



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

IMPACTO DEL ANCHO DE BANDA OPTOELECTRÓNICO EN UN SISTEMA DE
COMUNICACIONES ÓPTICAS CON BASE EN MODULACIÓN POLIBINARIA.

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

PRESENTA:
RAFAEL MONZÓN RODRÍGUEZ

TUTOR
DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN
INSTITUTO DE INGENIERÍA, UNAM

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD. MX., AGOSTO, 2020



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

JURADO ASIGNADO:

Presidente:	Dr. Martynyuk Oleksandr
Secretario:	Dr. Ceballos Herrera Daniel Enrique
1. ^{er} Vocal:	Dr. Gutiérrez Castrejón Ramón
2. ^{do} Vocal:	Dr. García Ugalde Francisco Javier.
3. ^{ro} Vocal:	Dr. Gómez Castellanos Javier

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: Instituto de Ingeniería, UNAM.

TUTOR DE TESIS:

Dr. Gutiérrez Castrejón Ramón

FIRMA

Índice

1. Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1. Sistemas ópticos de comunicaciones de corta distancia.....	1
1.2. Principales factores que limitan el bit rate.....	4
1.2.1. Dispersión cromática en la fibra.....	4
1.2.2. Ruido en el láser.....	7
1.2.3. Ancho de banda del canal.....	12
1.3. Modulación óptica.....	13
1.3.1. Modulación directa.....	13
1.3.2. Modulación externa.....	14
1.4. Justificación.....	18
1.5. Objetivo de la tesis.....	18
1.6. Aportaciones de la tesis.....	19
2. Capítulo 2. Modulación Polibinaria.....	21
2.1. Características del formato polibinario.....	21
2.2. Precodificador.....	23
2.3. Generación de señales polibinarias eléctricas.....	24
2.3.1. Filtro Delay-And-Add.....	25
2.3.2. Filtro analógico (Duobinario).....	26
2.4. Generación de señales polibinarias ópticas.....	27
2.5. Demodulación de señales polibinarias.....	29
2.5.1. Decodificador MODULO 2.....	29
3. Capítulo 3. Programación para simulación del sistema óptico de comunicaciones.....	31
3.1. Descripción del software VPI Photonics.....	31
3.2. Componentes eléctricas del programa.....	33
3.3. Componentes ópticas del programa.....	36
4. Capítulo 4. Resultados en transmisión por fibra óptica.....	44
4.1. Desempeño del formato polibinario al operar el modulador Mach-Zehnder en cuadratura.....	46
4.1.1. Back-to-Back.....	46
4.1.2. Propagación en fibra.....	52
4.2. Desempeño del formato polibinario al operar el modulador Mach-Zehnder en punto nulo.....	54
4.2.1. Back-to-Back.....	54

4.2.2. Propagación en fibra.....	59
5. Capítulo 5. Conclusiones	74
Bibliografía.....	76

Índice de Figuras.

Figura 1.1. Índice de refracción n en función de la longitud de onda [12].	5
Figura 1.2. Densidad espectral de potencia óptica y eléctrica con la generación de ruido de batido señal-ASE [15].	11
Figura 1.3. Densidad espectral de potencia óptica y eléctrica con la generación de ruido de batido ASE-ASE [15].	12
Figura 1.4. Modulador dual-drive Mach-Zehnder [23].	15
Figura 1.5. Operación del MZM en punto de cuadratura y nulo. Elaboración propia.	17
Figura 2.1. Densidad Espectral de Potencia de señales polibinarias eléctricas a una tasa de 100 Gbps en el transmisor. Elaboración propia.	23
Figura 2.2. Filtro Delay-And-Add para generación de M niveles. Elaboración propia.	25
Figura 2.3. Diagrama de ojo de señal polibinaria-5. Elaboración propia.	26
Figura 2.4. Diagrama de ojo de señal duobinaria analógica. Elaboración propia.	27
Figura 3.1. Ejemplo de un esquemático de VPI Photonics. Elaboración propia.	32
Figura 3.2. Cosimulación con MATLAB [37].	34
Figura 3.3. Galaxia de la cosimulación en VPI Photonics [37].	35
Figura 3.4. Láser de onda continua de VPI Photonics [37].	37
Figura 3.5. Asignación de OSNR de VPI Photonics [37].	38
Figura 3.6. Modulador Mach-Zehnder de VPI Photonics [37].	38
Figura 3.7. Curvas de dispersión en la fibra [39].	39
Figura 3.8. Módulo de fibra óptica en VPI Photonics [37].	41
Figura 3.9. Módulo del fotodiodo en VPI Photonics [37].	42
Figura 3.10. Estructura de las capas del APD [12].	43
Figura 3.11. Módulo del filtro paso bajas en VPI Photonics [37].	43
Figura 4.1. Esquemático de VPI Photonics para el punto de operación de cuadratura. Elaboración propia.	47
Figura 4.2. Diagrama de ojo de señal polibinaria eléctrica de 7 niveles en el transmisor. Elaboración propia.	48
Figura 4.3. Espectro de las señales ópticas para el punto de operación de cuadratura. Elaboración propia.	49

Figura 4.4. Diagrama de ojo de la señal polibinaria eléctrica de 7 niveles en el receptor (cuadratura). Elaboración propia.	50
Figura 4.5. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace B2B con una tasa de transmisión de 100 Gbps empleando el punto de cuadratura del MZM.....	51
Figura 4.6. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 2 km con una tasa de transmisión de 100 Gbps empleando el punto de cuadratura del MZM con un ROP de 0 [dBm].	53
Figura 4.7. Espectro de las señales ópticas para el punto de operación nulo. Elaboración propia.....	56
Figura 4.8. Diagrama de ojo de señal polibinaria de 7 niveles en el receptor (nulo). Elaboración propia.	57
Figura 4.9. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace B2B con una tasa de transmisión de 100 Gbps empleando el punto nulo del MZM.....	58
Figura 4.10. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 4 km con una tasa de transmisión de 100 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de -15.9 [dBm].....	60
Figura 4.11. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 4 km con una tasa de transmisión de 100 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de -5.9 [dBm].....	62
Figura 4.12. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 4 km con una tasa de transmisión de 100 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de 0 [dBm].....	63
Figura 4.13. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 21 km con una tasa de transmisión de 50 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de -15.9 [dBm].	67
Figura 4.14. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 21 km con una tasa de transmisión de 50 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de -5.9 [dBm].	69
Figura 4.15. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 21 km con una tasa de transmisión de 50 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de 0 [dBm].	70
Figura 4.16. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 83 km con una tasa de transmisión de 25 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de -15.9 [dBm].	72

Índice de Tablas.

Tabla 3.1. Parámetros globales de VPI Photonics.	32
Tabla 3.2. Parámetros de cosimulación VPI Photonics.	35
Tabla 3.3. Parámetros del láser de onda continua.	37

Tabla 3.4. Parámetros del módulo de OSNR.	38
Tabla 3.5. Parámetros del modulador Mach-Zehnder.....	39
Tabla 3.6. Parámetros de la fibra óptica de VPI Photonics.....	41
Tabla 3.7. Parámetros del fotodiodo de VPI Photonics.	42
Tabla 3.8. Parámetros del filtro paso bajas de VPI Photonics.....	43
Tabla 4.1. Comparativa entre caso Back-to-Back y transmisión por fibra de sistemas operados en cuadratura para un ROP de 0 [dBm].	54
Tabla 4.2. Comparativa entre caso Back-to-Back y transmisión por fibra de sistemas operados en nulo para un ROP de -15.9 [dBm].....	61
Tabla 4.3. Comparación de casos al variar la potencia óptica recibida.	64

Lista de acrónimos.

ADC	Analog to Digital Converter.
APD	Avalanche Photodiode.
ASE	Amplified Spontaneous Emission.
B2B	Back-to-Back.
BER	Bit Error Rate.
BW	Bandwidth.
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor.
CW DFB	Continuous Wave Distributed Feedback Laser.
DAC	Digital to Analog Converter.
DC	Direct Current.
DSF	Dispersion Shift Fiber.
DSP	Digital Signal Processing.
EAM	Electroabsorption Modulator.
FEC	Forward Error Correction.
IM-DD	Intensity Modulation Direct Detection.
ISI	Inter-Symbol Interference.
LDPC	Low Density Parity Check.
MZM	Mach-Zehnder Modulator.
NRZ	Non-Return to Zero.
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio.
PAM.	Pulse Amplitude Modulation.
PM.	Phase Modulation.
PSD	Power Spectral Density.
RIN	Relative Intensity Noise.
RF	Radio Frequency.
ROP	Received Optical Power.
SMF	Single Mode Fiber.
SNR	Signal-to-Noise Ratio.

1. Capítulo 1. Introducción.

1.1. Sistemas ópticos de comunicaciones de corta distancia

Las primeras generaciones de fibra óptica se caracterizaron por el uso de la Modulación en Intensidad – Detección Directa (*Intensity Modulation-Direct Detection*, IM-DD). Las señales transmitidas eran de dos niveles de potencia, ya que resultaban muy convenientes debido a la baja complejidad del enlace, incluso hoy en día se siguen utilizando estos sistemas.

Las razones para utilizar IM-DD de dos niveles se encontraban principalmente en su simplicidad y en su bajo costo [1], además de presentar una mayor tolerancia a no linealidades.

Las principales metas de estas generaciones fueron incrementar la tasa de bits B e incrementar el espaciamiento L entre repetidores. Se deseaba transmitir esta tasa de bits a lo largo de una gran distancia. Esto llevó a caracterizar con la métrica de tasa de bits-distancia, BL , para evaluar el desempeño de los sistemas.

En el 2002 las investigaciones se concentraron en aprovechar de la mejor manera una determinada banda de frecuencias para la transmisión de datos. La eficiencia espectral es un parámetro que permite evaluar esta característica, su unidad son los bits/s/Hz [2].

Una forma de lograr aumentar la eficiencia espectral fue al codificar información en la fase de la onda de la portadora óptica. Por esta razón empezaron a aparecer sistemas que modulaban y demodulaban la intensidad y fase de la portadora óptica; estos sistemas recibieron el nombre de coherentes.

Los sistemas ópticos de comunicaciones coherentes ampliaron aún más la métrica BL , simultáneamente permitieron aumentar la tasa de bits y la distancia de transmisión, logrando transportar decenas de Tb/s a lo largo de miles de kilómetros [3]. Sin embargo, en el aspecto negativo, se encontraba su mayor complejidad, costo, además de presentar un alto consumo de potencia debido al uso de procesamiento digital de señales (*Digital Signal Processing*, DSP) en los detectores.

Hoy en día han surgido nuevas necesidades que dan un giro en los sistemas de comunicaciones de fibra óptica, dando énfasis en alcanzar una gran tasa de datos para una distancia corta. Estas nuevas necesidades surgen para satisfacer aplicaciones futuras como sistemas de transportación inteligente, realidad virtual y realidad aumentada en tiempo real,

ciudades inteligentes, comunicación masiva entre máquina y máquina, aplicaciones que requieren baja latencia como los automóviles autónomos, etc.

El tráfico global de los centros de datos por aplicaciones como las mencionadas anteriormente ha tenido un crecimiento exponencial y se espera que alcance 3.3 ZB por año en 2021 [4]. A finales del 2016, el 77% de este tráfico se encontraba dentro del centro de datos, el 9% entre centros de datos, y por último, el 14% restante fue tráfico entre el centro de datos y los usuarios [4]. El tráfico es manejado por conexiones entre múltiples entidades dentro del centro de datos cuyas distancias van de unos pocos metros hasta 10 kilómetros y por conexiones entre centros de datos que van desde los 10 km hasta los 80 km [5]. Debido a que los centros de datos intercambian volúmenes de datos grandes en tiempo real se hacen necesarios requerimientos como una baja latencia y un gran ancho de banda en los esquemas de interconexiones de los centros de datos [6].

Aplicaciones como 5G también requieren de estas soluciones, ya que las BBU (*Baseband Units*) que estén colocadas dentro de los centros de datos requieren conectar varias RRH (*Remote Radios Heads*) utilizando sistemas de comunicaciones por fibra óptica que estén alejados hasta por 20 km [7].

Por esa razón, ahora se busca optimizar la tasa de datos B para una distancia corta L de pocos kilómetros o de pocas decenas de kilómetros. El término en inglés que se refiere a esto se denomina *short reach*. Es necesario que estos sistemas tengan un bajo costo de instalación y consumo de potencia para ofrecer una solución viable.

Las características descritas anteriormente hacen que los sistemas IM-DD sean unos excelentes candidatos para cubrir esas necesidades. El regreso de los sistemas de detección directa se justifica en un ahorro en costos, tamaño, consumo de potencia y presentar una menor latencia en comparación a los sistemas coherentes, lo cual es fundamental para muchas aplicaciones.

Relacionado con el tema del *short reach*, actualmente existe una fuerza de tarea que está desarrollando el estándar de Ethernet “*802.3cu 100 Gb/s and 400 Gb/s SMF at 100 Gb/s per Wavelength*”. Uno de los objetivos de este estándar consiste en desarrollar un sistema en capa física de 100 Gb/s para una distancia de al menos 2 km y 10 km sobre fibra monomodo utilizando una sola longitud de onda [8].

El presente trabajo busca analizar las capacidades del formato de modulación polibinario para saber qué tan viable son los sistemas que utilizan codificación correlativa en un escenario de transmisión de 100 Gbps en fibra óptica con una longitud de onda de 1360 [nm] ubicada en la banda O (1260 [nm]-1360 [nm]). La razón de utilizar esta longitud de onda se encuentra en que para una fibra mono modo convencional (SMF-28) los efectos de la

dispersión son menores comparados a las longitudes de onda en la banda C (1530 [nm] – 1565 [nm]).

Limitaciones de los sistemas de comunicaciones ópticos actuales: ancho de banda.

Dentro de los sistemas de comunicaciones ópticos existe una gran variedad de elementos que se ven limitados por factores como el ancho de banda, costo, tasa de datos que soporte el dispositivo. Debido a que el costo de los dispositivos incrementa si su ancho de banda es mayor, es importante considerar esto en los componentes de un sistema de comunicaciones ópticos como modulador óptico, convertidor digital a analógico (*Digital to Analog Converter*, DAC) y analógico a digital (*Analog to Digital Converter*, ADC) y fotodiodo.

El continuo crecimiento del tráfico de datos ha resultado en la necesidad de encontrar formas de incrementar la tasa de datos en los sistemas de transmisión ópticos. En un transmisor basado en DSP, el ancho de banda de un convertidor digital a analógico es un factor clave para determinar la tasa de datos que se podrá conseguir.

Los DAC comerciales utilizados hoy en día son fabricados en plataformas de semiconductor de óxido de metal complementario (*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*, CMOS) de silicio e integrados con el DSP monolíticamente [9]. El ancho de banda analógico de estos CMOS es de alrededor de 30 GHz, siendo esta característica uno de los factores que limitan la tasa de datos de los transmisores ópticos.

Existen DAC contruidos de plataformas compuestas como fosfuro de indio (InP) o Silicio-Germanio (SiGe) que proveen un ancho de banda más grande. No obstante, presentan un mayor consumo de potencia [10], además de tener una implementación más complicada.

A pesar de que estos compuestos ofrecen una buena solución para los transmisores, las desventajas que presentan hacen que actualmente se esté buscando desarrollar tecnología que extienda el ancho de banda analógico de los DAC fabricados en CMOS. En el receptor, se utiliza un ADC para procesar la información. Las especificaciones de los ADC son similares a las de los DAC.

El ancho de banda de estos componentes es un parámetro muy importante, por esta razón se busca optimizar el tamaño del ancho de banda de las señales transmitidas a través de formatos con una alta eficiencia espectral como PAM-4, Duobinario, Polibinario, QAM, QPSK. De esta manera se aprovecharía de mejor manera el ancho de banda analógico de cada dispositivo, reduciendo costos y desafíos para conseguir transmitir a una determinada tasa de datos.

1.2. Principales factores que limitan el bit rate.

En los enlaces de fibra óptica existen fenómenos que limitan la tasa de bits con la que trabaja un sistema de comunicaciones ópticas como el ancho de banda con el que trabajan los componentes del enlace óptico o la dispersión cromática al propagar los pulsos en la fibra.

Originalmente cada bit transmitido posee un ancho de pulso cercano al periodo de bit $T = 1/R$, donde R es la tasa de bits transmitida. De las limitaciones mencionadas anteriormente, la dispersión es un fenómeno que afecta la propagación de los pulsos, ya que les agrega interferencia inter-simbólica, este tipo de interferencia afecta al sistema, ya que el receptor se hace más propenso a confundir bits, por lo que la información es detectada erróneamente.

Este ensanchamiento en los pulsos se hace más grave conforme se trabajan con tasas de bits altas, esto se debe en parte a que el periodo T de cada bit transmitido se reduce conforme la tasa de bits R aumenta, por lo que se hacen más sensibles los bits que tengan un espacio más reducido a los fenómenos de ensanchamiento de la dispersión. El efecto de la dispersión cromática es acumulativo a la distancia de transmisión e incrementa cuadráticamente con la tasa de datos [11].

1.2.1. Dispersión cromática en la fibra

La velocidad de la luz está determinada por el índice de refracción del medio en el que viaje. La fibra óptica es el medio donde se transporta la luz para transmitir información, una cualidad de éste es que el índice de refracción depende de la longitud de onda/frecuencia [12]. En la figura 1.1 se observa la dependencia del índice de refracción (curva inferior) y la longitud de onda para un material hecho de sílice.

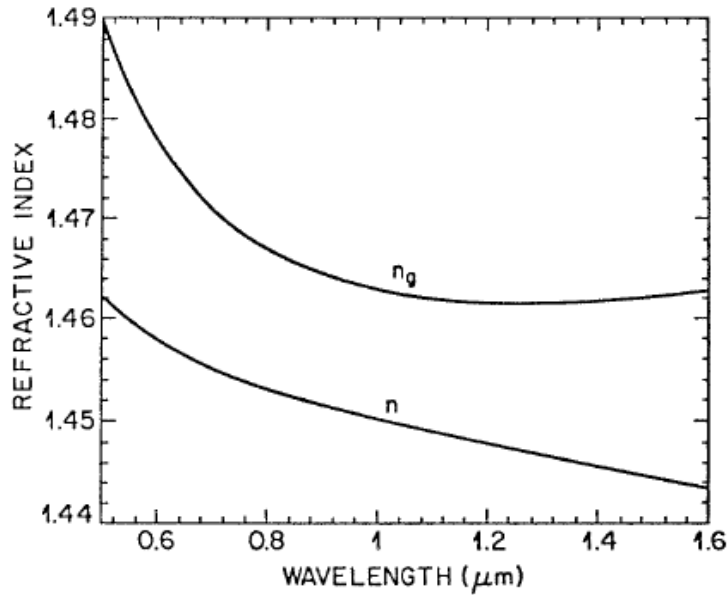


Figura 1.1. Índice de refracción n en función de la longitud de onda [12].

Idealmente, una fuente láser emite sólo en una longitud de onda. Sin embargo, en la realidad esto no sucede, ya que el láser emite luz en un espectro estrecho ($Df = 10$ MHz). La emisión del láser no es monocromática y está compuesta de varias longitudes de onda. Por esta razón, cada componente de longitud de onda emitido por un láser viajará a diferente velocidad, por lo que el resultado de este fenómeno se verá reflejado en un ensanchamiento en los pulsos transmitidos a lo largo de la fibra.

La dispersión cromática de la fibra se expresa en $\text{ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$, representando el ensanchamiento en tiempo (en ps), para una fuente con un ancho espectral de 1 nm que viaja en 1 km de la fibra. Este parámetro depende del tipo de fibra utilizada y es una limitante del bit rate y de la distancia para ofrecer una buena calidad de servicio.

Fuentes de dispersión cromática en la fibra óptica.

Las principales fuentes de dispersión cromática en la fibra óptica se deben a la dispersión de material y dispersión de guía de onda. El parámetro de dispersión total D puede ser escrito como la suma de las contribuciones de estas fuentes de dispersión de la siguiente forma [12]:

$$D = D_M + D_W \quad (1.1)$$

Donde la dispersión de material D_M y la dispersión de guía de onda D_W están expresados como [12]:

$$D_M = -\frac{2\pi}{\lambda^2} \frac{dn_{2g}}{d\omega} = \frac{1}{c} \frac{dn_{2g}}{d\lambda} \quad (1.2)$$

$$D_W = -\frac{2\pi\Delta}{\lambda^2} \left[\frac{n_{2g}^2}{n_2\omega} \frac{Vd^2(Vb)}{dV^2} + \frac{dn_{2g}}{d\omega} \frac{d(Vb)}{dV} \right] \quad (1.3)$$

Donde n_{2g} es el índice de grupo del material del revestimiento, el parámetro V es la frecuencia normalizada, b es la constante de propagación normalizada y Δ es la diferencia del índice.

Dispersión de material: Ocurre debido al cambio del índice de refracción con la frecuencia óptica ω en el sílice [12], material con el que se construye la fibra óptica. Este cambio en el índice de refracción causa que la velocidad de grupo varíe. La dependencia entre la frecuencia óptica ω y el índice de refracción se expresa en la ecuación de Sellmeier [13]:

$$n^2(\omega) = 1 + \sum_{j=1}^M \frac{B_j \omega_j^2}{\omega_j^2 - \omega^2} \quad (1.4)$$

Donde ω_j es la frecuencia de resonancia y B_j es la fuerza del oscilador. La variable n se refiere a n_1 o n_2 dependiendo si las propiedades dispersivas del núcleo o del revestimiento son consideradas.

Dispersión de guía de onda: Este fenómeno se presenta debido a la dependencia entre la longitud de onda y la constante de propagación de la guía de onda óptica [14]. Este fenómeno es importante para las fibras monomodo. A mayor longitud de onda, el modo fundamental se esparcirá del núcleo al revestimiento. Esto causara que la luz viaje a diferentes velocidades y provoque un ensanchamiento en los pulsos.

Debido a que la dispersión de la guía de onda D_W depende de parámetros de la fibra como el radio a y la diferencia del índice Δ , es posible diseñar fibras con diferentes características de dispersión D como las fibras de dispersión desplazada (*Dispersion-Shifted Fibers*, DSF) [12] cuya característica principal es que la longitud de onda de dispersión cero se recorre a una longitud de onda de 1.55 $[\mu m]$.

Utilizando el criterio $BL\Delta T < 1$ el efecto de la dispersión en la tasa de bits puede ser estimado con la siguiente ecuación [12]:

$$BL|D|\Delta\lambda < 1 \quad (1.5)$$

En donde D es la dispersión descrita en la ecuación (1.1), $\Delta\lambda$ es el ensanchamiento espectral de la fuente óptica, B es la tasa de bits y L es la distancia de transmisión.

La ecuación anterior provee una estimación del orden de magnitud del producto BL que pueden ofrecer las fibras monomodo. Con esta ecuación es posible conocer el espaciamiento necesario entre repetidores al despejar la distancia de transmisión L de la ecuación (1.5):

$$L < \frac{1}{B|D|\Delta\lambda} \quad (1.6)$$

1.2.2. Ruido en el láser.

La emisión estimulada de fotones en el láser produce un campo electromagnético coherente. Sin embargo, emisiones espontáneas esporádicas añaden ruido en amplitud y fase a este campo coherente [15]. Estos se manifiestan en un ensanchamiento del ancho espectral (no modulado) y fluctuaciones en la intensidad.

Ruido en los láseres.

Idealmente, cuando se alimenta a un diodo láser con una corriente constante, éste emitiría una potencia óptica constante en una sola frecuencia óptica. Sin embargo, en la realidad este dispositivo no es un oscilador óptico ideal, ya que posee ruido en intensidad y fase incluso cuando se le aplica una corriente constante [15]. Los efectos del ruido perjudican el desempeño de los sistemas de comunicaciones ópticos en los que un diodo láser se utiliza como fuente óptica.

Aunque en los láseres de semiconductores la emisión estimulada es el proceso de emisión dominante, existe un pequeño porcentaje de fotones que son generados por medio de la emisión espontánea y que son amplificados. El ruido de intensidad óptico en un diodo láser es generado principalmente por la naturaleza incoherente de estos fotones espontáneos. Como consecuencia de esta emisión espontánea la densidad de portadores de carga y de fotones presentan fluctuaciones aleatorias en el tiempo.

