distribución Gaussiana a medida que N se hace mayor. Este resultado no depende de la distribución de cada variable aleatoria siempre que su contribución sea pequeña con respecto a la suma [8].

La función de probabilidad gaussiana es, a menudo, el resultado de sumas de gran número de efectos aleatorios y tiende, por lo tanto, a la distribución Gaussiana. La Función de Densidad de Probabilidad (PDF) es continua y se obtiene de la siguiente ecuación [9]:

$$p(n) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(n-m)^2}{2\sigma_n^2}} \quad (3.1)$$

donde m, σ^2 son respectivamente, la media y la varianza. El factor $\frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}}$ es necesario para que el área sea unitaria (normalizada). En la Fig. 3.4 se muestra la gráfica de la PDF gaussiana [8].

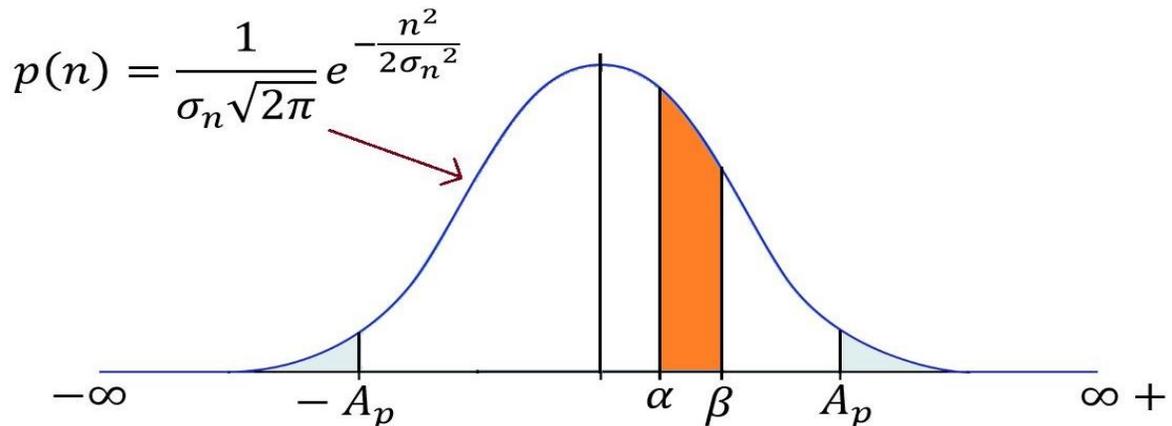


Fig. 3.4 Función de densidad de probabilidad de una Gaussiana.

La probabilidad de que una amplitud esté dentro de un intervalo (α, β) , resulta ser el área bajo la curva (PDF) en el intervalo (α, β) , esto es:

$$(\alpha < n < \beta) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \int_{\alpha}^{\beta} e^{-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}} dn \quad (3.2)$$

donde σ_n^2 es la varianza y σ_n es la desviación estándar.

Ahora, si queremos integrar en un rango (A_p, ∞^+) , la integral correspondiente quedaría de la siguiente manera:

$$p(n) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \int_{A_p}^{\infty^+} e^{-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}} dn \quad (3.3)$$

Para poder resolver la integral se debe aplicar un cambio de variable:

$$x = \frac{n}{\sigma_n} ; dx = \frac{dn}{\sigma_n} \quad (3.4)$$

Quedando de la siguiente forma:

$$p(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{A_p}{\sigma_n}}^{\infty+} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (3.5)$$

Se debe mencionar que la integral, no admite una solución analítica. Por ello se prefiere trabajar con la variable $Q(x)$ que se ha calculado numéricamente y puede encontrarse en las tablas matemáticas.

Por lo tanto, la expresión para el área en el intervalo $(A_p, \infty+)$ es:

$$p(x) = Q\left(\frac{A_p}{\sigma_n}\right) \quad (3.6)$$

Observe que en la Fig. 3.5 la PDF de n es simétrica con respecto al origen, la probabilidad de que $n > A_p$ es la misma que la probabilidad de que $n < -A_p$. En consecuencia, ambas áreas tienen la misma probabilidad [9].

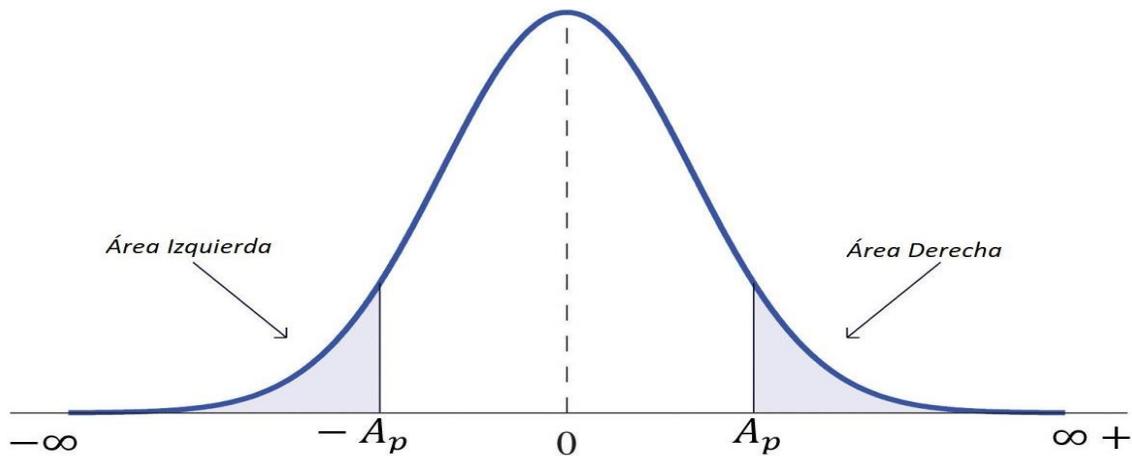


Fig. 3.5 Función de densidad de probabilidad simétrica respecto al origen (media).

Para integrar el intervalo $(-\infty, A_p)$, observar la Fig. 3.6.

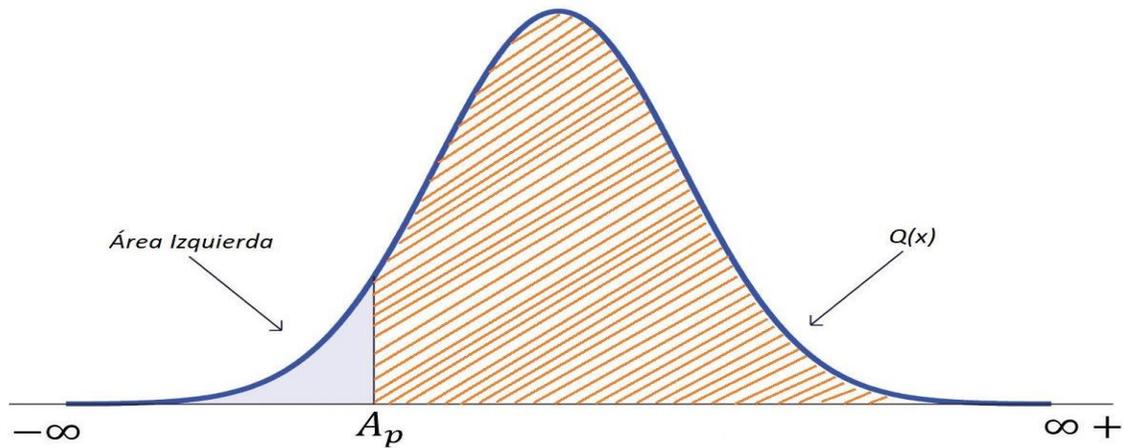


Fig. 3.6 Función de densidad de probabilidad área izquierda.

Asimilando el problema de la siguiente forma; el área rayada representa a la función $Q(x)$ y sabemos que el valor total de la integral es 1 ($-\infty a \infty+$). Por lo tanto la diferencia entre la integral total y el área sombreada nos dará el valor de la integral deseada, es decir el valor de la probabilidad de error del área del lado izquierdo [8].

$$A_{izq} = 1 - Q(x) \quad (3.7)$$

Sustituyendo la expresión anterior.

$$p(n) = 1 - \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \int_{Ap}^{\infty+} e^{-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}} dn \quad (3.8)$$

Para poder resolver la integral se debe aplicar un cambio de variable:

$$x = \frac{n}{\sigma_n} ; dx = \frac{dn}{\sigma_n} \quad (3.9)$$

Quedando de la siguiente forma:

$$p(n) = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{Ap}{\sigma_n}}^{\infty+} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (3.10)$$

Por lo tanto la expresión final para el intervalo $(-\infty, Ap)$ es:

$$p(x) = 1 - Q\left(\frac{Ap}{\sigma_n}\right) \quad (3.11)$$

3.3.1 Probabilidad de error para una señal binaria.

En este apartado se desarrollará una *técnica general* para evaluar la probabilidad de encontrar un bit erróneo en la recepción, también llamada BER, para la señalización binaria. En secciones posteriores, esta técnica se utilizará para obtener expresiones específicas para la BER de la señalización duobinaria [10]. Para desarrollar la formula general del BER para una señal binaria detectada, suponga que:

$$s(t) = \begin{cases} s_1(t), & \text{para un 1 binario} \\ s_2(t), & \text{para un 0 binario} \end{cases} \quad (3.12)$$

donde $s_1(t)$ es la forma de onda que se usa si se transmite un 1 binario y $s_2(t)$ la forma de onda que se emplea si se transmite un 0 binario.

La señal binaria con ruido a la entrada del receptor produce una forma de onda analógica en banda base a la salida de los circuitos de procesamiento y se denota por

$$r_0(t) = \begin{cases} r_{01}(t), & \text{para un 1 binario enviado} \\ r_{02}(t), & \text{para un 0 binario enviado} \end{cases} \quad (3.13)$$

donde $r_{01}(t)$ es la señal de salida que se distorsiona por el ruido en una transmisión de un 1 binario, y $r_{02}(t)$ es la salida para la transmisión de un 0 binario.

Se observa que $r_0(t)$ es una *variable aleatoria* que tiene una distribución *continua* debido a que el ruido en el canal ha distorsionado la señal. Para reducir la nomenclatura se denotará $r_0(t)$ simplemente por r_0 . Es decir,

$$r_0 = r_0(t) = \begin{cases} r_{01}(t), & \text{para un 1 binario enviado} \\ r_{02}(t), & \text{para un 0 binario enviado} \end{cases} \quad (3.14)$$

A r_0 se le llama *estadística de prueba*.

Por el momento, suponga que se pueden evaluar las PDF para las 2 variables aleatorias $r_0 = r_{01}$ y $r_0 = r_{02}$. Estas PDF son *PDF condicionales*, ya que dependen, respectivamente, de la transmisión de un 1 o un 0 binario. Es decir, cuando $r_0 = r_{01}$, la PDF es $f(r_0|s_1)$, y cuando $r_0 = r_{02}$, la PDF es $f(r_0|s_2)$. La Fig. 3.5 muestra estas *PDF condicionales*, así como sus formas que asumimos Gaussianas

con fines ilustrativos. Las formas reales de las PDF dependen de las características del ruido en el canal, los tipos específicos de filtro, los circuitos detectores y los tipos de señales binarias transmitidas [10].

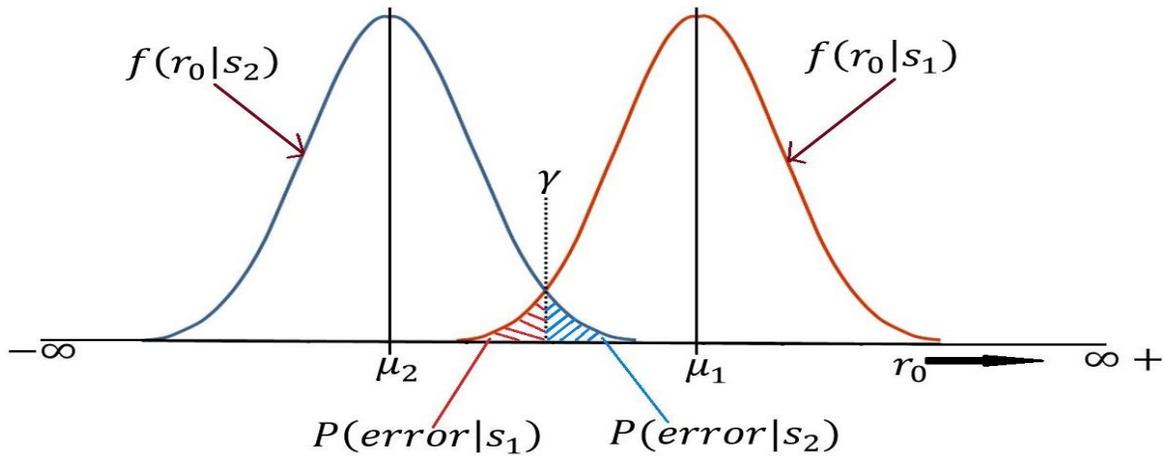


Fig. 3.7 Probabilidad de error para señalización binaria.

En el desarrollo de la fórmula general para el BER, en el receptor solo la señal (sin ruido) está presente a la entrada del receptor $r_0 > \gamma$ cuando se envía un 1 binario y $r_0 < \gamma$ cuando se envía 0 binario, donde γ es el valor del umbral de decisión [10].

Cuando existe señal con ruido a la entrada del receptor pueden ocurrir errores de dos maneras.

Hay un error cuando $r_0 < \gamma$ si se envía un 1 binario:

$$P(\text{error}|s_1) = \int_{-\infty}^{\gamma} f(r_0|s_1) dr_0 \quad (3.15)$$

Esto se ilustra mediante el área sombreada de rojo a la izquierda de γ en la Fig. 3.7. De manera similar, ocurre un error cuando $r_0 > \gamma$ si se envía un 0 binario:

$$P(\text{error}|s_2) = \int_{\gamma}^{\infty} f(r_0|s_2) dr_0 \quad (3.16)$$

Esto se ilustra mediante el área sombreada en azul a la derecha de γ en la Fig. 3.7. La BER es, por lo tanto:

$$P_e = P(s_1) * P(\text{error}|s_1) + P(s_2) * P(\text{error}|s_2) \quad (3.17)$$

Cuando se combinan las ecuaciones anteriores (3.15), (3.16) y (3.17), y se asume que la probabilidad de error calculada de manera estadística es equivalente al BER, la expresión general para la BER de cualquier sistema binario de comunicación viene dado por:

$$P_e = P(s_1) \int_{-\infty}^{\gamma} f(r_0|s_1) dr_0 + P(s_2) \int_{\gamma}^{\infty} f(r_0|s_2) dr_0 \quad (3.18)$$

$P(s_1)$ y $P(s_2)$ se conocen como las probabilidades *a priori*. En la mayoría de las aplicaciones se consideran equiprobables. Esto es:

$$P(1 \text{ binario enviado}) = P(s_1) = \frac{1}{2} \quad (3.19)$$

$$P(0 \text{ binario enviado}) = P(s_2) = \frac{1}{2}$$

En la Fig. 3.7, la media cuando se envía un 1 binario es $\mu_1 = s_{01}$ y la media cuando se envía un 0 binario es $\mu_2 = s_{02}$. Por lo tanto, las dos PDF condicionales son:

$$f(r_0|s_1) = \frac{1}{\sigma_1\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(r_0-s_{01})^2}{2\sigma_1^2}} ; \quad f(r_0|s_2) = \frac{1}{\sigma_2\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(r_0-s_{02})^2}{2\sigma_2^2}} \quad (3.20)$$

La probabilidad de error puede minimizarse si se utiliza el valor apropiado para el umbral de decisión γ .

Usando las probabilidades *a priori* y sustituyendo las ecuaciones anteriores en la ecuación 3.18, se encuentra que la BER se convierte en

$$P_e = \frac{1}{2} * \frac{1}{\sigma_1\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\gamma} e^{-\frac{(r_0-s_{01})^2}{2\sigma_1^2}} dr_0 + \frac{1}{2} * \frac{1}{\sigma_2\sqrt{2\pi}} \int_{\gamma}^{\infty} e^{-\frac{(r_0-s_{02})^2}{2\sigma_2^2}} dr_0 \quad (3.21)$$

Para poder resolver las integrales, se debe aplicar un cambio de variable:

$$\lambda = \frac{-(r_0 - s_{01})}{\sigma_1} ; \quad d\lambda = \frac{dr_0}{\sigma_1} \text{ en la primera integral} \quad (3.22)$$

$$\lambda = \frac{(r_0 - s_{02})}{\sigma_2} ; \quad d\lambda = \frac{dr_0}{\sigma_2} \text{ en la segunda integral}$$

Quedando de la siguiente forma:

$$P_e = \frac{1}{2} * \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-(\gamma-s_{01})/\sigma_1}^{\infty} e^{-\frac{(\lambda)^2}{2}} d\lambda + \frac{1}{2} * \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{(\gamma-s_{02})/\sigma_2}^{\infty} e^{-\frac{(\lambda)^2}{2}} d\lambda \quad (3.23)$$

o

$$P_e = \frac{1}{2} * \left[Q\left(\frac{-\gamma + \mu_1}{\sigma_1}\right) + Q\left(\frac{\gamma - \mu_2}{\sigma_2}\right) \right] \quad (3.24)$$

El programa desarrollado, se puede consultar en el Apéndice A. Finalmente, asociando la función $erfc(x)$ con la función $Q(x)$, la probabilidad de error total es la siguiente:

$$P_e = \frac{1}{4} * \left[erfc\left(\frac{-\gamma + \mu_1}{\sqrt{2}\sigma_1}\right) + erfc\left(\frac{\gamma - \mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2}\right) \right] \quad (3.25)$$

3.3.2 Probabilidad de error para una señal duobinaria.

La señalización duobinaria de 3 niveles, está conformada por 3 niveles distintos de amplitud. Una vez que la señal ha sido detectada, requiere de una evaluación de su BER, esto lleva a que el análisis del comportamiento de este tipo de señal óptica se efectúe de manera diferente a la señalización binaria. Los principales requerimientos que se deben considerar son los siguientes:

- 2 umbrales óptimos de decisión, γ_1 y γ_2 para minimizar la probabilidad de error.
- 3 niveles de amplitud.
- Diferentes probabilidades a priori para cada nivel.

La Fig. 3.8 muestra las *PDF condicionales*, así como sus formas que se asumen Gaussianas con fines ilustrativos, así como la colocación de los umbrales para hacer el cálculo de la probabilidad de error para los tres niveles de amplitud para esta señalización.

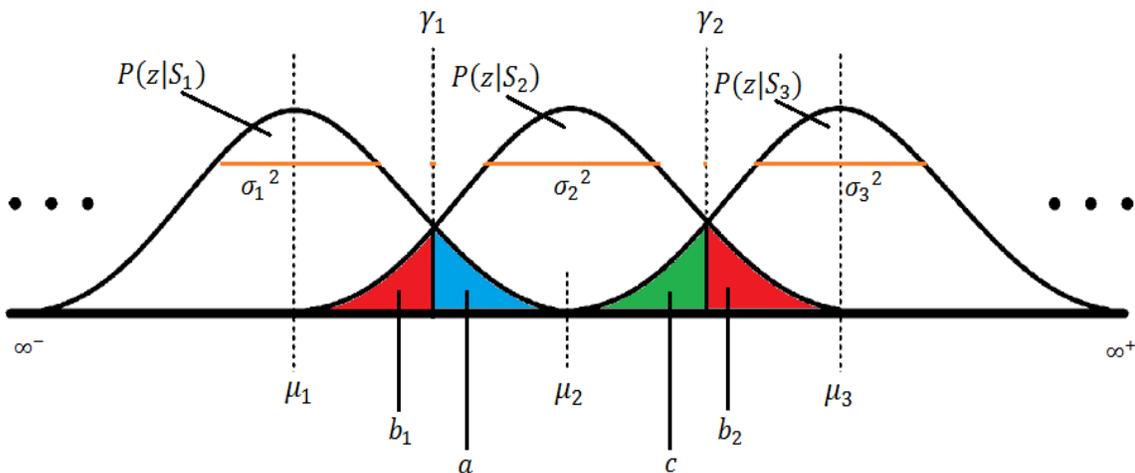


Fig. 3.8 Probabilidad de error para una señal duobinaria.

El desarrollo de la expresión que permite el cálculo de la probabilidad de error total en la recepción de la señal duobinaria, es similar a la desarrollada para una señal binaria, ya que se requieren la estimación de los siguientes parámetros.

μ – media; σ^2 – varianza del ruido; σ – desviación estandar; γ – umbral

La Probabilidad total denominada P_t se calcula con la expresión:

$$P_t = P_{S_1} * a + P_{S_2} * (b_1 + b_2) + P_{S_3} * c \quad (3.26)$$

Donde las probabilidades *a priori* para cada nivel, están distribuidas de la siguiente manera:

$$P_{S_1} = \frac{1}{4}; P_{S_2} = \frac{1}{2}; P_{S_3} = \frac{1}{4} \quad (3.27)$$

Las funciones condicionales están representadas para cada nivel por una letra:

$$a = P(z|S_1) \quad (3.28)$$

$$b_1 = P(z|S_2); b_2 = P(z|S_2) \quad (3.29)$$

$$c = P(z|S_3) \quad (3.30)$$

Sustituyendo en las funciones condicionales podemos encontrar sus respectivas distribuciones Gaussianas.

$$a = P(z|S_1) = \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} \int_{\gamma_1}^{\infty^+} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{z - \mu_1}{\sigma_1} \right)^2} dz = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{\gamma_1 - \mu_1}{\sigma_1}}^{\infty^+} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (3.31)$$

$$\therefore a = Q \left(\frac{\gamma_1 - \mu_1}{\sigma_1} \right)$$

$$b_1 = P(z|S_2) = \frac{1}{\sigma_2 \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty^-}^{\gamma_1} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{z - \mu_2}{\sigma_2} \right)^2} dz = \int_{\gamma_1}^{\infty^+} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{z - \mu_2}{\sigma_2} \right)^2} dz = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{-\gamma_1 + \mu_2}{\sigma_1}}^{\infty^+} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (3.32)$$

$$\therefore b_1 = Q \left(\frac{\mu_2 - \gamma_1}{\sigma_2} \right)$$

$$b_2 = P(z|S_2) = \frac{1}{\sigma_2\sqrt{2\pi}} \int_{\gamma_2}^{\infty^+} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{z-\mu_2}{\sigma_2}\right)^2} dz = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{\gamma_2-\mu_2}{\sigma_2}}^{\infty^+} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (3.33)$$

$$\therefore b_2 = Q\left(\frac{\gamma_2 - \mu_2}{\sigma_2}\right)$$

$$c = P(z|S_3) = \frac{1}{\sigma_3\sqrt{2\pi}} \int_{\infty^-}^{\gamma_2} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{z-\mu_3}{\sigma_3}\right)^2} dz = \int_{\gamma_2}^{\infty^+} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{z-\mu_3}{\sigma_3}\right)^2} dz = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{-\gamma_2+\mu_3}{\sigma_3}}^{\infty^+} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (3.34)$$

$$\therefore c = Q\left(\frac{\mu_3 - \gamma_2}{\sigma_3}\right)$$

Sustituyendo los valores de a, b_1, b_2 y c , en la función de probabilidad total quedaría expresada de la siguiente forma:

$$P_t = \left(\frac{1}{4} * Q\left(\frac{\gamma_1 - \mu_1}{\sigma_1}\right) + \frac{1}{2} * \left(Q\left(\frac{\mu_2 - \gamma_1}{\sigma_2}\right) + Q\left(\frac{\gamma_2 - \mu_2}{\sigma_2}\right) \right) + \frac{1}{4} Q\left(\frac{\mu_3 - \gamma_2}{\sigma_3}\right) \right) \quad (3.35)$$

Asociando la función $erfc(x)$ con la función $Q(x)$, la probabilidad total es la siguiente:

$$P_t = \left(\frac{1}{8} * erfc\left(\frac{\gamma_1 - \mu_1}{\sqrt{2} * \sigma_1}\right) + \frac{1}{4} * \left(erfc\left(\frac{\mu_2 - \gamma_1}{\sqrt{2} * \sigma_2}\right) + erfc\left(\frac{\gamma_2 - \mu_2}{\sqrt{2} * \sigma_2}\right) \right) + \frac{1}{8} * Q\left(\frac{\mu_3 - \gamma_2}{\sqrt{2} * \sigma_3}\right) \right) \quad (3.36)$$

Si consideramos que la probabilidad total es igual al BER

$$BER = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (3.37)$$

De la probabilidad total obtenida podemos saber cuál es el factor Q , despejando dicho parámetro de la expresión anterior.

$$Q = \sqrt{2} erfc^{-1}(2 * BER) \quad (3.38)$$

Las expresiones obtenidas para calcular el BER en la señalización binaria y duobinaria, serán programadas en *MATLAB* con el fin de obtener la evaluación y rendimiento del sistema.