El parámetro conocido como Relative Intensity Noise (RIN) es un índice que evalúa la cantidad de ruido comparada a la intensidad óptica [16], describe las fluctuaciones de la potencia óptica de un láser y es común encontrarlo como parámetro dentro de las especificaciones del láser. Su unidad es $[\text{Hz}^{-1}]$, $[\text{dB/Hz}]$. Se define por la relación de potencia de ruido a señal [14]:

$$RIN = \frac{\langle(\Delta P_L)^2\rangle}{\bar{P}_L^2} \quad (1.7)$$

Donde $\langle(\Delta P_L)^2\rangle$ es el promedio cuadrado de la fluctuación de intensidad de la salida del láser y \bar{P}_L es el promedio de la intensidad de luz del láser.

Fuentes de ruido en la fotodetección.

Las principales fuentes de ruido en el fotodiodo son el ruido térmico y ruido de disparo.

Ruido térmico: También se conoce como ruido de Johnson. Surge de las fluctuaciones aleatorias del movimiento de los electrones inducidas por temperaturas que se encuentran arriba del cero absoluto (como es normalmente el caso).

La densidad espectral del ruido térmico es independiente de la frecuencia, se caracteriza como ruido blanco. La densidad espectral de potencia es la siguiente [14]:

$$\sigma_{th}^2 = (4kT_{temp}/R_L)B \text{ [W/Hz]} \quad (1.8)$$

Donde R_L es la resistencia de carga, k es la constante de Boltzmann, B es el ancho de banda y T_{temp} es la temperatura absoluta.

Debido a que la densidad espectral de potencia σ_{th}^2 es inversamente proporcional a la resistencia de carga R_L , una resistencia de carga grande ayudará a reducir el ruido térmico. No obstante, un incremento en este parámetro ocasionaría una reducción en el ancho de banda del receptor debido a un incremento en la constante RC. En la mayoría de los receptores ópticos de alta velocidad, se utiliza una R_L de 50 Ω como estándar para receptores de alta velocidad [15].

Ruido de disparo: También se conoce como ruido cuántico y surge de la naturaleza estadística de la fotodetección. La llegada de los fotones al fotodiodo no está sincronizada, es aleatoria. La fotocorriente generada fluctuará como resultado de la naturaleza aleatoria de llegada de los fotones.

Se ha comprobado que la estadística del ruido de disparo sigue un proceso de Poisson [14]. Asumiendo que el número de portadores de carga generados por la señal óptica es $N_{promedio}$ en una ventana de tiempo unitario, entonces la probabilidad de tener N portadores de carga dentro de la ventana de tiempo es [14]:

$$P[N] = \frac{N_{promedio}^N}{N!} e^{-N_{promedio}} \quad (1.9)$$

Donde $N \geq 0$. La distribución de Poisson es asimétrica respecto a $N_{promedio}$ cuando $N_{promedio}$ es lo suficientemente pequeña y se aproxima a una distribución Gaussiana cuando el valor de N se acerca a $N_{promedio}$ cuando $N_{promedio} \gg 1$.

A diferencia del ruido térmico, el ruido de disparo no puede ser reducido ya que es intrínseco al proceso de fotodetección.

Corriente oscura: Es la corriente que se genera en un fotodetector en ausencia de señal óptica, se origina a partir de luz parásita o de pares electrón-hueco generados térmicamente [12]. Para un buen fotodetector tipo PIN la corriente oscura I_d debe ser insignificante ($I_d < 10$ [nA]) [12].

Ruido por Emisión Espontanea Amplificada en el dominio eléctrico del receptor.

La fotocorriente de la señal de potencia óptica recibida es proporcional al cuadrado de la señal de campo óptico, por lo que el fotodiodo también es conocido como detector de ley cuadrada. Este proceso genera productos mezclados entre diferentes componentes de frecuencia de la potencia óptica recibida, así como la mezcla entre la señal óptica y el ruido óptico de banda ancha, que a su vez se traduce en ruido en el dominio eléctrico [15].

Emisión Espontanea Amplificada.

La inversión de población en la ganancia del medio de un amplificador óptico es esencial para producir la emisión estimulada responsable del proceso coherente de amplificación óptica. Desafortunadamente, al mismo tiempo, los portadores de carga invertidos en el medio de ganancia se recombinan espontáneamente para generar fotones por emisión espontanea. Estos fotones espontáneamente emitidos no son coherentes con la señal de entrada y constituyen ruido óptico [15].

Este tipo de ruido óptico se conoce como Emisión Espontanea Amplificada (*Amplified Spontaneous Emission*, ASE) y empeora al poder ser amplificado en el medio de ganancia de un amplificador óptico. El ruido ASE es aleatorio en longitud de onda, fase y del estado de polarización.

El nivel de ruido del ASE producido depende de la ganancia óptica y del nivel de inversión de portadores de carga del medio de ganancia. La densidad espectral de potencia en [W/Hz] puede ser expresada como [17]:

$$\rho_{ASE}(f) = 2n_{sp}hf[G(f) - 1] \quad (1.10)$$

Donde $G(f)$ es la ganancia del amplificador a una frecuencia óptica f . h es la constante de Planck, y el factor 2 indica dos estados de polarización ortogonales. $n_{sp} > 1$ es el factor adimensional de emisión espontánea del medio de ganancia.

Dentro de un cierto ancho de banda óptico B_0 , la potencia óptica de ruido total puede ser obtenido por la integración:

$$P_{ASE} = \int_{-B_0/2}^{B_0/2} \rho_{ASE}(f) df \quad (1.11)$$

Si el ancho de banda óptico es lo suficientemente estrecho y la densidad espectral del ruido ASE es plana dentro de este ancho de banda, entonces la potencia de ruido será proporcional al ancho de banda óptico y la ecuación anterior puede ser simplificada como [15]:

$$P_{ASE} \approx 2n_{sp}hf[G(f) - 1]B_0 \quad (1.12)$$

Impacto del ruido ASE en el dominio eléctrico.

En un sistema óptico de comunicaciones el ruido ASE tiene un impacto en la relación señal a ruido (SNR) en el dominio eléctrico después de que la señal óptica y el ruido ASE son detectadas en el fotodetector. Los ruidos de batido ocurren cuando la señal óptica es detectada junto a los ruidos ASE por un receptor de ley cuadrada como un receptor de detección directa [18].

Como se mencionó anteriormente, un fotodiodo es un detector de ley cuadrada y la fotocorriente es linealmente proporcional a la potencia óptica de entrada.

$$I = \Re P = \Re |E_{señal} + E_{ruido}|^2 \quad (1.13)$$

Donde $E_{señal}$ y E_{ruido} son los campos de la señal óptica amplificada y el ruido óptico, respectivamente. \Re es la responsividad del fotodiodo en [A/W]. La señal de la fotocorriente es $I_{señal} = \Re |E_{señal}|^2 = \Re P_{señal}$, donde $P_{señal}$ es la potencia óptica de la señal.

El ruido de disparo producido en el proceso de fotodetección es linealmente proporcional a la potencia óptica total. Este ruido incluye a la señal óptica y al ruido ASE [15].

$$\sigma_{sh}^2 = 2q\Re(P_{señal} + P_{ASE}) \quad (1.14)$$

Donde P_{ASE} es la potencia de ruido ASE con cierto ancho de banda B_0 del receptor según la ecuación (1).

El impacto más significativo en el SNR eléctrico proviene del mezclado entre la señal óptica y el ruido ASE [15], esto se conoce como ruido de batido (en inglés, *beat noise*) entre la señal y el ASE, y del mezclado entre los propios componentes de ruido de batido ASE-ASE. Cuando la señal es alta, el ruido de batido señal-ASE es la principal fuente de ruido, mientras que el ruido de batido ASE-ASE sólo se vuelve significativo cuando la potencia de la señal es baja [19].

Asumiendo que $E_{señal}(f) = \sqrt{P_{señal}} e^{-i2\pi ft}$ es el campo óptico de la señal a la frecuencia óptica f , y $E_{ruido}(f + \Delta f) = \sqrt{\rho_{ASE}(f + \Delta f)} e^{-i2\pi(f+\Delta f)t}$ es la banda ancha del ruido ASE con la densidad espectral de potencia $\rho_{ASE}(f + \Delta f)$, donde Δf representa una desviación de frecuencia entre la señal y el ruido. El mezclado entre la señal $E_{señal}(f)$ y el componente de ruido $E_{ruido}(f + \Delta f)$ en el fotodiodo produce un ruido eléctrico en la frecuencia Δf [15]

$$I(\Delta f) = 2\Re\sqrt{P_{señal}\rho_{ASE}(\Delta f)} \cos(2\pi\Delta ft) \quad (1.15)$$

Por lo que la densidad espectral de potencia RF (Radio Frecuencia) a la frecuencia Δf es [15]:

$$S_{S-ASE}(f_{ele}) = 2\Re^2 P_{señal}\rho_{ASE}(f_{ele}) [A^2/Hz] \quad (1.16)$$

donde Δf ha sido reemplazado por f_{ele} para representar la frecuencia del dominio eléctrico.

Debido a que el campo óptico de la señal usualmente está polarizado y el ruido ASE no está polarizado, sólo la mitad de la potencia ASE puede mezclarse coherentemente con la señal óptica. Por lo que únicamente existe una banda lateral descrita por la expresión como se muestra en la figura 1.2.

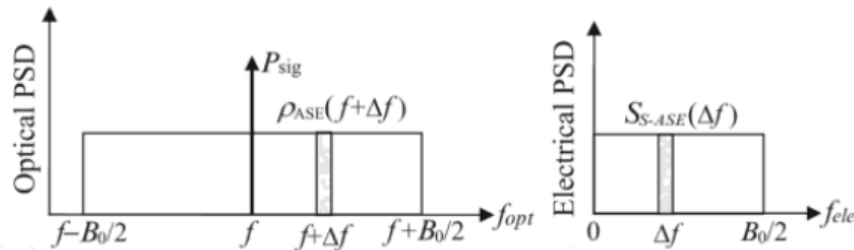


Figura 1.2. Densidad espectral de potencia óptica y eléctrica con la generación de ruido de batido señal-ASE [15].

El ruido de batido ASE-ASE se genera entre el mezclado entre las diferentes componentes ópticas de frecuencia del ruido ASE en el fotodiodo. Al igual que el ruido de batido señal-ASE, el ruido de batido ASE-ASE también existe únicamente en el dominio eléctrico.

Asumiendo que el ancho de banda óptico del ruido ASE es B_0 y la densidad espectral de ruido ASE es constante dentro de ese ancho de banda óptico, entonces la generación del ruido de batido ASE-ASE puede ser descrito como una auto-convolución del espectro óptico del ruido ASE. Esto se muestra en la figura 1.3.

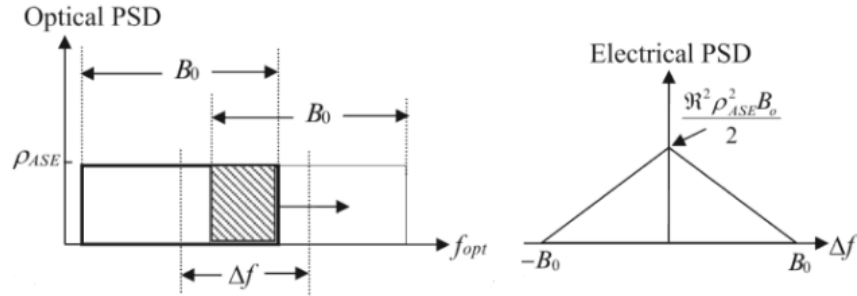


Figura 1.3. Densidad espectral de potencia óptica y eléctrica con la generación de ruido de batido ASE-ASE [15].

La PSD de del ruido de batido ASE-ASE se puede expresar como [15]:

$$S_{ASE-ASE}(f_{ele}) = \frac{\Re^2 \rho_{ASE}^2}{2} (B_0 - f_{ele}) \text{ [A}_2\text{/Hz]} \quad (1.17)$$

Debido a que, en la mayoría de los casos, el ancho de banda eléctrico es mucho menor que el ancho de banda óptico ($\Delta f \equiv f_{ele} \ll B_0$), (3) puede ser expresado como:

$$S_{ASE-ASE}(f_{ele}) \approx \frac{\Re^2 \rho_{ASE}^2 B_0}{2} \quad (1.18)$$

Por lo que el ruido de batido ASE-ASE puede ser tratado como ruido blanco dentro del ancho de banda del receptor eléctrico RF.

1.2.3. Ancho de banda del canal

El continuo crecimiento de los sistemas de transmisiones de datos a alta velocidad ha introducido nuevos paradigmas para el diseño de las redes ópticas, esto ha motivado el uso de equipo óptico más asequible para el diseño de enlaces de corto alcance [20]. Dentro de este diseño, al emplear altas tasas de transmisión puede haber un problema cuando el ancho de banda de los componentes optoelectrónicos es menor al ancho de banda de la señal transmitida, ya que la señal al pasar por un componente que tenga un ancho de banda menor

pierde componentes frecuenciales de la señal original. Si la pérdida es severa, puede resultar imposible la recuperación de la señal original en el receptor del sistema de comunicaciones.

Ante este escenario, una solución sería emplear señales que tengan una alta eficiencia espectral. Las señales con alta eficiencia espectral permiten transmitir tasas de datos grandes en anchos de banda más pequeños. De esta manera, se hace más viable utilizar la infraestructura ya existente que posea un ancho de banda menor al de la señal, como transceptores de 25G o incluso 10G para buscar transmitir tasas de datos de 100 Gbps y abaratar costos en la adquisición de componentes para operar las próximas redes ópticas.

Por esta razón es de especial interés analizar la viabilidad del formato polibinario en este trabajo, para averiguar si representa una solución que satisfaga las necesidades actuales de los sistemas ópticos de comunicaciones permitiendo trabajar sobre la infraestructura ya desplegada.

1.3. Modulación óptica.

La modulación óptica consiste en pasar una señal del dominio eléctrico al óptico. Existen dos formas de lograrlo: modulación directa y externa. De estas dos formas, la modulación directa es la opción de menor costo, sin embargo, esta opción está limitada por la tasa de transmisión del sistema, no es posible transmitir pulsos a una tasa de bits alta.

Por otra parte, a pesar de que la modulación externa es más costosa que la directa, este tipo de modulación permite sobrepasar la limitación anterior y transmitir a tasas de bits más altas manteniendo la calidad del pulso enviado.

Los sistemas de *short reach* para la transmisión de tasas altas de bits por una longitud de onda requerirán de sistemas de comunicaciones que empleen modulación externa. En este trabajo se explorará el uso de un modulador Mach-Zehnder, cuyo principio de operación está basado en el efecto electroóptico de cristales como el niobato de litio, aunque también es común encontrar interferómetros hechos de material semiconductor (como InP), y más recientemente de silicio [21]. Los últimos se caracterizan por ser compactos e integrables, lo cual es muy apreciado por la industria de las telecomunicaciones.

1.3.1. Modulación directa.

En este tipo de modulación la potencia óptica que emite un láser es modificada directamente por la corriente de entrada que lo alimenta, de esta manera las variaciones eléctricas (corriente) son reescritas en variaciones ópticas (potencia).

Las ventajas que presenta la modulación directa se encuentran principalmente en su simplicidad y en su costo. Sin embargo, este tipo de modulación deja de ser efectiva a tasas iguales o mayores a 10 Gbps, ya que el chirp impuesto por esta modulación es demasiado grande para estas tasas de transmisión [12].

El chirp es un fenómeno que, en general, busca evitarse ya que produce una modulación en frecuencia no deseada y causa que el ancho espectral del láser se expanda [22]. Los láseres modulados de forma directa producen chirp porque la corriente inyectada no sólo modula la ganancia óptica y por lo tanto la potencia de salida, sino también modula el índice de refracción del medio de ganancia y por lo tanto su frecuencia óptica [22].

Para lograr alcanzar tasas mayores a 10 Gbps con un resultado eficiente se emplea la modulación externa.

1.3.2. Modulación externa.

Existen dos tipos de moduladores ópticos que son utilizados comúnmente en los sistemas de comunicaciones: El modulador de electroabsorción (*Electroabsorption modulator*, EAM) y el modulador Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Modulator*, MZM); el modulador de electroabsorción es pequeño y puede ser integrado con el láser en el mismo sustrato ya que ambos están hechos del mismo material semiconductor; por otra parte, el modulador Mach-Zehnder es más grande pero posee mejores características respecto al chirp y a la razón de extinción.

Modulador de electroabsorción: Consiste en un láser CW DFB (*Continuous Wave Distributed Feedback Laser*) seguido de EAM. Ambos dispositivos pueden ser integrados en un mismo chip utilizando sustrato de fosforo de indio (InP). El principio de funcionamiento de estos moduladores se encuentra en el efecto Franz-Keldysh. Este principio consiste en que la brecha energética del semiconductor disminuye con el incremento del campo eléctrico. De esta manera se tiene un modulador que permite transmitir luz o no hacerlo controlando únicamente el voltaje que alimenta al dispositivo.

Modulador Mach-Zehnder: Consiste en un divisor de potencia que divide en dos partes iguales la señal y las manda en dos caminos diferentes (estos segmentos también son conocidos como “brazos”). Después ambas partes se vuelven a recombinar, causando que las ondas se interfieran mutuamente. Si el cambio de fase entre las ondas es 0° , entonces la interferencia es constructiva y a la salida la intensidad de la luz será alta (encendido). Por otra parte, si el cambio de fase es de 180° , la interferencia será destructiva y la intensidad de la luz será cero (apagado).

Los cambios de fase se pueden controlar al cambiar el retraso en los brazos del MZM, de esta manera se puede controlar la intensidad en la salida. Esto se logra aprovechando el efecto electroóptico. Este efecto ocurre en materiales como el niobato de litio (LiNBO3) y provoca un cambio en el índice de refracción al estar presente un campo eléctrico.

Variando el índice de refracción mediante el voltaje, pueden controlarse los retrasos en la señal óptica que viaja en los brazos, con esto se controla la fase y cuando se recombina nuevamente la señal se puede controlar su intensidad dependiendo del grado de interferencia que se presente en la salida.

1.3.2.1 Modulador Mach-Zehnder de doble brazo.

El modulador dual-drive Mach-Zehnder posee dos moduladores de base en ambos brazos que pueden ser controlados de manera independientemente como se muestra en la figura 1.4 Esta estructura permite un mejor desempeño respecto al chirp en comparación al single-drive MZM [22].

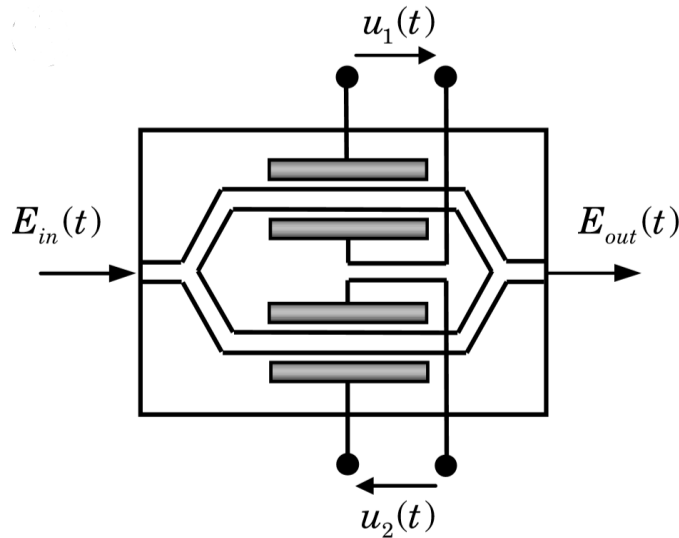


Figura 1.4. Modulador dual-drive Mach-Zehnder [23].

La modulación de fase $\phi_{PM}(t)$ es una función de la longitud de onda λ , la longitud del electrodo l_{el} (longitud de interacción) y el cambio del índice de refracción efectivo $\Delta n_{eff}(t)$.

Cuando sólo se considera el efecto Pockels, el comportamiento del cambio en el índice de refracción puede ser asumido como lineal cuando se le aplica un voltaje externo $u(t)$.

$$\phi_{PM}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \Delta n_{eff}(t) \cdot l_{el} \sim u(t) \quad (1.19)$$

El voltaje necesario para alcanzar un desfase de 180° (π [rad]), se representa como V_π . Entonces, la relación entre el campo eléctrico de entrada $E_{in}(t)$ y el campo eléctrico modulado

en fase de salida $E_{out}(t)$, cuando se omite la constante de cambio de fase óptica del modulador, queda definido a través de la siguiente expresión:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot e^{j\phi_{PM}(t)} = E_{in}(t) \cdot e^{j\frac{u(t)}{V_\pi}\pi} \quad (1.20)$$

El funcionamiento del modulador Mach-Zehnder es el siguiente: la luz que entra al dispositivo es dividida a cada brazo del modulador que tiene su respectivo modulador de fase. Después de que ambos brazos del modulador Mach-Zehnder adquieren alguna diferencia de fase respecto a la otra, los campos ópticos se recombinan. Los escenarios posibles en este punto pueden llevar a que la interferencia sea desde constructiva hasta destructiva, dependiendo de la diferencia de fase relativa. Sin considerar pérdidas por inserción, la función de transferencia del MZM es la siguiente:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cdot (e^{j\phi_1(t)} + e^{j\phi_2(t)}) \quad (1.21)$$

En (1.21), $\phi_1(t)$ y $\phi_2(t)$ representan los cambios de fase del brazo superior y inferior del MZM. Para un valor determinado de voltaje de conducción se obtiene un cambio de fase π en el brazo superior e inferior, $V_{\pi 1}$ y $V_{\pi 2}$, respectivamente, y con los voltajes de conducción $u_1(t)$ y $u_2(t)$ como se muestran en la figura 1.4.

Existen dos modos de operar el MZM. El primero es el modo push-push en la que se obtiene una modulación en fase. El segundo es el modo push-pull cuya ventaja radica en obtener una modulación en amplitud libre de chirp [23].

Cuando se opera el MZM en modo *push-push*, se induce un cambio de fase idéntico en ambos brazos, es decir $\phi(t) = \phi_1(t) = \phi_2(t)$ (esto ocurre bajo las condiciones $u(t) = u_1(t) = u_2(t)$ y $V_\pi = V_{\pi 1} = V_{\pi 2}$), en este caso se logra una modulación pura de fase. La relación entre la entrada eléctrica y el campo óptico de salida queda dada por (1.20) como una simple modulación de fase (*Phase Modulation*, PM).

Para operar al MZM en modo push-pull, uno de los brazos debe poseer un cambio de fase negativo respecto al otro brazo (con las condiciones $\phi_1(t) = -\phi_2(t)$ y $u(t)/2 = u_1(t) = -u_2(t)$ y $V_\pi = V_{\pi 1} = V_{\pi 2}$), de esta manera se logra una modulación en amplitud libre de chirp. La relación entre los campos de entrada y de salida es entonces la siguiente:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\phi_{MZM}(t)}{2}\right) = E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{2V_\pi}\pi\right) \quad (1.22)$$

Donde, $\Delta\phi_{MZM}(t) = \phi_1(t) - \phi_2(t) = 2\phi_1(t)$ es la diferencia de fase inducida entre los campos del brazo superior e inferior. Al elevar al cuadrado (1.22), la función de transferencia del MZM obtenida es la siguiente:

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos(\Delta\phi_{MZM}(t)) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{V_\pi}\pi\right) \quad (1.23)$$

El MZM tiene dos modos principales de operación (cuadratura y nulo), dependiendo de la corriente de sesgo que se aplique. Para conseguir una modulación en intensidad, se requiere que el MZM sea operado en punto de cuadratura. Mientras que, con el punto nulo, se consigue un cambio de fase de 180° al cruzar el punto mínimo de transmisión (amplitud nula). En la figura 1.5 se muestran las curvas de potencia (ecuación 1.23) y campo eléctrico (ecuación 1.22) del MZM, además de la operación en punto nulo y cuadratura.

Operación en punto de cuadratura: Para lograr una modulación en amplitud, el MZM debe ser operado en cuadratura, con una componente de DC o *bias* de $-V_\pi/2$ y una modulación pico a pico de V_π .

Operación en punto nulo: Por otra parte, cuando el MZM se opera en punto nulo, el voltaje de bias se encuentra en $-V_\pi$ con una modulación pico a pico de $2V_\pi$, y por eso un cambio de fase de π (180°) ocurre cuando se cruza el punto nulo de transmisión.