La información obtenida de los diagramas de ojo del programa VPIphotonics, será exportada a un block de notas, para poder realizar la evaluación de la señal duobinaria con *MATLAB*, empleando la función de probabilidad de error correspondiente.

3.3.3 Programación de la función de probabilidad de error total para un sistema duobinario.

Se procedió a realizar el programa en MATLAB con base en la función de probabilidad de error total para una señal de 3 niveles, conocida como señalización duobinaria. Una vez determinada y teniendo implementado el sistema duobinario, se extrae la información del diagrama de ojo a la salida del fotodetector, para obtener el rendimiento del sistema.

Este programa realiza básicamente estos 5 pasos.

1. Extrae la información de un block de notas.
2. Toma una muestra en el punto de muestreo donde el ojo tiene la mayor apertura.
3. Usa una rutina de decisión compuesta por un par de umbrales óptimos.
4. Almacena la muestra en alguno de los 3 diferentes arreglos para determinar a qué nivel pertenece el bit almacenado.
5. Con base en la trama de bits obtenidos en el punto de muestreo, se determina la probabilidad total del error.

Como se menciona en la literatura, para obtener un BER óptimo, se deben variar los umbrales de decisión. Para nuestro caso, los umbrales óptimos de decisión están posicionados en .1 y .8 de la amplitud máxima del ojo a la salida del fotodetector. El programa desarrollado, se puede consultar en el Apéndice B.

3.4 Optimización y evaluación del sistema duobinario con parámetros ideales.

La optimización del filtrado óptico y eléctrico, son necesarios para tener un mejor rendimiento del sistema carente de fibra que se está analizando. En los escenarios WDM es necesario el uso de filtros ópticos en el transmisor y el receptor, junto con los apropiados filtros eléctricos para optimizar la forma del pulso en la post-detección. El ancho de banda del filtro eléctrico LPF (Low Pass Filter o filtro paso bajas) empleado en el codificador es una fracción de la tasa de bits (típicamente alrededor de .25R), lo que introduce la correlación de bits necesarios para la codificación duobinaria [11].

Las características del filtro LPF adaptado cuidadosamente dan una tolerancia más alta a la dispersión cromática en un sistema *back-to-back* [12]. El filtro LPF se usa para eliminar componentes espectrales de alta frecuencia en el espectro duobinario [13].

Filtro Eléctrico Paso-Bajas:

- Tipo: Bessel 5° orden
- Frecuencia de corte: $f_c = 2.5 \text{ [GHz]}$

3.4.1 Optimización del filtro eléctrico para el formato duobinario.

En la teoría se encuentra que el filtrado eléctrico para la generación de una señal duobinaria debe hacerse con ayuda de un filtro eléctrico tipo Bessel de 5° orden con $f_c = .25 * Tasa \ de \ bits$. Como parte del desarrollo de la tesis se buscó un filtro eléctrico que con cierta frecuencia de corte proporcionara un mejor factor Q en el enlace carente de fibra analizado, para que posteriormente este filtro sea empleado en el enlace mono-canal y en el sistema WDM.

Para encontrar el filtro eléctrico óptimo en el transmisor para el sistema B2B, se realizaron múltiples simulaciones con diferentes frecuencias de corte (*de 2.5 hasta 3 [GHz]*) en el filtro. De esta manera se procedió a graficar el factor Q (ver Fig. 3.9). Como se puede apreciar en la gráfica, el mejor filtro es el que tiene una $f_c = 2.527 \text{ [GHz]}$. Las frecuencias de corte superiores a la óptima no se graficaron debido a que tenían un factor Q demasiado bajo.

Primeramente se realizó un barrido con frecuencias de corte desde *2.4 hasta 3 [GHz]*, con incrementos de *.1 [GHz]*, una vez localizado donde se encontraban los mejores valores de Q, se aplicó un segundo barrido en el rango de *2.5 hasta 2.6* con incrementos de *.01 [GHz]*, el último barrido se generó de *2.52 a 2.53* con incrementos de *.001 [GHz]*. Localizando la mejor frecuencia de corte para *2.527 [GHz]*.

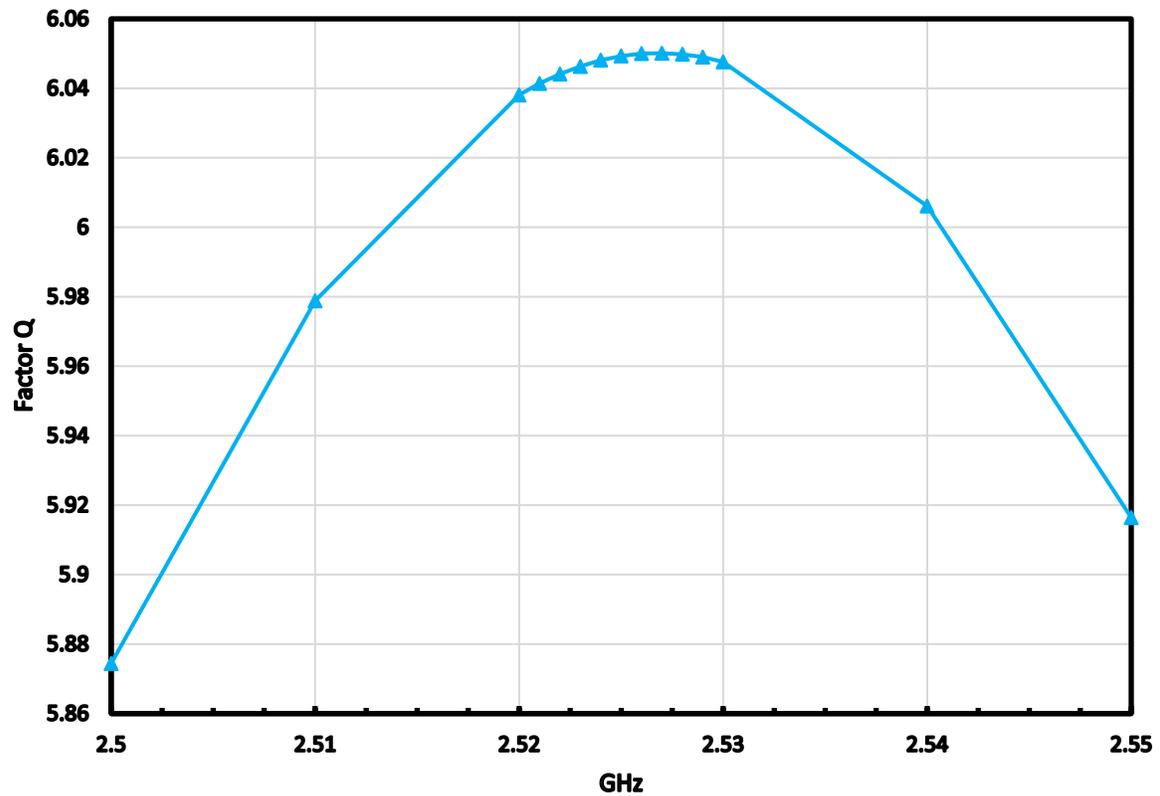


Fig. 3.9 Factor Q vs Ancho de banda del filtro eléctrico [GHz].

Este filtro eléctrico óptimo es el que se utilizó a lo largo de todo este proyecto. *El rendimiento del sistema cuando empleamos el MZM de JDSU presenta un Factor-Q de 6.05 y el BW-LPF es de 2.527[GHz].*

La optimización del filtro óptico se presenta en el siguiente capítulo debido a que el ancho de banda del filtro óptico va en función de la máxima distancia alcanzada por la señalización duobinaria.

3.5 Referencias Bibliográficas.

- [1] VPI Photonics. <http://www.vpi Photonics.com/index.php> (consultada Febrero 2017).
- [2] "User's Manual". VPI Systems, EE. UU. July 2001.
- [3] "User's Interface Reference". VPI Systems, EE. UU. July 2001.
- [4] Castrejón R. G. Apuntes de Clase "Enlaces ópticos de alta capacidad". México 2017.
- [5] Agrawal, P. Godvind. "Fiber-Optic Communication Systems". 3ra ed. Wiley, New York, EE. UU. 2002.
- [6] "Equipo de Prueba del factor Q para evaluar la calidad de transmisión de los canales ópticos". Recomendación UIT-T O.201. 2018.
- [7] Binh Le Nguyen. "Digital Optical Communications", Taylor & Francis Publishers, Florida, 2008.
- [8] Stremmler F. G. "Introducción a los Sistemas de Comunicación", Ed. Pearson Addison Wesley. México. 2010.
- [9] Lathi B. P. "Sistemas de Comunicación", Ed. Mc Graw Hill. México. 1986.
- [10] Couch L. W. "Sistemas de Comunicación digitales y analógicos". Ed. Pearson Educación de México. México 2008.
- [11] Bosco G., Carena A., Curri V. "Modulation formats suitable for ultrahigh spectral efficient WDM systems". IEEE, vol. 10, no. 2, pp. 321-328, March 2004.
- [12] Winzer Peter J., Renè Jean Essiambre. "Advanced Optical Modulation Formats". IEEE, vol. 94, no. 5, pp. 952-985, May 2006.
- [13] T. Ono. "Characteristics of optical duobinary signals in terabit/s capacity, high-spectral efficiency WDM systems". J. Lightwave Technol., vol. 16, pp.788-797, May 1998.

Capítulo 4. Efectos de la dispersión y filtrado óptico en un enlace mono-canal.

Debido a las altas tasas de transmisión, la dispersión y las no linealidades en los sistemas de comunicaciones ópticos, limitan la eficiencia general del sistema. El formato de modulación ideal para enlaces de transmisión de larga distancia, alta velocidad y WDM es el que tiene un ancho espectral estrecho, tolerancia a efectos no lineales en la fibra, de dispersión y un buen rendimiento de transmisión [1].

La elección del formato óptico de modulación, se ha convertido en un criterio importante, en cualquier diseño de enlace a altas tasas de transmisión. La señalización DB reduce la influencia de la dispersión a través de la reducción del ancho de banda. Este formato de modulación basado en la interferencia de pulsos de manera controlada, mejora el rendimiento y la tolerancia a la dispersión de manera significativa [1].

El filtro analógico LPF recibe una atención significativa, ya que este dispositivo a su salida es el que genera la señal eléctrica DB de 3 niveles, agregando la correlación entre los bits, en consecuencia, se obtiene un espectro reducido, el cual mejora la tolerancia de dispersión. Una razón para esto, es que DB se puede crear fácilmente, usando técnicas simples. Entonces, diferentes tipos de técnicas de modulación se utilizan actualmente para mejorar el rendimiento de los sistemas de comunicaciones ópticos. Cada formato de modulación tiene sus propias ventajas y desventajas. Dependiendo de las aplicaciones requeridas, se utilizará el formato de modulación [2].

En los sistemas basados en fibra óptica, los efectos no lineales son de gran importancia y se han convertido en un área de investigación para la señalización duobinaria, principalmente en este trabajo de tesis. La codificación duobinaria óptica es un método eficaz en un sistema de transmisión óptico de alta velocidad, para aumentar la tolerancia a la dispersión, con el fin de mejorar la eficiencia espectral y reducir los efectos no lineales [1]. El formato de modulación define las características de una señal óptica que se transmite a través del enlace de transmisión. El formato de modulación óptica para casi todos los sistemas de transmisión óptica es NRZ [3]. NRZ ha sido el formato de modulación más utilizado en las últimas décadas. La razón para utilizar NRZ en los sistemas de comunicaciones ópticos es que la configuración es simple en el transmisor y receptor y el ancho de banda es menor en comparación con RZ [4].

Los pulsos NRZ tienen un espectro óptico amplio comparado con DB. El ancho espectral que tiene NRZ, genera ISI. El pulso RZ ocupa solo una parte de la ranura de bits, por lo que tiene un espectro mayor al de NRZ.

La actualización en los sistemas de ópticos de telecomunicación para altas tasas de bits a menudo requiere resolver el impacto de la dispersión y los efectos no lineales, que pueden afectar significativamente la transmisión a tasas mayores de 10 [Gbps]. Para tasas de transmisión superiores a 40 [Gbps], es necesario el uso de formatos avanzados de modulación. Esto requiere conocimientos de eficiencia y rendimiento de los formatos avanzados de modulación [2].

En este capítulo se explica la forma en la que se optimizó el sistema duobinario con el modulador comercial previamente escogido para la transmisión en un enlace mono-canal. Se presentan las fortalezas y debilidades del formato de modulación duobinario ante fenómenos que degradan la transmisión en la fibra óptica, tales como la dispersión cromática y efectos no lineales, desde la perspectiva del Factor-Q y el alcance físico para encontrar sus principales ventajas y los límites de rendimiento.

En el diseño del sistema, se obtiene la forma de pulso óptima para la transmisión DB. En este trabajo se lleva a cabo un análisis detallado de la dispersión y del efecto no lineal SPM, en donde es sometido a varias longitudes de enlaces ópticos a una tasa de transmisión de 10 [Gbps] para el formato DB y NRZ. En general, este capítulo comienza con una introducción teórica de la dispersión en un enlace simple (un solo canal), seguido de la Sección 2 donde se detalla la manera en la que se optimizó el filtro óptico para el enlace. La Sección 3 presenta el comportamiento de la modulación DB con presencia de los efectos no lineales.

4.1 Tolerancia a la dispersión.

Con el fin de percibir el efecto que tiene la dispersión, sobre los formatos de modulación DB y NRZ, para el régimen lineal de la fibra, se consideró en la fibra:

- $\alpha = 0.23 \left[\frac{dB}{km} \right]$
- $D = 18 \left[\frac{ps}{nm*km} \right]$
- $n_2 = 0 \left[\frac{m^2}{W} \right]$

En este punto, el estudio se centró en realizar una comparativa entre la codificación tradicional NRZ y el formato DB. Realizando un análisis sobre ambos sistemas de comunicaciones ópticos, los cuales operan a una tasa de transmisión de 10 [Gbps]. Se evaluaron a diferentes longitudes de fibra óptica (0 a 100 [km]) el rendimiento para ambos formatos de señalización, obteniendo el Factor-Q correspondiente.

Se procedió a evaluar el rendimiento de la configuración para diferentes longitudes de fibra y de esta manera representar gráficamente el desempeño de la señalización duobinaria sin el uso de filtros ópticos (ver la Fig. 4.1). Podemos visualizar como lo menciona la literatura que este formato de modulación su principal característica es su alta tolerancia a la dispersión.

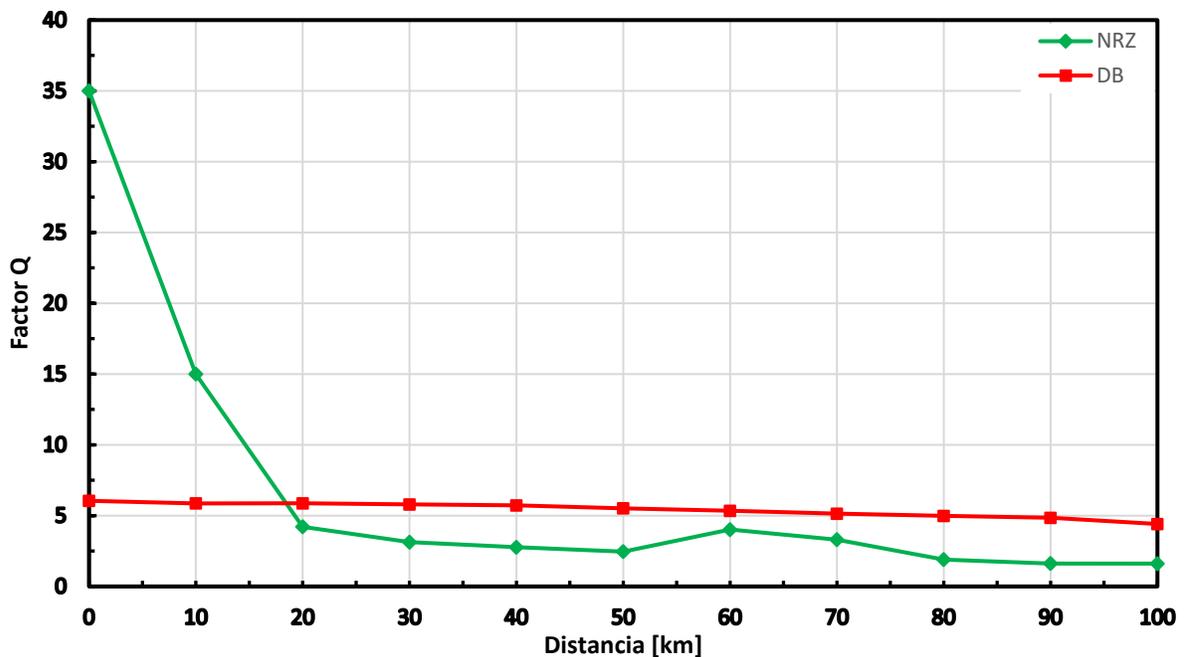


Fig. 4.1 Factor Q vs Distancia entre los formatos de modulación NRZ y DB con una tasa de transmisión a 10 [Gbps].

La tendencia es clara para el formato DB, ya que se mantiene constante, es por ello que la señalización DB tiene una alta tolerancia a la dispersión cromática, también ofrece una mejor eficiencia espectral. El factor de calidad en general es mejor en el caso del formato de modulación NRZ pero este disminuirá a medida que aumente la distancia, cayendo de manera abrupta antes de los 20 [km].

El espectro óptico de la señal DB es muy estrecho (ver Fig. 4.2) en comparación con NRZ (ver Fig. 4.3).

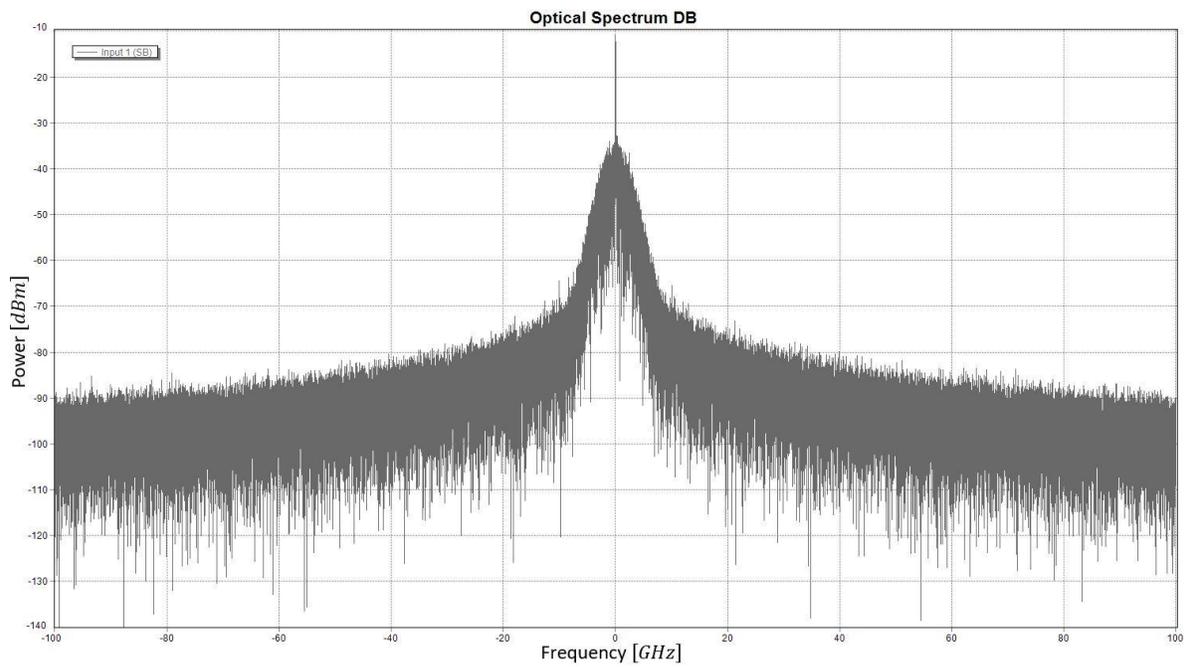


Fig. 4.2 Espectro óptico DB a 10 [GHz].

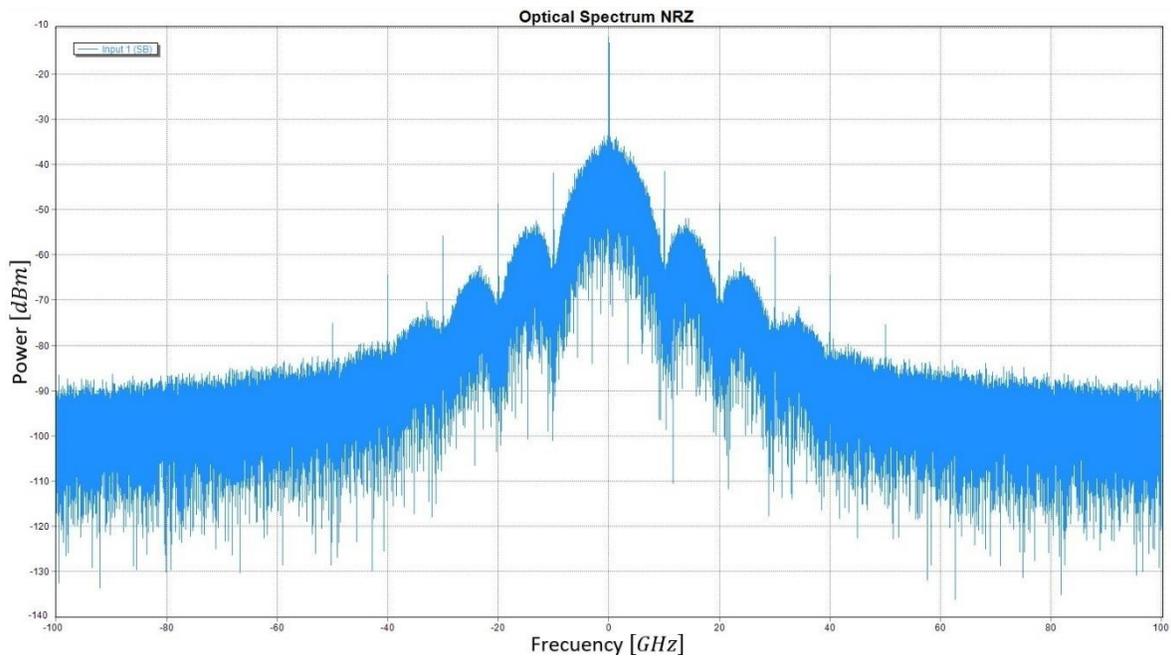


Fig. 4.3 Espectro óptico NRZ a 10 [GHz].

En base al resultado obtenido podemos agregar un filtrado óptico para mejorar aún más el rendimiento de nuestro sistema.

4.2 Optimización del filtro óptico.

En el presente trabajo se consideró como “óptimo” al filtro que ofreciera el Factor-Q más alto después de probar un intervalo de anchos de banda del filtro óptico.

Para poder determinar el filtro óptico óptimo del enlace mono-canal, se requiere obtener la máxima longitud a la cual puede llegar la modulación duobinaria, en este trabajo se logró alcanzar una distancia máxima de 80 [km]. De igual manera el posicionamiento del filtro óptico en la simulación es importante para el desempeño del sistema duobinario, ya que ayuda a disminuir el BER y aumentar el factor Q. Se realizaron pruebas donde se puede comprobar que el filtro óptico debe ser diferente para cada distancia, y esto es debido a que la dispersión va aumentando conforme se propaga por la fibra, lo cual con lleva a que, para cada distancia, el ancho de banda del filtro óptico requerido sea mayor.

Filtro óptico.

- Tipo: Paso-banda.
- Forma: Gaussiano de 3° orden.

Para poder encontrar los filtros ópticos óptimos se buscó cual era el mejor con incrementos de 5 en 5 [GHz], desde 10 hasta 50 [GHz], una vez localizado donde se encontraba el mejor factor Q, se procedió a realizar un segundo barrido con incrementos de 1 en 1 [GHz], una vez más se volvió aplicar un último barrido fino con incremento de 0.1, esto con el afán de localizar el mejor Factor-Q. En este proyecto se buscó la optimización del filtro óptico y en donde sería la mejor ubicación para posicionarlo, mencionando los beneficios que podría tener en cada posición.

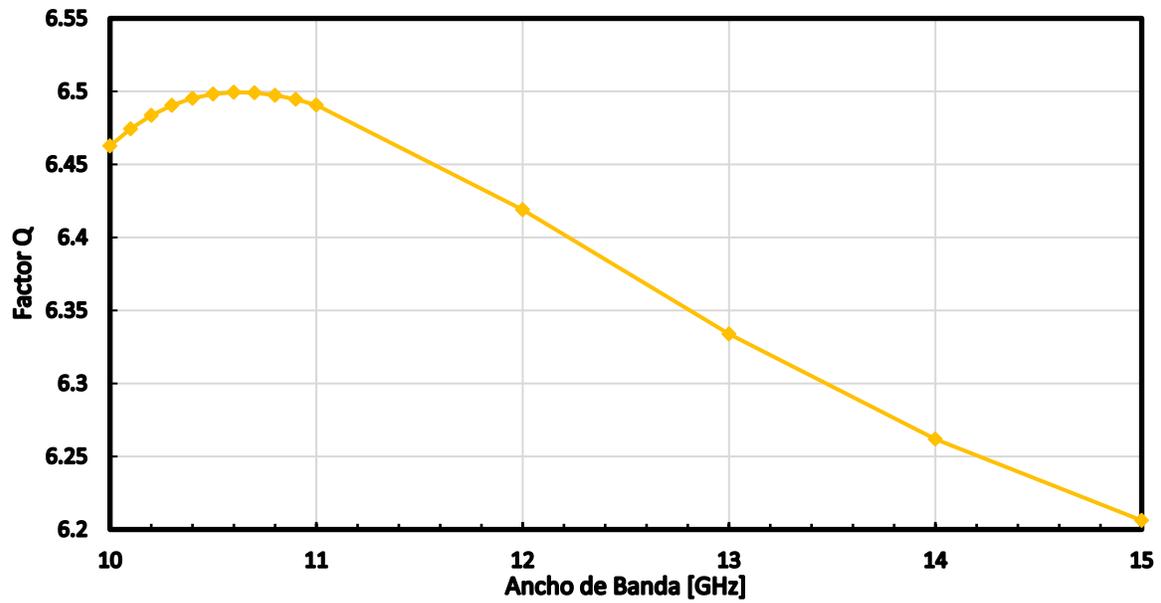


Fig. 4.4 Ancho de banda del filtro óptico vs Factor Q a una distancia de 40 [km].

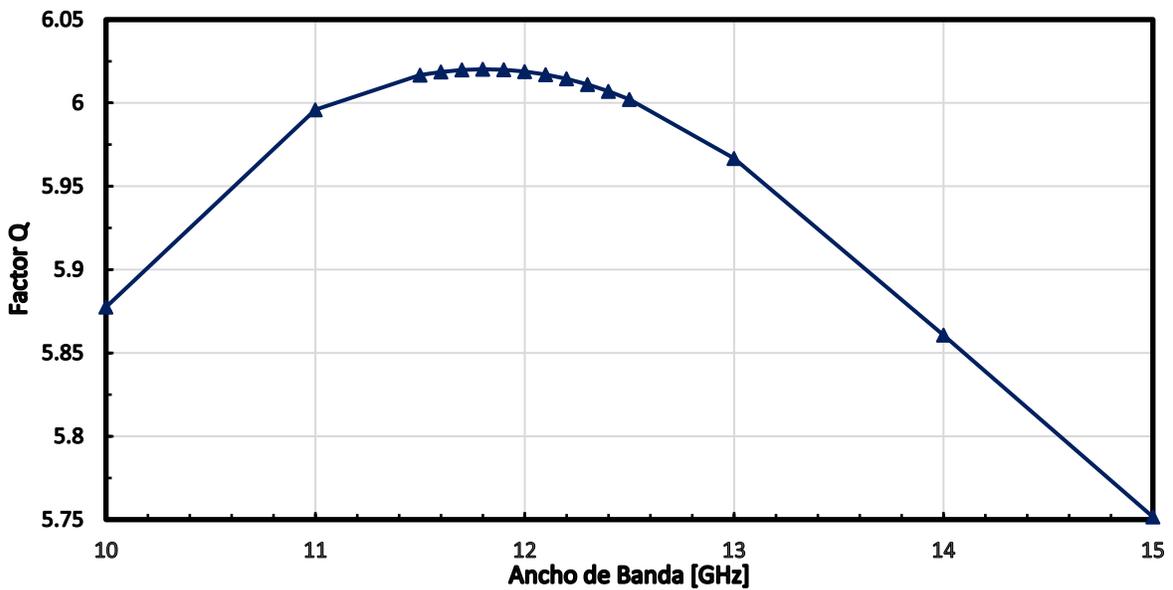


Fig. 4.5 Ancho de banda del filtro óptico vs Factor Q a una distancia de 80 [km].

El ancho de banda óptimo del filtro óptico es de 10.6 [GHz] (ver Fig. 4.4) para una distancia a 40 [km]. Y el ancho de banda óptimo del filtro óptico es de 11.8 [GHz] (ver Fig. 4.5) para una distancia de 80 [km], por lo cual podemos afirmar que este formato de modulación requiere un filtro muy estrecho para poder conservar su alta tolerancia ante la dispersión.

4.2.1 Optimización de un filtro óptico en el receptor.

El filtro óptico con ancho de banda estrecho en el lado del receptor, mejora el rendimiento del sistema, es decir, aumenta la calidad del sistema DB. También observamos que cuando generamos el formato de modulación DB se obtienen resultados interesantes, por ejemplo, mejora de manera significativa la tolerancia a la dispersión.

A una distancia de 40 km el filtro óptimo es de 10.6 [GHz] y para una distancia de 80 [km] el filtro óptimo es de 11.8 [GHz]. Lo cual indica que el filtrado óptico óptimo es demasiado estrecho para poder brindar una probabilidad de error baja, es casi similar a la tasa de transmisión. Las ventajas de que este se encuentre en el receptor:

- Mejora la forma de los pulsos transmitidos por la fibra, evitando de esta manera un ISI en los bits, generando una probabilidad de error baja, lo cual ocasiona un mejor factor Q en el enlace [5].
- En el caso de que se encontrara un amplificador óptico en el enlace, el filtro se encarga de eliminar el ruido ASE generado por el amplificador [6].

4.2.2 Optimización de un filtro óptico en el transmisor.

El filtro óptimo en el transmisor tiene el mismo ancho de banda que en el receptor. No hay ventaja de que este se encuentre en el transmisor, ya que los pulsos ópticos al salir del modulador no han sido propagados en el medio de transmisión, por lo tanto, no han sufrido alteración alguna debida a los efectos de la dispersión o atenuación. Con el filtro en esta posición el pulso solo comprime el espectro y al momento de viajar por la fibra, la dispersión ensancha el pulso un poco, lo que ocasiona que se tenga el mismo BER. En el caso de que se encontrara un amplificador óptico en el enlace mono-canal, el filtro no podrá eliminar el ruido ASE generado por el amplificador ya que se encuentra antes de la etapa de amplificación, lo que impactara el rendimiento ya que aumentara la probabilidad de error y en consecuencia disminuirá el Factor-Q del enlace.

4.2.3 Optimización del enlace mono-canal.

Para poder tener un enlace mono-canal se deben utilizar dos filtros ópticos, uno debe estar ubicado en el transmisor y el otro en la etapa de recepción. Este par de filtros ópticos debe tener las mismas características, es decir deben ser iguales. De acuerdo a lo obtenido en los puntos anteriores realizamos un enlace de fibra con una distancia a 80 km con un par de filtros idénticos.

Con esto se puede apreciar que la dispersión se mantiene constante con modulación duobinaria hasta llegar a 80 [km] con una probabilidad de error aceptable para sistemas de comunicaciones ópticos cercana a 1×10^{-9} . Las ventajas que proporciona esta técnica es que mejora de manera tenue el rendimiento del sistema, ya que el filtro óptico en el transmisor solo mantiene la forma espectral de los pulsos, eliminando las frecuencias espurias y éstos al propagarse por la fibra sufren menor impacto de la dispersión y efectos no lineales de la fibra, al momento de volver a ser filtrados en el receptor estos pulsos vuelven a ser reformados, generando una menor interferencia entre pulsos, lo que ocasiona un menor BER y mejora el Factor-Q. Esta distancia es de suma importancia ya que la conexión de equipos en áreas metropolitanas está dada a una distancia de 80 [km]. Dentro de estas redes podemos encontrar la conexión de los *Inter-DataCenter* e *Intra-DataCenter*.

A manera de resumen se presenta la siguiente tabla:

Tabla 4.1 Ancho de banda óptimo para diferentes distancias.

Filtro óptico	Ancho de banda óptimo	Distancia
Transmisor	$BW = 10.6 [GHz]$	$L = 40 [km]$
	$BW = 11.8 [GHz]$	$L = 80 [km]$
Receptor	$BW = 10.6 [GHz]$	$L = 40 [km]$
	$BW = 11.8 [GHz]$	$L = 80 [km]$
Transmisor y Receptor	$BW = 10.6 [GHz]$	$L = 40 [km]$
	$BW = 11.8 [GHz]$	$L = 80 [km]$

Basta mencionar que para lograr un mejor rendimiento del sistema se buscaron los umbrales óptimos de decisión para la función de probabilidad de error total, esto con el fin de obtener el menor BER y por ende un Factor-Q elevado.

La Figura 4.6 muestra el desempeño del sistema con diferente posicionamiento del filtro óptico, se muestran las tendencias sobre el comportamiento de la señalización duobinaria, visualizando el rendimiento que proporciona este formato de modulación.

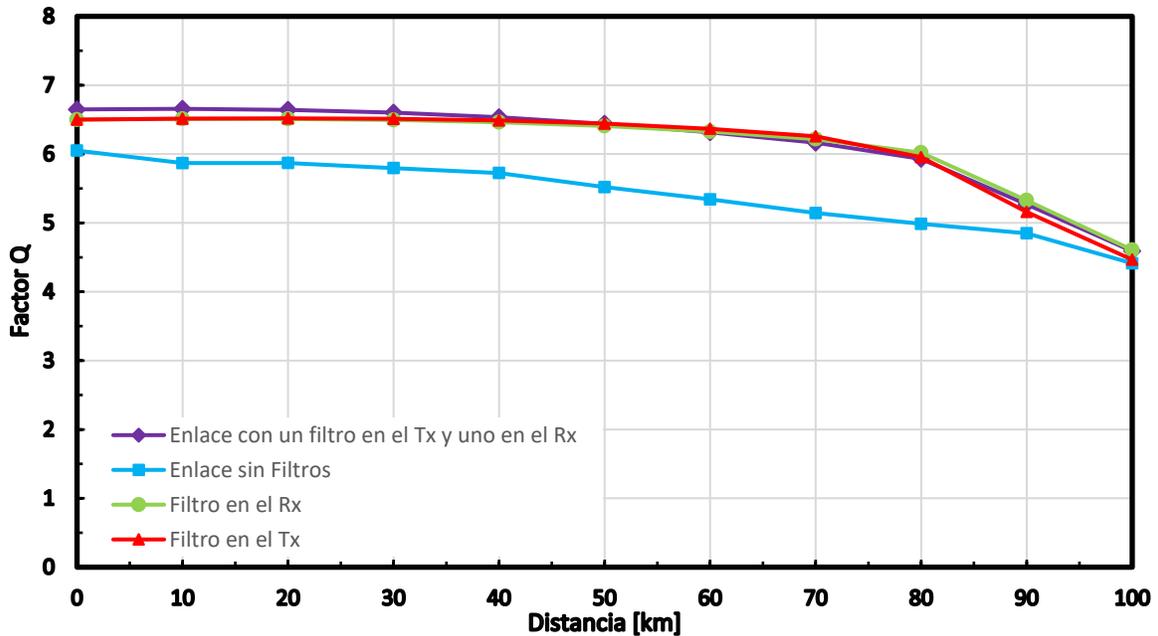


Fig. 4.6 Factor Q vs Distancia para la señalización duobinaria.

En la Figura 4.6, se observa que el rendimiento del sistema mejora de manera significativa al agregarse un filtro óptico óptimo, ya que aumenta de manera considerable su Factor-Q. También se puede apreciar que el posicionamiento tiene un papel importante, puesto que al estar ubicado en el receptor tiene un mejor rendimiento comparado con el que tiene el filtro óptico en el transmisor. Pero el rendimiento mejora aún más cuando se tiene un filtro óptico óptimo tanto del transmisor como del receptor comparado con el enlace que no tiene un filtrado óptico, ya que este muestra un Factor-Q superior por una unidad al llegar a los 80 [km].

4.3 Tolerancia a efectos No Lineales.

En el punto anterior observamos el efecto que tiene en un enlace mono-canal la dispersión en el régimen lineal de la fibra, en cambio para este subtema activamos el parámetro n_2 en la fibra, esto con el fin de percibir la relación que tiene el índice de refracción no lineal con diferentes potencias de transmisión del enlace mono-canal en el régimen no lineal de la fibra.

En las siguientes figuras (4.7, 4.8 y 4.9), se presenta el comportamiento de la señalización duobinaria para diferentes potencias de transmisión, en donde se puede visualizar la relación que tiene índice de refracción no lineal con la intensidad de la señal, lo cual genera la aparición del efecto no lineal SPM.

En el enlace mono-canal, se definieron y activaron los siguientes parámetros en la fibra:

- $\alpha = 0.23 \left[\frac{dB}{km} \right]$
- $D = 18 \left[\frac{ps}{nm*km} \right]$
- $n_2 = 2.6 \times 10^{-20} \left[\frac{m^2}{W} \right]$

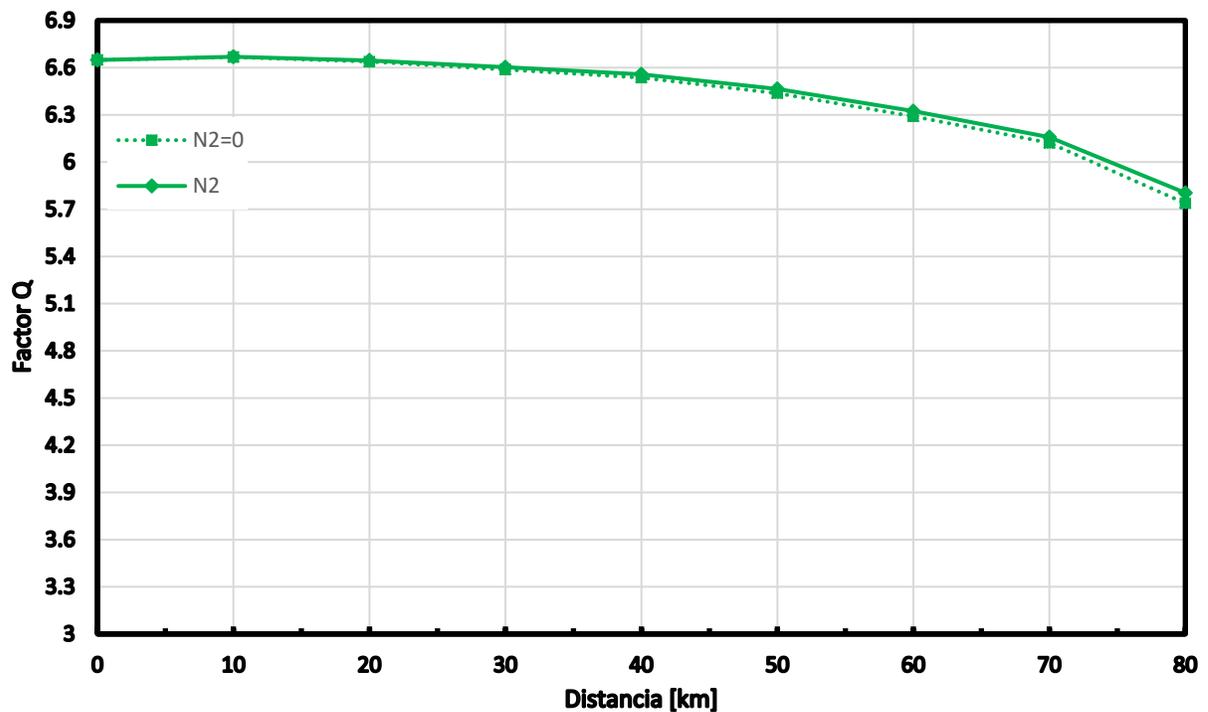


Fig. 4.7 Factor Q vs Distancia con una $P_{Tx} = 1[mW]$.

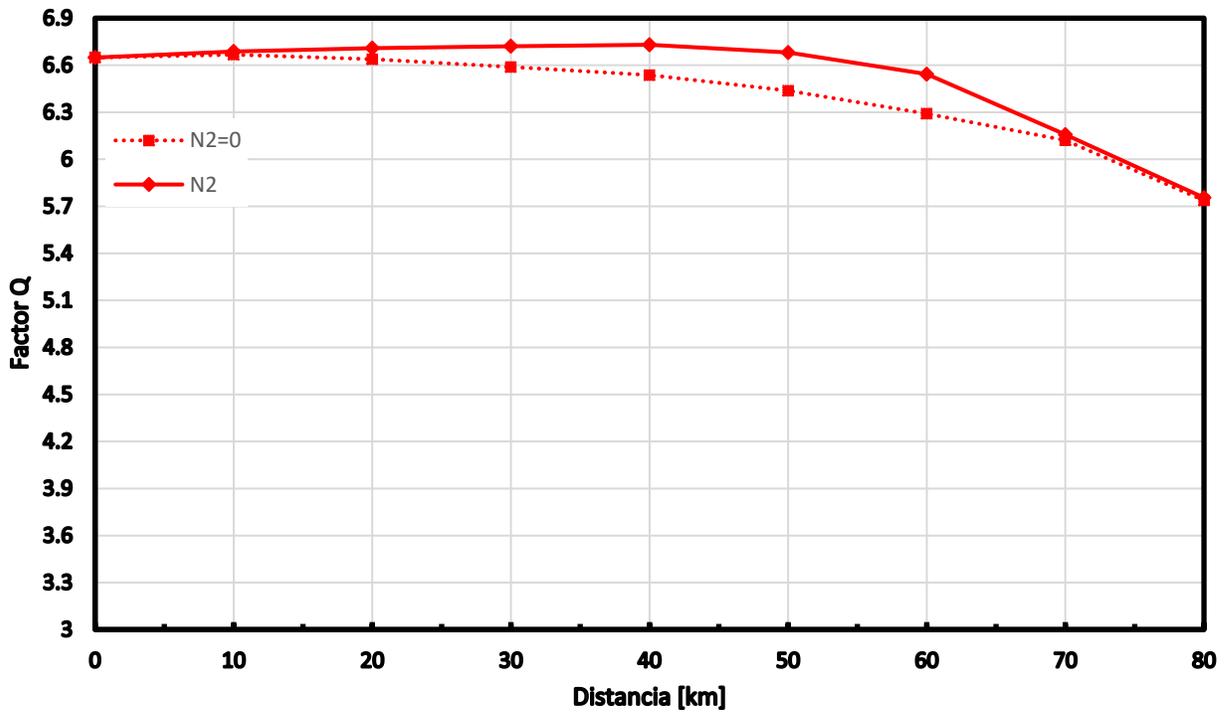


Fig. 4.8 Factor Q vs Distancia con una $P_{Tx} = 10 [mW]$.

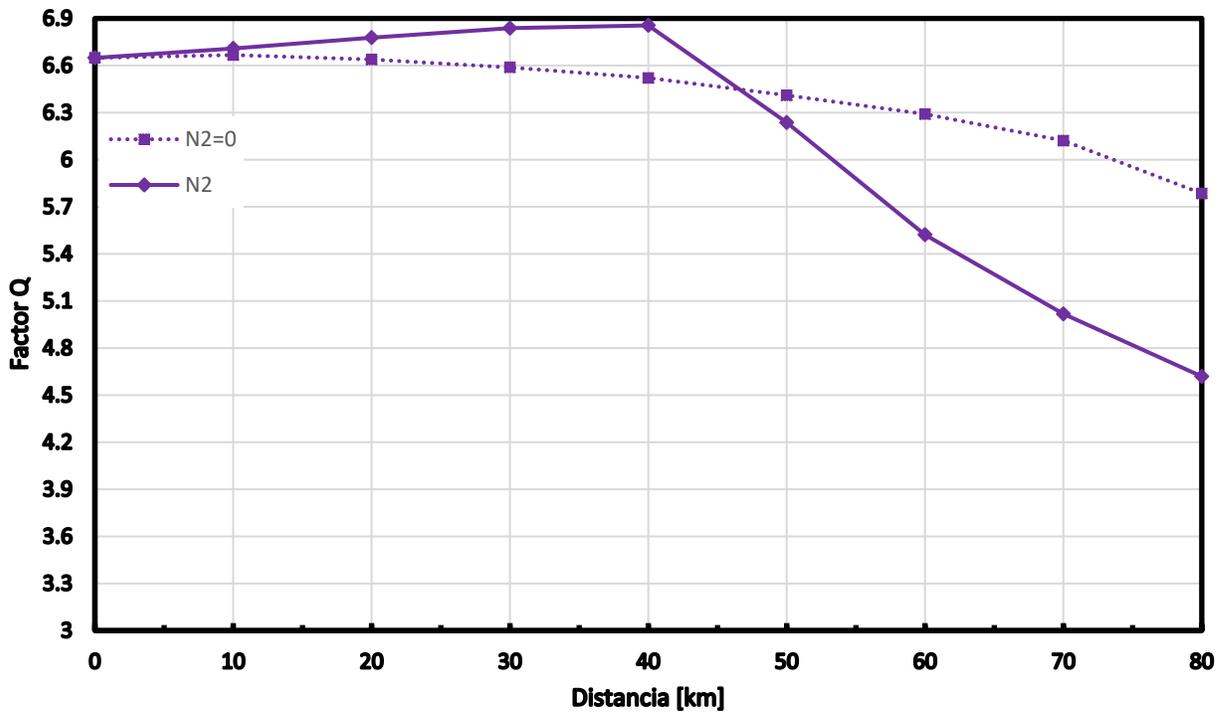


Fig. 4.9 Factor Q vs Distancia con una $P_{Tx} = 20 [mW]$.