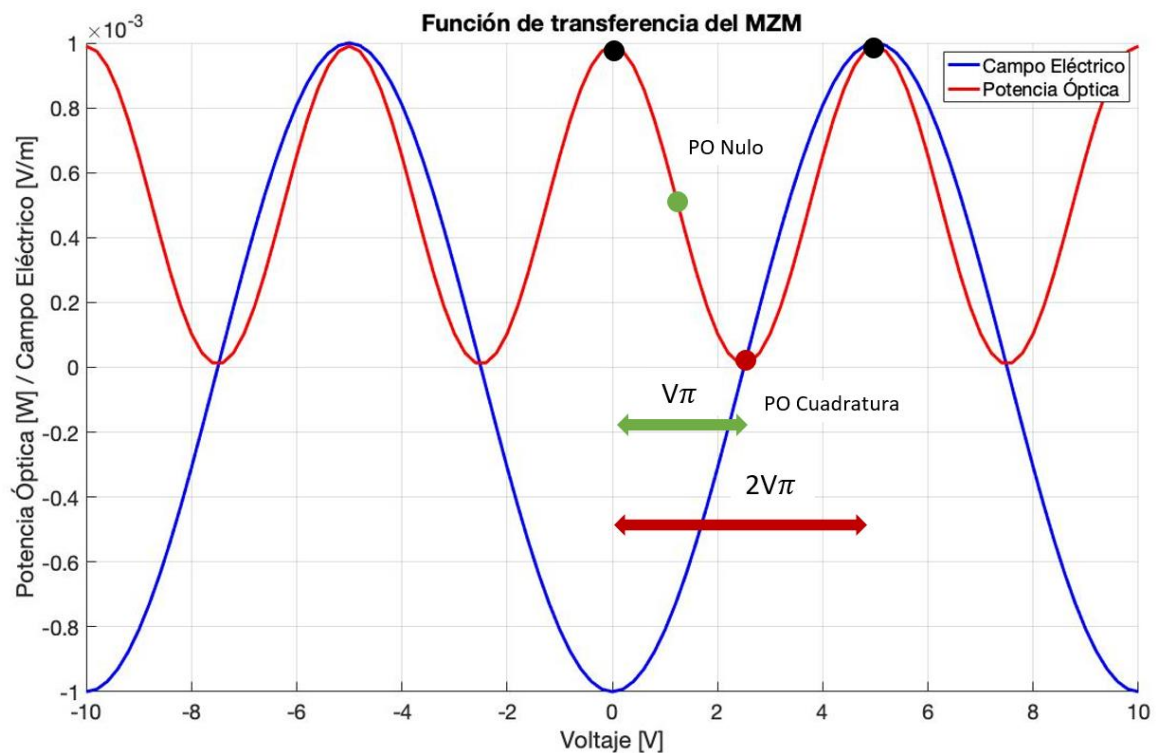


Figura 1.5. Operación del MZM en punto de cuadratura y nulo. Elaboración propia.

1.4. Justificación.

El presente trabajo se enfocará en analizar el desempeño de la eficiencia espectral del formato polibinario en sistemas de corto alcance que emplean tasas altas de transmisión. La finalidad es ver la viabilidad del formato en la implementación de redes ópticas que empleen componentes optoelectrónicos con anchos de banda menores al de la señal transmitida.

1.5. Objetivo de la tesis

El formato de modulación polibinario que ha tenido poca exploración en los últimos años, a la fecha existe poca información de su aplicación en enlaces ópticos para ver su viabilidad como una solución a los problemas de capacidad a corto plazo de los futuros sistemas ópticos de comunicaciones.

Una de las metas de este trabajo es modelar y analizar el desempeño del formato polibinario digital a altas tasas de transmisión en enlaces ópticos cortos dentro de la banda O. La banda O es utilizada para transmitir tasas altas de datos ya que la dispersión es menor en el rango de longitudes de onda que la comprenden a comparación de otras bandas de transmisión como la banda C. Formatos tradicionales como NRZ se ven limitados por el tamaño de sus canales al transmitir información, la eficiencia espectral que poseen estos formatos no es buena ya que el ancho de banda que ocupan las señales es grande, por lo que se ven afectados con mayor facilidad por la dispersión al transmitir información por fibra óptica.

En el formato polibinario la eficiencia espectral aumenta conforme el número de niveles generada. Esta cualidad es de particular interés analizarla, ya que la dispersión está relacionada de manera proporcional al tamaño del ancho de banda de las señales transmitidas, por lo que otro objetivo dentro de este trabajo será averiguar qué tan conveniente resulta aumentar la cantidad de niveles para reducir el ancho de banda en la transmisión de señales polibinarias por fibra óptica.

Por otra parte, dentro de los sistemas de comunicaciones existen variantes que pueden ser exploradas, por ejemplo, al utilizar el modulador Mach-Zehnder es posible operar este dispositivo en punto de cuadratura y punto nulo, por cada punto de operación se obtiene una versión de la señal original. Es de particular interés analizar los puntos a favor y en contra de los puntos de operación del modulador, para determinar cuál es más conveniente.

En este trabajo se plantea explorar el desempeño que tiene este formato de modulación con tasas de transmisión de 100 Gbps, 50 Gbps y 25 Gbps. Principalmente en este trabajo se descubrirá si realmente el formato polibinario representa una solución ante el escenario de

transmitir un canal con una tasa alta de bits a través de un canal que emplea una sola longitud de onda.

1.6. Aportaciones de la tesis.

A continuación, se presentan los resultados más importantes derivados del análisis numérico realizado en esta tesis. Para mayor detalle, favor de consultar el capítulo cuatro.

1. En las pruebas realizadas en el sistema bajo estudio en el que se analizó el desempeño del formato de modulación polibinario, se observó que, bajo las mismas condiciones de operación, los sistemas basados en el uso de un modulador Mach-Zehnder (MZM) operado en punto nulo requirieron menor OSNR y menos potencia óptica recibida para obtener un BER aceptable, en comparación a los sistemas que utilizan el mismo MZM en punto de cuadratura.
2. Se encontró que cuando se opera el modulador Mach-Zehnder en punto nulo, el tamaño del espectro óptico del formato polibinario se empieza a reducir cada vez menos conforme se aumenta la cantidad de niveles. Por otra parte, cuando el mismo modulador se opera en punto de cuadratura, el tamaño del espectro óptico es muy parecido, independientemente del número de niveles que tenga el formato.
3. Para un sistema sin fibra óptica, back-to-back, los resultados mostraron que los sistemas que empleaban más niveles del formato polibinario requieren un sistema con un mayor ancho de banda para conseguir un buen desempeño en comparación a los sistemas que tenían menos niveles.
4. Se pudo ver que la dispersión cromática de la fibra óptica es un fenómeno que limita significativamente el desempeño de los sistemas bajo estudio cuando éstos tienen un gran número de niveles.
5. Al involucrar los efectos de la dispersión cromática en la transmisión por fibra, se observó la necesidad de un incremento en el ancho de banda del sistema para poder mantener un BER aceptable en cada caso. El aumento en el ancho de banda requerido se hizo cada vez más grande conforme se incrementaba el número de niveles de la señal, esto al comparar cada caso con su equivalente antes de introducir dispersión en los sistemas.
6. Se observó que el aumento de potencia óptica recibida en los sistemas que emplearon el formato polibinario no mejoró significativamente el BER en los sistemas.
7. Con relación al punto anterior, el incremento en la potencia óptica recibida permitió reducir un poco el ancho de banda del sistema en los enlaces simulados, la reducción en este parámetro fue mayor en los sistemas que presentaban una menor cantidad de niveles comparada con los que poseían más niveles. En las pruebas realizadas también se encontró que existe un límite para el cual el aumento de potencia óptica recibida no ayuda para poder reducir el ancho de banda del sistema.

8. Al reducir la tasa de bits de 100 Gbps a 50 o 25 Gbps, se pudo ver que el comportamiento observado era similar, ya que, en general, los sistemas que emplean modulación polibinaria con menos niveles muestran un mejor desempeño. Obviamente, el desempeño de los sistemas que operan con una menor tasa de bits fue mejor y por ende lograron alcances mayores, ya que la dispersión cromática les afecta en menor medida.

2. Capítulo 2. Modulación Polibinaria.

La señalización de respuesta parcial (en inglés, Partial Response Signaling), es un concepto que es utilizado en la formación del pulso y como una forma de modular información propuesta en 1964 por el Dr. Adam Lender. Esta técnica también es conocida como codificación correlativa (en inglés, *correlative coding*). A pesar de haberse introducido hace mucho tiempo, en los últimos años ha ganado gran popularidad en sistemas de corto alcance. En este capítulo de la tesis presentamos una introducción al tema.

2.1. Características del formato polibinario.

Las técnicas de codificación correlativa introducen de manera intencional una cantidad limitada de Interferencia Intersimbólica (*Inter-symbol Interference*, ISI) sobre un rango de dos o más bits. La modulación polibinaria forma parte de estas técnicas de codificación correlativa.

Como resultado se obtiene una reestructuración espectral de la trama binaria (también puede utilizarse sobre una trama multi-nivel) de pulsos. Esta redistribución de la densidad espectral resulta ventajosa ya que mejora la eficiencia del ancho de banda del sistema [24].

Estas técnicas introducen correlación entre las amplitudes de los pulsos, en otras palabras, la generación de un nivel depende de los pulsos anteriores. En contraste, el criterio más restrictivo de Nyquist asume que cada amplitud de los pulsos transmitidos es independiente uno del otro.

La modulación polibinaria es un esquema que permite transmitir R bits/segundo usando menos de $R/2$ Hz de ancho de banda comparada a sistemas de señalización binaria. La eficiencia espectral de NRZ es menor, debido a que requiere un ancho de banda de R Hz para transmitir R bits/segundo [25].

El primer criterio de Nyquist dice que para poder transmitir R bits/segundo sin tener interferencia entre símbolos (ISI), se requiere que el ancho de banda mínimo del pulso transmitido sea de $R/2$ Hertz [26].

La interferencia entre símbolos (ISI) agregada para la generación de pulsos polibinarios es controlada, por lo que es posible recuperar la señal en el receptor, esto se discutirá más adelante en el capítulo. Una ventaja de este formato es que el ensanchamiento de los pulsos en el dominio del tiempo conlleva a espectros de frecuencia más estrechos. Esto a su vez, trae un beneficio en la transmisión por fibra óptica, ya que existe una relación proporcional entre la dispersión cromática y el ancho de banda de una señal [27], por lo que la reducción

en el ancho de banda generada por este formato de modulación les daría mayor robustez a las señales transmitidas ante los efectos de la dispersión.

Para la creación de múltiples niveles, los dígitos binarios son correlacionados en una ventana de bits consecutivos para sumarlos. Al sumar cada ventana se obtienen múltiples niveles que dependen de los bits anteriores. Cada vez que un nivel es creado la ventana se desplaza un elemento para tomar nuevamente la misma cantidad de bits y continuar creando niveles.

En el dominio del tiempo, cada pulso de la señal binaria transmitida tiene por duración un periodo de bit para representar un dígito uno o cero. Por otra parte, cada nivel generado por la codificación correlativa tendrá la misma duración que la señal binaria, por lo que cada nivel estará asociado únicamente a un solo bit de la señal original.

Una cualidad de los formatos de codificación correlativa es que en la creación de niveles tomando como base una señal binaria los dígitos binarios 0 son asociados a los niveles pares de la señal, mientras que los dígitos binarios 1 están relacionados a los niveles impares.

La modulación polibinaria más simple es la generada a través de una señal de dos niveles, con esto se producen señales de niveles impares. El formato más conocido de esta familia es duobinario (3 niveles), sin embargo, también existen señales de 5, 7 y 9 niveles dentro de esta modulación.

Características espectrales del formato polibinario.

Una consecuencia de la forma en que son creados los niveles de forma correlativa es la redistribución de la densidad espectral de la secuencia original binaria en un espectro más comprimido.

La redistribución de energía corresponde a un escalamiento de la densidad espectral en el dominio de frecuencia por un factor de $(M-1)$, donde M representa el número de niveles del formato correlativo.

Si se considera que existen $M-2$ elementos de retraso para la generación de una señal polibinaria de M niveles. Entonces la señal multinivel de M niveles a la salida del filtro digital Delay-And-Add tendrá una densidad espectral de potencia (*Power Spectral Density*, PSD) comprimida por un factor de $M-1$ comparada con una señal binaria [28]. Las características de este tipo de filtro digital serán discutidas en la sección 2.3 de este capítulo.

Asumiendo que la secuencia binaria de entrada está compuesta por pulsos NRZ ideales con una amplitud A y un periodo T , entonces, la densidad espectral de potencia para una señal de formato correlativo de M niveles es la siguiente:

$$S(f) = \frac{(M - 1)^2 A^2 T}{4} \text{sinc}^2[(M - 1)\pi f T] \quad (2.1)$$

En la figura 2.1 se muestran los espectros eléctricos en el transmisor de señales polibinarias multinivel con un período T de 10 [ps], en ellas se aprecia la forma descrita en la expresión (2.1)

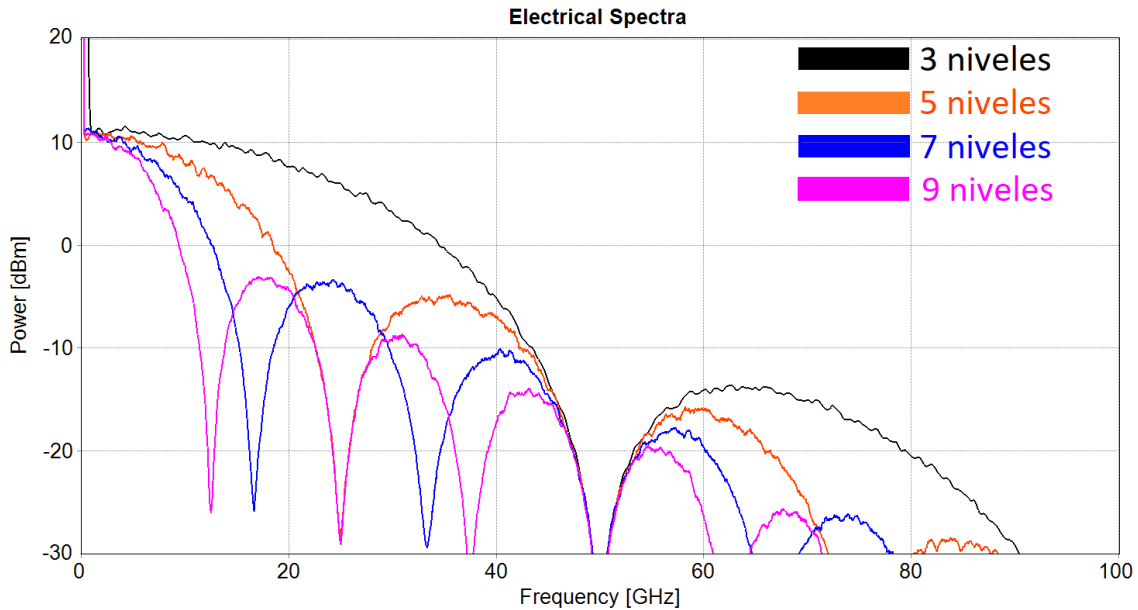


Figura 2.1. Densidad Espectral de Potencia de señales polibinarias eléctricas a una tasa de 100 Gbps en el transmisor. Elaboración propia.

En la figura anterior, se puede ver que conforme aumenta la cantidad de niveles generados, el tamaño del espectro empieza a reducirse. Esta característica fue de particular interés durante el desarrollo de este trabajo, ya que como se mencionó anteriormente, se sabe que existe una relación proporcional entre el tamaño del espectro y la dispersión cromática.

2.2. Precodificador.

Un problema que se presenta en la codificación correlativa es la propagación de errores, esto se debe a que para generar un nivel de la señal es necesario asociar un grupo de bits. Para evitar esto es necesario precodificar la secuencia original de ceros y unos.

La precodificación se logra mediante la codificación diferencial de una secuencia binaria a_k en una nueva secuencia precodificada b_k . Siguiendo la expresión:

$$b_k = a_k \oplus b_{k-1} \oplus \dots \oplus b_{k-(M-2)} \quad (2.2)$$

Donde el símbolo \oplus representa la adición modulo-2 (su equivalente lógico es la operación OR exclusiva) de los dígitos binarios. M representa el número de niveles de la señal polibinaria.

La expresión (2.2) arroja nuevamente una nueva secuencia binaria. Sin embargo, ahora cada decisión de la muestra recibida es tomada individualmente, sin depender de las decisiones anteriores que pudieran contener un error [24]. Por lo que la principal ventaja de la precodificación es evitar la propagación de errores en el sistema. Esto es crucial, ya que factores como el ruido pueden hacer más propenso al sistema a presentar errores en la detección.

2.3. Generación de señales polibinarias eléctricas.

La generación de señales eléctricas que utilicen el formato polibinario puede ser generada a través de un filtro digital llamado Delay-And-Add; con este filtro se pueden generar señales de 3, 5, 7 y 9 niveles. No obstante, la señal de 3 niveles puede ser creada mediante el uso de otro tipo de filtro, usando un filtro Bessel analógico de quinto orden y con una frecuencia de corte de alrededor del 25% de la tasa de bits. Así, la señal de 3 niveles, llamada duobinaria puede ser creada.

Por otra parte, la pregunta para averiguar si era posible encontrar un equivalente analógico al filtro digital utilizando el filtro Bessel para generar señales de más de 3 niveles se intentó responder anteriormente. Previamente se realizó un trabajo en donde se intentó buscar la señal polibinaria de 5 niveles generada a través de un filtro Bessel con una frecuencia de corte más estrecha. En este trabajo previo se partió de la hipótesis de que tener una frecuencia de corte más reducida en el filtro agregaría una mayor interferencia intersimbólica, produciéndose de esta manera una mayor cantidad de niveles.

Los resultados de estas pruebas determinaron que a pesar de que se crearon nuevos niveles dentro de la señal con un corte más reducido en el filtro Bessel, la correlación de los niveles generados no correspondía con los bits transmitidos, por lo que la decodificación resultaba desastrosa. Por otra parte, se pudo ver que era posible mantener una correcta transmisión y recepción de señales duobinarias en un sistema back-to-back con una frecuencia de corte menor de alrededor del 18% de la tasa de bits [29].

2.3.1. Filtro Delay-And-Add.

La generación de señales polibinarias requieren un filtro digital que incorpore $M-2$ retrasos para cada pulso entrante, donde M es el número de niveles de la señal polibinaria deseada. En la figura 2.2 se observa un esquema de este filtro.

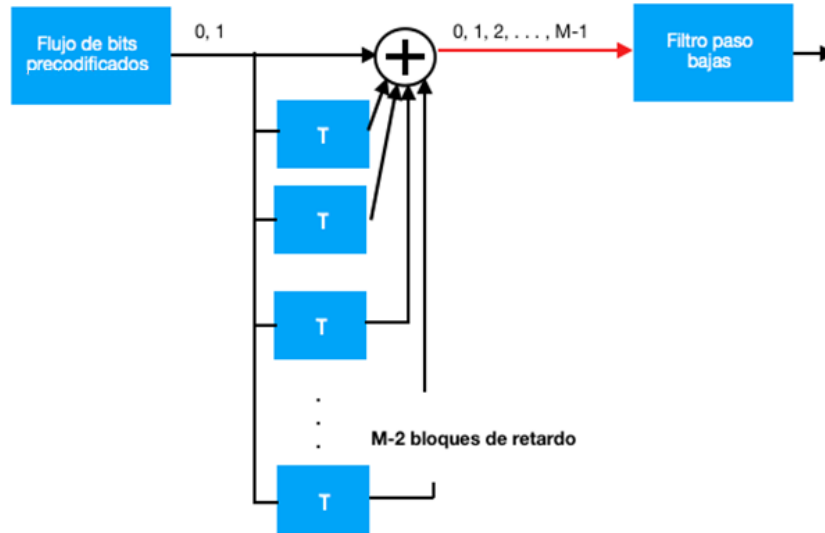


Figura 2.2. Filtro Delay-And-Add para generación de M niveles. Elaboración propia.

La transformación de binario a polibinario consiste en dos pasos. Primero, la secuencia original a_k de unos y ceros es convertida en otra secuencia binaria b_k de pulsos precodificados de acuerdo con la expresión (2.2). Finalmente, se suma el dígito b_k con $(M-2)$ dígitos anteriores, de esta forma los dos niveles de la señal b_k son transformados en una señal de M niveles números desde el 0 hasta $(M-1)$.

A la salida del filtro digital se obtiene la secuencia c_k de M niveles de la siguiente manera:

$$c_k = b_k + b_{k-1} + \dots + b_{k-(M-2)} \quad (2.3)$$

De la expresión anterior se observa que las amplitudes no son independientes ya que cada nivel c_k generado depende de los dígitos b_k anteriores. A su vez, la interferencia intersímbolo introducida a cada nivel c_k depende únicamente de los dígitos b_k que le preceden [24]. Esta correlación entre las amplitudes de los pulsos de c_k puede ser vista como ISI controlado introducido por el filtro digital en la codificación polibinaria. El diagrama de ojo correspondiente a este tipo de señales cuando se generan 5 niveles se encuentra en la figura 2.3.

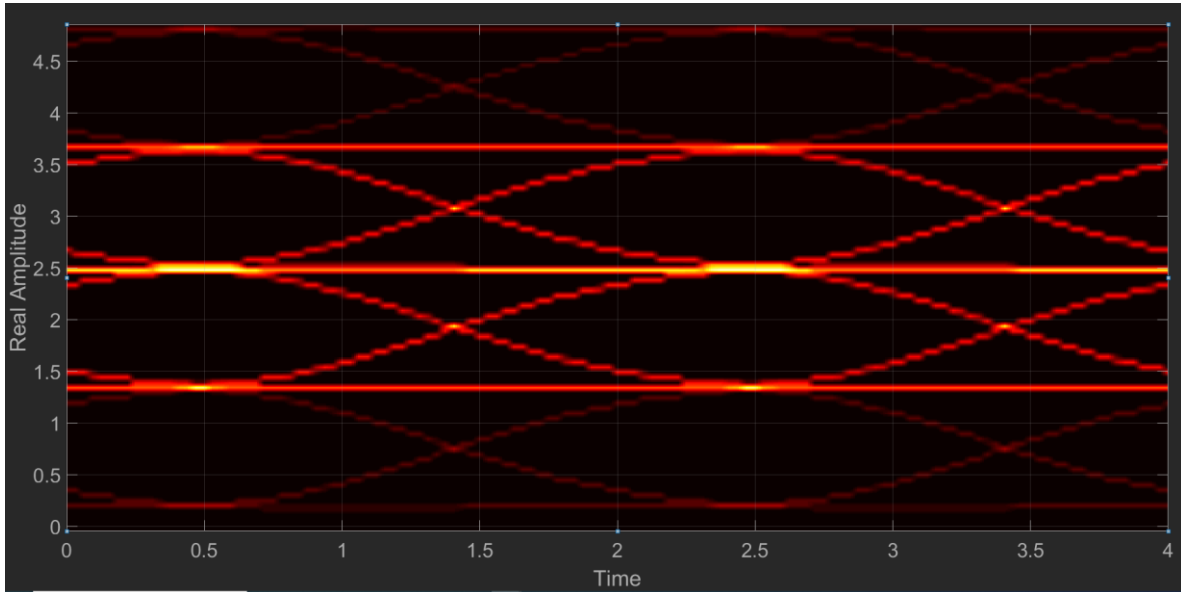


Figura 2.3. Diagrama de ojo de señal polibinaria-5. Elaboración propia.

Esta interferencia controlada puede ser removida fácilmente en el detector, posteriormente en este capítulo se verá como decodificar este tipo de señales.

La distribución de bits es una cualidad particular de la codificación correlativa, mientras que la probabilidad de los niveles en un formato binario es la misma si se asume equiprobabilidad entre los dígitos unos y ceros, la probabilidad de los niveles en formato polibinario bajo la misma suposición será diferente [30], por lo que se tiene que la probabilidad del nivel k para un sistema polibinario es:

$$p_k = (1/2)^{M-1} \binom{M-1}{k}$$

donde $k = 0, 1, 2, \dots, M-1$

De la expresión anterior, debido al coeficiente binomial, se observa que los niveles generados en los extremos (es decir, el nivel más bajo y el nivel más alto) tendrán una menor cantidad de bits distribuidos a comparación de los niveles ubicados en el centro.