En las Figuras 4.7, 4.8 y 4.9, se observa el comportamiento para diferentes potencias de transmisión. Se puede apreciar que en cada gráfica hay 2 rectas, una con línea recta que representa el enlace con efectos no lineales en la fibra y la otra línea punteada representa el enlace sin efectos no lineales. En cada gráfica se puede apreciar que los efectos no lineales no surgen efecto con potencias de transmisión menores a 10 [mW] en cambio cuando hay potencias de transmisión mayores, en este caso 20 [mW], se visualiza una caída abrupta de 40 a 80 [km]. Esta caída surge debido al efecto no lineal *SPM*.

Por lo tanto podemos visualizar que DB se encuentra dominado por la auto-modulación de fase (*SPM*) a altas potencias de transmisión.

4.4 Referencias Bibliográficas.

- [1] García P. A., Andrade Lucio J. A., Ibarra Manzano O. G., Alvarado Méndez E., Trejo Duran M., Gutiérrez M. H. “*Modulation Formats for High Bit-Rate Fiber Transmission*”, IEEE, vol. 16, no. 2, May 2006.
- [2] Agalliu R., Lucki M., “*Benefits and Limits of Modulation Formats for Optical Communications, Department of Telecommunications Engineering*”, Faculty of Electrical Engineering, Czech Technical University in Prague, Technicka, Prague, Czech Republic. vol. 12, no. 2, June 2014.
- [3] Winzer P. J., Essiambre R. J. “*Advanced optical modulation formats*”, IEEE, vol. 94, no. 5, pp. 952–985, May 2006.
- [4] Gnauck A. H., Liu X., Wie X., Gill D. M., and Burrows E. C., “*Comparison of modulation formats for 42.7-Gb/s single-channel transmission through 1980 km of SSMF*”, IEEE, vol. 16, no. 3, pp. 909–911, March 2004.
- [5] Bosco G, Carena A, Curri V. “*Modulation formats suitable for ultrahigh spectral efficient WDM systems*”. IEEE, vol. 10, no. 2, pp. 321-328, March 2004.
- [6] Lyubomirsky I., Pitchumani B. “*Impact of optical filtering on duobinary transmission*”. IEEE, vol. 16, no. 8, pp. 1969-1971, August 2004.

Capítulo 5. Efectos no lineales en un sistema WDM que emplea modulación duobinaria.

Después de investigar las características de transmisión en un enlace mono-canal a 10 [Gbps] y resaltar las limitaciones dominantes del sistema, el siguiente paso es implementar un sistema de transmisión multi-canal empleando la técnica de WDM.

Las investigaciones presentadas en este capítulo se realizan teniendo en cuenta los parámetros de los componentes del sistema disponibles para los sistemas IM-DD, con el fin de concentrarse en los efectos de transmisión que pueden surgir y caracterizar el comportamiento del sistema.

Las investigaciones se iniciaron con la optimización del filtro eléctrico paso bajas para la generación de la señal duobinaria, de igual manera la optimización de los filtros ópticos es importante, ya que estos son empleados en el multiplexor y demultiplexor. Los conocimientos adquiridos se utilizan para la investigación del rendimiento total del sistema WDM a una distancia de 80 [km]. El trabajo presentado se lleva a cabo considerando el formato de modulación Duobinario, para permitir una comparación con el formato de modulación NRZ, identificando las ventajas e inconvenientes para cada formato, enfatizando sus diferentes características de propagación lineal y no lineal, cuyo objetivo es la determinación del rendimiento el cual depende de la longitud y la acumulación de perturbaciones del sistema WDM en varios tramos.

Uno de los objetivos de este capítulo es analizar el rendimiento de la señalización duobinaria a 10 [Gbps] en un enlace WDM. La infraestructura es similar a la configuración utilizada para el desarrollo del Capítulo 4. Las diferencias se producen en los bordes del sistema, es decir, el lado del transmisor y el receptor, donde se multiplexan y demultiplexan los canales. Las portadoras de los canales WDM están ubicados simétricamente alrededor de la longitud de onda central de 1550 [nm], y se modelan utilizando secuencias de bits diferentes con una longitud de $2^{12} = 4096$ bits. En el lado del transmisor, los canales son multiplexados por un filtro MUX. El medio de transmisión es fibra monomodo (SMF – 28). Después de la transmisión, los canales WDM se demultiplexan y detectan con un receptor convencional de detección directa. Este número de canales permite la interacción de los efectos no lineales XPM y FWM. Para evaluar el rendimiento se utilizó el Factor-Q, éste parámetro nos sirve para dar una idea de las limitaciones en la transmisión de este formato de modulación.

5.1 Características del sistema WDM.

Para la presente investigación se ha diseñado un enlace WDM que realizará la multiplexación de cinco canales con una separación de 50 [GHz] y transmitirá de manera simultánea a través de una fibra monomodo estándar (*SMF – 28*).

El sistema óptico requiere de la transmisión simultánea y coordinada de los cinco canales a través de un transmisor óptico, los parámetros establecidos para los transmisores a ser implementados son los siguientes:

- Tasa de transmisión: 10 [Gbps]
- Rango de frecuencias portadoras: 193 a 193.2 [THz]
- Espaciamiento entre portadoras: 50 [GHz]
- Rango de Potencia de transmisión: 1 a 20 [mW]
- Número de canales: 5
- Formato de Modulación: Duobinario 3 niveles
- Filtro MUX y DEMUX:
 - Filtro óptico: Paso-banda
 - Forma del filtro óptico: Gaussiano de 3° orden
 - Ancho de banda del filtro óptico: 11.8 [GHz]
- Longitud del enlace WDM: 80 [km]

5.1.1 Multiplexor óptico.

Se implementara un multiplexor WDM (ver Fig. 5.1) que permite combinar de manera simultánea los canales transmitidos mediante un espaciamiento entre frecuencias de 50 [GHz] para que esta pueda ser transmitida por el medio de transmisión. De acuerdo a su funcionamiento el multiplexor tendrá cinco entradas y una sola salida que transportará toda la información de todos los canales.

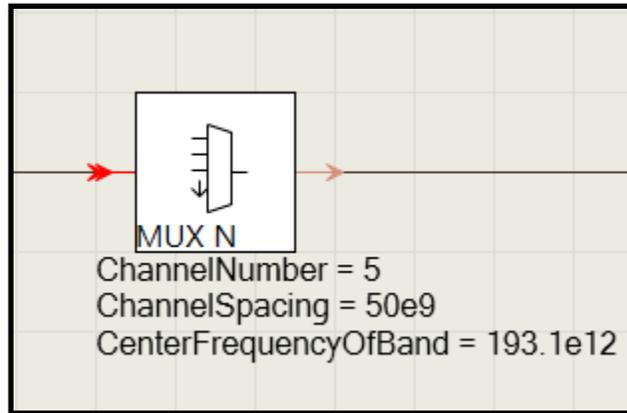


Fig. 5.1 Multiplexor óptico.

5.1.2 Demultiplexor óptico.

Se empleará un demultiplexor WDM (ver Fig. 5.2) que permitirá separar cada uno de los cinco canales multiplexados que llegan una vez que son propagados por la fibra óptica.

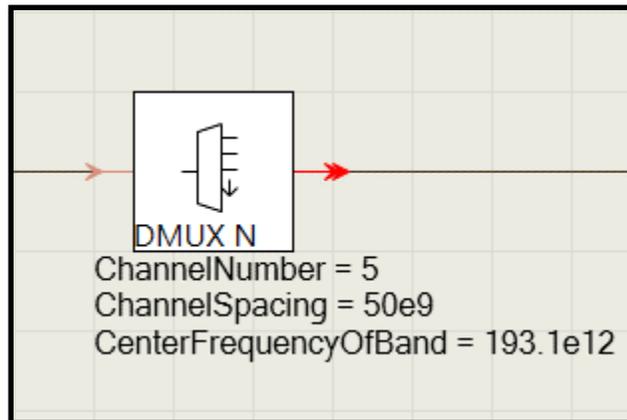


Fig. 5.2 Demultiplexor óptico.

5.2 Simulación del sistema WDM.

Con el diseño del enlace WDM se procedió a implementarlo en el software VPIphotonics, su composición se realizó partiendo de la etapa de transmisión, posteriormente la etapa de multiplexación de los canales transmitidos en el medio de transmisión y finalmente la etapa de demultiplexación y recepción.

Una vez configurado el sistema se realizaron diversos tipos de pruebas para identificar los factores que pueden afectar el rendimiento del sistema para este formato de modulación.

Con la simulación del enlace WDM (ver Fig. 5.3) se procedió a recolectar los datos obtenidos de los diagramas de ojo de cada fotodetector, del programa VPIphotonics. La información obtenida se exportó a un block de notas y fue evaluada con ayuda de Matlab.

5.3 Incidencia de los efectos no lineales en el sistema WDM.

Para verificar el nivel de incidencia de los efectos no lineales que existen en un enlace WDM, se procedió a realizar dos escenarios y diferentes potencias de transmisión. En el primer escenario se consideró en la fibra un coeficiente de refracción no lineal igual a cero, y para el segundo escenario se utilizó un coeficiente de $2.6 \times 10^{-20} \left[\frac{m^2}{W} \right]^2$, común en las fibras SMF-28. Se recolectaron los niveles de potencia en la recepción para los dos escenarios, en la Tabla 5.1 se pueden observar los resultados obtenidos.

La simulación del enlace WDM se desarrolló para poder realizar una descripción efectiva sobre la incidencia de los efectos no lineales a este formato de modulación. Para lograr este objetivo es necesario establecer el coeficiente de refracción no lineal a $2.6 \times 10^{-20} \left[\frac{m^2}{W} \right]$ y de esta forma, con la información obtenida de la evaluación, con estos datos identificar la diferencia de la calidad y rendimiento del enlace WDM cuando el coeficiente de refracción no lineal nulo ($n_2 = 0$) es empleado.

La diferencia entre las potencias de recepción es mínima, por lo cual la tabla comparativa 5.1 nos puede ayudar a estimar que el efecto no lineal *FWM*, parece no ser el que afecta el rendimiento del enlace WDM, sin embargo no podemos predecir este hecho sin realizar otro tipo de pruebas, entre ellas tomar la potencia de una frecuencia espuria en el posicionamiento del canal central y realizar una evaluación del rendimiento del sistema, para validar nuestra teoría basada en los resultados que nos presenta la Tabla 5.1.

A continuación se presentan los resultados obtenidos, tanto en el dominio de la frecuencia (espectros) como en el dominio del tiempo (diagramas de ojo).

² Ver Agrawal, P. Govind. *Fiber-Optic Communication Systems*. p.64

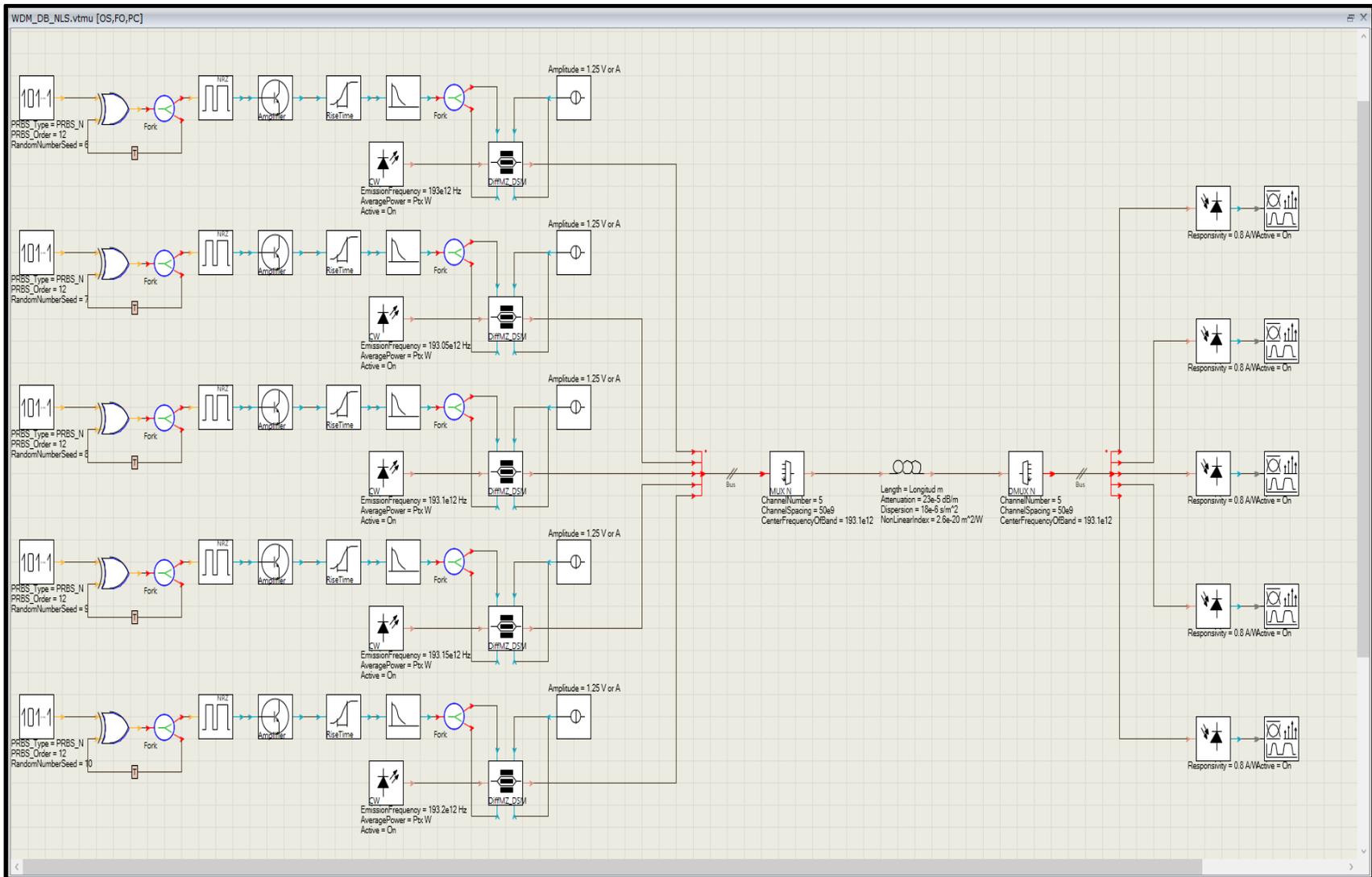


Fig. 5.3 Enlace WDM con señalización duobinaria de 3 niveles.

Tabla 5.1 Potencia del canal central para diferentes distancias de la fibra.

Enlace WDM considerando solo el Canal central Ch3 (193.1 [THz])											
$P_{Tx} = 1 [mW]$				$P_{Tx} = 10 [mW]$				$P_{Tx} = 20 [mW]$			
$n_2 = 0 \left[\frac{m^2}{W} \right]$		$n_2 = 2.6 \times 10^{-20} \left[\frac{m^2}{W} \right]$		$n_2 = 0 \left[\frac{m^2}{W} \right]$		$n_2 = 2.6 \times 10^{-20} \left[\frac{m^2}{W} \right]$		$n_2 = 0 \left[\frac{m^2}{W} \right]$		$n_2 = 2.6 \times 10^{-20} \left[\frac{m^2}{W} \right]$	
Km	$P_{Rx} [W]$	km	$P_{Rx} [W]$	km	$P_{Rx} [W]$	km	$P_{Rx} [W]$	km	$P_{Rx} [W]$	km	$P_{Rx} [W]$
0	0.00098626	0	0.00098626	0	0.00986259	0	0.00986259	0	0.01972518	0	0.01972518
5	0.00075682	5	0.00075675	5	0.00756817	5	0.00756104	5	0.01513634	5	0.01510511
10	0.00058075	10	0.00058079	10	0.00580752	10	0.00580974	10	0.01161505	10	0.01161824
15	0.00044565	15	0.00044565	15	0.00445647	15	0.00445584	15	0.00891294	15	0.00890506
20	0.00034197	20	0.00034195	20	0.00341972	20	0.00341639	20	0.00683945	20	0.00682177
25	0.00026242	25	0.00026241	25	0.00262416	25	0.002623	25	0.00524833	25	0.00523982
30	0.00020137	30	0.00020136	30	0.00201368	30	0.00201216	30	0.00402736	30	0.00401833
35	0.00015452	35	0.00015452	35	0.00154522	35	0.00154455	35	0.00309044	35	0.00308503
40	0.00011857	40	0.00011857	40	0.00118574	40	0.00118527	40	0.00237149	40	0.00236755
45	9.0989E-05	45	9.0985E-05	45	0.00090989	45	0.00090929	45	0.00181979	45	0.00181599
50	6.9822E-05	50	6.9819E-05	50	0.00069822	50	0.00069783	50	0.00139644	50	0.00139372
55	5.3579E-05	55	5.3576E-05	55	0.00053579	55	0.00053545	55	0.00107157	55	0.00106935
60	4.1114E-05	60	4.1113E-05	60	0.00041114	60	0.0004109	60	0.00082228	60	0.00082059
65	3.1549E-05	65	3.1548E-05	65	0.00031549	65	0.00031532	65	0.00063099	65	0.00062971
70	2.421E-05	70	2.4209E-05	70	0.0002421	70	0.00024195	70	0.0004842	70	0.00048316
75	1.8578E-05	75	1.8577E-05	75	0.00018578	75	0.00018566	75	0.00037155	75	0.00037077
80	1.4256E-05	80	1.4255E-05	80	0.00014256	80	0.00014247	80	0.00028512	80	0.00028451

- Espectro óptico a la entrada de la fibra.

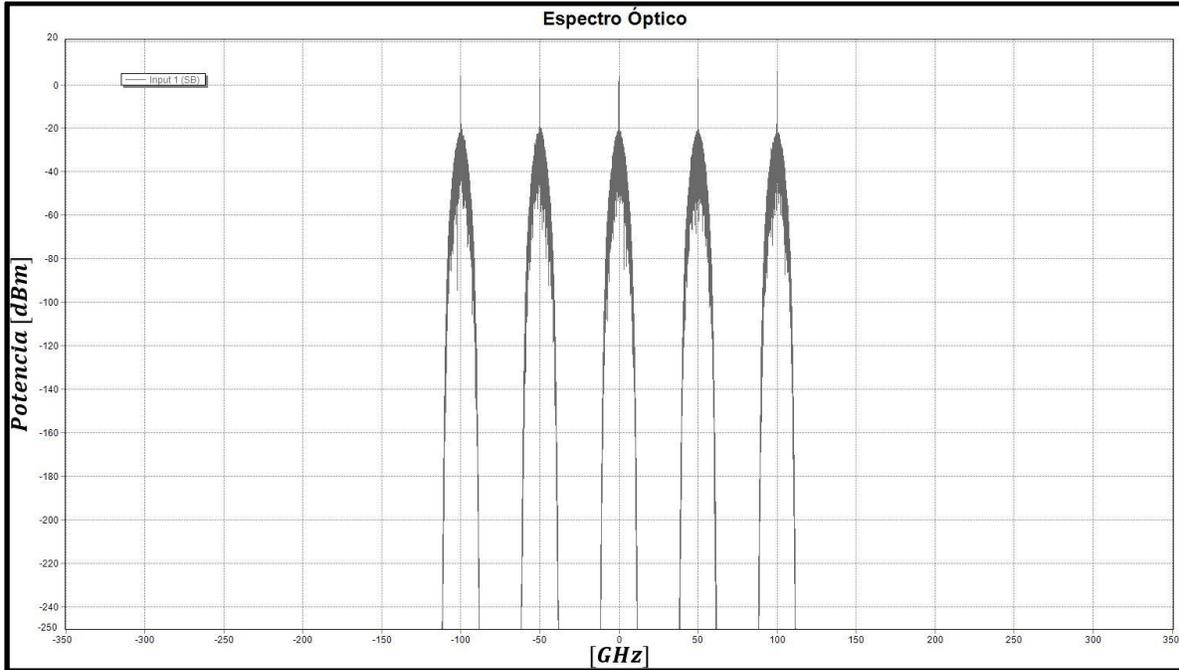


Fig. 5.4 Espectro óptico a la entrada con $f_c = 193.1$ [THz] con una $P_{Tx} = 20$ [mW].

- Diagrama de ojo del canal central a la entrada de la fibra.

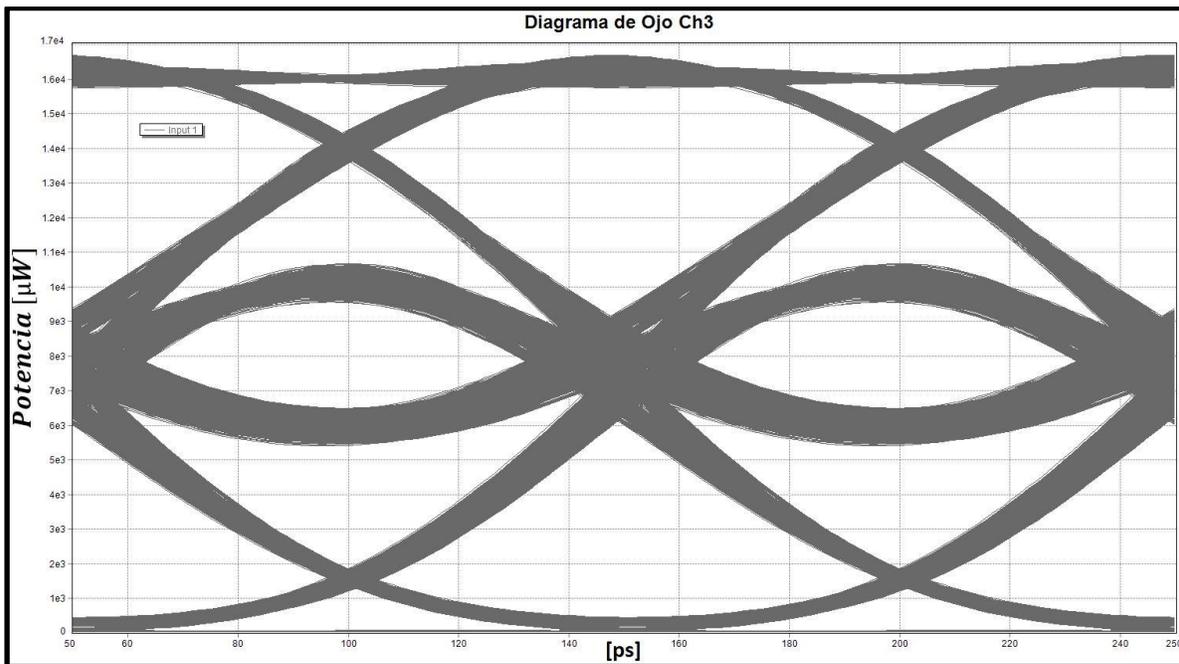


Fig. 5.5 Diagrama de ojo duobinario operando a 10 [Gbps] a la entrada de la fibra.

- Espectro óptico a la salida de la fibra.