2.3.2. Filtro analógico (Duobinario).

De igual manera que con el caso digital, es importante tener una etapa de precodificación que siga la expresión (2.2) previa a la generación de niveles duobinarios. Esta etapa se realiza para evitar la propagación de errores dentro del sistema de comunicaciones ópticos.

La implementación de un sistema que produzca una señal duobinaria requiere un filtro paso bajas de corte estrecho que introduzca ISI entre los pulsos de entrada para generar una señal

de 3 niveles a la salida. El filtro paso bajas que se suele utilizar es un filtro Bessel de quinto orden con un ancho de banda igual al 25% tasa de datos para imitar el comportamiento dado por la expresión (2.3) [15]. En la figura 2.4 se observa el diagrama de ojo correspondiente a este tipo de señales.

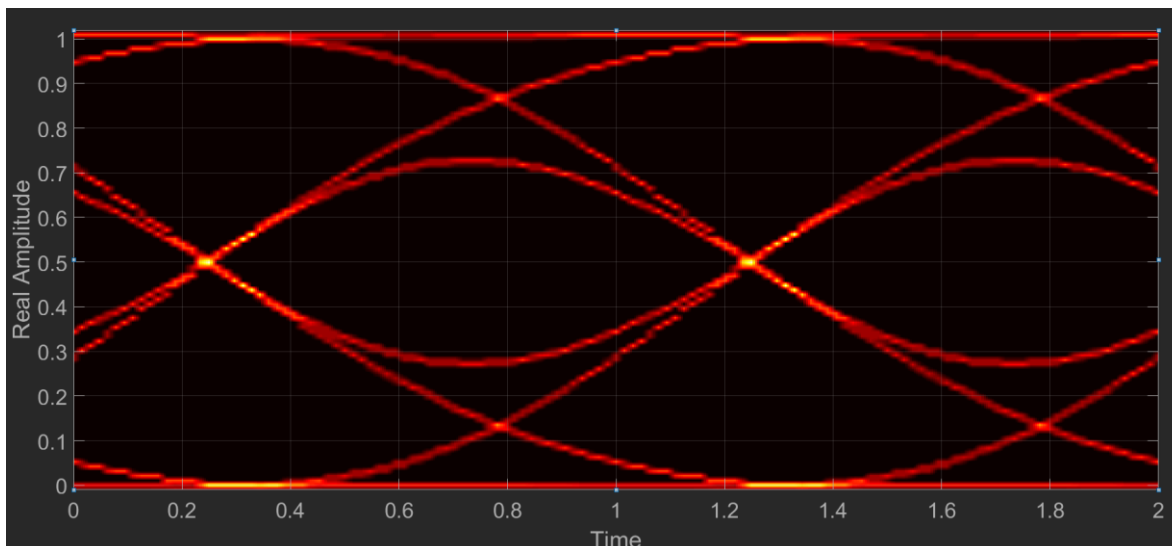


Figura 2.4. Diagrama de ojo de señal duobinaria analógica. Elaboración propia.

A pesar de que la generación de la señal duobinaria requiere un filtro con las características mencionadas anteriormente, es importante considerar el efecto que tienen otros dispositivos dentro de un sistema de comunicaciones ópticos.

Existen reportes sobre la influencia del ancho de banda del Mach-Zehnder en la señal duobinaria, estas investigaciones indican que tener un ancho de banda reducido en el MZM puede afectar significativamente el valor del ancho de banda óptimo del filtro analógico que genera la señal duobinaria [31], para compensar esta situación y reducir las distorsiones en la señal se aumentó el ancho de banda del filtro analógico [32].

Por último, la decodificación de una señal duobinaria generada de esta forma tomando como base una señal binaria sigue las mismas reglas que su contraparte digital utilizando un decodificador modulo 2, como se mencionó anteriormente, este apartado será visto más adelante en este capítulo.

2.4. Generación de señales polibinarias ópticas.

La generación de señales polibinarias ópticas implica una translación de la información del dominio eléctrico al óptico. Como se vio previamente en el capítulo 1, al utilizar un modulador Mach-Zehnder de doble brazo se puede llevar la transición eléctrico-óptico de

dos formas, una es operando el dispositivo en punto de cuadratura y otra operándolo en punto nulo.

Punto en cuadratura.

Cuando el MZM es operado en punto de cuadratura, la señal eléctrica se convierte en una señal óptica con las mismas características y cualidades. El equivalente a la señal más cercano a este punto de operación del modulador óptico sería una señal óptica obtenida por medio de la modulación directa de un láser. En este caso existe una transcripción de las variaciones de la corriente eléctrica que lo alimenta, a las variaciones ópticas emitidas por el láser.

Como se vio en el primer capítulo, la función de transferencia del MZM es una función cosenoidal y, por lo tanto, es una función no lineal. A pesar de esto, se suele preferir trabajar en la parte de la curva que sea más aproximada a una región lineal, esto se hace para evitar distorsiones en la señal [33]. Las variaciones en el voltaje de bias DC afectan la salida de potencia óptica del modulador y esto conlleva a la degradación de la señal de salida [34]. Para evitar esta degradación en la señal, el MZM debe trabajar con un punto óptimo de bias de $V_{\pi}/2$. En 2009 un equipo de trabajo desarrolló un control DSP para conseguir control preciso sobre el punto óptimo de bias del modulador [34].

Si se tiene una señal polibinaria-5 ideal en el dominio eléctrico con amplitud máxima de A [V], entonces los niveles generados por el filtro Delay-And-Add de la señal son $\{0, A/4, A/2, 3A/4, A\}$. Cuando esta señal entra al modulador Mach-Zehnder bajo las características de punto de cuadratura descritas en el capítulo 1, entonces se tendrían una señal óptica de amplitud máxima E [V/m] con niveles $\{0, E/4, E/2, 3E/4, E\}$.

Del caso anterior se puede ver que tanto los niveles de la señal eléctrica y óptica se encuentran en el eje positivo de los números reales, por lo que sólo existe una modulación pura en amplitud. Cuando la señal se recibe en el fotodiodo del receptor se obtiene una señal eléctrica con las mismas características que la generada originalmente.

Punto Nulo.

Si el MZM es operado en punto nulo, también se obtiene una reescritura de la señal del dominio eléctrico al óptico, sin embargo, existe una cualidad que hace único a este punto de operación del dispositivo. Esta diferencia ayuda a una decodificación más simple en el receptor. A continuación, se explicará porqué.

Tomando como base la misma señal polibinaria-5 en el dominio eléctrico con los niveles $\{0, A/4, A/2, 3A/4, A\}$. La señal óptica que saldrá del MZM cuando se opera en punto nulo será la siguiente $\{-E, -E/2, 0, E/2, E\}$.

Se puede ver que la señal en el dominio óptico también tiene 5 niveles como la señal original. Sin embargo, ahora la señal óptica tiene amplitudes con signo negativo (desfase de 180°) y positivo (desfase de 0°).

Recordando que el fotodiodo es un dispositivo de ley cuadrada y la fotocorriente es linealmente proporcional a la potencia óptica de entrada.

$$I = \Re P = \Re |E_{señal}|^2$$

Donde I es la fotocorriente generada, \Re es la responsividad del fotodiodo y P es la potencia óptica.

Haciendo énfasis en el hecho que $P = |E_{señal}|^2$, se puede ver que el fotodiodo recibirá la misma potencia óptica para un campo eléctrico E o $-E$, por lo que el resultado en el receptor será una señal eléctrica con menos niveles que la original.

2.5. Demodulación de señales polibinarias.

En la demodulación de las señales polibinarias es importante recordar el papel que toma el precodificador, en la sección 2.2 de este capítulo se menciona la importancia de este elemento. Es importante implementar este elemento, ya que, de lo contrario debido a la correlación de bits del formato, en la demodulación de la señal se obtendrá una cadena de errores que estropeará la transmisión en un inicio.

En la modulación polibinaria cada nivel generado contiene a un bit de información de forma alternada, es decir, el nivel inferior poseerá un bit cero, mientras que el siguiente nivel más alto tendrá un bit uno, posteriormente el nivel subsecuente tendrá un bit cero y así sucesivamente.

La demodulación de las señales polibinarias es relativamente sencilla, ya que requiere un decodificador modulo 2 para regresar a una secuencia de unos y ceros. Un aspecto que vale la pena resaltar de este decodificador es que este elemento funciona para decodificar cualquier tipo de señal polibinaria sin importar el número de niveles generado en el transmisor.

2.5.1. Decodificador MODULO 2.

La decodificación en los sistemas de codificación correlativa se logra mediante la aplicación de la operación modulo-2 a la expresión (2.2):

$$a_k = c_k \text{ mod } 2 \quad (2.4)$$

Donde c_k son los niveles de la señal polibinaria y a_k es la secuencia de bits original. Si la señal polibinaria-5 ($M=5$) tiene los niveles c_k : 0, 1, 2, 3 y 4. Al aplicar la expresión (2.4) a la señal anterior se obtendrán los dígitos 0, 1, 0, 1, 0, respectivamente. Por lo que nuevamente al decodificar se regresa a una trama binaria.

Es importante recordar que en el formato de modulación polibinario cada nivel contiene únicamente a un solo bit. Esta es una característica que no debe ser confundida con el comportamiento de otros formatos multinivel como PAM-4 y PAM-8. En estos formatos de modulación cada nivel posee un símbolo y a su vez, cada símbolo posee cierta cantidad de bits (PAM-4 posee 2 bits por símbolo y PAM-8 posee 3 bits). En el formato polibinario, independientemente del número de niveles generados, esto no ocurre ya que la tasa de símbolos siempre es la misma que la tasa de bits.

Una ventaja que poseen los sistemas que emplean codificación correlativa comparada con otros tipos de codificación se encuentra en su capacidad de detectar errores. Los sistemas sin memoria requieren redundancia para detectar errores. En contraste, los sistemas correlativos, al poseer una memoria finita, ésta puede ser utilizada para monitorear y detectar errores sin la necesidad de introducir dígitos de redundancia en el transmisor [35]. Esto es posible ya que en los pulsos formados a través de la codificación correlativa siguen patrones específicos cuando son generados [36]. De esta forma al detectar alguno de los casos que no son posibles de generar en el transmisor se detectan los errores en el receptor.

3. Capítulo 3. Programación para simulación del sistema óptico de comunicaciones.

Las simulaciones numéricas permiten observar el comportamiento de distintas configuraciones dentro de los sistemas de comunicaciones ópticos para posteriormente analizar los resultados encontrados. Esta herramienta representa una solución de bajo costo que permite experimentar con la configuración que se desea investigar, una ventaja que se tiene es que es más sencillo implementar cambios a comparación de una implementación en un laboratorio.

No obstante, la simulación numérica debe ser vista como el paso previo a una implementación con componentes reales, ya que de esta manera pueden evaluarse los puntos fuertes y débiles en la configuración analizada para ver qué tan viable sería su implementación en el mundo real.

3.1. Descripción del software VPI Photonics.

El software VPI Photonics es una interfaz gráfica de usuario (*Graphical User Interface*, GUI) que permite el diseño y simulación de redes ópticas.

Algunas de sus funciones son las siguientes:

- Herramientas de visualización avanzada (diagrama de ojo, espectros, señal en el dominio del tiempo).
- Diseño y evaluación de un sistema WDM.
- Librería extensiva de algoritmos de ecualización basados en DSP (filtro MIMO, Viterbi & Viterbi, MLSE) y FEC (LDPC, Hamming).
- Modelado, diseño y optimización de circuitos integrados fotónicos heterogéneos (*Photonic Integrated Circuits*, PIC).

La herramienta VPItransmissionMaker Optical Systems permite el diseño de sistemas de comunicaciones de corto alcance, redes metropolitanas y de largo alcance. La tecnología de este software permite la actualización y sustitución de componentes dentro de la red diseñada en pro de la implementación de mejoras. Esta característica permite que dentro de la red puedan implementarse ideas nuevas con cierta facilidad ya que cambiar componentes es una tarea rápida.

Este diseño se lleva a cabo por medio de la construcción de un esquemático de simulación de VPI. En éste se encuentran los componentes necesarios para la implementación de una red

óptica de comunicaciones. En la figura 3.1 se observa el ejemplo de un esquemático de un sistema de comunicaciones ópticas.

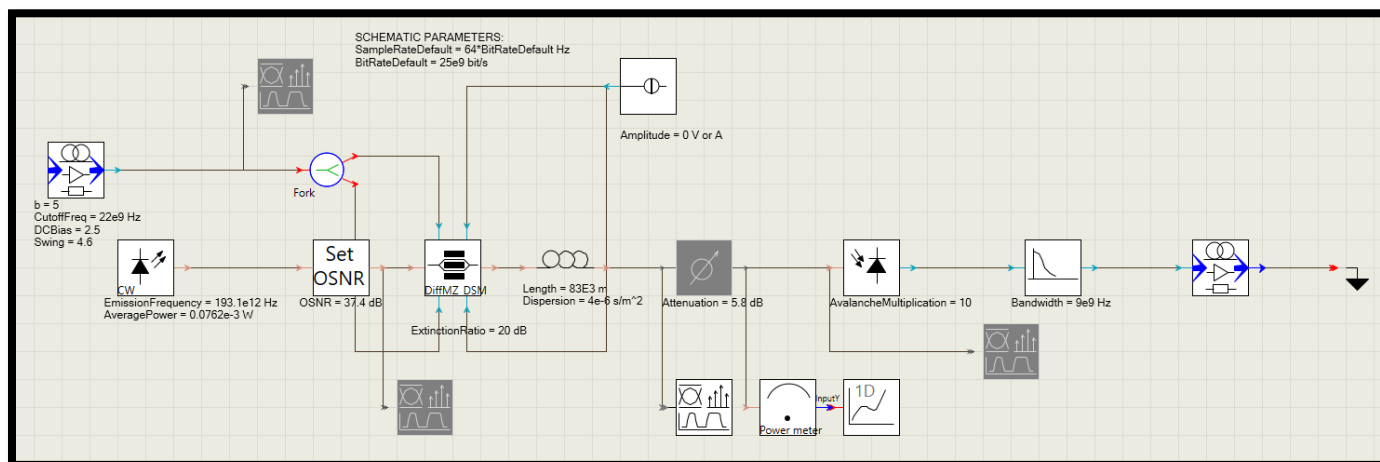


Figura 3.1. Ejemplo de un esquemático de VPI Photonics. Elaboración propia.

Dentro de cada esquemático existen dos tipos de parámetros, los globales y los correspondientes a cada componente de la red. Como su nombre lo indica, los parámetros globales tienen efecto en todo el esquemático, mientras que los parámetros de cada componente son propios de cada elemento, sólo afectan de manera local al mismo, sin que cambios en sus variables influyan en otros componentes.

En los parámetros globales se encuentran variables como la tasa de bits, el número de bits transmitido, la cantidad de muestras por bit, frecuencia de muestreo, etc. En la tabla 3.1 se muestran los parámetros globales de VPI Photonics. Mientras que los parámetros de cada componente son variables muy propias que describen las características de este, como por ejemplo la potencia de transmisión que utiliza un láser de onda continua.

Tabla 3.1. Parámetros globales de VPI Photonics.

Parámetro de VPI	Valor
<i>TimeWindow</i>	$2^{16}/\text{BitRateDefault}$
<i>GreatestPrimeFactorLimit</i>	2
<i>InBandNoiseBins</i>	OFF
<i>BoundaryConditions</i>	Periodic
<i>LogicalInformation</i>	ON
<i>SampleModeBandwidth</i>	SampleRateDefault
<i>SampleModeCenterFrequency</i>	193.1 [THz]
<i>SampleRateDefault</i>	$64 * \text{BitRateDefault}$
<i>BitRateDefault</i>	25, 50, 100 [Gbps]

Dentro de esta herramienta se encuentra una gran variedad de módulos que simulan distintos componentes en la red como lo son: acopladores ópticos, amplificadores ópticos basados en

fibra dopada como el amplificador basado en fibra dopada con Erblio (*Erbium Doped Fiber Amplifier*, EDFA), fibra óptica, moduladores ópticos (optoelectrónicos y de electroabsorción), fotodetectores, etc.

Cada componente posee una lista de parámetros que pueden ser modificados dependiendo de las características de la red diseñada. Por ejemplo, dentro del módulo del fotodiodo se puede cambiar su responsividad, así como también activar diferentes tipos de ruido en el modelado, etc.

Los módulos incluidos en el software VPI Photonics poseen un orden establecido para conectarlos, las conexiones permitidas entre módulos son representadas por colores. El color azul cian representa las conexiones para el dominio eléctrico, mientras que el color café claro representa conexiones dentro del dominio óptico.

De esta manera los esquemáticos creados dentro de este software tienen sentido y no permiten hacer conexiones entre elementos que no tengan relación alguna dentro de la red óptica de comunicaciones.

Por otra parte, este programa posee herramientas de visualización como una llamada *SignalAnalyzer*, con esta es posible visualizar en el dominio del tiempo la señal transmitida, además de que permite visualizar el diagrama de ojo de la señal y su espectro. Una ventaja de esta herramienta es que funciona de manera indistinta para señales en el dominio eléctrico y óptico.

Otra herramienta con la que cuenta VPI Photonics es un medidor de potencia óptica llamado *PowerMeter*. Este elemento permite medir la potencia óptica recibida en cualquier parte dentro del dominio óptico de la red de comunicaciones.

3.2. Componentes eléctricas del programa.

En un sistema óptico de comunicaciones las componentes eléctricas se encuentran en los extremos de la red, es decir, en el transmisor y en el receptor. En el transmisor, por ejemplo, es donde se generan señales al utilizar algún formato de modulación existente, mientras que, en el receptor se encuentran componentes de gran importancia como el decodificador de la señal eléctrica.

Dentro de las componentes eléctricas se utilizaron programas elaborados en MATLAB, estos programas simulan elementos del transmisor y receptor del sistema óptico de comunicaciones. La razón para hacerlo así se debe a que dentro de la modulación polibinaria existen elementos propios de este formato que no se encuentran incluidos dentro de VPI

Photonics, uno de ellos es el precodificador y una cualidad que tiene es que depende de la cantidad de niveles generados.

El software VPI Photonics permite recibir datos provenientes de otros lenguajes de programación como MATLAB o Python para utilizarla dentro del ambiente de esta interfaz gráfica de usuario. De igual manera, es posible enviar datos dentro de VPI Photonics a los lenguajes de programación antes mencionados.

Las características anteriores reciben el nombre de cosimulación, éstas fueron aprovechadas para modelar elementos del transmisor y receptor dentro de la red simulada. En la figura 3.2 se observa un ejemplo de un esquemático de los bloques que conforman la cosimulación para subir datos de un lenguaje de programación a VPI Photonics.

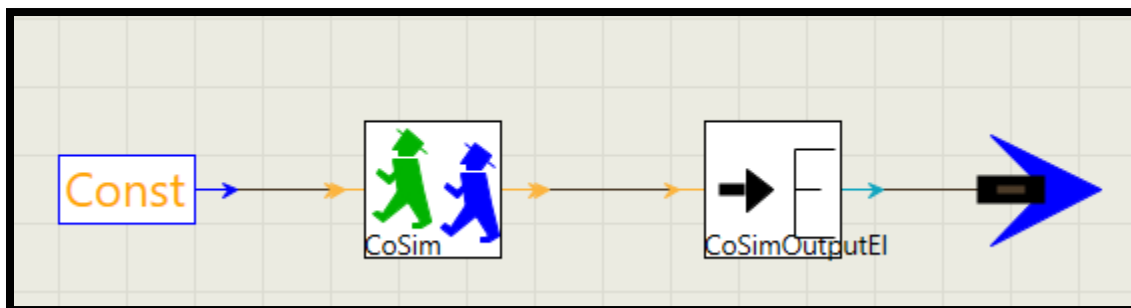


Figura 3.2. Cosimulación con MATLAB [37].

En este esquemático los datos generados de un archivo.m que provienen de MATLAB se encuentran en el módulo *CoSim*, posteriormente se debe indicar qué tipo de dato se ha generado, ya que como se mencionó anteriormente, VPI Photonics sigue un orden con la información que se maneja en cada módulo, esta tarea se hace con el módulo *CoSimOutputEl* para indicar que se trata de una señal eléctrica.

En el transmisor los elementos que se modelaron en MATLAB fueron los siguientes:

- Generador de secuencia binaria.
- Precodificador.
- Filtro digital Delay-And-Add.
- Convertidor Digital a Analógico (DAC).
- Filtro Bessel paso bajas.

De los elementos anteriores, el precodificador y el filtro digital Delay-And-Add son elementos propios del formato de modulación polibinaria, el primer elemento se encarga de evitar la propagación de errores en el formato y a la salida del filtro digital se originan las señales multinivel polibinarias.

El filtro Bessel paso bajas fue utilizado para modelar el ancho de banda del modulador óptico Mach-Zehnder, su frecuencia de corte fue fijada a 22 [GHz] debido a la rentabilidad en la relación costo-beneficio que poseen estos elementos con ancho de banda similares.

Por último, a la señal generada en el transmisor se le agregó una componente de DC, posteriormente se amplificó para adaptarla a los requerimientos del modulador óptico. De esta manera, fue posible operar este dispositivo en punto de cuadratura y en punto nulo.

Dentro del ámbito de la cosimulación, VPI Photonics permite juntar un grupo de módulos para unirlos en uno solo, al hacerlo, el nuevo módulo recibe el nombre de “galaxia”. Crear galaxias permite tener un mejor manejo de los programas de MATLAB, ya que es posible crear variables locales dentro de la galaxia de VPI Photonics que afectarán directamente el valor de las variables involucradas en un archivo de MATLAB, haciendo que el control al cambiar valores sea más sencillo.

En la figura 3.3 se observa la galaxia creada a partir de los módulos de la figura 3.2, en ella se pueden observar afuera algunas variables creadas para controlar el archivo de MATLAB. Mientras que en la tabla 3.2 se muestran los parámetros utilizados en esta galaxia.

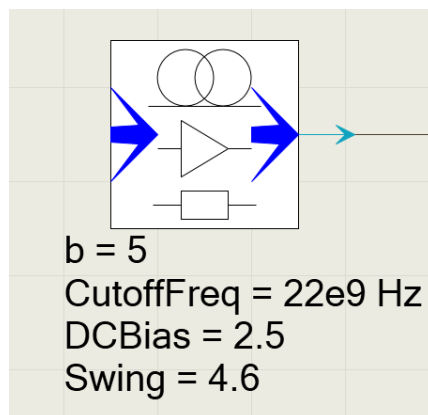


Figura 3.3. Galaxia de la cosimulación en VPI Photonics [37].

Tabla 3.2. Parámetros de cosimulación VPI Photonics.

Parámetro de VPI	Valor
b (Número de niveles de la señal polibinaria)	5, 7, 9 [Adimensional]
$CutoffFreq$ (Frecuencia de corte del filtro paso bajas)	22 [GHz]
$DCBias$	2.5 [V]
$Swing$ (Amplitud pico a pico de la señal)	4.6 [Vpp]

Por otra parte, en el receptor se modelaron en MATLAB los siguientes elementos:

- Clock recovery.
- Decodificador de señales polibinarias.
- Código que busca el mejor desempeño en la señal recibida.

El clock recovery es un elemento que se encarga de alinear la señal recibida en el receptor, esto se logra al realizar la correlación cruzada entre la señal transmitida antes de ser perturbada por el medio y la señal recibida. Con la información obtenida de este proceso es posible fijar la señal recibida en la misma posición en tiempo para poder facilitarle la tarea de decodificar la señal al receptor. Esto se debe a que al tener sincronizada la señal es más fácil la ubicación en tiempo del punto de muestreo con la información provista del diagrama de ojo de la señal.

El decodificador de señales polibinarias es un elemento que siempre utiliza la operación módulo 2 para poder regresar a secuencias de unos y ceros en el receptor. Este comportamiento ocurre sin importar que las versiones operadas en punto nulo generen señales de 3, 4 y 5 niveles en el receptor cuando se generan señales de 5, 7 y 9 niveles en el transmisor, respectivamente.

Por último, el BER de un enlace de fibra es la medida más importante para ver la fidelidad del enlace en transportar datos binarios del transmisor al receptor [38]. En las simulaciones realizadas esta fue la forma de medir el desempeño en las señales recibidas.