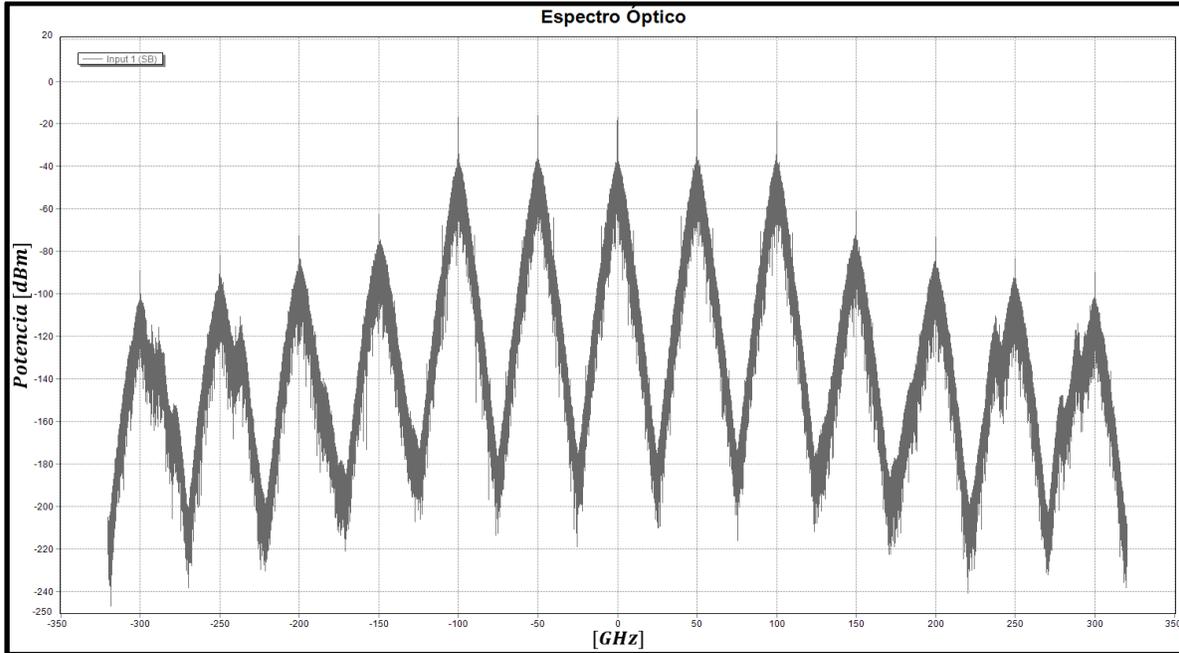


Fig. 5.6 Espectro óptico a la salida con $f_c = 193.1$ [THz] con una $P_{Tx} = 20$ [mW] y después de una propagación de 80 [km].

- Diagrama de ojo del canal central a la salida del fotodetector.

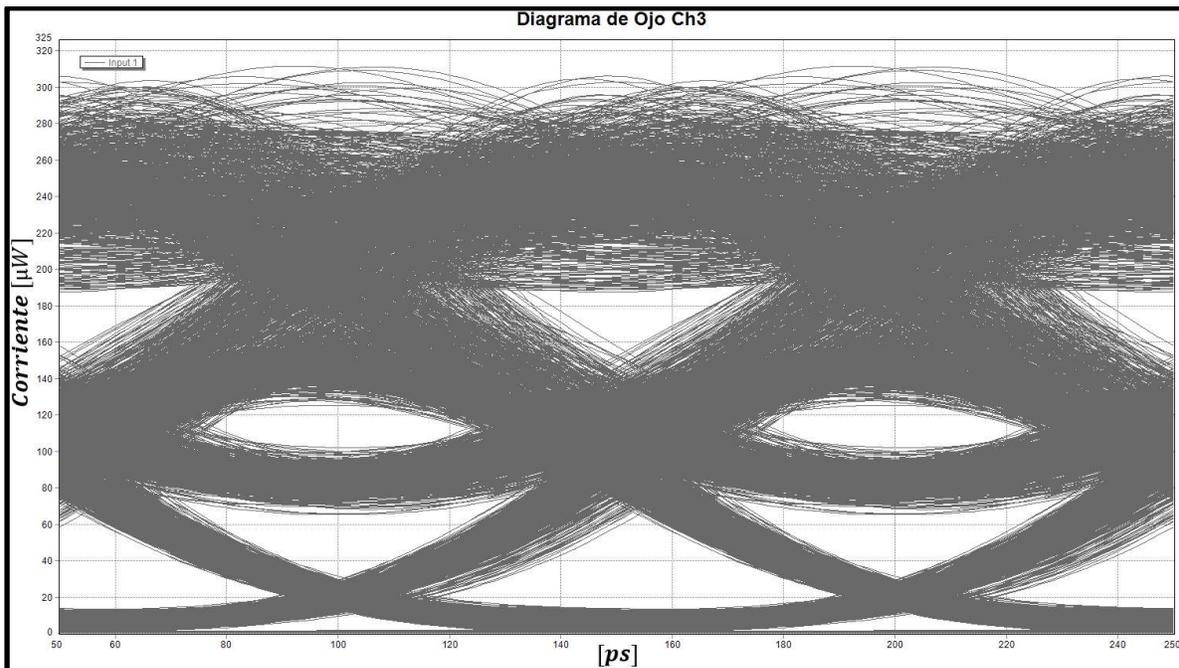


Fig. 5.7 Diagrama de ojo duobinario operando a 10 [Gbps] a una distancia de 80 [km].

Con base en los resultados obtenidos podemos ver la aparición del efecto no lineal *FWM*, el cual genera frecuencias espurias que son observables en el espectro (ver Fig. 5.6). Este fenómeno va acompañado del efecto *XPM*, ocasionado por la interacción no lineal de los 5 canales que están propagándose por la fibra. Podemos comprobar, como lo afirma la literatura, que el surgimiento de los efectos no lineales se debe a la alta potencia de transmisión, de cada canal, la cual corresponde a 20 [mW]. Una vez que cualitativamente se identifican estos efectos podemos visualizar en una gráfica el rendimiento del sistema, el cual va empeorar el Factor-Q conforme aumenta la distancia de la fibra (ver más adelante). Esta pérdida del rendimiento es ocasionada por la aparición de los efectos no lineales. Se usó como criterio de evaluación el Factor-Q, para dar una idea de las limitaciones de transmisión.

La evaluación del rendimiento se realiza considerando el canal central como el peor caso, que se ve afectado por fuertes limitaciones no lineales multicanal (*XPM* y *FWM*). En las siguientes gráficas se emplearon diferentes potencias de transmisión con el fin de percibir el cambio en el rendimiento del sistema WDM. Los resultados se presentan en las siguientes gráficas:

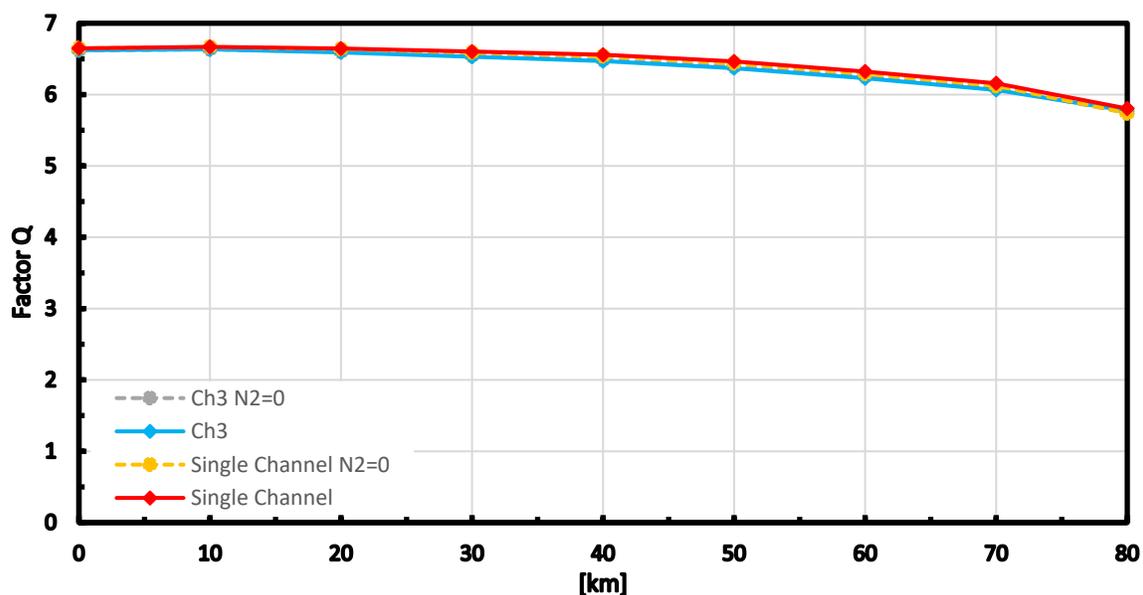


Fig. 5.8 Sistema WDM con $P_{Tx} = 1 [mW]$.

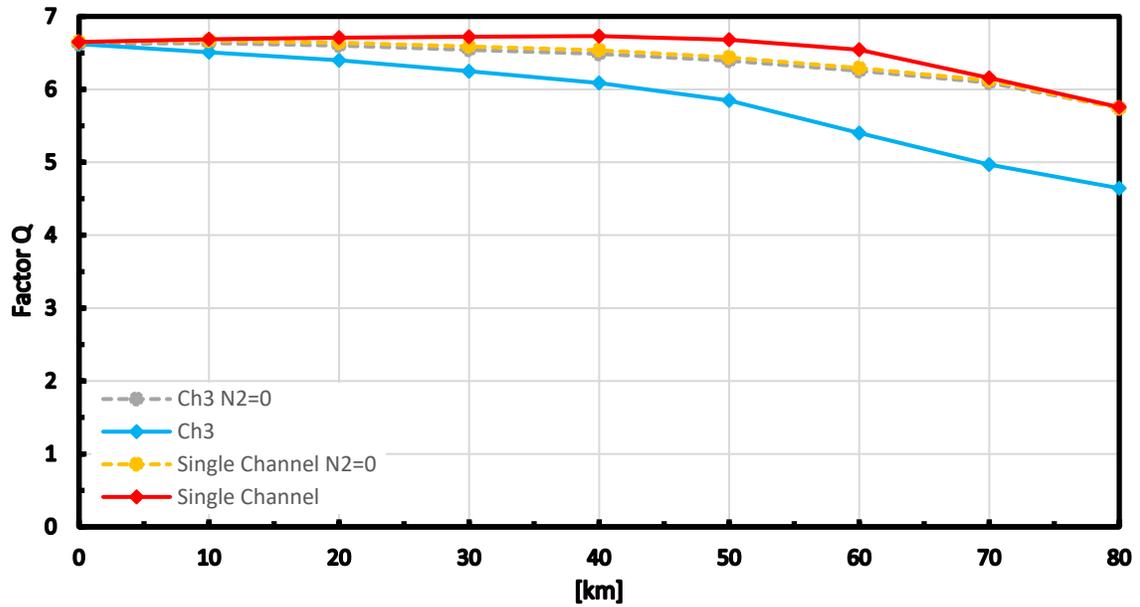


Fig. 5.9 Sistema WDM con $P_{Tx} = 10 [mW]$.

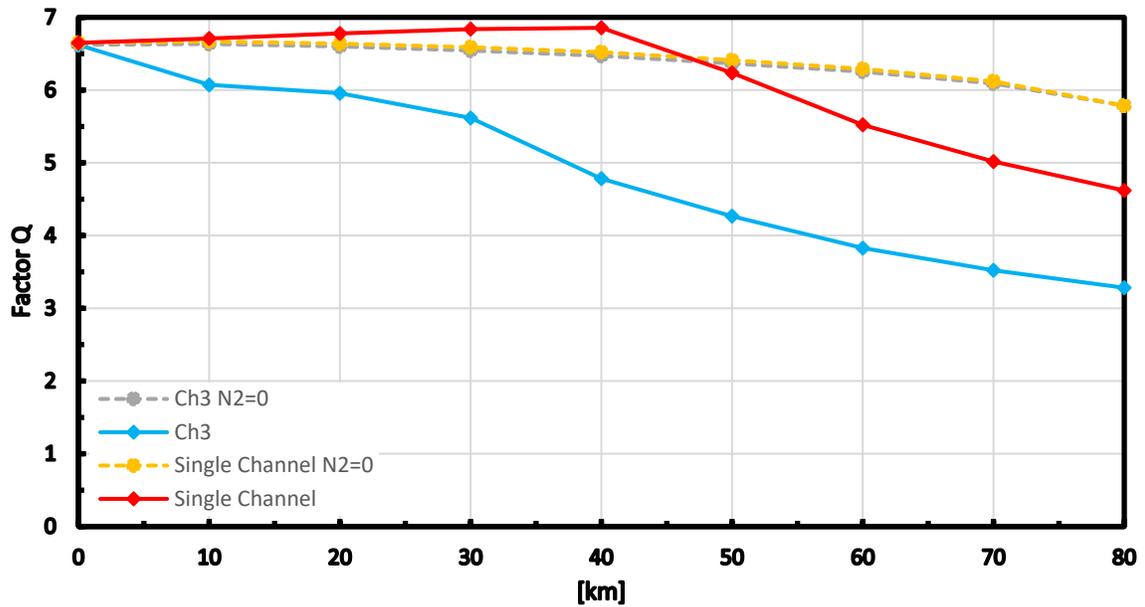


Fig. 5.10 Sistema WDM con $P_{Tx} = 20 [mW]$

Como podemos observar en las Figuras 5.8, 5.9 y 5.10, el sistema mono-canal (enlace Single Channel) es representado por la línea amarilla punteada, la cual indica que tiene un índice de refracción no lineal nulo en la fibra, por lo tanto con base en las gráficas podemos afirmar que este formato de modulación es tolerante a la dispersión, ya que la dispersión conforme aumenta la longitud del enlace perturba de manera moderada el rendimiento del enlace mono-canal, la misma

situación ocurre para el sistema WDM, donde se representa el canal 3 con una línea gris punteada, que corresponde al caso en el que el coeficiente no lineal es nulo, por lo tanto podemos afirmar que la dispersión afecta ligeramente a este formato de modulación, ya sea con una sola o múltiples portadoras en un enlace de comunicaciones óptico.

Además, podemos observar que no hay *cross-talk* lineal, causado por el espaciamiento entre las diferentes frecuencias portadoras, puesto que la tendencia en la curva de la línea punteada amarilla mantiene el mismo comportamiento para el enlace mono-canal que la curva gris punteada en el sistema WDM. Por lo tanto, el comportamiento del sistema, cuando se descarta la aparición de efectos no lineales, va ser el mismo, ya sea con un solo canal o con cinco canales.

En cambio, cuando cambiamos el índice de refracción no lineal y se establece en $2.6 \times 10^{-20} \left[\frac{m^2}{W} \right]$ (líneas solidas) podemos percibir una caída en el rendimiento comparada con el caso de fibra lineal, tanto del enlace mono-canal como en el sistema WDM, con potencias altas de transmisión, lo que indica la presencia de efectos no lineales que degradan el rendimiento del sistema.

En el capítulo 4, se mostró la aparición del efecto *SPM* para una potencia de 20 [mW] en un enlace mono-canal, en cambio con un sistema WDM a potencias superiores a 10 [mW] por canal hay una caída aún mayor en el rendimiento del sistema WDM. Esto se puede apreciar al observar que después de los 40 [km] el rendimiento del sistema ya está por debajo del Factor-Q (Factor-Q inferior a 6 que corresponde a un BER 1×10^{-9}) mínimo requerido para enlaces de comunicaciones óptico (ver Fig. 5.9).

Al aumentar la potencia de transmisión a 20 [mW] por canal, cae más rápidamente el rendimiento del sistema WDM, puesto que a partir de los 20 [km] la calidad del enlace es la mínima permitida en los sistemas ópticos (ver Fig. 5.10). Esta caída en el rendimiento del sistema es ocasionada por los efectos no lineales de la fibra como la mezcla de cuatro ondas (*FWM*) y la modulación de fase cruzada (*XPM*). Estos efectos causan una marcada separación entre la curva en rojo (donde *SPM* es el principal agente no lineal degradante) y la curva en azul, donde los efectos no lineales multi-canal tienen un rol preponderante. Que el causante de este decaimiento en el rendimiento son los efectos no lineales, es claro al comparar los resultados mencionados con aquellos producidos cuando el índice de refracción no lineal es cero (curva gris punteada).

Una mayor longitud de transmisión provoca cambios de rendimiento en todas las configuraciones de potencia investigadas. Las desviaciones dependientes de la longitud son menos críticas con potencias de entrada más bajas, ya que los efectos no lineales dependen de la misma. A mayor potencia de la señal, el impacto en la longitud se hace más evidente, los valores de Q alcanzables se reducen. La propagación de WDM con potencia elevada por canal indica ciertas desventajas, entre ellas menor alcance de transmisión.

Con base a los resultados obtenidos en las gráficas anteriores, buscamos graficar todos los canales del enlace WDM para una potencia de transmisión con $20 [mW]$, con el índice de refracción no lineal de $2.6 \times 10^{-20} \left[\frac{m^2}{W} \right]$, para mostrar cómo las no linealidades de la fibra afectan el rendimiento de cada canal del sistema WDM (ver Fig. 5.11).

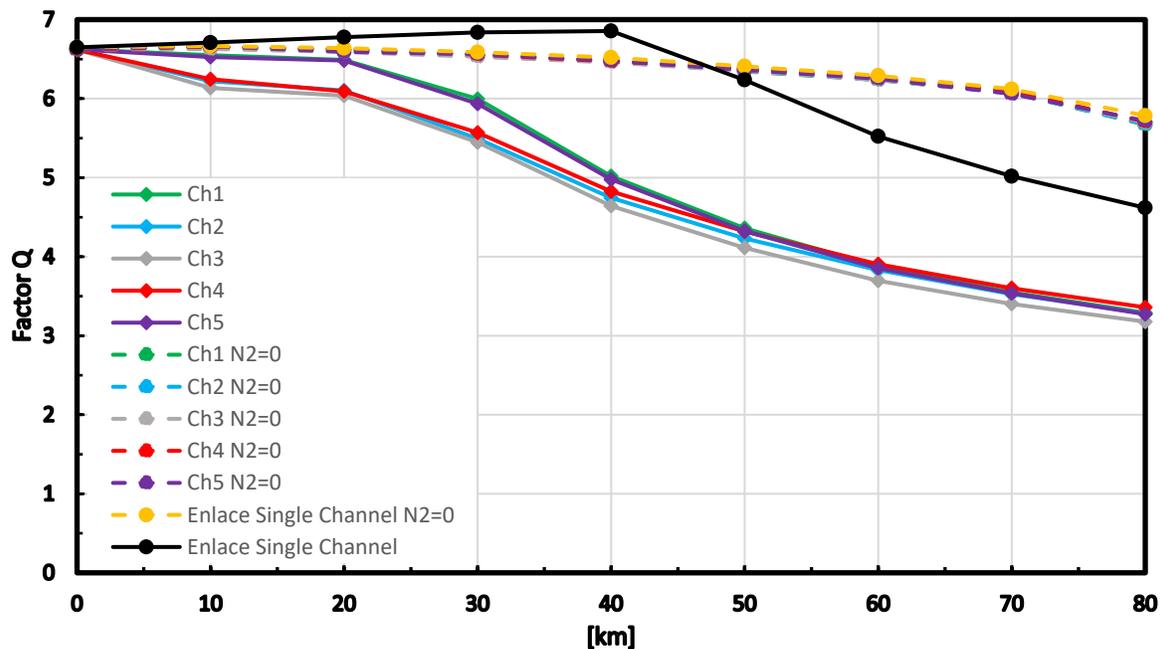


Fig. 5.11 Sistema WDM con $P_{Tx} = 20 [mW]$ mostrando los 5 canales WDM.

Con referencia a la Fig. 5.11 podemos afirmar que nuestros canales laterales (Ch1 y Ch5) sufren una menor afectación debido al efecto del *FWM*, es por ello que pueden llegar a los $30 [km]$, en comparación con los canales centrales (Ch2, Ch3 y Ch4), que solamente pueden llegar cerca de los $20 [km]$, ya que estos están siendo impactados por los canales espurios que genera el efecto *FWM* de los canales Ch1 y Ch5, donde las frecuencias espurias generadas caen dentro de la banda de los

canales centrales. Este es un resultado bien conocido que nuestro sistema reproduce correctamente, validando así nuestra herramienta de cálculo.

Es interesante también mencionar, que tal y como se esperaba, el rendimiento de todos los canales como función de la distancia transmitida (en el caso que las no linealidades estén activadas) es prácticamente el mismo y siguen la tendencia marcada por la curva azul en la Fig. 5.10.

Adicionalmente, la Fig. 5.11 nos muestra que cuando el coeficiente no lineal es nulo y las no linealidades de la fibra se reducen a cero, no existe diferencia en el desempeño de los cinco canales conforme se propagan a lo largo de la fibra óptica. Este es un resultado esperado y confirma que la separación observada en el caso de las líneas sólidas es consecuencia de los efectos no lineales multi-canal, especialmente el mezclado de cuatro ondas (*FWM*).

5.4 Discriminación de los efectos *FWM* y *XPM* en el sistema WDM.

Como se mencionó anteriormente y de acuerdo a los resultados obtenidos en el punto anterior, se procedió a identificar, el efecto no lineal multi-canal que mayor impacto pueda ocasionar a la señalización duobinaria.

Una técnica que nos puede servir, para ver el impacto que tiene el efecto no lineal *FWM* en el rendimiento del sistema WDM, es desplazar el canal central entre 20 y 30 [GHz] hacia la izquierda, esto con el fin de observar una frecuencia espuria con una potencia elevada, la cual estaría ubicada en el posicionamiento que tenía anteriormente el canal central, para afirmar que el fenómeno ocasionado por *FWM* es el que podría estar afectando el rendimiento del sistema WDM, en incluso cuantificarlo con respecto al otro fenómeno no lineal imperante: *XPM*.

La evaluación del rendimiento se realiza considerando el canal central que ha sido desplazado ligeramente, para observar el impacto que tiene el efecto no lineal *FWM*. En las siguientes figuras se emplearon potencias de transmisión de 20 [mW] respectivamente, con el fin de percibir el cambio en el rendimiento del sistema WDM. Estos son los resultados obtenidos con el sistema de canal central desplazado. La principal conclusión que se puede derivar de la observación de la Fig. 5.12 es que el desempeño del sistema es prácticamente el mismo, independientemente del desplazamiento que se le aplique al canal central. Es decir, que el canal de prueba (central) no se ve afectado por el armónico *FWM*, aun cuando el canal central este centrado en 193.1 [THz]. Esto se puede confirmar con la observación de los espectros respectivos.

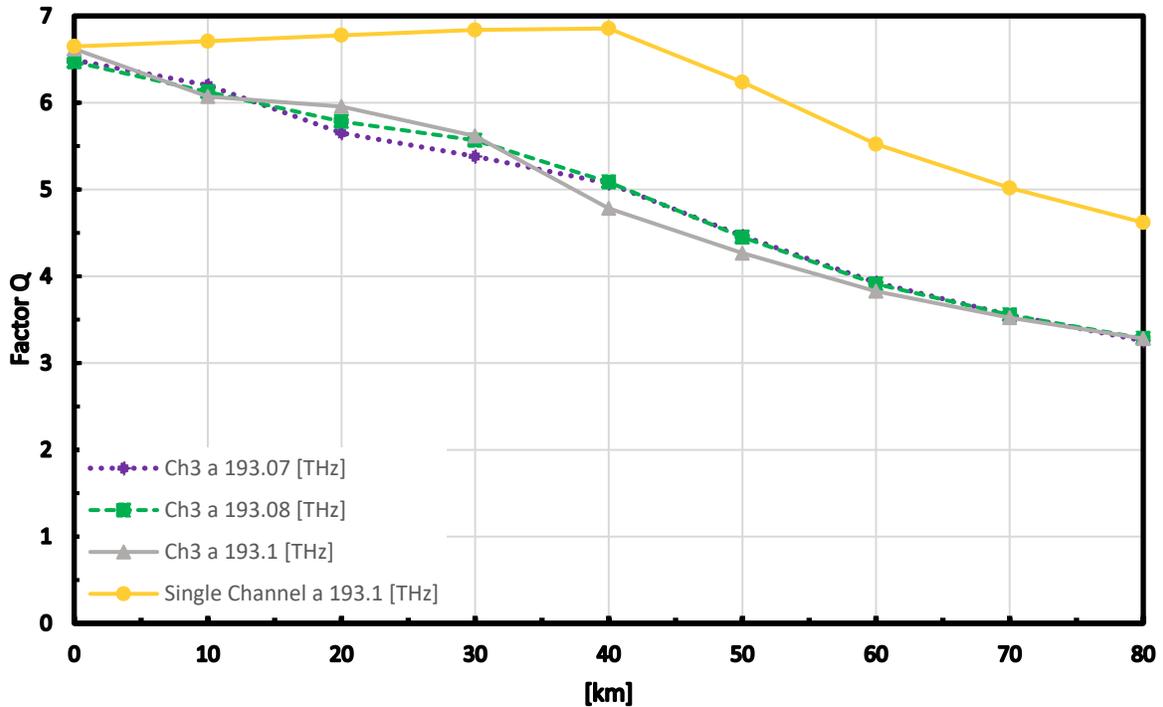


Fig. 5.12 Factor-Q vs Distancia con $P_{Tx} = 20 [mW]$.