El código desarrollado busca la mejor tasa de bit erróneo (*Bit Error Rate*, BER) en la señal, lo hace probando varios umbrales, varios puntos de muestreo, después calcula y guarda el BER para cada caso, finalmente, elige la combinación que mejor resultado haya dado.

El BER calculado en las simulaciones fue aplicando el conteo directo de errores, es decir:

$$BER = \frac{\text{Número de bits erróneos}}{\text{Número de bits totales}}$$

3.3. Componentes ópticas del programa.

En la sección 3.2 se mencionó que la señal eléctrica en el transmisor fue generada por medio de MATLAB, la sección actual es la continuación del procesamiento de estos datos utilizando la infraestructura de VPI Photonics.

Los componentes ópticos en la red fueron simulados utilizando directamente los módulos del software VPI Photonics.

Transmisor.

Las componentes ópticas empleadas en el transmisor comprenden tres módulos de este software: láser de onda continua, asignación de OSNR, modulador Mach-Zehnder diferencial.

El láser de onda continua es el módulo que se encarga de ser la fuente óptica que en conjunto con el modulador óptico son los responsables de pasar del dominio eléctrico de la señal al dominio óptico para su transmisión en la fibra óptica. Los parámetros que permanecieron constantes fueron la frecuencia de emisión con un valor de 193.1 [THz] y el ancho de línea del láser con un valor de 10 [MHz]. Por otra parte, un parámetro que sí se varió en las pruebas realizadas fue la potencia del láser. En la figura 3.4 se muestra el icono correspondiente a este componente y en la tabla 3.3 se presenta una lista con sus parámetros.

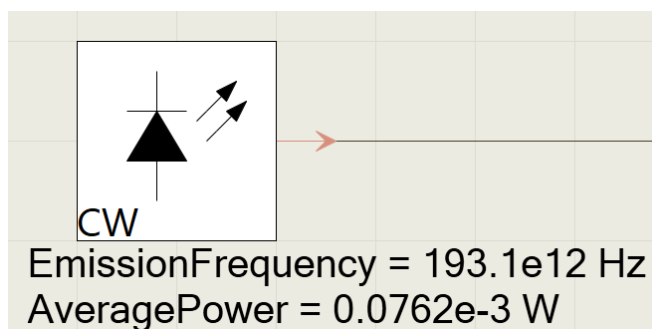


Figura 3.4. Láser de onda continua de VPI Photonics [37].

Tabla 3.3. Parámetros del láser de onda continua.

Parámetro de VPI	Valor
<i>EmissionFrequency</i>	193.1 [THz]
<i>SampleRate</i>	64*BitRateDefault
<i>AveragePower</i>	Variable [W]
<i>InitialPhase</i>	0
<i>Linewidth</i>	10 [MHz]

A la salida del láser se implementó un bloque que asignó una relación señal a ruido óptica en el sistema con la finalidad de ver los requerimientos en este parámetro para mantener una buena calidad en la señal de tal manera que fuera posible decodificarla de manera correcta antes de transmitir la señal por fibra.

La relación señal a ruido en el sistema para las señales polibinarias al operar el MZM en punto nulo fue de 40 [dB], mientras que para las mismas señales al operar el MZM en punto de cuadratura fue de 46 [dB]. En la figura 3.5 se muestra el icono del módulo en VPI Photonics y la tabla 3.4 muestra sus parámetros.

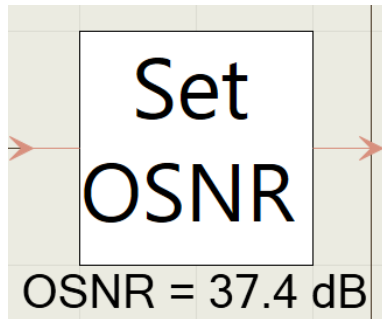


Figura 3.5. Asignación de OSNR de VPI Photonics [37].

Tabla 3.4. Parámetros del módulo de OSNR.

Parámetro de VPI	Valor
<i>OSNR</i>	40 o 46 [dB]
<i>OSNR_Bandwidth</i>	12.5 [GHz]
<i>CenterFrequency</i>	193.1 [THz]
<i>SampleRate</i>	SampleRateDefault
<i>NumberOfChannels</i>	1

El último elemento del transmisor es el modulador óptico, en este caso, se decidió emplear el modulador Mach-Zehnder ya que este dispositivo opto-eléctrico además de presentar las ventajas descritas en el capítulo 1, como se mencionó anteriormente, permite ser operado en dos versiones llamadas punto de cuadratura y punto nulo. Estas versiones fueron parte del objeto de análisis de este trabajo con fines comparativos.

Los puntos de operación antes mencionados dependen de las características de entrada de la señal eléctrica como la amplitud pico a pico y la componente de DC. Las señales generadas en MATLAB fueron adaptadas para poder utilizar los puntos de operación del modulador Mach-Zehnder. En la figura 3.6 se observa el icono del modulador diferencial Mach-Zehnder de VPI Photonics y en la tabla 3.5 se muestran sus parámetros.

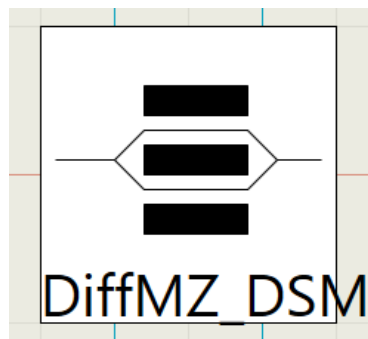


Figura 3.6. Modulador Mach-Zehnder de VPI Photonics [37].

Tabla 3.5. Parámetros del modulador Mach-Zehnder.

Parámetro de VPI	Valor
V_{piDC}	5 [V]
V_{piRF}	5 [V]
<i>ExtinctionRatio</i>	20 [dB]
<i>LowerArmPhase</i>	NEGATIVE

Medio de transmisión.

En los enlaces ópticos la fibra óptica es el medio de transmisión para enviar información, uno de los efectos lineales a los que está expuesto este medio es la dispersión. Como se explicó en el primer capítulo de este trabajo, este fenómeno provoca un ensanchamiento en los pulsos que como resultado final puede producir una decodificación errónea en el detector.

Cabe la pena mencionar que la dispersión es un fenómeno que depende de la longitud de onda a la que viaje la luz, ya que es este último parámetro el que determina la velocidad con la que viajara la luz en la fibra. Por otra parte, la dispersión también depende del material empleado en la construcción de la fibra óptica, este tipo de dispersión también influye en cómo afectará la dispersión a las longitudes de onda propagadas dentro de la misma.

Para cada tipo de fibra óptica utilizadas en transmisión existen curvas de dispersión que ayudan a identificar el valor del parámetro de dispersión que se presentará a lo largo de las longitudes de ondas utilizadas en enlaces ópticas. En la figura 3.7 se muestra la curva de dispersión de varios tipos de fibra.

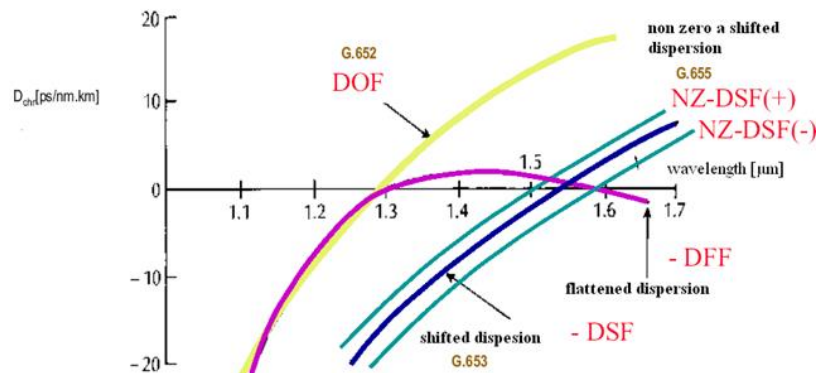


Figura 3.7. Curvas de dispersión en la fibra [39].

En estas fibras, dentro de las curvas de dispersión existe una longitud de onda especial en la que la dispersión es nula, ésta se conoce como longitud de onda de dispersión cero (λ_{ZD}), sin embargo, a pesar de lo ventajoso que resultaría transmitir en una longitud de onda sin dispersión, esto no resulta recomendable cuando se desea transmitir una comunicación de varios canales multiplexados por longitud de onda, ya que en la ausencia de dispersión el fenómeno no lineal de mezcla de cuatro ondas (*Four Wave Mixing*, FWM) se hace más propenso a aparecer [40].

Por otra parte, la fibra óptica simulada tenía una pendiente de dispersión S_0 de 0.08 s/m^3 , con este valor y sabiendo que la longitud de onda de dispersión cero λ_{ZD} en una fibra SMF-28 se encuentra alrededor de 1309 [nm] es posible encontrar el valor de dispersión que tendría la longitud de onda de 1360 [nm] con esta información.

Aplicando la definición de la fórmula general para la pendiente se tiene que:

$$S_0 = \frac{D_x - D_{ZD}}{\lambda_x - \lambda_{ZD}} \quad (3.1)$$

Donde λ_x es la longitud de onda en la que se desea conocer el valor de su dispersión D_x . λ_{ZD} es la longitud de onda de dispersión cero donde su valor correspondiente de dispersión D_{ZD} es cero.

Despejando la variable D_x de (3.1)

$$D_x = S_0 * (\lambda_x - \lambda_{ZD}) + D_{ZD} \quad (3.2)$$

Sustituyendo $\lambda_{ZD} = 1309 \text{ [nm]}$, $D_{ZD} = 0 \left[\frac{\text{ps}}{\text{nm}\cdot\text{km}} \right]$, $\lambda_x = 1360 \text{ [nm]}$ en (3.2) se tiene que $D_x = 4 \left[\frac{\text{ps}}{\text{nm}\cdot\text{km}} \right]$.

Por lo que el valor encontrado en D_x fue el que se utilizó en el parámetro de dispersión de la simulación realizada. A pesar de que la frecuencia de emisión utilizada corresponde a una longitud de onda de 1552.52 [nm] el nuevo valor de dispersión hace que la fibra simulada sea una DSF (*Dispersion Shifted Fiber*) cuyos efectos en dispersión serían similares a una transmisión en banda O utilizando la longitud de onda de 1360 [nm] en una fibra SMF-28 (*Single Mode Fiber*).

Dentro de la simulación en el módulo de la fibra se consideraron principalmente los efectos de la dispersión, ya que este fenómeno es el que está más relacionado con el formato polibinario. Recordando que la característica más atractiva de este formato se encuentra en la tolerancia a la dispersión al comprimir el espectro óptico de la señal fue de principal interés observar cómo se veía afectado el BER con este formato en una transmisión por fibra. Por esta razón y debido a que son muy conocidos sus efectos, el fenómeno lineal de la atenuación fue excluido en el análisis, por lo que este parámetro se fijó en 0 [dB/km] en el módulo de fibra para que de esta manera fuera posible ver directamente la relación entre el parámetro de potencia óptica recibida y el BER en el fotodiodo en la simulación. Los efectos no lineales de la fibra fueron despreciados en estas pruebas debido a que se quería estudiar los efectos de la dispersión cromática principalmente, esto debido a la relación de este fenómeno con la

eficiencia espectral del formato de modulación polibinario. En la figura 3.8 se muestra el módulo de fibra y en la tabla 3.6 sus parámetros.

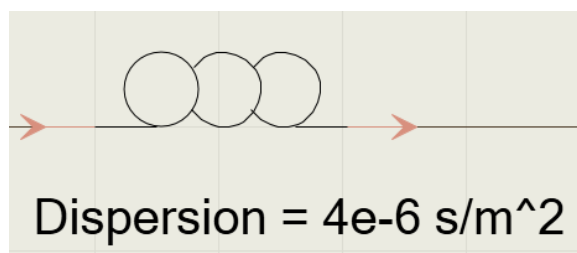


Figura 3.8. Módulo de fibra óptica en VPI Photonics [37].

Tabla 3.6. Parámetros de la fibra óptica de VPI Photonics.

Parámetro de VPI	Valor
<i>EmissionFrequency</i>	193.1 [THz]
<i>Length</i>	0-83 [km]
<i>GroupRefractiveIndex</i>	1.47 [3]
<i>Attenuation</i>	0 [dB/m]
<i>Dispersion</i>	4 [ps/nm*km]
<i>NonLinearIndex</i>	0 [m ² /W]

Receptor.

En el receptor se encuentra el fotodiodo, este elemento es un transductor que se encarga de llevar la señal del dominio óptico al eléctrico. En el módulo de VPI Photonics se han activado los modelos de ruido térmico y de disparo, además de considerar la corriente oscura.

Como se vio en el capítulo 1, el ruido térmico como su nombre lo indica, es un tipo de ruido provocado por el movimiento aleatorio de los electrones en un conductor debido al aumento de temperatura. El ruido de disparo se debe a que la llegada de los fotones al fotodiodo en un intervalo de tiempo no es uniforme. La corriente oscura es un término que se refiere a la corriente generada por el fotodetector cuando no se incide luz, esta corriente suele ser pequeña y depende de la temperatura.

El fotodiodo es un dispositivo importante al recibir la señal después de haber operado el modulador Mach-Zehnder en punto de cuadratura y nulo, en especial en este último punto de operación que involucra dos fases (0° y 180°). Como se mencionó previamente en el capítulo 2, el fotodiodo es un dispositivo de ley cuadrada, por lo que la información de la fase en la señal “se pierde”. Esto en conjunto con la distribución de bits en los niveles en el formato polibinario, provocan que dos niveles de este formato con fase 0° y 180° , que contengan al mismo bit, se unan en un solo nivel teniendo como resultado final una reducción de niveles en la decodificación del sistema.

En la figura 3.9 se muestra el módulo de este dispositivo y en la tabla 3.7 una lista de sus componentes utilizados en la simulación.

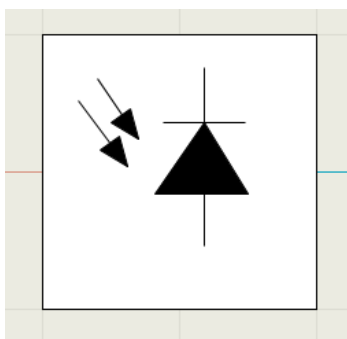


Figura 3.9. Módulo del fotodiodo en VPI Photonics [37].

Tabla 3.7. Parámetros del fotodiodo de VPI Photonics.

Parámetro de VPI	Valor
<i>Responsivity</i>	0.7 [A/W]
<i>PhotodiodeModel</i>	APD
<i>DarkCurrentMultiplied</i>	3000 [nA]
<i>AvalancheMultiplication</i>	10 [3]
<i>IonizationCoefficient</i>	0.1[3]
<i>ThermalNoise</i>	18×10^{-12} [A/Hz ^{1/2}]
<i>ShotNoise</i>	On

En la simulación se decidió utilizar un fotodetector de avalancha (*Avalanche Photodiode*, APD) por las ventajas que ofrece sobre los fotodiodos PIN. A diferencia de los fotodiodos PIN, el APD puede proporcionar una ganancia interna a la fotocorriente que incide dentro del dispositivo antes de que entre en una etapa de amplificación posterior al fotodetector [14]. Los fotodetectores con una gran responsividad son preferidos porque requieren menor potencia óptica, los APD pueden tener valores mucho mayores de responsividad debido a su diseño [12].

La ganancia interna de la corriente del APD se consigue con una polarización en inversa grande [41] y el fenómeno detrás de esta ganancia se conoce ionización de impacto [12]. En un APD la absorción de un fotodiodo incidente genera un par electrón-hueco como en el fotodiodo PIN. Sin embargo, el gran campo eléctrico en la zona de empobrecimiento causa que las cargas aceleren rápidamente. Estas cargas al propagarse a altas velocidades pueden dar parte de su energía a un electrón en la banda de valencia y excitarlo a la banda de conducción. Esto resulta en un par electrón-hueco adicional. Estos a su vez pueden acelerar a un más y crear más pares electrón-hueco. Este proceso lleva a la multiplicación de avalancha de los portadores [41].

En su diseño, los APD difieren de los fotodetectores PIN al tener una capa adicional tipo-p localizada entre las capas tipo-i y tipo-n como se muestra en la figura 10. Los pares electrón-hueco se siguen generando en la capa tipo-i, pero la multiplicación de avalancha toma lugar en la capa tipo-p, esta capa también es conocida como capa de multiplicación [12].

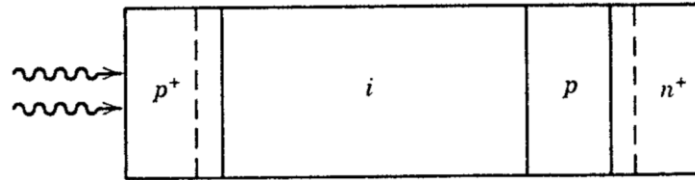


Figura 3.10. Estructura de las capas del APD [12].

Debido a que en la lista de parámetros del fotodiodo no se incluía ninguno que describiera el ancho de banda de este dispositivo, se decidió agregar un módulo extra de un filtro paso bajas que modelará el ancho de banda de este elemento. Variando la frecuencia de corte en el filtro fue como se modelaron diferentes anchos de banda para el fotodiodo. En la figura 3.11 se muestra el icono del módulo del filtro paso bajas y en la tabla 3.8 se muestran sus parámetros correspondientes.

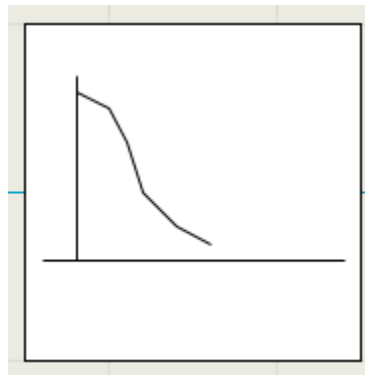


Figura 3.11. Módulo del filtro paso bajas en VPI Photonics [37].

Tabla 3.8. Parámetros del filtro paso bajas de VPI Photonics.

Parámetro de VPI	Valor
<i>FilterType</i>	LowPass
<i>TransferFunction</i>	Bessel
<i>Bandwidth</i>	0 - 40 [GHz]
<i>FilterOrder</i>	5

4. Capítulo 4. Resultados en transmisión por fibra óptica.

El enfoque de este capítulo consistió en realizar una comparación entre el desempeño del sistema al operar el MZM en punto de cuadratura y en punto nulo. Para hacerlo se crearon dos esquemáticos de VPI Photonics, cada uno correspondiente a los puntos de operación del MZM mencionados.

Esto se hizo en el contexto de explorar un enlace de *short reach* y observar cómo se comportaba el formato de modulación polibinario para ver qué tan viable sería usar este formato como una solución a los enlaces de alta capacidad sobre una longitud de onda en fibra monomodo, particularmente cuando se usan transceptores optoelectrónicos con un ancho de banda relativamente modesto, es decir, de bajo costo. Por lo que de inicio la tasa de bits transmitida fue de 100 Gbps para los dos casos analizados, en cada uno se consideró una longitud de bits de 65536 elementos enviados.

Es importante resaltar que dentro de los sistemas de comunicaciones simulados se consideró un ancho de banda de 22 [GHz] para el modulador óptico MZM. Esto se hizo de esta manera bajo el contexto de que los elementos que trabajen a 25 Gbps están siendo más accesibles en costo, debido a la implementación de estándares de Ethernet como el 802.3cc y otros que agregan canales a esa velocidad, y que por ende promueven la conectividad en enlaces ópticos que trabajan a esta tasa de bits.

Dentro de la serie de pruebas realizadas, y teniendo establecido el sistema a analizar fijando parámetros como el OSNR, componente DC y voltaje pico de la señal para adecuarla al MZM, número de niveles, etc. Se prosiguió a probar cambios en las siguientes tres variables:

- Frecuencia de corte del filtro paso bajas que se encuentra después del fotodiodo.
- Longitud de la fibra.
- Potencia óptica recibida.

Durante las primeras pruebas un elemento importante que se decidió variar fue la frecuencia de corte del filtro paso bajas después del fotodiodo, esto se hizo con la finalidad de analizar el impacto que tiene el ancho de banda de este dispositivo, y en general el de todo el sistema, dentro del desempeño del mismo. Nuestro objetivo en este caso es buscar la manera de maximizar la tasa de bits del sistema manteniendo un ancho de banda del sistema relativamente modesto, o equivalentemente, fijar la tasa de los bits del sistema a 100 Gb/s y estudiar el impacto que tiene variar el ancho de banda del canal, con el fin de encontrar el mínimo valor que mantiene un desempeño aceptable. Se esperaba que el uso de los formatos polibinarios efectivamente permitieran reducir el ancho de banda del sistema debido a su característica de alta eficiencia espectral.

Por otra parte, la corrección de errores hacia delante (*Forward Error Correction*, FEC) ha sido una parte crítica para mantener un alto rendimiento en los sistemas de comunicaciones. Los códigos FEC introducen datos adicionales a la información original para que este mensaje pueda ser recuperado incluso cuando la cantidad de errores debido a la transmisión sea grande [42].

En los primeros sistemas de comunicaciones ópticas se implementaron FEC de decisión difícil (*Hard Decision FEC*, HD-FEC) debido a que no existían ADC y los requisitos simples de los receptores de esa época [43], no obstante, su rendimiento no era muy bueno. Por otro lado, la llegada de los esquemas de transmisión coherente y los ADC de alta resolución permitieron el desarrollo de FEC de decisión suave (*Soft Decision FEC*, SD-FEC) cuyo rendimiento mejoró significativamente la capacidad de los canales, sin embargo, su complejidad hizo que su aplicación se concentrara más en sistemas de larga distancia (*long-haul*). Con el paso del tiempo, también se buscó llevar estas ventajas procurando reducir la complejidad, para aplicaciones en redes metro o interconectores de data center que requieren grandes tasas de transferencia efectiva y baja potencia [43].

Este escenario llevó a buscar soluciones que permitieran incrementar la capacidad del canal manteniendo una baja complejidad. Los esquemas híbridos SD-HD buscan mantener el rendimiento de los SD-FEC con la baja complejidad de los HD-FEC [43]. Una de estas soluciones concatena un código interno de decisión suave con un código externo de decisión difícil. La tarea del código interno es reducir el BER por debajo del error umbral del código externo que se encarga de corregir la mayoría de los errores [43]. El esquema reportado en [44] utilizó como código interno a la comprobación de paridad de baja densidad (*Low Density Parity Check*, LDPC) y un código de escalera como externo. El código interno sólo necesito conseguir un BER entre el rango de 10^{-2} y 10^{-3} para lograr reducir el BER por debajo de 10^{-15} con el código externo.

El análisis de desempeño en esta tesis se hizo con base en el BER, y con base a lo anteriormente dicho sobre los esquemas híbridos SD-HD, se fijó un BER de 1×10^{-2} como el umbral de buen o mal desempeño. Esta cantidad implica que en el enlace sólo existiera un error por cada cien bits transmitidos.

El desempeño del receptor es caracterizado al medir el BER como función de la potencia óptica recibida [12]. Debido a la importancia de este parámetro, para los casos operados en cuadratura y nulo, inicialmente se realizaron pruebas buscando el valor más pequeño de este parámetro que permitiera obtener un BER que cumpliera con el umbral definido previamente en los casos back-to-back. Una vez encontrado estos valores, se prosiguió a aumentar la potencia óptica recibida con la finalidad obtener una mejora en el BER.

Finalmente, la transmisión por fibra óptica también tomó como base el umbral de BER mencionado para delimitar la distancia en la que fuera aceptable el desempeño de la señal. De igual forma, también se probaron cambios en la potencia óptica recibida para ver los efectos que se tenían en el BER en todos los casos.

4.1. Desempeño del formato polibinario al operar el modulador Mach–Zehnder en cuadratura.

Para caracterizar el desempeño del sistema se consideró el BER como parámetro de medición. Por otra parte, se realizó una serie de pruebas en las que se probaron cambios en las tres variables descritas anteriormente: ancho de banda del fotodiodo, longitud de la fibra y la potencia óptica de entrada al fotodetector. Bajo estos cambios se realizó el análisis del rendimiento del formato polibinario.

En esta sección se muestra el procedimiento realizado para la implementación de un sistema de comunicaciones ópticos empleando el modulador MZM operado en punto de cuadratura, además de exponer los resultados encontrados y las condiciones en las que se obtuvieron.