En los espectros del enlace WDM de las figuras 5.13 y 5.14, se visualiza la aparición de los armónicos *FWM* en la salida de la fibra óptica. Como se puede observar, las frecuencias portadoras no se ven gravemente afectadas debido a este efecto no lineal, ya que no existe una señal *FWM* con una potencia considerable que puedan llegar a distorsionar la transmisión de la información en el canal central (193.1 [THz]).

El armónico que surge en la frecuencia 193.1 [THz] la cual está ubicada en el espectro óptico como la referencia cero, tiene una amplitud cercana a $-60 [dBm]$, que corresponde a una potencia cercana a $1 [nW]$. Por lo tanto, se puede concluir que el efecto *FWM* no es quien causa la caída del rendimiento en el sistema WDM, ya que la potencia del armónico es de baja potencia.

A continuación, se muestran los espectros ópticos a la salida de la fibra para los dos casos de desplazamiento arriba mencionados.

- Espectro óptico para el sistema desplazado 30 [GHz].

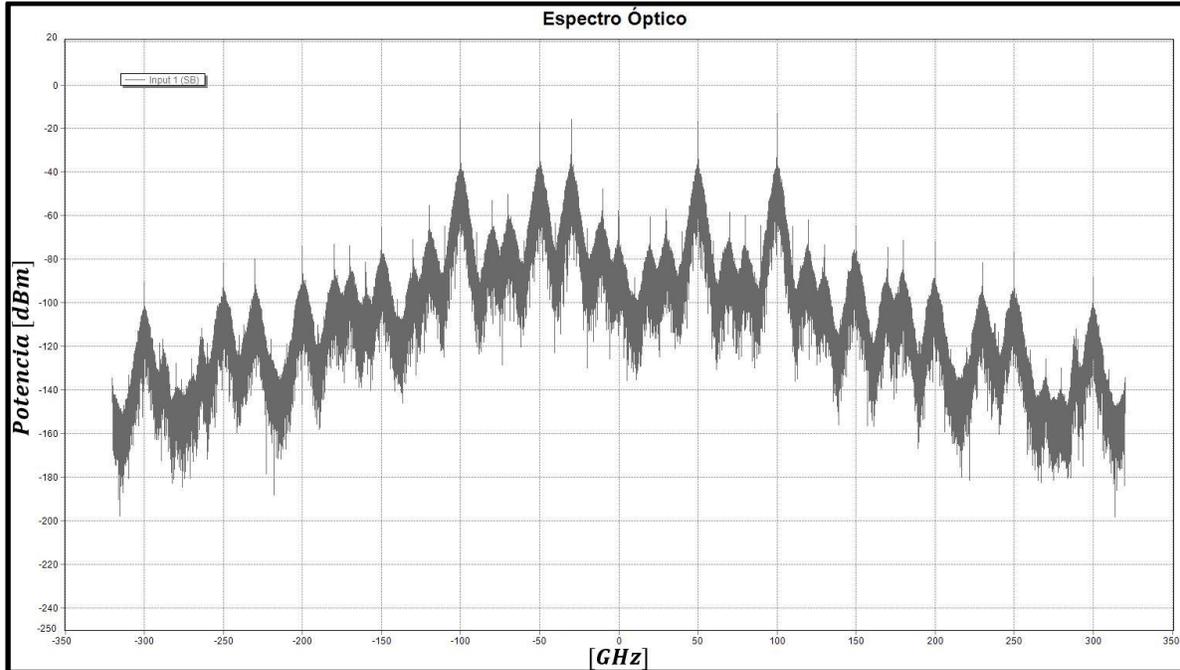


Fig. 5.13 Espectro óptico a la salida con $f_c = 193.07$ [THz] con una $P_{Tx} = 20$ [mW].

- Espectro óptico para el sistema desplazado 20 [GHz].

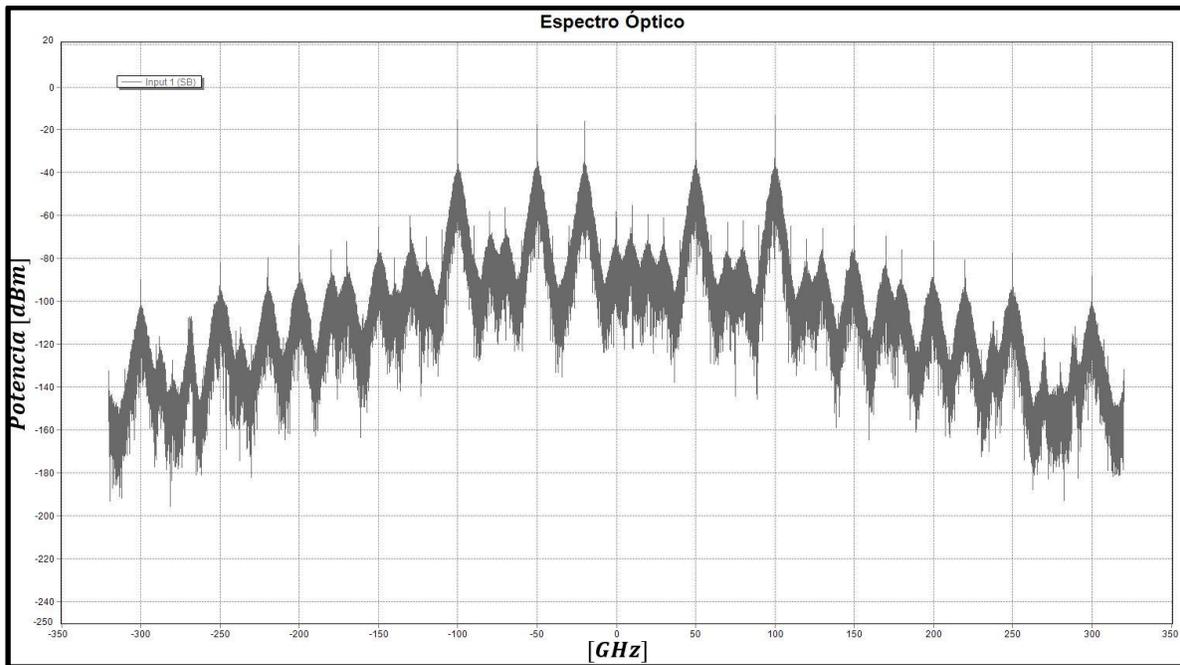


Fig. 5.14 Espectro óptico a la salida con $f_c = 193.08$ [THz] con una $P_{Tx} = 20$ [mW].

El comportamiento observado en la Fig. 5.12 se puede confirmar con los espectros de la Fig. 5.13 y la Fig. 5.14, es decir que el efecto no lineal *FWM*, no es el principal agente degradante que causa un impacto dominante en el rendimiento del sistema WDM.

Como conclusión podemos afirmar que el *XPM* es quien afecta el rendimiento del sistema WDM, esto se puede comprobar con los diagramas de ojo de la Fig. 5.15 y la Fig. 5.16, ya que estos continúan teniendo la misma forma distorsionada, solo que un ligero desplazamiento para cada ojo, esto es ocasionado por la frecuencia portadora del canal central.

- Diagrama de ojo del canal 3 para el sistema desplazado a 30 [GHz] a la salida del fotodetector.

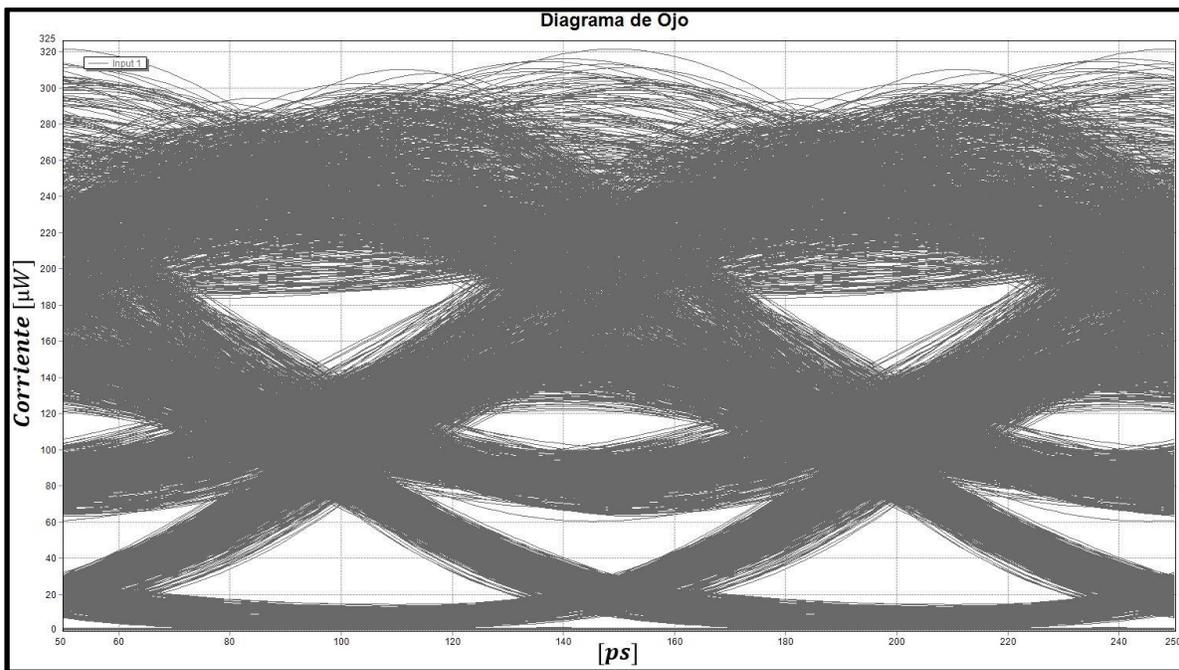


Fig. 5.15 Diagrama de ojo duobinario operando a 10 [Gbps] a una distancia de 80 [km].

- Diagrama de ojo del canal 3 para el sistema desplazado a 20 [GHz] a la salida del fotodetector.

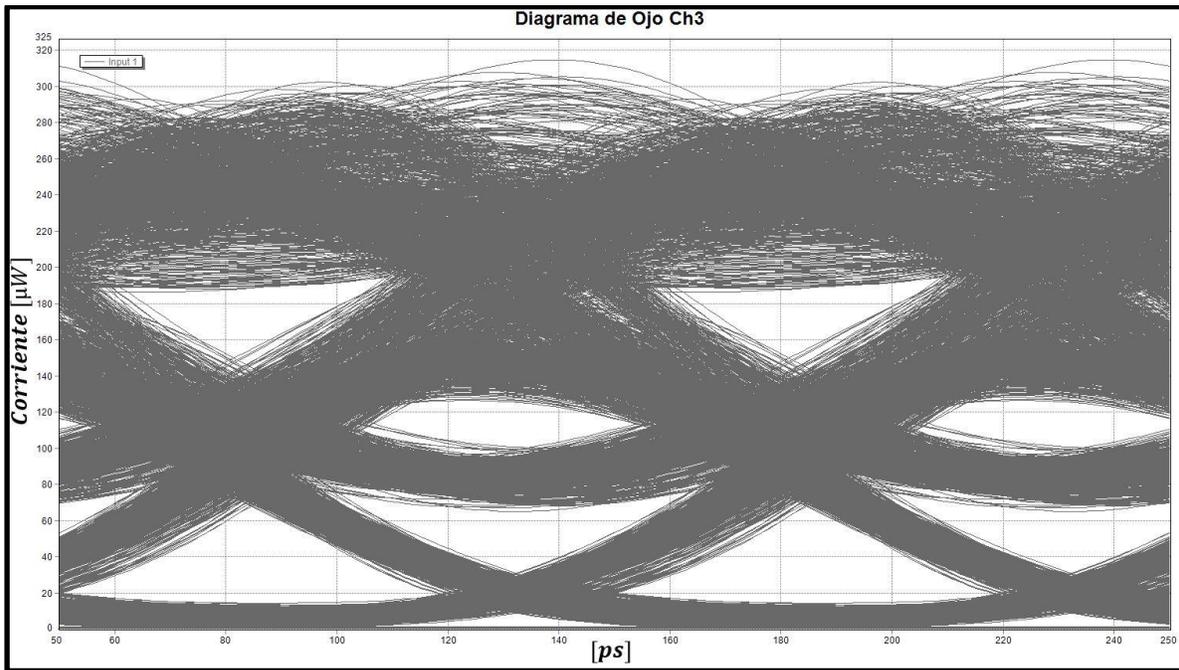


Fig. 5.16 Diagrama de ojo duobinario operando a 10 [Gbps] a una distancia de 80 [km].

Una forma de validar los resultados anteriores, es evaluar nuevamente el sistema WDM con una potencia de transmisión a 10 [mW] por canal, la cual es menor.

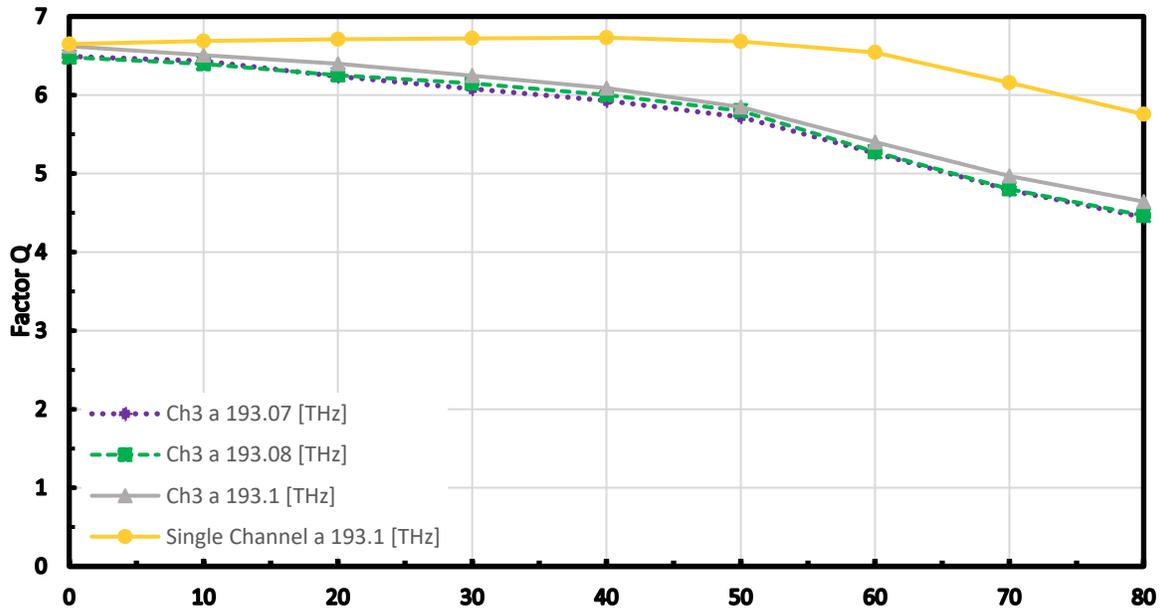


Fig. 5.17 Factor-Q vs Distancia con $P_{Tx} = 10$ [mW]

Se puede visualizar en la Figura 5.17 que el rendimiento del sistema mejora con una menor potencia y el comportamiento de las frecuencias portadoras tienden a ser similares aun cuando estas se encuentran desplazadas.

De igual manera con esta potencia de transmisión se visualiza el efecto no lineal *FWM* (ver Fig. 5.18 y Fig. 5.19) a la salida de la fibra, pero como es de esperarse este efecto no cobra una penalidad fuerte al sistema, ya que su frecuencia espuria alcanza una amplitud de $.25 [nW]$.

Podemos afirmar que el efecto no lineal *XPM* es quien afecta el rendimiento del sistema WDM, esto se puede comprobar con los diagramas de ojo de la Fig. 5.20 y la Fig. 5.21, ya que estos continúan teniendo la misma forma distorsionada, solo que un ligero desplazamiento para cada ojo, esto es ocasionado por la frecuencia portadora del canal central.

Por lo tanto, el efecto *FWM* generado en el enlace WDM, no causa pérdidas drásticas en el rendimiento del sistema WDM, para un sistema que emplea modulación duobinaria. Por otra parte, también podemos mencionar, que a medida que aumentamos la potencia de transmisión, aumenta la amplitud del armónico generado por *FWM*.

- Espectro óptico para el sistema desplazado 30 [GHz].

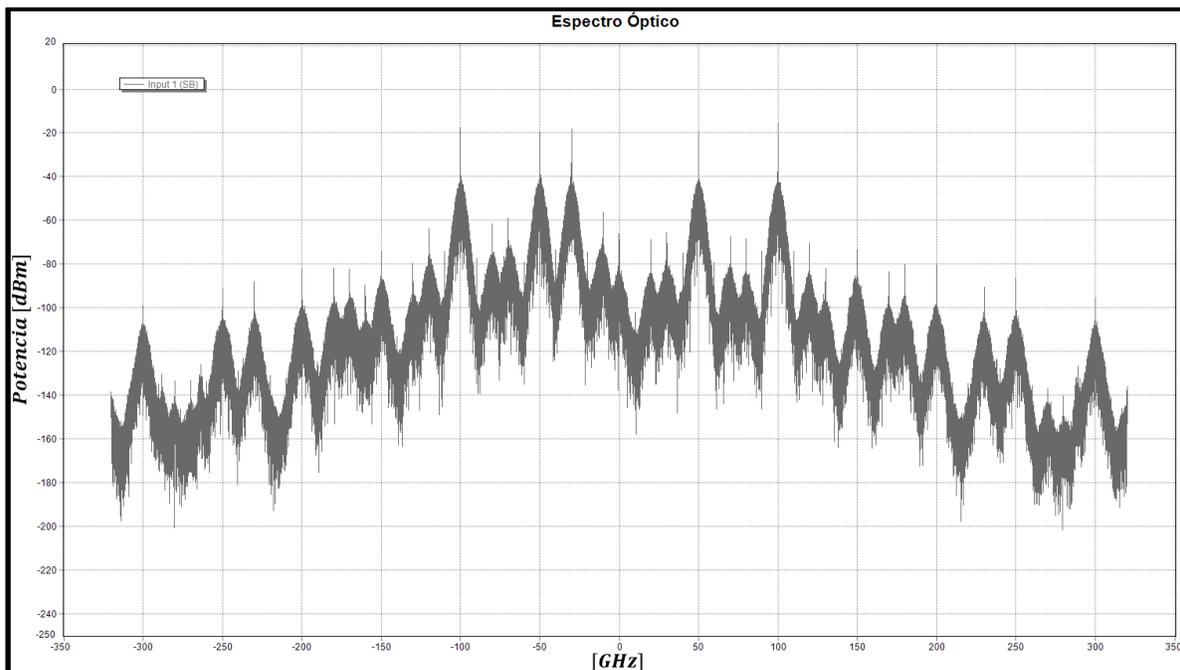


Fig. 5.18 Espectro óptico a la salida con $f_c = 193.07 [THz]$ con una $P_{Tx} = 10 [mW]$.

- Espectro óptico para el sistema desplazado 20 [GHz].

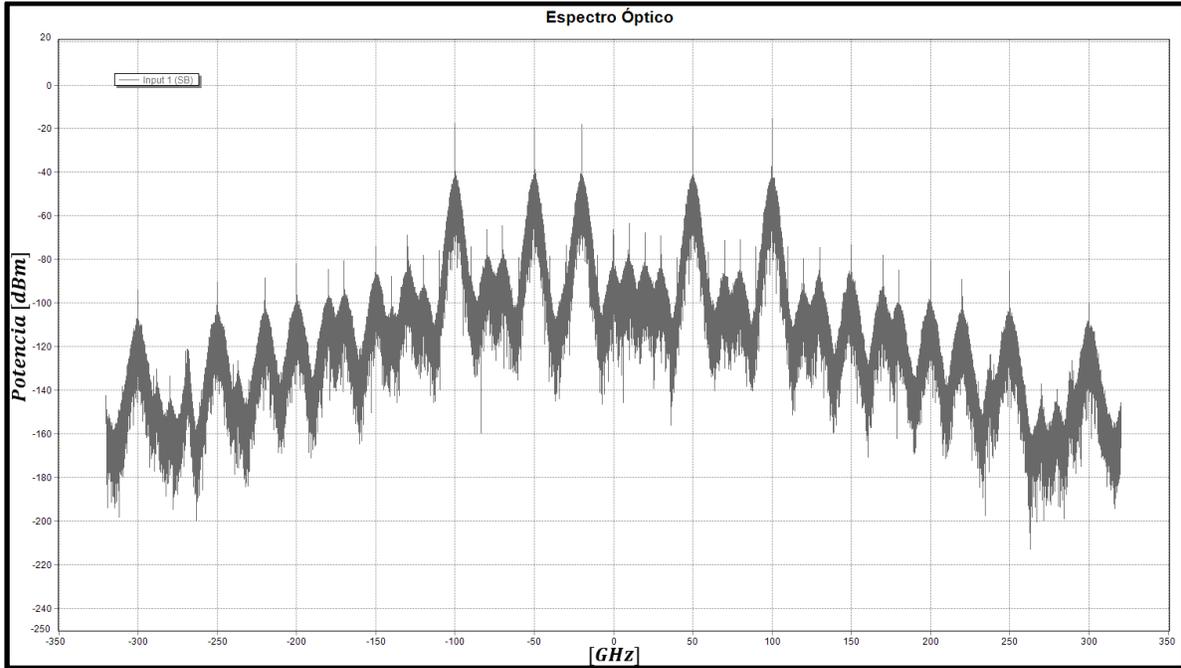


Fig. 5.19 Espectro óptico a la salida con $f_c = 193.08$ [THz] con una $P_{Tx} = 10$ [mW]

- Diagrama de ojo del canal 3 (Sistema desplazado a 30 [GHz]) a la salida del fotodetector.

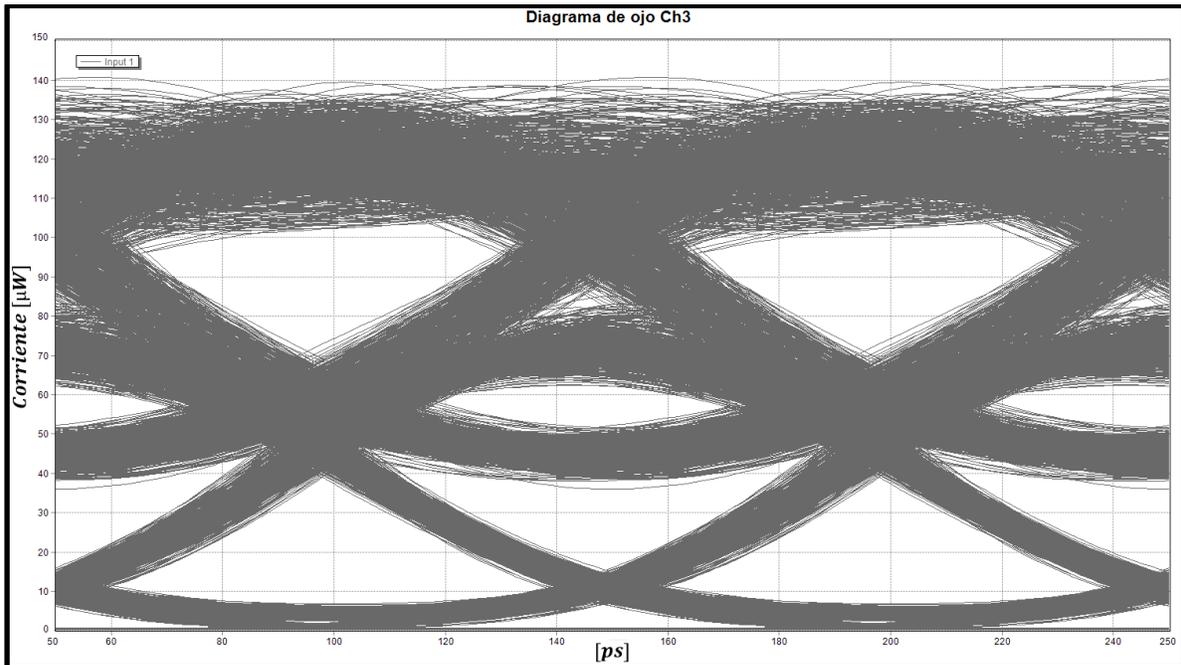


Fig. 5.20 Diagrama de ojo duobinario operando a 10 [Gbps] a una distancia de 80 [km].

- Diagrama de ojo del canal 3 (Sistema desplazado a 20 [GHz]) a la salida del fotodetector.

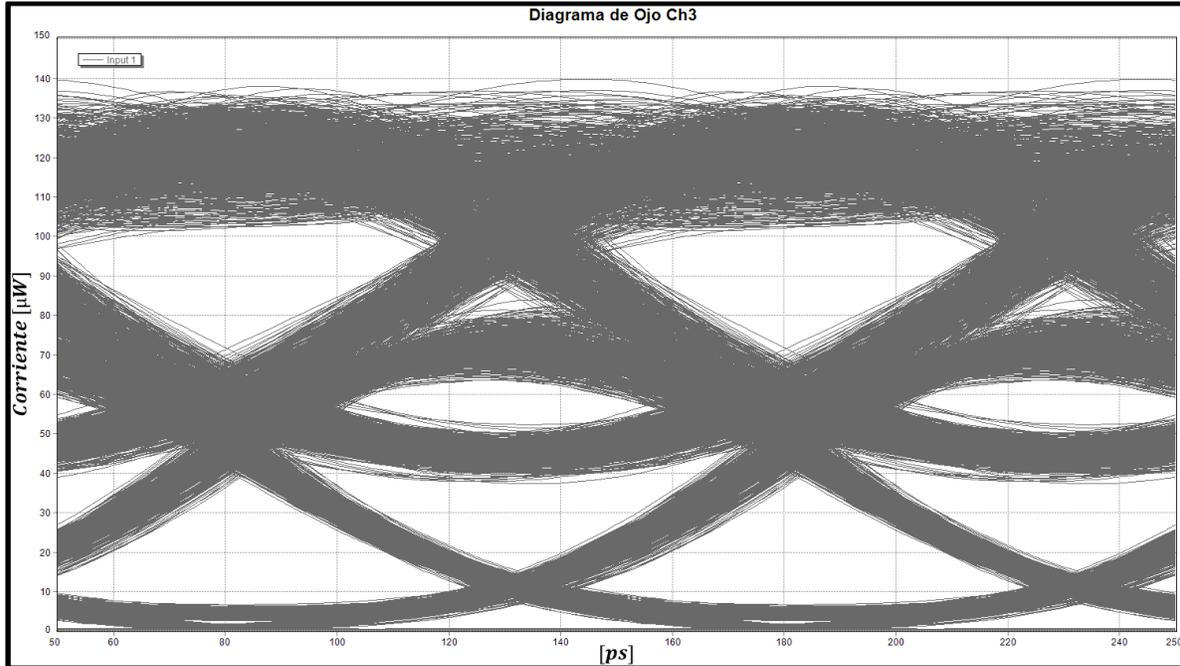


Fig. 5.21 Diagrama de ojo duobinario operando a 10 [Gbps] a una distancia de 80 [km].

La degradación del enlace WDM para la señalización duobinaria se debe a la aparición del efecto no lineal *XPM*, ocasionado por la interacción de los cinco canales al propagarse al mismo tiempo por la fibra, introduciendo pérdidas en el rendimiento del sistema WDM. Las perturbaciones de *XPM* son causadas por la interacción de pulsos ópticos que se propagan en los canales vecinos. Estas interacciones provocan cambios bruscos de frecuencia en los pulsos. El impacto de *XPM* se vuelve evidente con la interacción de la dispersión con el *chirp*, lo cual produce una conversión de PM a AM, dando como resultado diferentes tiempos de llegada de los pulsos en el lado receptor.

Cuanto más domine el impacto de *XPM* disminuye el rendimiento de la transmisión, la dependencia del Factor-Q en la longitud se vuelve más visible. Para una transmisión con 20 [mW] por canal, hay una reducción considerable del Factor-Q para cada canal.

5.5 Modulación NRZ frente a la señalización duobinaria.

El formato de modulación NRZ es el más dominante en los sistemas de comunicaciones ópticos, debido a su configuración simple en el transmisor y receptor. Otra ventaja de este formato de modulación es que requiere un ancho de banda menor en comparación con el formato RZ y por

consecuencia su espectro es más pequeño sin embargo es más amplio que el del formato duobinario, por lo que en principio resulta más afectado por la dispersión cromática de la fibra.

Se buscó realizar la modulación NRZ bajo los mismos criterios empleados en el sistema duobinario para poder realizar una comparación fidedigna, mostrando cuales son las ventajas y desventajas de la codificación duobinaria frente a NRZ.

La Fig. 5.22 ilustra el proceso de codificación y decodificación en un sistema binario NRZ. La tasa de transmisión es a 10 [Gbps]. La señal PRBS se codificó en formato NRZ. Posteriormente el amplificador de RF debe proporcionar una oscilación de voltaje a su salida de $V_{pp} \sim V_{\pi}/2$, típicamente en el intervalo de 2.5 [v] para que el MZM pueda operar en modo push-pull. El MZM también es alimentado ópticamente con una señal óptica continua, derivada de un láser.

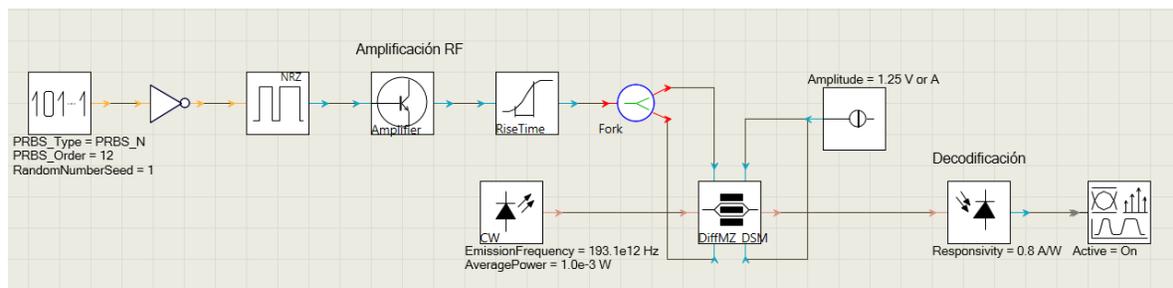


Fig. 5.22 Diagrama esquemático de un sistema óptico NRZ.

Posteriormente, se tomó el rendimiento del sistema NRZ agregando fibra óptica en el enlace, validando que el formato de modulación NRZ muestra un bajo desempeño como se muestra en el capítulo 4, en la Fig. 4.1. Para la implementación de un sistema mono-canal óptico es necesario obtener el mejor rendimiento del enlace, es por ello que al igual que en la codificación duobinaria, en la señalización NRZ se buscó un filtro óptico óptimo para mejorar el rendimiento de la codificación NRZ al propagarse en el medio de transmisión. Por lo tanto, al agregar un filtrado óptico mejora el rendimiento del enlace mono-canal.

5.5.1 Optimización del filtro óptico para NRZ.

Para poder determinar el filtro óptico óptimo del enlace mono-canal, se determinó que la distancia máxima es de 80 [km]. Comprobamos que el filtro óptico en la simulación es importante para el desempeño del sistema binario, ya que ayuda a disminuir el BER y aumentar el Factor-Q.

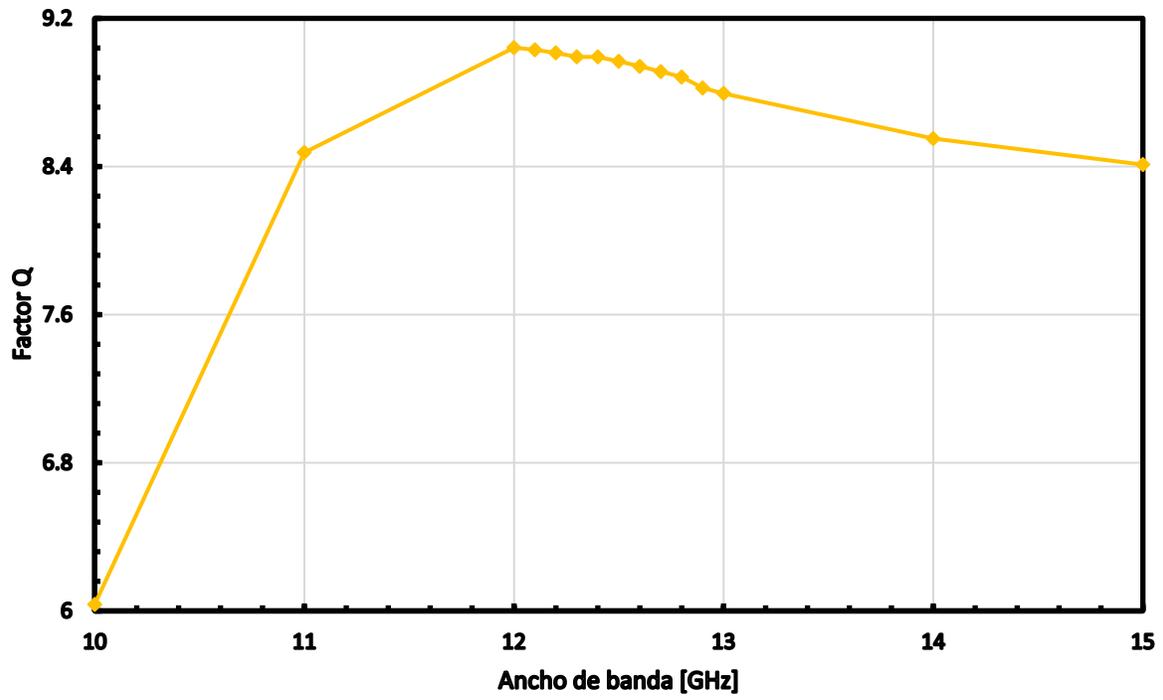


Fig. 5.23 Ancho de banda del filtro óptico vs Factor Q a una distancia de 40 [km].

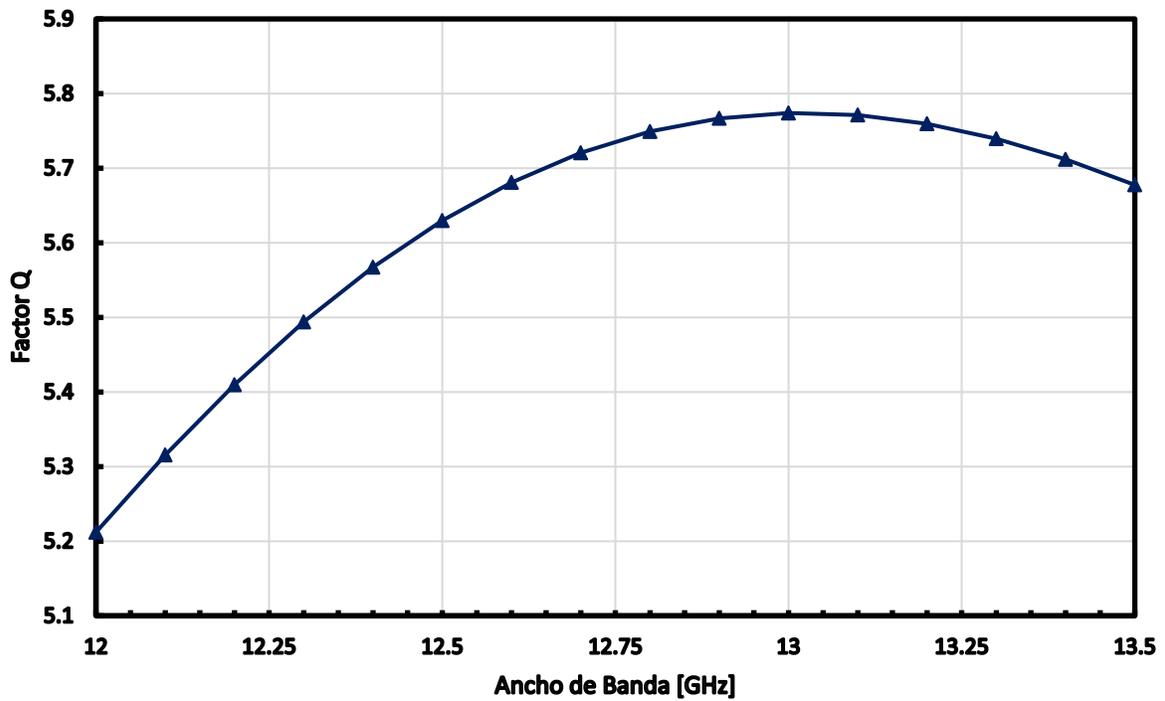


Fig. 5.24 Ancho de banda del filtro óptico vs Factor Q a una distancia de 80 [km].

De acuerdo a lo mostrado en la Fig. 5.23 y en la Fig. 5.24, se muestra el desempeño del sistema como función del ancho de banda del filtro óptico para dos longitudes de la fibra óptica, el ancho de banda óptimo del filtro óptico resulto ser de 12 [GHz] para una distancia a 40 [km], mientras que el ancho de banda óptimo del filtro óptico resulto ser de 13 [GHz] para una distancia de 80 [km], por lo cual podemos afirmar que este formato de modulación requiere un filtro más amplio en comparación con los filtros óptimos duobinarios. A manera de resumen se presenta la Tabla 5.2.

Tabla 5.2 Ancho de banda óptimo para diferentes distancias.

Filtro óptico	Ancho de banda óptimo	Distancia
Tx y Rx	$BW = 12 [GHz]$	$L = 40 [km]$
	$BW = 13 [GHz]$	$L = 80 [km]$

5.5.2 Enlace mono-canal NRZ frente a un enlace mono-canal duobinario.

El rendimiento del enlace mono-canal NRZ mejora de manera significativa al agregarse un par de filtros ópticos y que estos sean los óptimos, ya que aumenta su Factor-Q.

La Figura 5.25 muestra el desempeño como función de la distancia de un sistema NRZ mono-canal y un enlace duobinario mono-canal. En ambos casos se toma un índice de refracción no lineal nulo en la fibra. En el caso de NRZ (curva roja) podemos afirmar que este formato de modulación genera cierto *chirp* a la salida del modulador Mach-Zehnder, por lo cual al combinarse con la dispersión en la fibra, genera una compresión en los pulsos hasta una cierta distancia (50 [km]) y después de esta distancia los pulsos se ensanchan de una manera drástica, ocasionando una caída en el rendimiento del sistema a 80 [km].

En la Fig. 5.25 percibimos que el enlace duobinario (línea verde) no se ve afectado por la dispersión, ya que su desempeño se mantiene prácticamente constante en el enlace mono-canal. Hay que recordar que en estas simulaciones comparativas, estos comportamientos se deben a que la fibra óptica no tiene activo el índice de refracción no lineal ($n_2 = 0$).

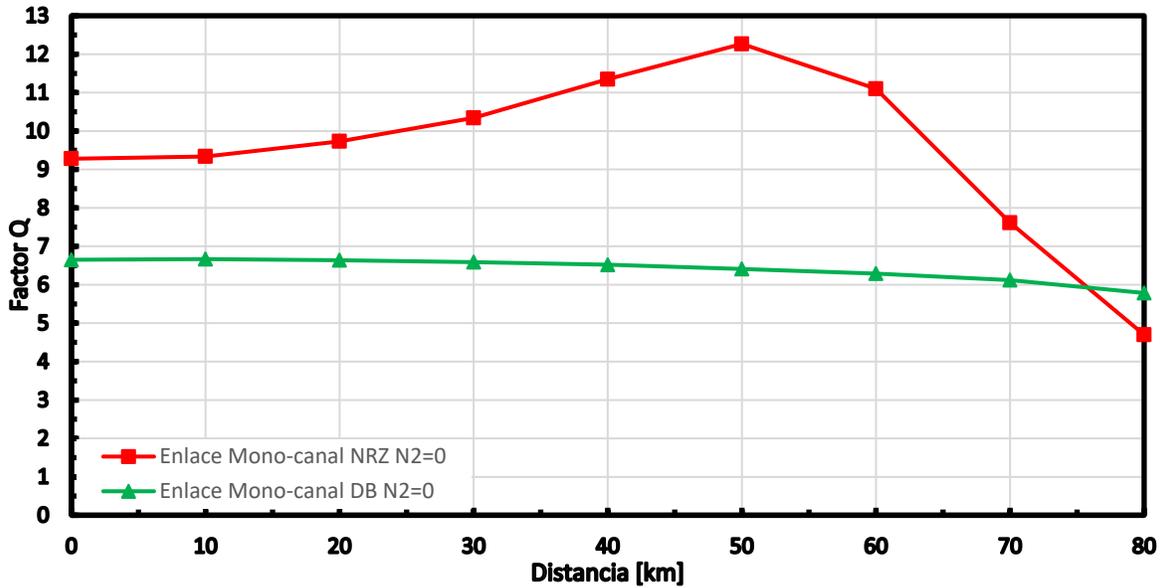


Fig. 5.25 Comparación entre un enlace mono-canal NRZ y un enlace mono-canal duobinario con el índice de refracción no lineal nulo ($n_2 = 0$).

En cambio, cuando cambiamos el índice de refracción no lineal a $2.6 \times 10^{-20} \left[\frac{m^2}{W} \right]$ en la fibra, ambos formatos de modulación presentan cierta degradación en el rendimiento del sistema, ya que la potencia de transmisión, en este caso 20 [mW] en el transmisor, impacta el desempeño de ambos sistemas (ver Fig. 5.26).

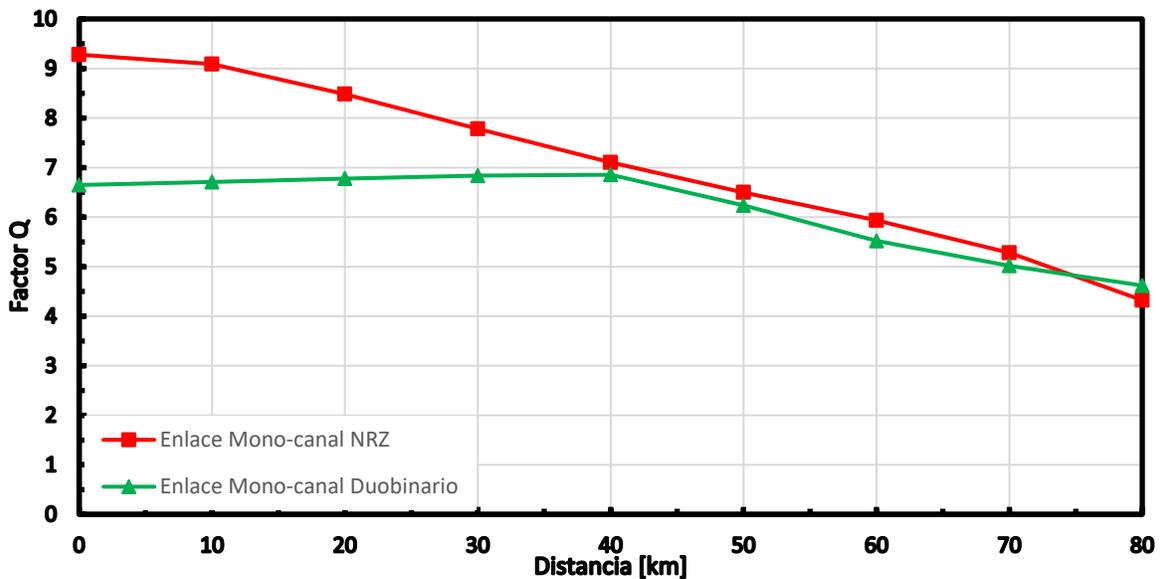


Fig. 5.26 Enlace mono-canal con señalización NRZ vs enlace mono-canal con señalización DB a una $P_{Tx} = 20 \text{ [mW]}$.

En la Figura 5.26, se presenta el comportamiento de la señalización NRZ frente a duobinario con potencia de transmisión a 20 [mW], en donde se puede visualizar la relación que tiene índice de refracción no lineal con la intensidad de la señal, lo cual genera la aparición del efecto no lineal *SPM* para ambos formatos de modulación. Por lo tanto cuando hay altas potencias de transmisión, en este caso 20 [mW], se visualiza una caída abrupta de 40 a 80 [km] en la señalización duobinaria (línea verde) y para NRZ tiene una fuerte caída desde el comienzo de la propagación (línea roja). Esta caída surge debido al efecto no lineal *SPM*.

El factor de calidad en la configuración NRZ es mejor que duobinario en un enlace mono-canal para prácticamente todas las distancias del enlace estudiadas. La señalización NRZ dio un factor de calidad superior comparado con duobinario, concluyendo que el formato de codificación NRZ tiene un mejor Factor-Q hasta 75 [km] aproximadamente, ya que después es superado por la codificación duobinaria para mayores distancias de transmisión.

Los resultados dan una imagen clara de que la configuración de NRZ toma ventaja frente a duobinario cuando ambos tipos de codificación se encuentran en la configuración de un enlace mono-canal. Se concluye que la configuración NRZ proporciona una calidad de comunicación muy consistente hasta los 60 [km] en comparación que duobinario solo alcanzo cerca de los 50 [km], con una potencia de transmisión de 20 [mW].

Si bien demostramos que la modulación duobinaria se beneficia del filtrado óptico estrecho en comparación con NRZ, este beneficio no fue lo suficiente para elevar el rendimiento de la señalización duobinaria por encima de NRZ en un enlace mono-canal con altas potencias de transmisión de 20 [mW].

5.5.3 Sistema WDM NRZ frente a un sistema WDM duobinario.

A continuación se presentan los resultados numéricos de un sistema WDM operando con una tasa de transmisión a 10 [Gbps] con señalización NRZ, con espaciamento entre canales a 50 [GHz] y potencia de transmisión a 20 [mW] por canal. Los cinco canales se filtran en el transmisor utilizando filtros ópticos y multiplexado para la transmisión en un solo acoplamiento de la fibra hasta 80 [km] para ser recibida por el fotodiodo PIN con una responsividad de 0.8 [A/w]. Al final del sistema WDM, se analiza el rendimiento del sistema, obteniendo el Factor-Q. El sistema multi-canal mencionado se simuló en el software VPIphotonics. Los resultados se presentan en la Figura 5.27 para NRZ.

La Fig. 5.28 y la Fig. 5.29 muestran el comportamiento de los sistemas WDM para ambos formatos de modulación, al descartar e incorporar el índice de refracción no lineal de la fibra óptica, respectivamente.

Un punto importante que buscamos observar es distinguir el impacto que tiene el rendimiento del sistema WDM al entrar en interacción con los efectos no lineales. Pero para poder realizar esta comparación debemos tener una referencia en el enlace WDM, es decir debemos analizar el rendimiento del sistema WDM cuando no se tiene activo el índice de refracción no lineal ($N_2 = 0$) en la fibra óptica.