4.1.1. Back-to-Back.

Un aspecto importante para considerar al operar el MZM en cuadratura es que la cantidad de niveles detectada mediante el fotodiodo es la misma que los niveles generados en el transmisor. Por lo que los casos analizados implicaron señales de 5, 7 y 9 niveles. Como se explicó anteriormente en el capítulo 1, la razón para utilizar un modulador externo como el MZM en lugar de modulación directa tiene que ver con la limitación de tener la presencia de chirp en la señal al transmitir altas tasas de bits al modular directamente el láser.

No obstante, a pesar de que el sistema al operar el MZM en punto de cuadratura genera una decodificación más compleja debido al gran número de niveles generados, no todo resulta desfavorable, ya que el voltaje pico a pico y la componente DC pueden ser menores en comparación al punto de operación nulo del MZM, teniendo así un menor consumo de voltaje, y por tanto de consumo de potencia eléctrica, para mantener activo el sistema.

Para entrar en contexto, es importante recordar que el término “back-to-back” se refiere a un sistema de comunicaciones ópticos en el que la fibra óptica aún no es considerada. Sin embargo, sí se consideran las transiciones de la señal eléctrica a óptica por medio del modulador óptico y el regreso de señal óptica a eléctrica a través del fotodiodo. Al hacer estas transiciones la señal original sufre cambios por su paso a través del modulador óptico MZM y por el ruido presente en el sistema, incluido el del fotodetector.

La implementación del sistema back-to-back al operar el MZM en punto de cuadratura llevó los parámetros descritos en las tablas del capítulo anterior, gran parte de los parámetros descritos en ese capítulo se mantuvieron iguales para todas las pruebas realizadas. Dentro de las variables particulares para este caso, inicialmente se consideró una transmisión con un OSNR de 40 [dB], sin embargo, al realizar las pruebas correspondientes en todos los casos hubo una cantidad considerable de errores en el sistema, por lo que para mejorar este escenario fue necesario aumentar el OSNR a 46 [dB].

La señal fue adaptada para el punto de operación de cuadratura del MZM con una componente de DC (variable *DC Bias*) de 3.75 [V] y con un voltaje pico a pico (variable *Swing*) de 2.2 [Vpp]. Es importante mencionar que estos valores y en especial, el valor del voltaje pico a pico, siempre se mantuvieron iguales en todas las pruebas realizadas con la finalidad de comparar las señales polibinarias. Esto se debe a que este voltaje influye en la razón de extinción del MZM [45]. Además, la razón de extinción es un parámetro que está relacionado con el desempeño del BER [46], por lo que para evitar variaciones en la comparativa estos valores siempre se mantuvieron iguales en las pruebas realizadas.

Para fines comparativos se probaron los casos de la señal polibinaria de 5, 7 y 9 niveles bajo las mismas condiciones. En la figura 4.1 se muestra el esquemático empleado para la simulación de estas pruebas.

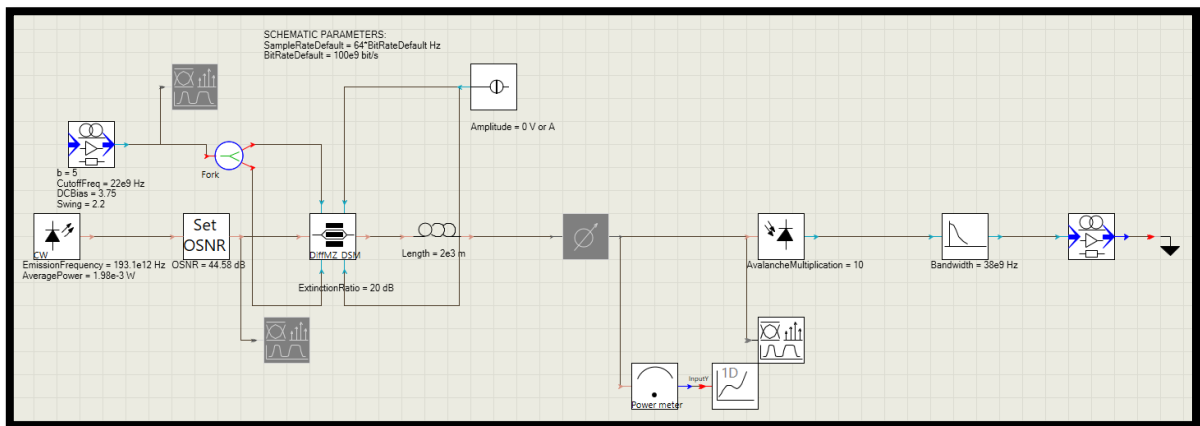


Figura 4.1. Esquemático de VPI Photonics para el punto de operación de cuadratura. Elaboración propia.

El proceso que se llevó a cabo en el sistema partió de una secuencia de bits con una longitud de 65536 a una tasa de bits de 100 Gbps; posteriormente, esta secuencia fue precodificada según la expresión 2.1, para posteriormente crear niveles con un filtro digital Add-And-Delay que fue implementado siguiendo la expresión 2.2. Posteriormente, mediante un convertidor digital a analógico se generó una señal eléctrica. Después, se adapta la señal polibinaria con una componente de DC y un voltaje pico a pico para el punto de operación de cuadratura del modulador óptico, esta señal pasa por un filtro paso bajas con corte a 22 [GHz] que simula el ancho de banda del MZM. En la figura 4.2 se muestra el diagrama de ojo de una señal

polibinaria eléctrica de 7 niveles en el transmisor que alimenta el modulador óptico. En esta figura cada punto azul representa un nivel dentro de la señal polibinaria.

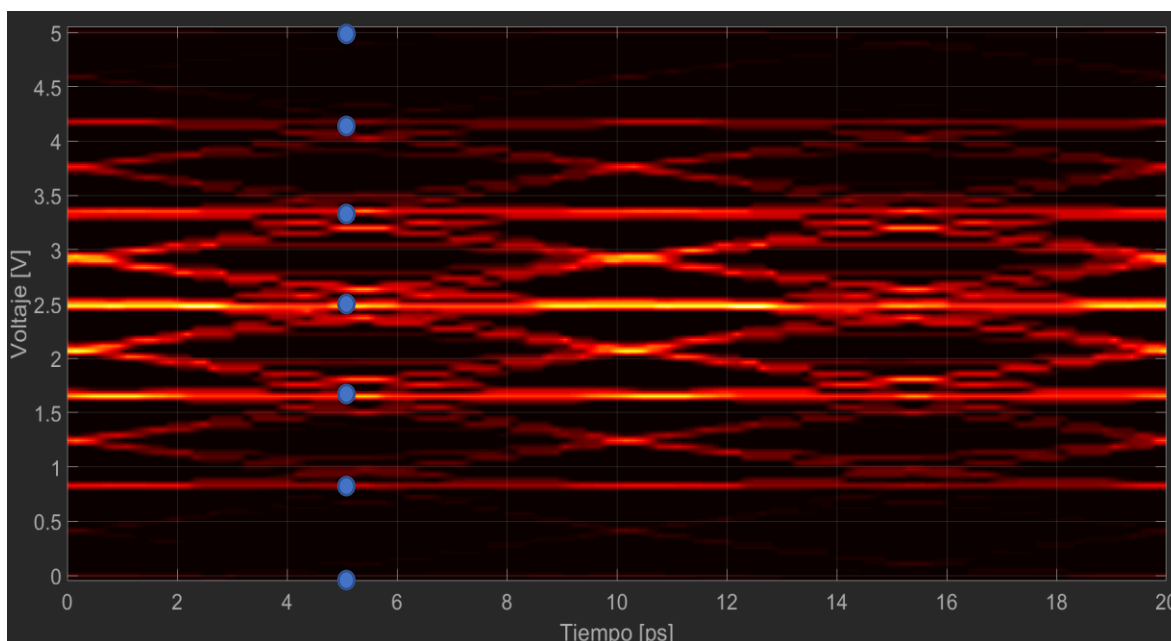


Figura 4.2. Diagrama de ojo de señal polibinaria eléctrica de 7 niveles en el transmisor. Elaboración propia.

El modulador MZM es alimentado por un láser de onda continua que emite un haz de luz que sufrirá cambios de acuerdo con la señal eléctrica que fue acondicionada para operar este dispositivo en punto de cuadratura.

A la salida del modulador se obtienen las señales ópticas del formato polibinario. Un punto interesante para observar es el espectro de estas señales ópticas. Previamente en el capítulo 2 en la figura 2.1 se mostró el espectro eléctrico de este formato, en esta figura se pudo ver que el tamaño del espectro disminuía conforme el número de niveles de la señal aumentaba. En el caso del punto de cuadratura esta relación persiste como se muestra en el espectro óptico de la figura 4.3. Para esta figura se utilizó una resolución de ancho de banda de 12.5 [GHz] en el analizador de espectros óptico.

Esta característica beneficiaría a los enlaces con altas tasas de transmisión, ya que los canales que poseen una alta tasa de bits ocupan un gran ancho espectral, sin embargo, gracias a los formatos de modulación avanzados con alta eficiencia espectral es posible reducir el tamaño del canal de transmisión. Esto resulta beneficioso para el enlace, ya que existe una relación entre el tamaño del ancho de banda del canal óptico y el fenómeno de dispersión [27].

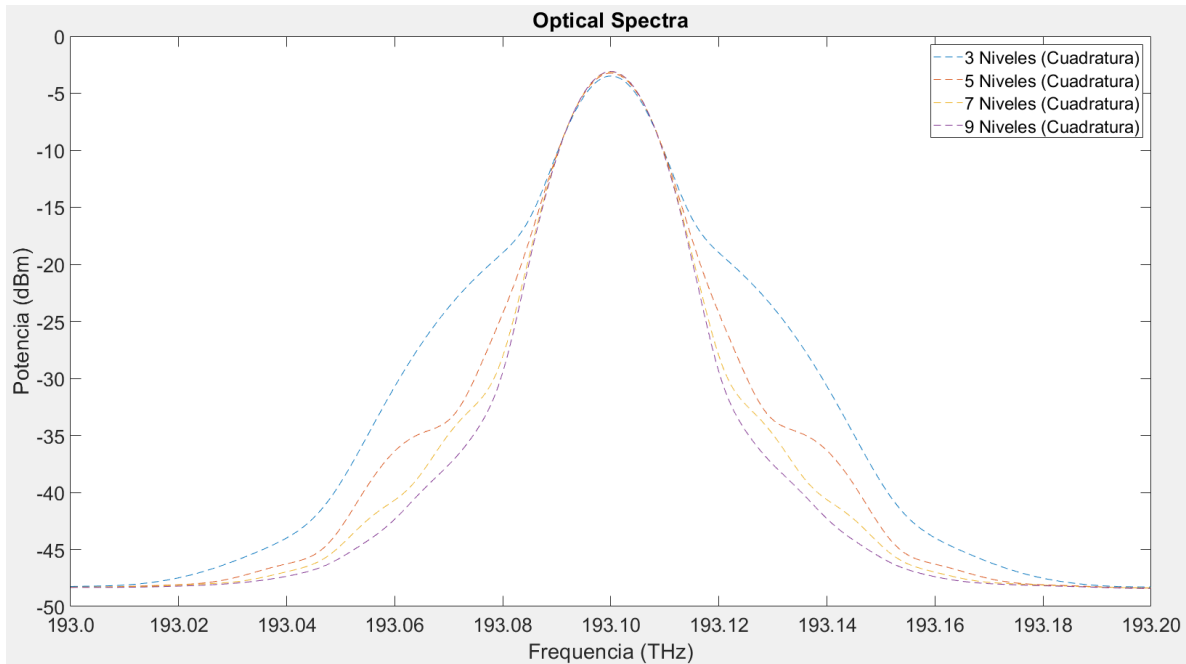


Figura 4.3. Espectro de las señales ópticas para el punto de operación de cuadratura.
Elaboración propia.

Por otra parte, dentro de los parámetros a utilizar, un valor importante para considerar dentro del enlace óptico es la potencia óptica recibida (*Received Optical Power, ROP*), este parámetro mide la potencia al final de la fibra y se suele expresar en dBm; sirve para analizar cómo se desempeña un sistema dada una potencia fija recibida en el receptor.

La señal óptica generada llega al fotodiodo de avalancha, este transductor se encarga de regresar la señal al dominio eléctrico. Como se mencionó en el capítulo anterior, en la simulación de este componente fueron considerados el ruido térmico, de disparo y la corriente oscura. En la figura 4.4 se muestra el diagrama de ojo de la señal anterior en el receptor (los niveles se encuentran representados por puntos azules), en esta se nota que la señal sigue poseyendo la misma cantidad de niveles que en el transmisor, pero se aprecia un incremento en el nivel de ruido de la señal, lo que cierra ligeramente los ojos. En el diagrama de ojo se puede apreciar también la longitud del periodo de bit, que efectivamente corresponde a una señal operando a una tasa de 100 Gb/s.

Una particularidad del formato polibinario a diferencia de otros formatos multinivel como PAM-M, es que independientemente del número de niveles generado la señal siempre será transmitida a la misma velocidad de transmisión de datos. Esto se debe a que en este formato como tal no se crean símbolos en cada nivel. Para este formato siempre se tendrá un bit por cada nivel sin importar si se trata de una versión de polibinario de 3, 5, 7 o 9 niveles.

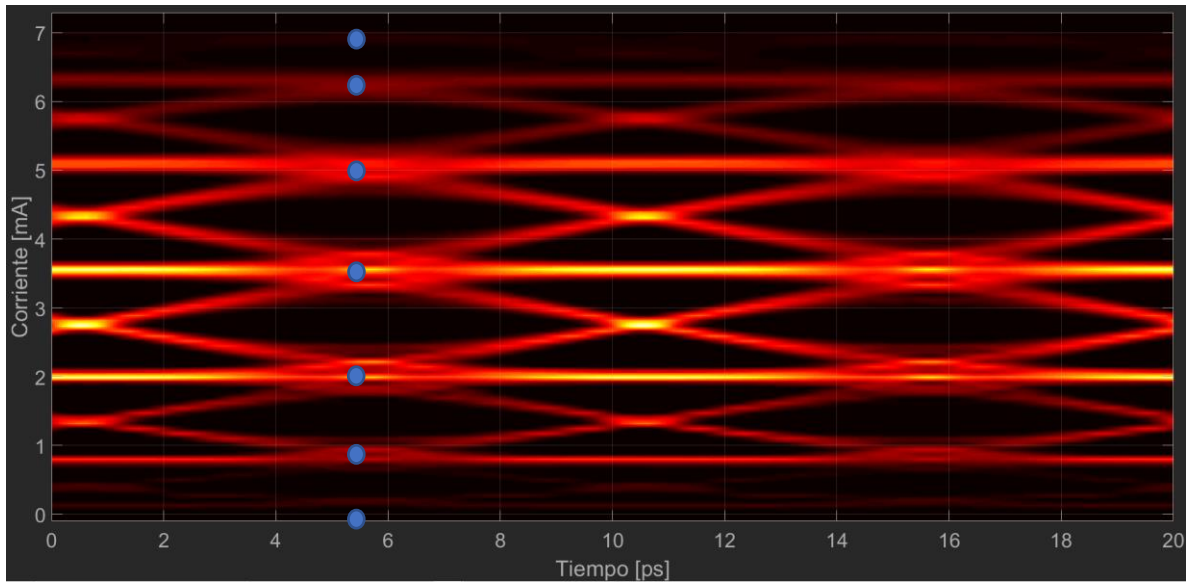


Figura 4.4. Diagrama de ojo de la señal polibinaria eléctrica de 7 niveles en el receptor (cuadratura). Elaboración propia.

El elemento que acompaña al fotodiodo es un filtro paso bajas, este filtro simula el ancho de banda de este dispositivo. En las pruebas realizadas se buscó ver los efectos que tenía en el sistema variar la frecuencia de corte en el filtro. La variación del ancho de banda se probó en un rango de 26 [GHz] hasta 40 [GHz]. En la figura 4.5 se muestra la gráfica de BER vs el ancho de banda del fotodiodo para modulación polibinaria de diferentes niveles.

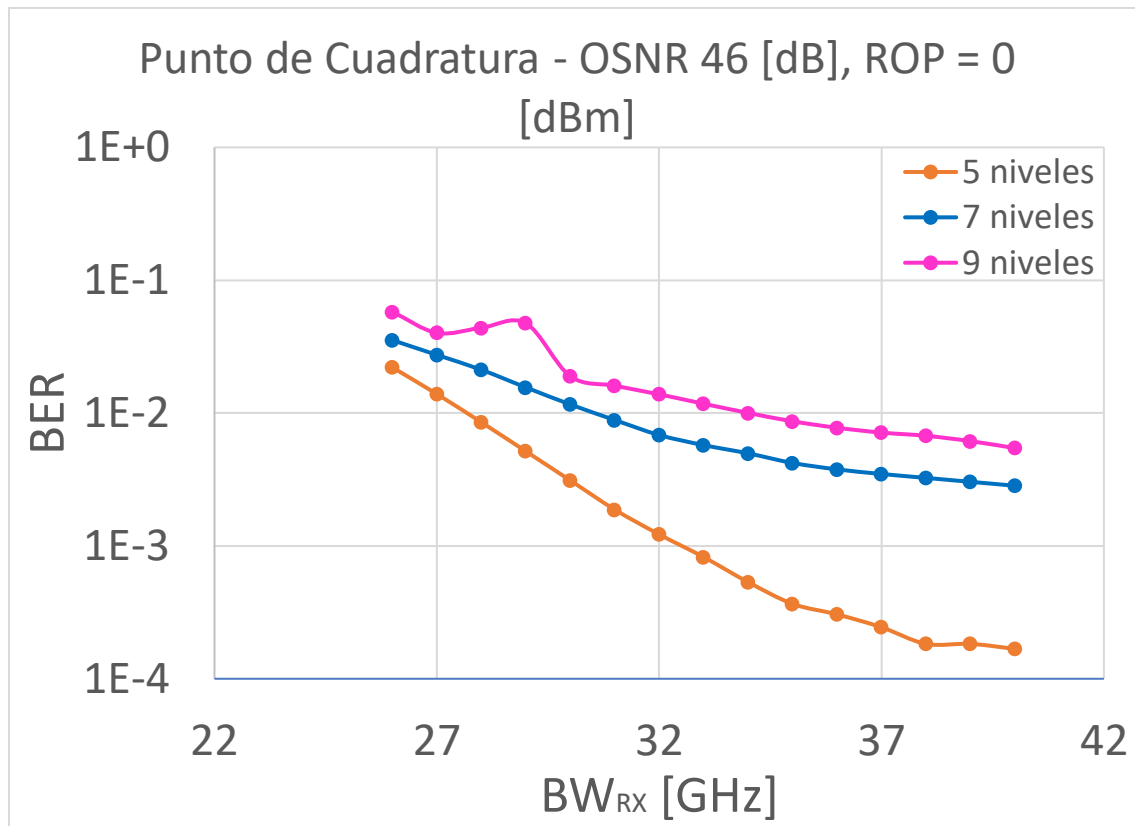


Figura 4.5. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace B2B con una tasa de transmisión de 100 Gbps empleando el punto de cuadratura del MZM.

En la figura anterior, se pudo ver que el BER cae cuando crece el ancho de banda del receptor, esto se aprecia al ver cómo caen las curvas anteriores. Debido a la posición de cada curva, en la gráfica anterior se puede ver que la señal de 5 niveles tuvo un mejor desempeño que las señales de 7 y 9 niveles, ya que la curva correspondiente a esta señal fue la que tuvo valores de BER más bajos. Además, se puede ver que al aumentar el tamaño del ancho de banda la caída de la curva es más rápida para el caso de 5 niveles en comparación a los demás.

Por otra parte, el ancho de banda del fotodiodo que supera el umbral de BER de 1×10^{-2} para la señal de 5 niveles se encontró en 28 [GHz]. Mientras que las señales que poseían una mayor cantidad de niveles requirieron un ancho de banda más grande para superar este umbral. Para el caso de 7 niveles se requirió un ancho de banda de 31 [GHz], mientras que para 9 niveles el ancho de banda fue de 34 [GHz].

Los resultados vistos anteriormente se pueden explicar debido a que conforme aumenta el número de niveles en la señal se hace menor la diferencia que existe entre ellos. Todos los sistemas al sufrir la misma perturbación tendrán un efecto diferente debido a esta diferencia entre niveles, los sistemas que tengan una diferencia más pequeña serán más propensos a presentar errores, mientras que los sistemas cuya diferencia entre niveles sea más grande podrán tolerar de una mejor forma las perturbaciones presentes en el sistema.

Por lo que en el caso back-to-back resultó mejor utilizar la señal de menos niveles al tener una curva con un mejor BER. Esto se debe a que cuando el ancho espectral de la señal se reduce y aumentan los niveles, la señal se vuelve más sensible al ruido agregado y a otras perturbaciones [47]. Esto hace que para los casos con más niveles en la señal exista una mayor penalización en el OSNR para conseguir un BER adecuado en comparación con los casos que poseen menos niveles cuando se modula en amplitud.

Sin embargo, la modulación polibinaria presentaba una forma de justificar el aumento de niveles para buscar compensar el escenario anterior, dicha justificación se encontraba en la tolerancia a la dispersión del formato al aumentar el número de niveles de la señal para reducir su ancho de banda. Por lo que existía la posibilidad de las curvas con 7 y 9 niveles lograran superar el desempeño de la curva de 5 niveles en un ambiente que involucrara dispersión, esta fue la respuesta que se intentó averiguar al propagar en fibra, tal y como se analiza en la siguiente sección.

En los resultados anteriores, la OSNR fue la más alta de las pruebas registradas con un valor de 46 [dB]. Además de que la ROP requerida para alcanzar esos resultados fue muy alto, cercano a 0 [dBm]. Por lo que los altos requerimientos de las señales polibinarias al operar en cuadratura fueron un punto negativo que limitaron su atractivo, ya que el hecho de necesitar una potencia óptica recibida alta para la operación del enlace óptico es una acción que aumentaría el costo en el mantenimiento de la red.

4.1.2. Propagación en fibra.

La propagación en fibra de las señales en cuadratura consideró una fibra con dispersión de 4 ps/(nm*km) tal como se describió en el capítulo 3. Para esta prueba se consideró un umbral de BER de 1×10^{-2} , este valor fue considerado como una referencia para delimitar la distancia máxima que podía alcanzar cada enlace, si alguna señal polibinaria lograba superar este límite se registraban valores.

La distancia alcanzada por las señales de cuadratura con una potencia óptica recibida de 0 [dBm] con una OSNR de 46 [dB] se determinó como aquella en la que al menos una señal cumplió con el umbral de BER. Las señales se probaron para 3 km, sin embargo, ninguna logró superar el umbral, por lo que la distancia se cambió a 2 km. En la figura 4.6 se muestran los resultados para los casos de señales polibinarias de 5, 7 y 9 niveles.

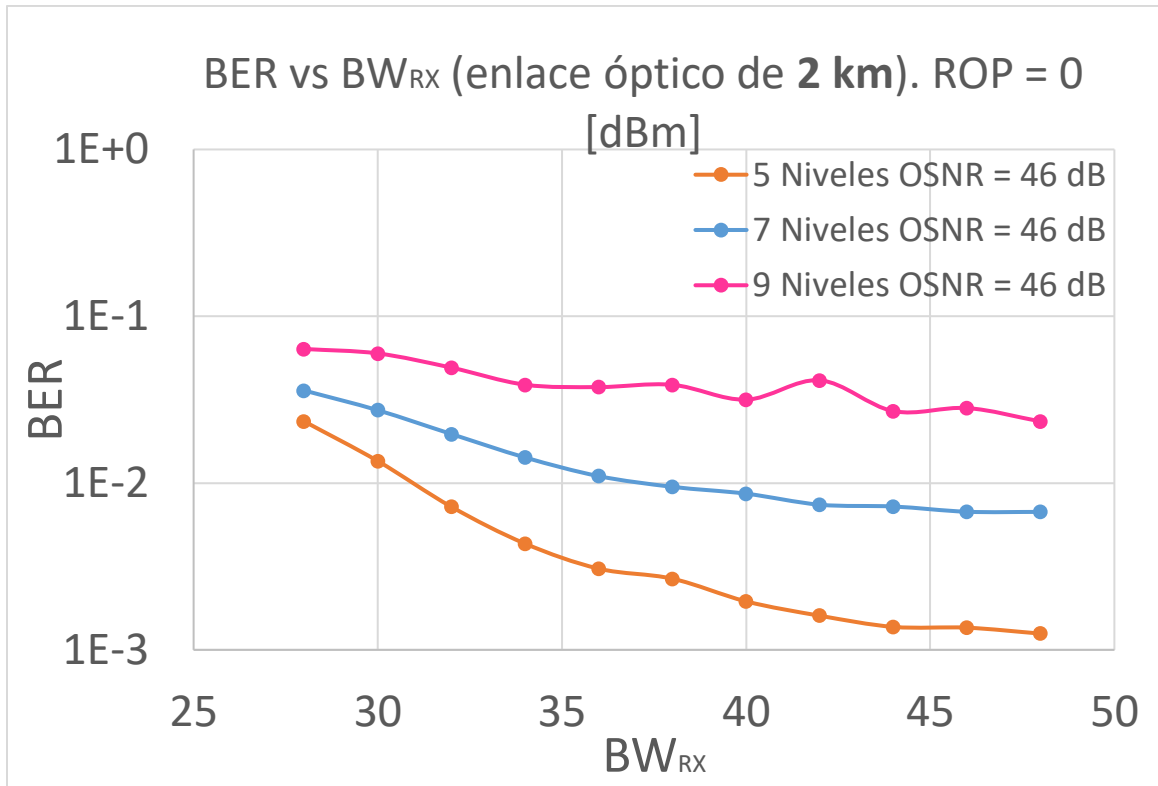


Figura 4.6. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 2 km con una tasa de transmisión de 100 Gbps empleando el punto de cuadratura del MZM con un ROP de 0 [dBm].