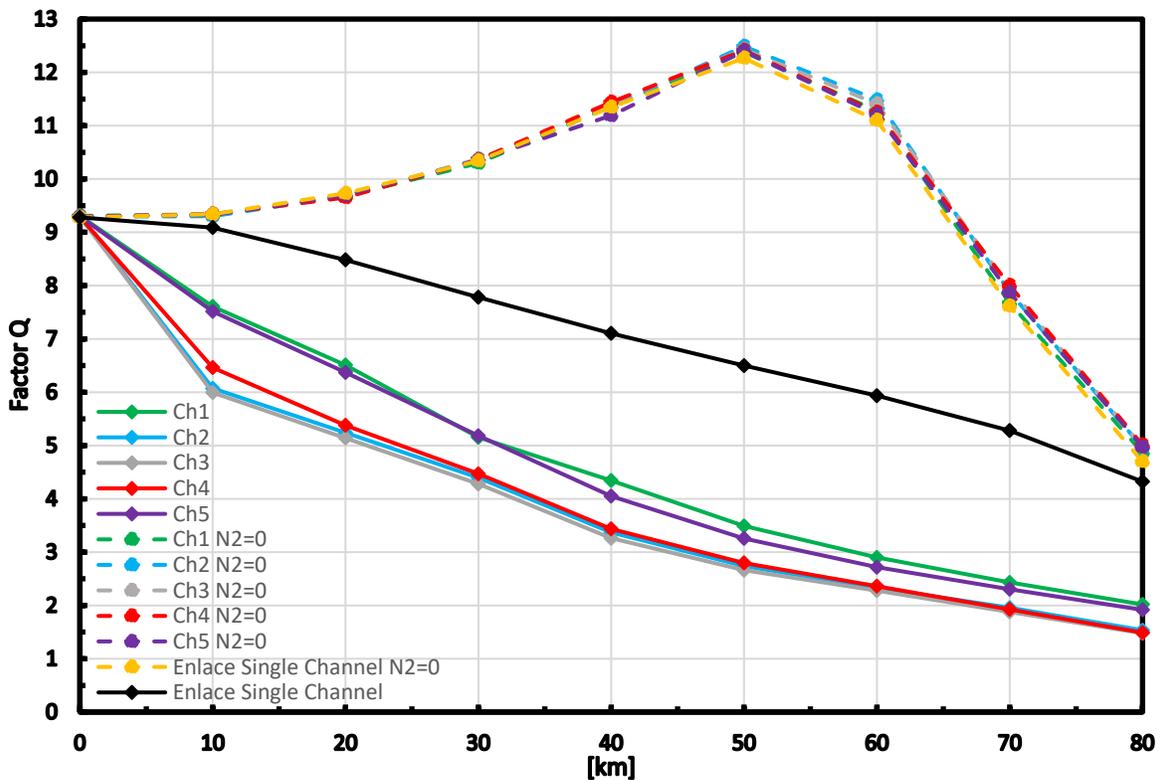


Fig. 5.27 Enlace mono-canal y multi-canal con $P_{Tx} = 20 [mW]$ con señalización NRZ.

En la Figura 5.27, para el caso en que $n_2 = 0$, podemos distinguir una pequeña separación entre líneas punteadas que puede interpretarse como un pequeño *cross-talk lineal* causado por el espaciamiento (50 [GHz]) entre las diferentes frecuencias portadoras. Este efecto es ocasionado por el amplio espectro óptico que tiene la señalización NRZ, y como consecuencia el espaciamiento entre canales, no es suficiente para evitar la diafonía causada por los canales vecinos. En cambio cuando cambiamos el índice de refracción no lineal a $2.6 \times 10^{-20} \left[\frac{m^2}{W} \right]$ podemos percibir una fuerte

caída en el rendimiento de NRZ para el sistema, tanto del enlace mono-canal como en el sistema WDM, con potencias altas de transmisión. La propagación del sistema WDM con potencia elevada por canal indica ciertas desventajas, entre ellas un menor alcance de transmisión.

Al igual que la modulación duobinaria, en la señalización NRZ podemos ver la aparición del efecto *SPM* en un enlace mono-canal a $20 [mW]$, ya que el rendimiento del enlace mono-canal tiene una caída prolongada, sin embargo con un sistema WDM hay una caída aún mayor en el rendimiento del sistema WDM producido por la no linealidad inter-canal. Esto se puede apreciar al observar que después de los $10 [km]$ el rendimiento del sistema ya está por debajo del Factor-Q mínimo requerido para enlaces de comunicaciones óptico (ver Figura 5.26). Esta caída en el rendimiento del sistema es ocasionada por los efectos no lineales de la fibra como *FWM* y *XPM*.

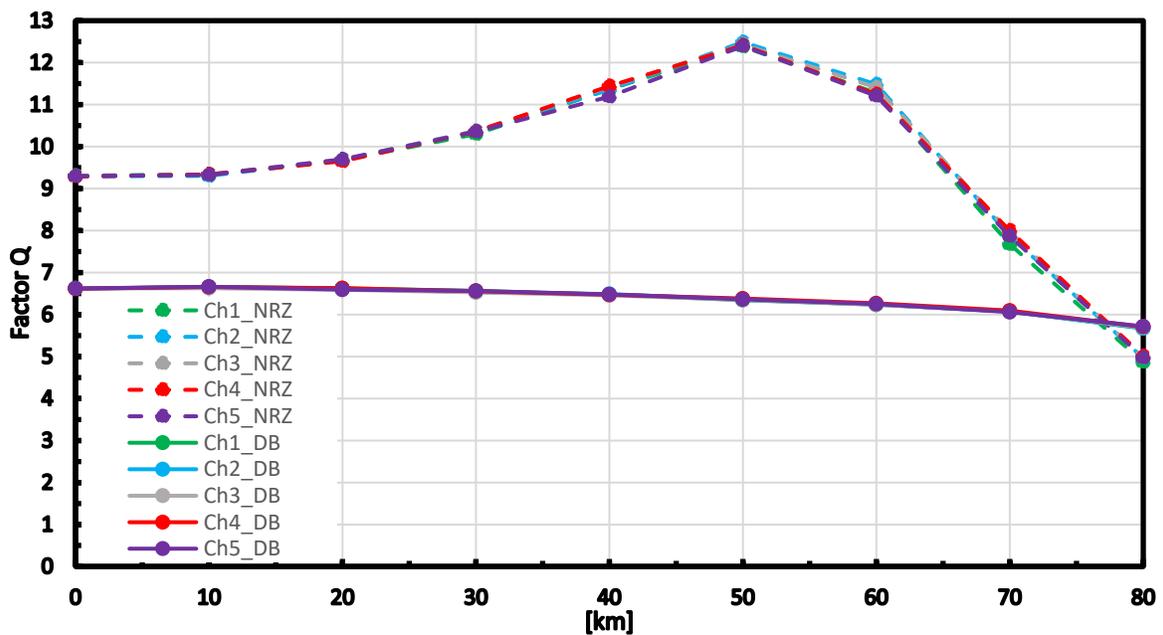


Fig. 5.28 Sistema WDM NRZ vs enlace WDM DB con $P_{Tx} = 20 [mW]$ mostrando los 5 canales y $n_2 = 0$.

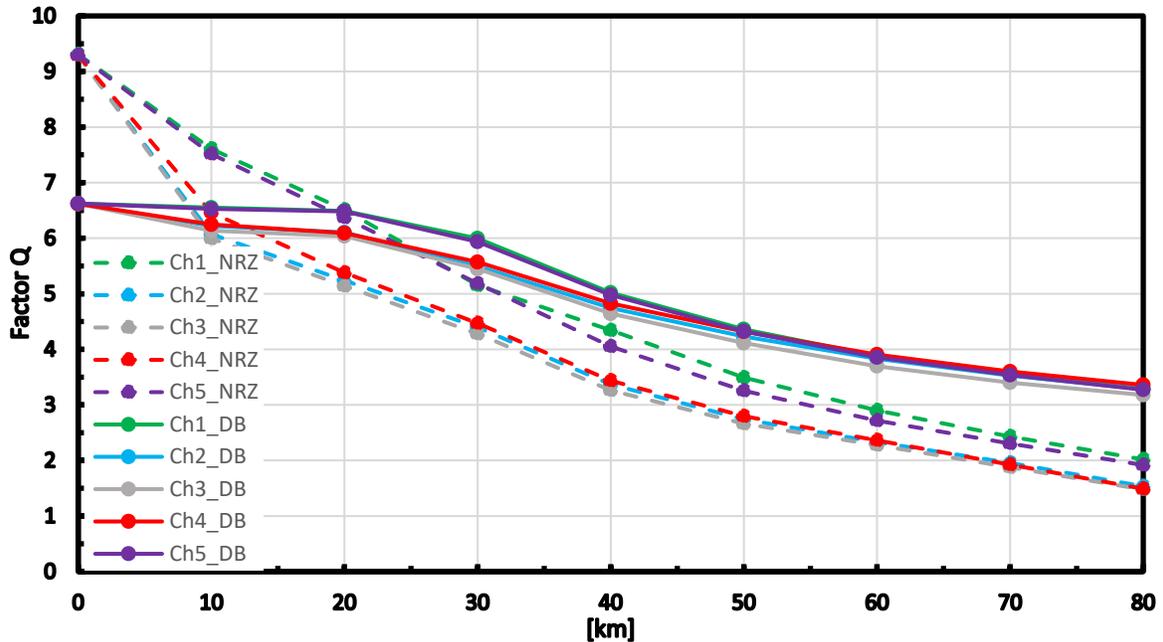


Fig. 5.29 Sistema WDM NRZ vs enlace WDM DB con $P_{Tx} = 20 [mW]$ mostrando los 5 canales con

$$n_2 = 2.6 \times 10^{-20} \left[\frac{m^2}{W} \right].$$

Con referencia a la Figura 5.29 podemos afirmar que el efecto no lineal *FWM* se puede percibir a lo largo de todo el enlace WDM (observar las curvas punteadas verde y morada) para la modulación NRZ, ya que los canales laterales (Ch1 y Ch5) sufren una menor afectación, en comparación con los canales centrales (Ch2, Ch3 y Ch4), que tienen un menor rendimiento debido a que las frecuencias espurias generadas caen dentro de la banda de los canales centrales.

La propagación de WDM con potencia elevada por canal indica, tanto para NRZ como para la modulación duobinaria ciertas desventajas.

La Fig. 5.29 nos permite comparar el desempeño de un sistema multi-canal cuando se utiliza el formato de modulación NRZ y duobinario. En la gráfica se observa que en general el desempeño del sistema duobinario es mejor en todos los canales analizados para distancias superiores a los 20 [km], mientras que, para distancias menores, el formato NRZ tiene un mejor desempeño. También es posible observar una mayor separación entre las curvas de desempeño que corresponden a los cinco canales en el sistema NRZ, en comparación con el sistema duobinario. Esto se interpreta como el efecto de *FWM* es más pronunciado en NRZ que en duobinario, dando por resultado un *cross-talk no lineal* más pronunciado.

De acuerdo a lo ya mencionado para este formato de modulación el *cross-talk lineal* es también más notable, por lo que se puede afirmar que, aunque ambos formatos de modulación resultan afectados por las no linealidades multi-canal cuando se utilizan altas potencias de transmisión, es el formato NRZ el que más impactado se ve por las mismas. El formato duobinario, no solamente es más tolerante a la dispersión y *cross-talk lineal*, sino que de acuerdo a las simulaciones presentadas en esta tesis es también más tolerante al *cross-talk no lineal*.

Existen dos parámetros importantes que se deben considerar a partir de los resultados obtenidos en el simulador. Para mejorar el Factor-Q sólo se logra si se disminuye la potencia de transmisión, por lo tanto, transmitir con más potencia da como resultado un fuerte impacto no lineal. Por otro lado, también se puede considerar aumentar el espaciamiento entre canales, para que las señales que se encuentran separadas por estrechas frecuencias como en la simulación realizada, no incidan entre sí al transportarse a través de la fibra óptica.

Recapitulando, con base en nuestros resultados obtenidos en la Fig. 5.29 podemos afirmar que el formato de modulación duobinario tiene mayor tolerancia ante la dispersión y los efectos no lineales, para sistemas de comunicación a altas tasas de transmisión, comparado con la señalización tradicional NRZ. Al igual que NRZ, la modulación duobinaria se ve fuertemente afectada por las no linealidades de la fibra, ya que limitan la distancia máxima de transmisión. Entonces la señalización duobinaria podría ser una opción para ser utilizada en redes de área metropolitana (MAN). El rendimiento de cada sistema WDM con diferentes potencias de transmisión es variable para diferentes formatos de modulación. Como se aprecia en la Fig. 5.28, un sistema duobinario optimizado logra un mejor rendimiento en comparación con NRZ.

En este trabajo de tesis, hemos realizado un análisis exhaustivo de dos diferentes técnicas de modulación para enlaces ópticos WDM. También examinamos el rendimiento de diferentes configuraciones para 1 y 5 canales, con una tasa de transmisión a 10 [Gbps] y con potencia de transmisión a 20 [mW]. La evaluación se hace usando parámetros como el Factor-Q, BER, diagrama de ojo y espectros ópticos que ayuda a estimar los efectos no lineales para la transmisión a larga distancia.

Capítulo 6. Conclusiones Generales.

Las conclusiones que se obtienen a partir de este trabajo son las siguientes:

- Se observó que la modulación duobinaria es un esquema de modulación mucho más resistente comparado con la modulación NRZ en presencia de la dispersión cromática. Esto es ocasionado debido al espectro óptico que es más estrecho, lo que ocasiona una mayor tolerancia de la dispersión.
- Se observó que existe una mejora en el rendimiento del sistema cuando se utiliza un par de filtros ópticos que corresponderían a él multiplexor y demultiplexor y estos son óptimos, ya que aumenta de manera considerable su Factor-Q. Este par de filtros ópticos debe tener las mismas características, es decir deben ser iguales. En el caso estudiado estas deben ser las características:
 - Filtro óptico: Paso-banda
 - Forma: Gaussiano de 3° orden

Formato de Modulación	Ancho de banda	Longitud del enlace
Duobinario	10.6 [GHz]	40 [km]
	11.8 [GHz]	80 [km]
NRZ	12 [GHz]	40 [km]
	13 [GHz]	80 [km]

- El filtrado óptico para el formato duobinario debe ser un poco más estrecho (11.8 [GHz]) en comparación con NRZ (13 [GHz]), para que pueda mantener la forma de su espectro. Por lo que existe un valor óptimo del filtro óptico para cada distancia del enlace.
- Se observa un ligero *cross-talk* lineal en el sistema WDM NRZ con un espaciamiento intercanal de 50 [GHz] en comparación con el sistema WDM duobinario, generado por el amplio espectro de NRZ. Por tanto, si disminuye el espaciamiento entre canales se observará un mayor *cross-talk lineal*.

- Para un solo canal, el efecto no lineal *SPM* impacta mayormente al formato de modulación duobinario que la señalización NRZ. Se concluye que la configuración mono-canal NRZ proporciona una calidad de comunicación muy consistente hasta los 60 [km] en comparación que el enlace mono-canal duobinario que solo alcanzó cerca de los 50 [km], con una potencia de transmisión a 20 [mW].
- Los sistemas WDM de ambos formatos de modulación disminuyen su rendimiento cuando interactúan con el índice de refracción no lineal ($n_2 = 2.6 \times 10^{-20} \left[\frac{m^2}{W} \right]$) de la fibra. Por lo tanto, las no linealidades afectan tanto el rendimiento de NRZ como duobinario.
- En general, los efectos no lineales que se dan en un sistema multi-canal afectan más al formato de modulación tradicional NRZ que al duobinario. Esto medido en términos del desempeño del sistema. Asimismo, las simulaciones evidenciaron que en un sistema multi-canal, es XPM el efecto no lineal que más impacto tiene el desempeño del sistema en comparación con FWM, cuya influencia es más bien modesta. Esto se observó tanto en NRZ como en duobinario. Sin embargo, el efecto no lineal FWM afecta más a NRZ que a duobinario, ya que en el primer caso se mantiene constante desde el inicio de la propagación de la señal hasta su etapa de recepción. En cambio *FWM* solo impacta a duobinario durante los primeros 30 [km].
- Tal y como se esperaba e independiente del formato de modulación, los canales centrales se ven mayormente afectados por FWM que los canales laterales.
- Básicamente, los formatos de modulación basados en DB superan a la modulación NRZ en transmisiones WDM de 10 [Gbps], y las ventajas de transmisión se vuelven aún más evidentes con una mayor distancia de transmisión. El formato de modulación duobinario de tres niveles se identificó como un buen candidato para la implementación en futuros sistemas DWDM.

6.1 Trabajo a futuro.

Con base en lo realizado en este trabajo de investigación y su posible importancia, se considera que los siguientes pasos en el camino de la investigación sobre el estudio de señales duobinarias recaen en la necesidad de abordar su análisis con otro tipo de fibras recomendadas en la norma G.655 y G.653 (fibras de dispersión desplazada), en enlaces WDM, esto con el fin de analizar el rendimiento y comportamiento que puedan surgir con los efectos no lineales, de igual manera también simular la transmisión de señalización duobinaria sobre fibras multimodo.

Otro aspecto interesante a estudiar es en analizar el impacto de algún tipo de amplificador (EDFA, SOA o Raman) óptico de línea y otro pre-amplificador en la etapa de recepción. Analizando el impacto del ruido ASE generado por los amplificadores con el esquema de detección directa y observar cómo afecta el rendimiento del sistema configurado.

El trabajo también se podría extender para explorar este tipo de modulación cuando se emplean moduladores comerciales tipo EAM para la simulación y ver cuál podría ser su alcance máximo en un enlace mono-canal. Asimismo, es de interés emplear tasas de transmisión mayores (por ejemplo 40 [Gbps] o 50 [Gbps] por canal) con algún modulador comercial que se encuentre disponible en el mercado. De hecho, se podría utilizar el modulador MZM como filtro analógico y de esta manera evitar el uso de filtros analógicos Bessel de 5° orden.

Otro campo de investigación se abre al operar al MZM de JDSU en punto nulo, con modulación polibinaria-5. Es de interés conocer el comportamiento del sistema ante la presencia de efectos no lineales en enlaces mono-canal y multi-canal, ya que este es un tipo de modulación poco analizado en el mundo de las telecomunicaciones por fibra óptica.

Por otro lado, también resulta atractivo buscar la posibilidad de realizar transmisiones utilizando la infraestructura de fibra y equipos ópticos con la que cuenta el laboratorio de telecomunicaciones del Instituto de Ingeniería, aprovechar la delta de interconectividad y transmitir información con las instituciones de la UAM-Iztapalapa y el CINVESTAV. Sería un punto fundamental para hacer una comparación frente a nuestros resultados teóricos para presentar una versión aún más completa respecto a lo que este trabajo de investigación puso sobre la mesa de análisis y resultados.

Apéndice A.

```
%UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
%POSGRADO DE INGENIERIA ELECTRICA
%INSTITUTO DE INGENIERIA
%AREA: TELECOMUNICACIONES
%ALUMNO: JOSÉ ALEJANDRO TORRES VALENCIA
%No. de CUENTA: 306314126

%Lectura del block notas con los datos arrojados a la salida del PD
fileID = fopen('NRZ.txt','r');
formatSpec = '%f';
infoPulsos = fscanf(fileID, formatSpec);
infoPulsos=infoPulsos*(1e-6);
amplitud = max(infoPulsos);           %Es la escala máxima
gamma1= (amplitud/2);                %Declaración del umbral de decisión
infoPulsos(isnan(infoPulsos)) = [];   %Omite todas los elementos que no
contienen información (not a number 'nan')

%Declaración de 2 arreglos vacíos para almacenar información
    L0 = [];
    L1 = [];

%Ciclo para iniciar el conteo desde el primer valor del block de notas hasta el
último valor
    for j=30:129:length(infoPulsos)
        if infoPulsos(j) < gamma1
            L0 = [L0 infoPulsos(j)];

            elseif infoPulsos(j) > gamma1
                L1 = [L1 infoPulsos(j)];
            end
        end
    end                                     %Término del ciclo for

%CÁLCULO DE MEDIAS
    m0 = sum(L0)/length(L0);
    m1 = sum(L1)/length(L1);

%CÁLCULO DE VARIANZAS
    var0 = sum((L0 - m0).^2) / [length(L0)-1];
    var1 = sum((L1 - m1).^2) / [length(L1)-1];

%CÁLCULO DE DESVIACIONES ESTANDAR
    ds0 = sqrt(var0);
    ds1 = sqrt(var1);

%CÁLCULO DE LA FUNCION Q
    a = (gamma1-m0)/(ds0);
    b = (m1-gamma1)/(ds1);
    w = qfunc(a);
    y = qfunc(b);

%CÁLCULO DEL BER EN NRZ
    BER    = ((0.5*w) + (0.5*y))
    Q      = sqrt(2)*erfcinv(2*BER)
```

Apéndice B.

```
%UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
%POSGRADO DE INGENIERIA ELECTRICA
%INSTITUTO DE INGENIERIA
%AREA: TELECOMUNICACIONES
%ALUMNO: JOSÉ ALEJANDRO TORRES VALENCIA
%No. de CUENTA: 306314126

%Lectura del block notas con los datos arrojados a la salida del PD
fileID = fopen('DB.txt','r');
formatSpec = '%f';
infoPulsos = fscanf(fileID, formatSpec);
infoPulsos = infoPulsos*(0.000001);
amplitud = max(infoPulsos);           %Es la escala máxima
gamma1 = (0.1*amplitud);             %Declaración del primer umbral de decisión
gamma2 = (0.8*amplitud);             %Declaración del segundo umbral de decisión
infoPulsos(isnan(infoPulsos)) = [];

%Declaración de 3 arreglos vacíos para almacenar información
L1 = [];
L2 = [];
L3 = [];
for j=30:129:length(infoPulsos)
    if infoPulsos(j) < gamma1
        L1 = [L1 infoPulsos(j)];

        elseif infoPulsos(j) > gamma1 && infoPulsos(j) < gamma2
            L2 = [L2 infoPulsos(j)];

            else infoPulsos(j) > gamma2;
                L3 = [L3 infoPulsos(j)];
            end
        end                                     %Término del ciclo for

%CÁLCULO DE MEDIAS
m0 = sum(L1)/length(L1);
m1 = sum(L2)/length(L2);
m2 = sum(L3)/length(L3);

%CÁLCULO DE VARIANZAS
var0 = sum((L1 - m0).^2) / [length(L1)-1];
var1 = sum((L2 - m1).^2) / [length(L2)-1];
var2 = sum((L3 - m2).^2) / [length(L3)-1];

%CÁLCULO DE DESVIACIONES ESTANDAR
ds0 = sqrt(var0);
ds1 = sqrt(var1);
ds2 = sqrt(var2);

%CÁLCULO DE LAS FUNCIONES Q
a = (gamma1-m0)/(ds0);
b1= (gamma1-m1)/(ds1);
b2= (gamma2-m1)/(ds1);
c = (gamma2-m2)/(ds2);
w = qfunc(a);
y = (1-qfunc(b1));
z = qfunc(b2);
x = (1-qfunc(c));

%CÁLCULO DE LA PROBABILIDAD DE ERROR "BER" DE UNA SEÑAL DUOBINARIA
berq = ((0.25*w) + (0.5*y) + (0.5*z) + (0.25*x))
factorQ = sqrt(2)*erfcinv(2*berq)
```

DECLARACIÓN

La información presentada en este trabajo se obtuvo de diversas fuentes que se consideran fidedignas y se consignan puntualmente en las referencias. El uso dado a la información es de naturaleza estrictamente de investigación académica y de divulgación, sin fines de lucro o de otra índole. Se ha hecho también el mayor esfuerzo por acreditar debidamente datos, opiniones y contenidos presentados, por lo que cualquier error u omisión en ello, es del todo involuntario.

Ciudad de México, Agosto de 2018

José Alejandro Torres Valencia