En la figura anterior se observa que existe una distancia considerable entre cada curva de la señal, sin embargo, la señal que tuvo un mejor desempeño fue la versión de 5 niveles, ya que está curva deja atrás a las versiones de 7 y 9 niveles, por lo que a pesar de que los espectros ópticos de estas dos últimas señales son más pequeños la decodificación más simple de la señal de 5 niveles le permite tener un mejor resultado en el BER del sistema. La señal de 5 niveles logró superar el límite de BER de 1×10^{-2} requiriendo un ancho de banda en el fotodiodo de 32 [GHz], la señal de 7 niveles necesitó un ancho de banda de 38 [GHz] para superarlo y por último la señal de 9 niveles no alcanzó siquiera el umbral de BER establecido.

No obstante, debido a que los requerimientos para mantener la calidad de un enlace óptica que emplea el MZM en punto de cuadratura eran muy altos en la relación señal a ruido óptica y en la potencia óptica recibida, aunado al hecho de que su decodificación consta de un mayor número de niveles en comparación a su contraparte operada en punto nulo. Se decidió no continuar con la exploración para observar su desempeño al transmitir estas señales por fibra óptica para potencias ópticas recibidas más altas.

Con una dispersión acumulada de 8 ps/nm, los sistemas originales de 5, 7 y 9 niveles se han visto afectados, incrementando el ancho de banda del fotodiodo para alcanzar el valor de

BER deseado comparado con el caso back-to-back, estas diferencias se hicieron más grandes conforme aumentaron los niveles como se muestra en la tabla 4.1.

Tabla 4.1. Comparativa entre caso Back-to-Back y transmisión por fibra de sistemas operados en cuadratura para un ROP de 0 [dBm].

Número de niveles del formato polibinario	Valor de BW_{RX} que supera umbral de BER en transmisión Back-to-Back [GHz]	Valor de BW_{RX} que supera umbral de BER en transmisión de 2 km por fibra [GHz]
5	28	32
7	31	38
9	34	BW_{RX} en este caso no superó el umbral

En el caso de 7 niveles, el ancho de banda requerido paso de 31 [GHz] a 38 [GHz] al propagar la señal en fibra, por la que la penalización de BW_{RX} introducida por la dispersión fue de 7 [GHz]. En contraste, el caso de 5 niveles tuvo un incremento menor en este aspecto ya que de 28 [GHz] a 32 [GHz], la penalización de BW_{RX} por la dispersión fue menor al tener un valor de 4 [GHz]. Finalmente, el caso de 9 niveles no logró superar el umbral de BER propuesto en el rango analizado para BW_{RX} en la figura 4.6. Se puede concluir que para el caso analizado la dispersión cromática de la fibra efectivamente distorsiona la señal transmitida, aun cuando su valor sea relativamente modesto.

4.2. Desempeño del formato polibinario al operar el modulador Mach–Zehnder en punto nulo.

De manera análoga al caso de punto de operación en cuadratura, las pruebas realizadas consistieron en observar los efectos que se tenían en el enlace óptico al realizar la variación de tres parámetros: ancho de banda del fotodiodo, longitud de la fibra y potencia óptica recibida.

4.2.1. Back-to-Back.

La infraestructura del sistema empleado para el punto de operación en punto nulo es muy parecida a los sistemas que operan en el punto de operación en cuadratura del MZM, incluso su esquemático es muy parecido al de la figura 4.1. El proceso de generación de la señal en el transmisor donde se involucra el precodificador y el filtro Delay-And-Add para la generación de señales vistas es exactamente el mismo.

No obstante, la principal diferencia es que ahora la señal eléctrica generada debe ser adaptada de manera diferente para utilizar el punto de operación nulo del modulador óptico, en este escenario su componente de DC y voltaje pico a pico serán mayores en comparación del otro punto de operación.

En la simulación realizada a la señal eléctrica polibinaria se le agregó una componente de DC de 2.5 [V] y se amplificó para que tuviera un voltaje pico a pico de 4.6 [V_{pp}], esto con la finalidad de operar en el punto nulo del MZM. Por los mismos motivos explicados en el caso de cuadratura, estos valores se mantuvieron sin cambios en todas las pruebas presentadas para el caso nulo.

Bajo las condiciones mencionadas anteriormente, la señal óptica generada a la salida del MZM tendrá componentes en amplitud y en dos fases (0° y 180°). Las características de esta señal óptica en conjunto con la distribución de bits en los niveles del formato polibinario y al hecho de que el fotodiodo trabaja como un dispositivo de ley cuadrada crean una particularidad interesante en el receptor. Teniendo como consecuencia de lo anterior que las señales detectadas presenten menos niveles en comparación al punto de operación en cuadratura.

Por lo que la señal de 5 niveles generada en el transmisor será detectada como una señal de 3 niveles en el receptor, mientras que su equivalente de 7 niveles será vista como una señal de 4 niveles y, por último, la señal de 9 niveles será recibida como una señal de 5 niveles.

Por otra parte, al observar las señales en el dominio de la frecuencia, lo más llamativo del punto nulo del MZM es que el ancho de los espectros es mayor en comparación a los espectros del punto de cuadratura mostrados en la figura 4.3, los espectros ópticos de la señal operada en punto nulo se muestran en la figura 4.7, la resolución de ancho de banda empleada fue también de 12.5 [GHz]. Es probable que esto se deba a que la cantidad de niveles de la señal operada en punto nulo es menor a la cantidad de niveles operada en cuadratura, ya que la expresión (2.1) del capítulo 2 relaciona directamente la cantidad de niveles M con la densidad espectral de potencia de las señales.

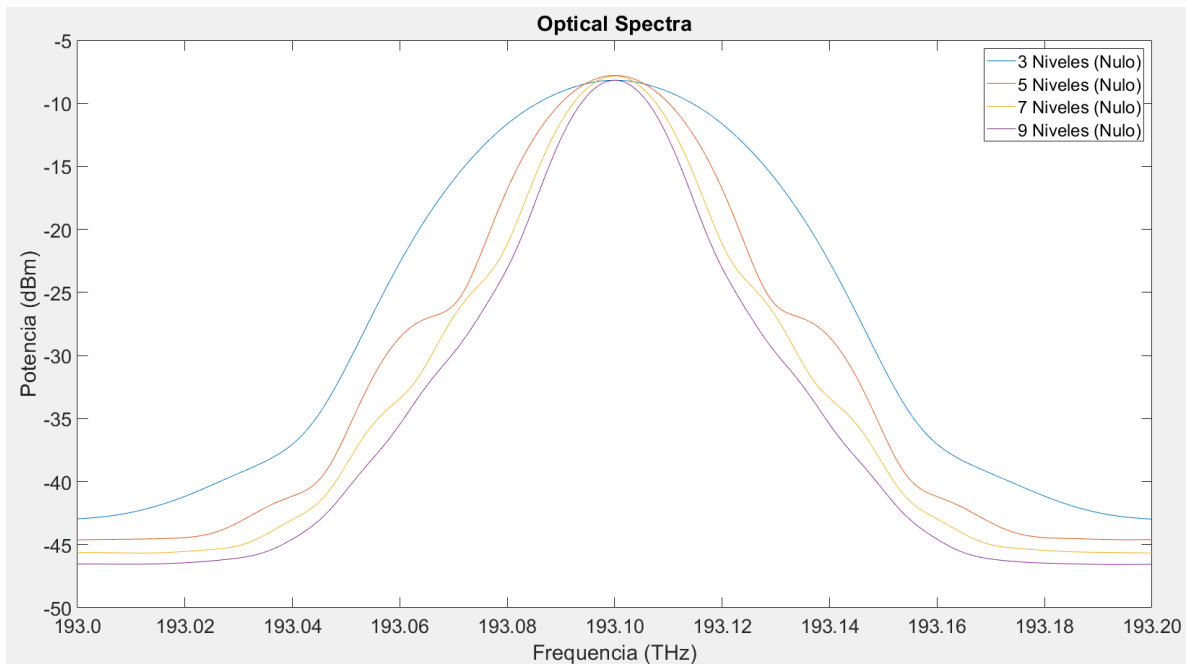


Figura 4.7. Espectro de las señales ópticas para el punto de operación nulo. Elaboración propia.

En la figura 4.3 correspondiente a los espectros de los sistemas operados en punto de cuadratura se puede ver que la disminución de su ancho espectral es muy pequeña conforme aumenta el número de niveles, haciendo que los espectros se traslapen entre sí y no exista una separación notoria entre ellos. Por otra parte, en la figura 4.7 se muestran los espectros de los sistemas operados en punto nulo, aquí se puede ver que existe una mayor separación entre ellos al incrementar la cantidad de niveles. No obstante, también se puede observar que esta separación se hace cada vez más pequeña conforme aumentan los niveles, esto se puede ver al comparar los casos de 7 niveles y 9 niveles. El hecho de que se presente esta tendencia no resulta positivo, ya que al estar más unidos los espectros es más probable que los efectos de la dispersión tengan efectos similares en ambos al no haber una diferencia notoria en su tamaño y, por ende, la tolerancia a la dispersión de este formato no sea un factor que beneficie significativamente a las señales polibinarias con más niveles.

Cabe la pena mencionar que a pesar de que las señales detectadas en el receptor tienen una menor cantidad de niveles, la detección sigue requiriendo un decodificador módulo 2 descrito en el capítulo 2. En la figura 4.8 se muestra una captura del diagrama de ojo eléctrico de una señal de 7 niveles en el receptor, al llegar al fotodiodo la señal es detectada como una señal de 4 niveles (representados por los puntos azules), esto se explica en el capítulo 2. En este diagrama de ojo los niveles superiores se ven cada vez más tenues debido a las características del formato polibinario y los sistemas operados en nulo. Esto ocurre porque es menos probable encontrar bits en los niveles altos de estas señales, la región que concentra más bits es la inferior y esta concentración de bits va disminuyendo conforme suben los niveles, esto se discutió en el trabajo previo a este [29].

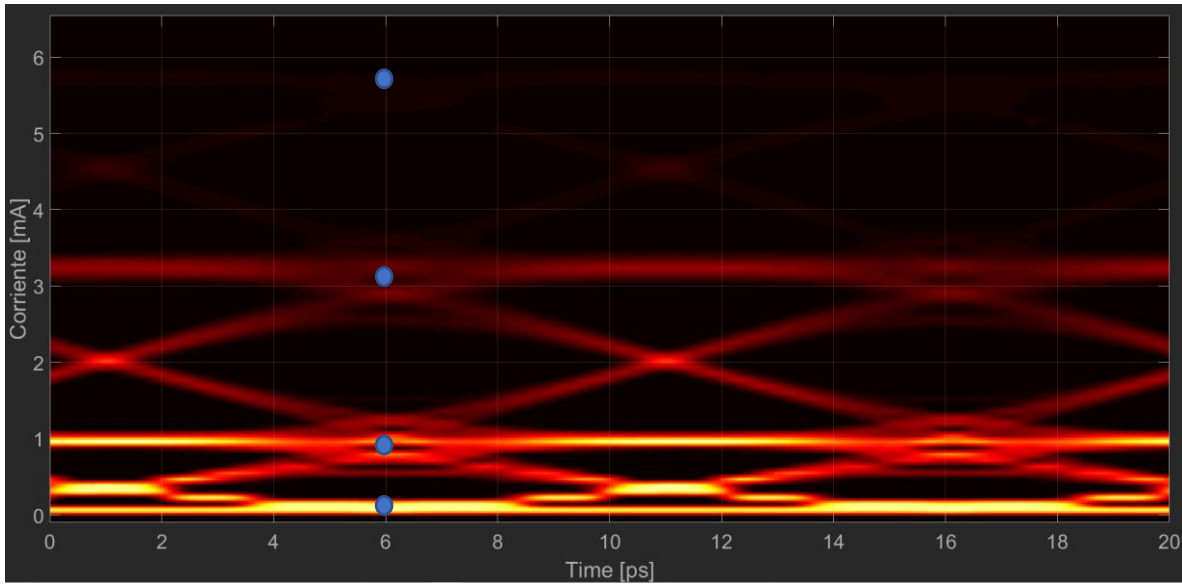


Figura 4.8. Diagrama de ojo de señal polibinaria de 7 niveles en el receptor (nulo).
Elaboración propia.

Otro punto que cabe la pena destacar, es que la señal recibida por el fotodetector al operar el sistema en punto nulo ha sido distorsionada por el MZM, esto se aprecia al ver que la distancia entre niveles no es uniforme, ya que el ojo comprendido por los dos primeros niveles se encuentra reducido después de haber recibido la señal en el fotodetector.

Para las pruebas realizadas en el sistema back-to-back del punto nulo se trabajó con una tasa de transmisión de 100 Gbps, la longitud de la palabra nuevamente fue de 65536 bits y la consideración del ancho de banda para el modulador óptico se mantuvo sin cambios con un valor de 22 [GHz].

Al iniciar las pruebas fue posible reducir el OSNR a 40 [dB] en el enlace óptico manteniendo una calidad aceptable en las señales. A su vez, otro parámetro que pudo ser reducido fue el ROP con un valor mucho más bajo en comparación al análisis en punto de cuadratura, cercano a -15.9 [dBm]. Bajo estas condiciones y al variar el ancho de banda del filtro paso bajas en el fotodiodo se obtuvo la curva de la figura 4.9

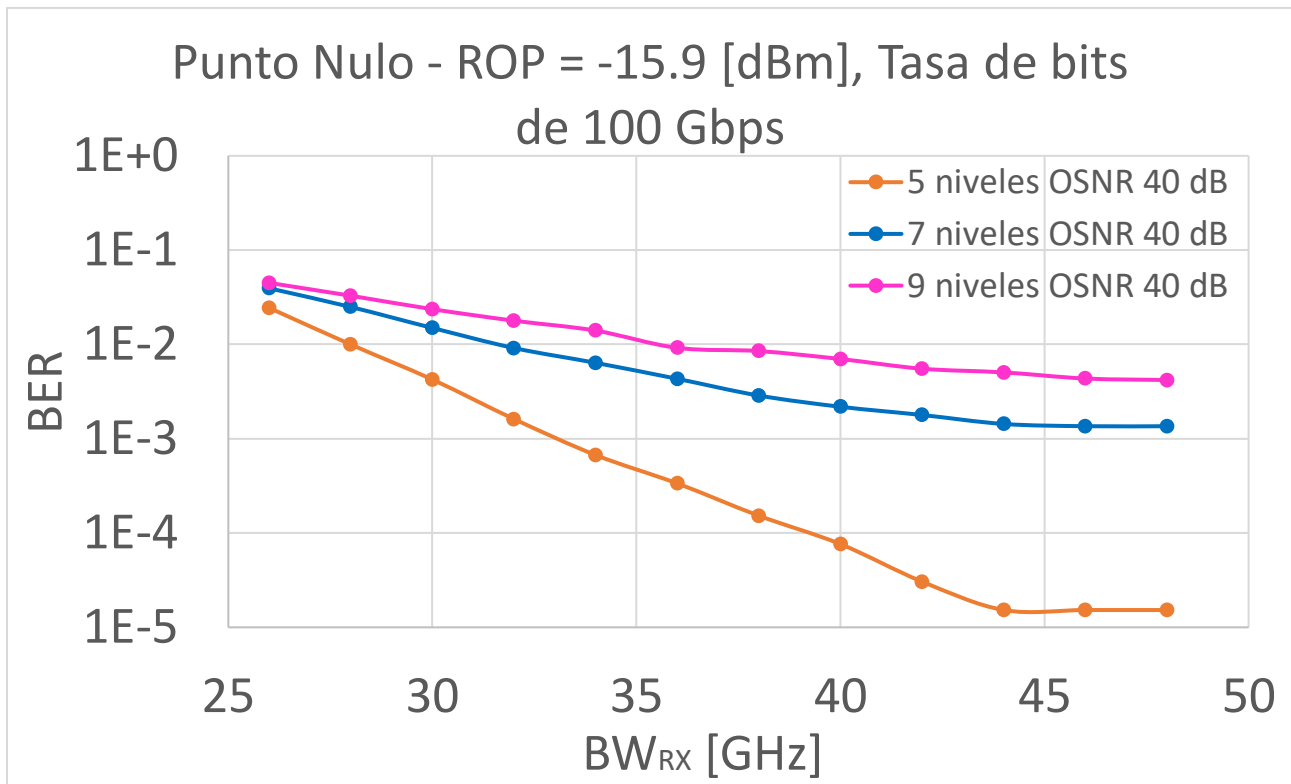


Figura 4.9. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace B2B con una tasa de transmisión de 100 Gbps empleando el punto nulo del MZM.

En la figura anterior, para no confundir al lector, se seguirán utilizando los colores correspondientes a cada nivel utilizados en la figura 4.5, a su vez la cantidad de niveles expuesta en estos casos hará referencia a la señal generada en el transmisor.

Al observar el desempeño del BER en la gráfica es posible apreciar similitudes con la figura 4.5 del caso de cuadratura. Nuevamente la señal de 5 niveles es la que ha tenido un mejor desempeño de todos los casos, apareciendo de nueva cuenta una caída más rápida conforme aumenta el ancho de banda del fotodiodo. En contraste, los casos de 7 y 9 niveles tienen una caída más ligera en sus respectivas curvas, por lo que aumentar el ancho de banda no es de gran ayuda para mejorar el rendimiento de enlaces que utilicen este tipo de señales.

El umbral de BER de 1×10^{-2} fue alcanzado con un ancho de banda de 28 [GHz] para el caso de 5 niveles, mientras que se requirió un ancho de banda de 32 [GHz] cuando se generaron 7 niveles y, por último, se necesitó un ancho de banda de 35.5 [GHz] para el caso de 9 niveles. Estos valores en comparación al caso back-to-back de cuadratura fueron similares, para el caso de 5 niveles nulo se requirió el mismo ancho de banda. Por otra parte, en el caso de 7 niveles nulo se requirió un ancho de banda 1 [GHz] mayor en comparación al caso de cuadratura y de igual forma, el caso de 9 niveles nulo requirió 1.5 [GHz] más. La diferencia entre el ancho de banda requerido por los sistemas operados en punto nulo contra los de

cuadratura en una transmisión back-to-back fue mínima. No obstante, se destaca nuevamente que el caso nulo utilizó una OSNR y una potencia óptica recibida bastante menor en comparación al caso de cuadratura. De este análisis se concluye que el desempeño de los formatos polibinarios es mejor cuando se operan utilizando un MZM operado en punto nulo, al menos para el caso B2B.

En este punto a pesar de observar que los requerimientos eran más bajos en la señal de 5 niveles sobre las de 7 y 9 niveles para obtener un mejor resultado, quedaba pendiente observar la transmisión en fibra óptica. Ya que como se vio anteriormente, conforme aumenta el número de niveles el tamaño del espectro se reduce, por lo que originalmente se esperaba como hipótesis que el orden de las curvas observadas cambiara.

4.2.2. Propagación en fibra.

Las pruebas de propagación en fibra consistieron en dejar fija una distancia para la longitud de fibra, repetir la prueba realizada en los sistemas back-to-back variando el ancho de banda del fotodiodo y revisar si en alguno de los casos analizados el umbral de BER de 1×10^{-2} era superado.

Inicialmente se consideró el sistema back-to-back de la sección anterior que transmitía a 100 Gbps, se encontró que para mantener un buen desempeño la longitud del enlace no debía superar una distancia de 4 km. En la figura 4.10 se muestran los resultados encontrados en la transmisión por fibra para cada caso analizado.

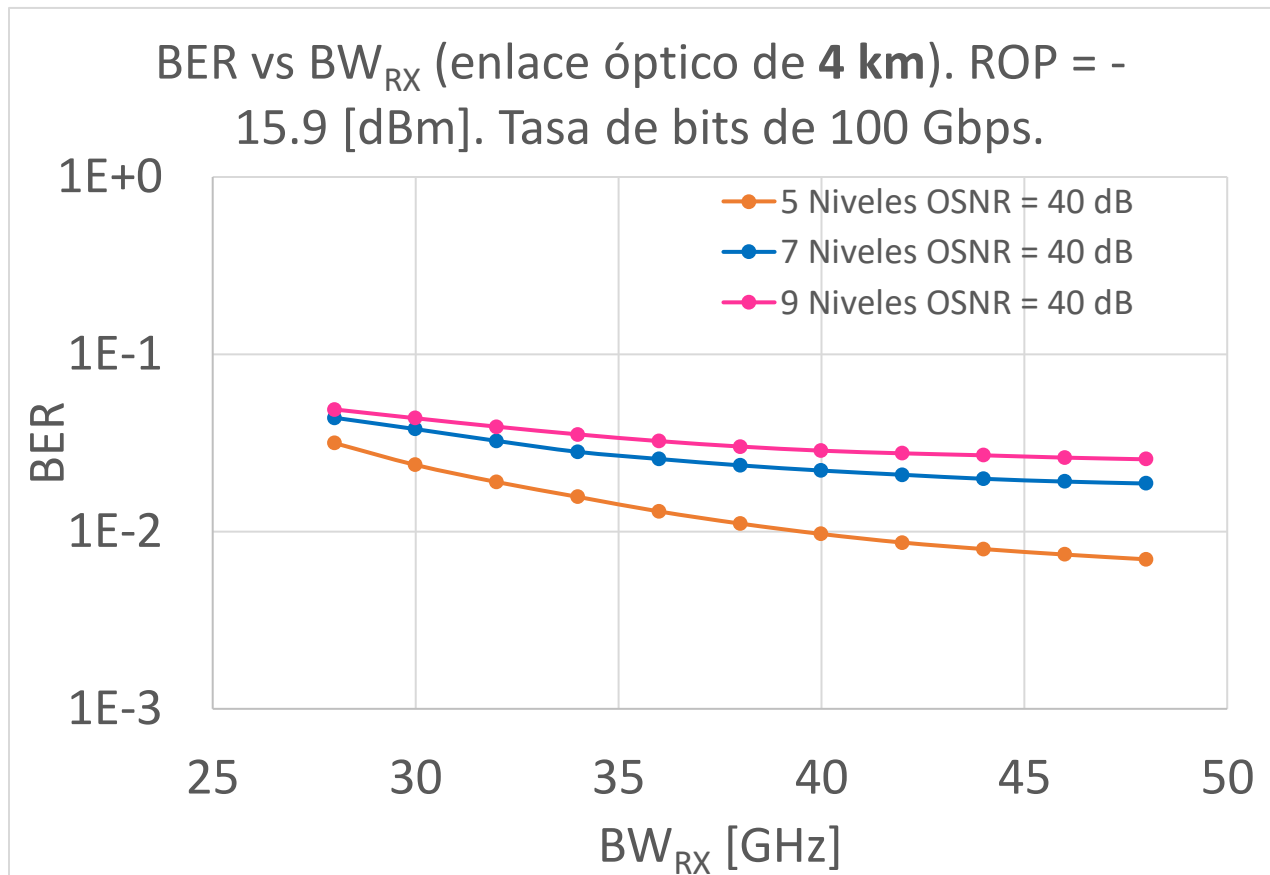


Figura 4.10. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 4 km con una tasa de transmisión de 100 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de -15.9 [dBm].

En la figura anterior se observa que, al transmitir por fibra óptica, el efecto que tiene el aumento del ancho de banda del fotodiodo es una caída en las curvas más suave en comparación al caso back-to-back. Por lo que se reduce la relación de mejora en el BER al aumenta ancho de banda presentada en estos casos.

Por otra parte, en esta distancia el único sistema que logró sobrepasar el límite de BER fue sistema de 5 niveles, ya que bajo las mismas condiciones el BER fue peor en los casos de 7 y 9 niveles. Por lo que se puede intuir que a pesar de que estos últimos dos casos poseen un espectro óptico más angosto, la tolerancia a la dispersión no es lo suficientemente significativa para mejorar su desempeño y sobrepasar a las señales con una menor cantidad de niveles y espectros más grandes.

La poca eficacia en la tolerancia a la dispersión se debe a que la diferencia entre el ancho en los espectros de la señal de 7 y 9 niveles es pequeña, ambos espectros son parecidos en su tamaño y no muestran una gran diferencia entre sí, esto se puede ver en la figura 4.7. Si bien la principal característica del formato polibinario es la reducción de su espectro conforme

aumenta el número de niveles, en el dominio óptico, se pudo ver este aumento en los niveles ya no resulta beneficioso al tener reducciones en el tamaño del espectro de la señal cada vez menos significativas y como resultado final, teniendo espectros de 7 y 9 niveles muy parecidos. El efecto de la dispersión es entonces distorsionar los pulsos, afectando en mayor medida a aquellas señales que contiene más niveles.

El sistema de 5 niveles consiguió un ancho de banda en el fotodiodo de 40 [GHz], por lo que para lograr mantener una calidad similar en la señal se requirió aumentar este parámetro. Sin embargo, comparado con el valor inicial de 28 [GHz] en la transmisión back-to-back existió una penalización de 12 [GHz] en el ancho de banda del fotodiodo debido a la dispersión. Este incremento es grande, ya que representa un aumento de alrededor del 43% en BW_{RX} al pasar del sistema back-to-back a la transmisión de 4 km por fibra. Por otra parte, en la transmisión por fibra, los sistemas con 7 y 9 niveles no lograron superar el umbral de BER incluso después de aumentar el ancho de banda del fotodiodo. Los resultados anteriores se resumen en la tabla 4.2.

Tabla 4.2. Comparativa entre caso Back-to-Back y transmisión por fibra de sistemas operados en nulo para un ROP de -15.9 [dBm].

Número de niveles del formato polibinario	Valor de BW_{RX} que supera umbral de BER en transmisión Back-to-Back [GHz]	Valor de BW_{RX} que supera umbral de BER en transmisión de 4 km por fibra [GHz]
5	28	40
7	32	BW_{RX} en este caso no superó el umbral
9	35.5	BW_{RX} en este caso no superó el umbral

Con base en los resultados observados en la tabla 4.2 para una transmisión de 100 Gbps con ROP de -15.9 dBm no es conveniente utilizar sistemas polibinarios a partir de 5 niveles en sistemas operados en punto nulo, ya que los aumentos en el ancho de banda del fotodiodo observados para mantener una buena calidad en la señal fueron grandes. Este escenario no resulta favorable, ya que incrementaría considerablemente el costo de los fotodiodos requeridos para operar la red.

Variación de potencia óptica recibida en el enlace.

Inicialmente, las pruebas anteriores se realizaron con una potencia óptica recibida de -15.9 [dBm] observando que la única versión del formato polibinario que tuvo un buen desempeño a una transmisión de 4 km fue la señal de 5 niveles, esto se consiguió con una tasa de bits de

100 Gbps. Para completar esta información se realizaron pruebas cambiando la potencia óptica recibida, se probaron los valores de -5.9 [dBm] y 0 [dBm]. Las características de estos sistemas fueron las mismas que en la prueba anterior que tenía un ROP de -15.9 [dBm]. En las figuras 4.11 y 4.12 se observan los resultados para las ROP de -5.9 [dBm] y 0 [dBm], respectivamente.

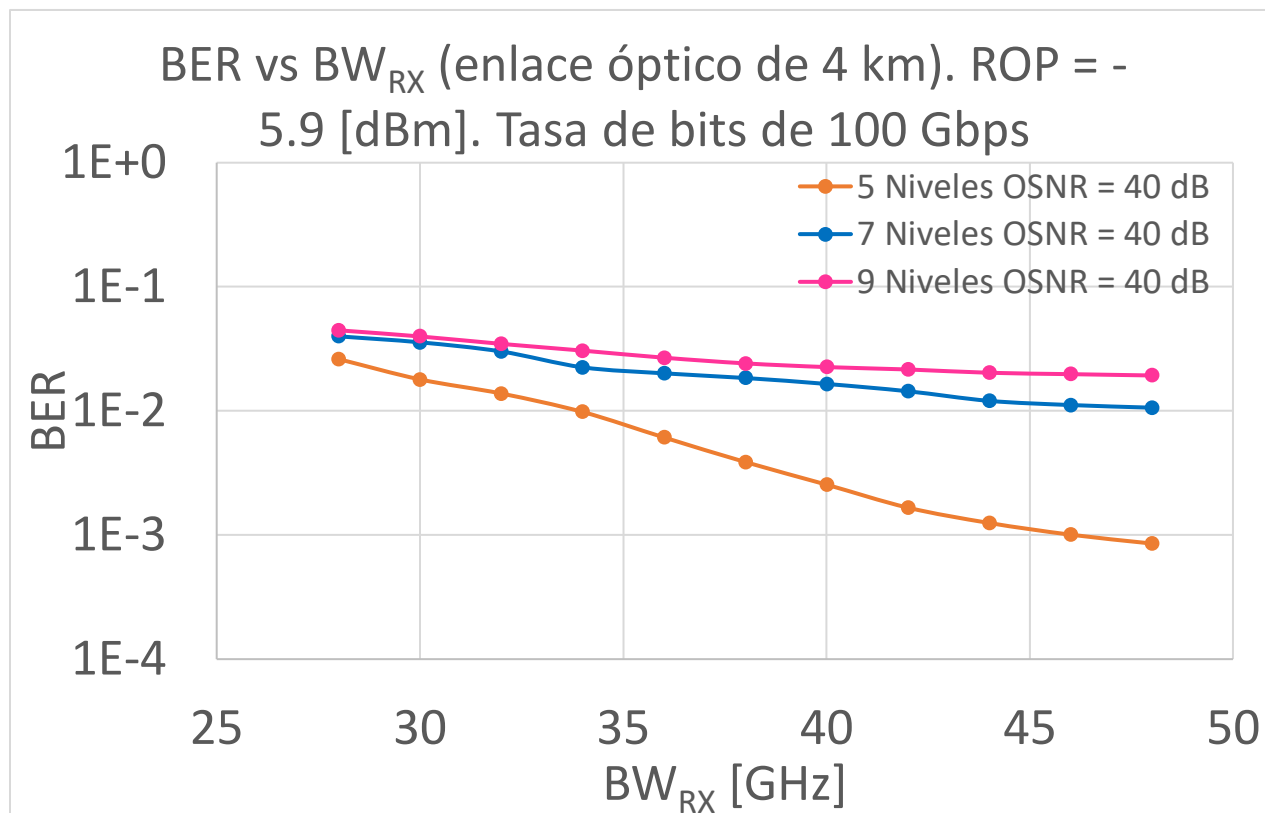


Figura 4.11. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 4 km con una tasa de transmisión de 100 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de -5.9 [dBm].

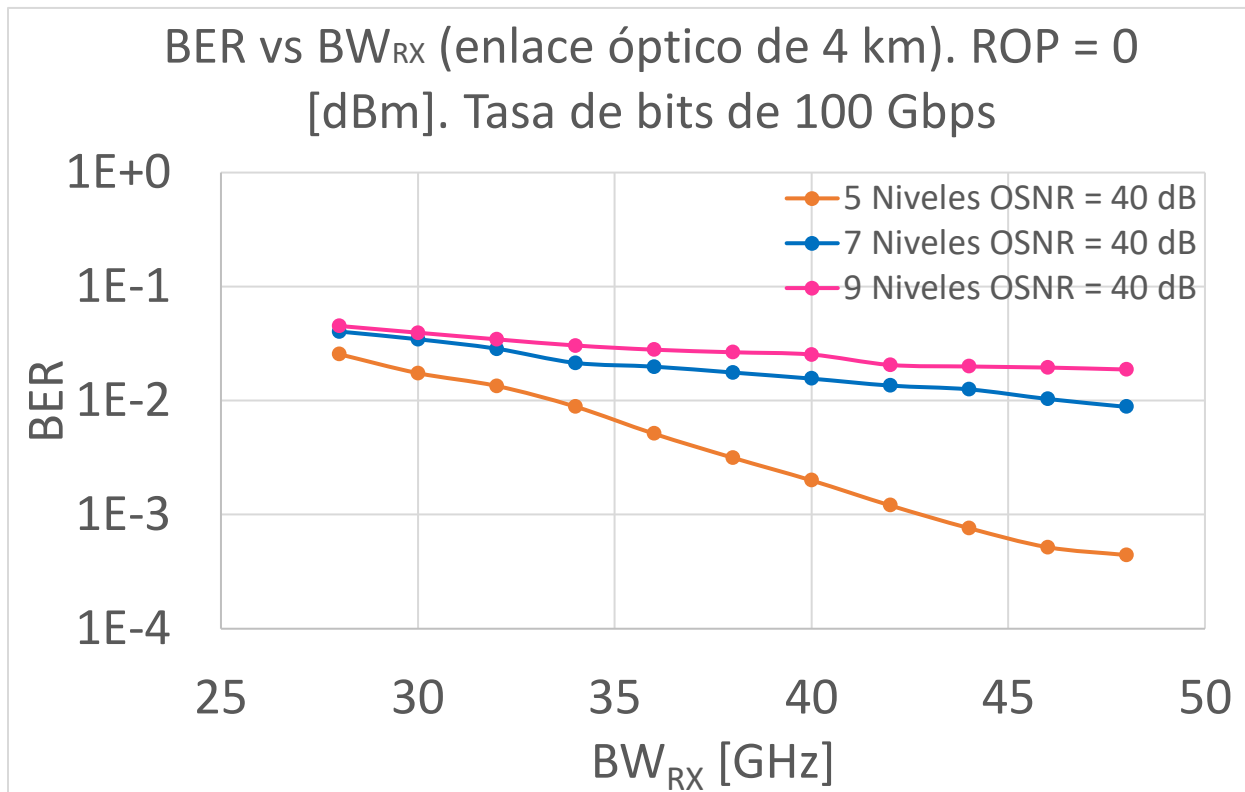


Figura 4.12. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 4 km con una tasa de transmisión de 100 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de 0 [dBm].

En las figuras anteriores, a pesar de que todas las señales de 5, 7 y 9 niveles mejoraron su BER, puede verse que la señal que notoriamente se beneficia de la mejor forma es la versión de 5 niveles, ya que se puede apreciar que una mayor pendiente en la curva de color naranja. Por otra parte, los cambios fueron mínimos en las señales de 7 y 9 niveles, ya que sus curvas al aumentar la ROP de -5.9 [dBm] y 0 [dBm] se mantuvieron sin cambios notorios.

La mejora en la curva de 5 niveles también tuvo repercusiones en el ancho de banda necesario en el fotodiodo para superar el BER de 1×10^{-2} . Mientras que con el ROP de -15.9 [dBm] se requería un ancho de banda en el fotodiodo de 40 [GHz], al aumentar la potencia óptica recibida hasta -5.9 [dBm] los requerimientos en este parámetro bajaron a un ancho de banda de 34 [GHz]. Para ilustrar de una mejor forma lo anterior, en la tabla 4.3 se resumen estos resultados.

Tabla 4.3. Comparación de casos al variar la potencia óptica recibida.

Número de niveles del formato polibinario	Valor de BW_{RX} requerido en transmisión de 4 km por fibra en [GHz] con un ROP = -15.9 dBm	Valor de BW_{RX} requerido en transmisión de 4 km por fibra en [GHz] con un ROP = -5.9 dBm	Valor de BW_{RX} requerido en transmisión de 4 km por fibra en [GHz] con un ROP = 0 dBm
5	40	34	34
7	BW_{RX} en este caso no superó el umbral	48	48
9	BW_{RX} en este caso no superó el umbral	BW_{RX} en este caso no superó el umbral	BW_{RX} en este caso no superó el umbral

En el caso de 5 niveles, al aumentar el ROP a 0 [dBm] no hubo una mejora en la reducción de ancho de banda para lograr un buen BER, ya que si bien el BER que superó el valor de 1×10^{-2} disminuyó a el ancho de banda del fotodiodo siguió siendo el mismo del caso pasado, con un valor de 34 [GHz]. Por lo que la mejora conseguida al aumentar la potencia óptica recibida en ambos casos fue una reducción de 6 [GHz] en el ancho de banda del fotodiodo. Por otra parte, el aumento de potencia óptica recibida permitió al sistema de 7 niveles alcanzar el umbral de BER, aunque para lograrlo aún requiere un ancho de banda realmente grande de 48 [GHz] que no se hace costeable su implementación en un sistema de comunicaciones óptico. Por lo que los sistemas polibinarios con una menor cantidad de niveles son los que más beneficios obtienen al hacer un incremento en el ROP en comparación a los que tienen más niveles. De este análisis se puede concluir que el ruido en el fotodetector no tiene un rol preponderante en el deterioro del sistema y que por ende, un aumento de la potencia recibida no es de gran utilidad. En otras palabras, la limitante en el desempeño del sistema no es el ruido del fotodetector, sino más bien la distorsión del pulso transmitido.

Dentro de los incrementos del ROP, la similitud entre los resultados vistos en la gráfica de la figura 4.11 contra la de la figura 4.12 permiten ver que en el formato polibinario los aumentos en el ROP no necesariamente llevarán a una mejora significativa en el BER del sistema en todos los casos. Por lo que este aspecto puede ser aprovechado para encontrar la potencia óptica recibida más pequeña en la que el enlace óptico posea un buen desempeño.

Al aumentar la potencia óptica recibida en un sistema se busca mejorar el OSNR, ya que este parámetro está relacionado con el BER, de tal manera que, si la amplitud de la señal óptica es mayor que la del ruido, la detección en el receptor sea más clara, ya que las perturbaciones del ruido no tienen gran impacto en la señal.

En las pruebas realizadas, el aumento del ROP no mejoró significativamente el BER, por lo que el ruido que agrega el fotodiodo no fue un factor que afectara seriamente el desempeño del sistema. Dado que en la simulación realizada los únicos factores que distorsionaban la señal fueron el ruido y la dispersión, se puede concluir que la dispersión es el fenómeno que está afectando más seriamente el desempeño de cada sistema.

Y desafortunadamente, las señales polibinarias con más niveles son las más afectadas por la dispersión. Esto se explica y se remarca nuevamente al observar la figura 4.7, en la cual se encuentran los espectros de estas señales operadas en punto nulo. Si bien los espectros ópticos de las señales se hacen cada vez más estrechos al aumentar los niveles, esta reducción no siempre tiene la misma proporción al pasar de un nivel a otro, ya que cada vez se reduce menos al usar más niveles en la señal.

Dentro del incremento de ROP al pasar de -15.9 dBm a -5.9 dBm que se observa en la columna central de la tabla 4.3, al tomar como base la señal de 5 niveles con el ancho de banda de 34 [GHz] por su mejor desempeño se pudo ver que existió una penalización del ancho de banda del fotodetector de 14 [GHz] en la señal de 7 niveles para intentar igualar el rendimiento de la señal con menos niveles. Este aumento fue muy grande, por lo que no resulta viable transmitir muchos niveles en sistemas polibinarios.

Pruebas con otras tasas de bits.

Con las pruebas anteriores, la transmisión a una tasa de 100 Gbps alcanzó una distancia de 4 km, esto se hizo manteniendo la calidad de la señal superando el límite de BER de 1×10^{-2} . Al realizar variaciones en el ancho de banda del fotodiodo se pudo ver que la distancia del enlace óptico no tuvo ningún incremento significativo. Por otra parte, al aumentar el ROP tampoco se logró mejorar significativamente esta distancia.

Dadas las condiciones anteriores, para lograr aumentar la distancia de los enlaces la única alternativa es disminuir la tasa de bits que transmite el enlace. Por lo que se decidió disminuir este parámetro para probar tasas de 25 Gbps y 50 Gbps. Estas tasas fueron escogidas debido a que existen estándares de la IEEE que promueven la conectividad de equipos que trabajen a estas tasas de bits [48].

Las pruebas realizadas en estas tasas de bits mantienen las mismas características que las pruebas realizadas en 100 Gbps, es decir, se mantuvieron sin cambios las condiciones de dispersión en la fibra, ruido en el fotodiodo y se dejó igual el ancho de banda de 22 [GHz] del modulador MZM ubicado en el transmisor. Solamente se han realizado cambios en la tasa de bits transmitida y se ha ajustado el rango de valores a probar para el ancho de banda del fotodiodo, finalmente la potencia óptica recibida se ha modificado para ver cómo afecta al BER.

Enlace óptico a 50 Gbps

Para fines comparativos, nuevamente se ha considerado analizar el primer caso con un valor de ROP de -15.9 [dBm], para esta potencia óptica recibida nuevamente se repite el límite de BER de 1×10^{-2} para usarlo como una referencia a la distancia máxima que puede alcanzar el enlace óptico.

Además de permitir un aumento en la distancia, con la tasa de 50 Gbps es posible reducir el ancho de banda del fotodiodo debido a que el ancho de banda de la señal también se reduce, por lo que esta consideración fue tomada en cuenta para realizar variaciones en un rango de valores más pequeño de este parámetro para encontrar su valor óptimo.

Se realizó un barrido en un rango de 8 a 28 [GHz] para el ancho de banda del fotodiodo, considerando una transmisión de 50 Gbps para las señales polibinarias de 5, 7 y 9 niveles, cada caso tuvo una potencia óptica recibida de -15.9 [dBm] con un OSNR de 40 [dB]. En la figura 4.13 se muestran las curvas correspondientes a este caso.

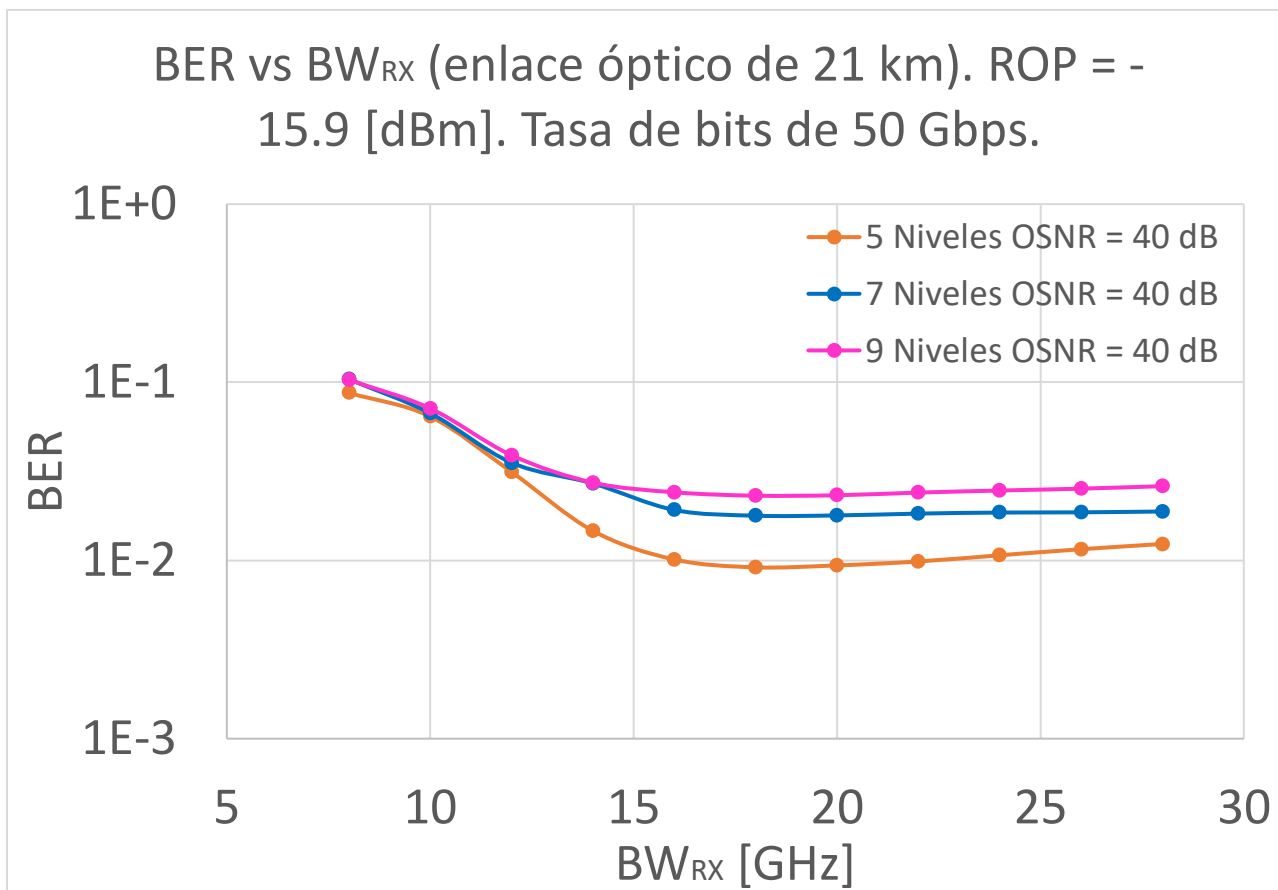


Figura 4.13. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 21 km con una tasa de transmisión de 50 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de -15.9 [dBm].

La tendencia observada en este caso es la misma que en el caso de 100 Gbps, la señal que tiene el mejor desempeño es la de menos niveles. Nuevamente, la señal de 5 niveles ha sido la única que logra superar el BER de 1×10^{-2} , este caso también se presentó en la figura 4.10 para una transmisión de 100 Gbps. Esta señal ha alcanzado un ancho de banda del fotodiodo de 18 [GHz] para una transmisión de 50 Gbps en 21 km. Comparado con el caso previo de 100 Gbps, reducir la tasa de bits ha permitido incrementar la distancia aproximadamente cinco veces más.

En la figura 4.13 se puede ver que las curvas de las señales de 7 y 9 niveles muestran un comportamiento plano a partir de los 18 [GHz]. Por una parte, un dispositivo que tenga un ancho de banda menor al de señal provocará la aparición de ISI [12] que distorsionara la señal original, es de esperar que esta distorsión disminuya conforme el ancho de banda vaya aumentando y se acerque más al ancho de banda de la señal. Se observa que a partir de 18 [GHz] el ISI agregado por el ancho de banda reducido del fotodiodo deja de afectar a la señal y se mantiene con un BER constante al incrementar BW_{RX} .

Por otra parte, en la curva de 5 niveles puede verse que se alcanza un punto mínimo en el BER y posteriormente este parámetro vuelve a subir. Para explicar este punto es importante tener cuenta que en el caso de las señales polibinarias operadas en punto nulo la distribución de bits en cada nivel cambia dependiendo de la cantidad de niveles que tenga la señal. Esto provoca que cada vez que se aumenta la cantidad de niveles, sea cada vez menos probable que los bits se encuentren en los niveles más altos como se muestra en la tonalidad más tenue de los niveles superiores de la figura 4.8 de una señal de 7 niveles. En el capítulo 1, se vio que el ruido de batido señal-ASE depende de la amplitud de la señal óptica. Las señales de 7 y 9 niveles poseen una menor probabilidad de bits en los niveles altos cuando se operan en punto nulo, por lo que estas señales no son afectadas severamente por este tipo de ruido.

En contraste, la señal de 5 niveles tiene concentrados una mayor cantidad de bits en los niveles altos en comparación a la señal de 7 y 9 niveles, por lo que este tipo de ruido la afecta más. Por lo que al abrir el filtro que simula el ancho de banda del fotodiodo el ruido se empieza a introducir en la señal, causando que el BER empeore después de un BW_{RX} de 18 [GHz] en el caso de 5 niveles después de haber alcanzado un punto mínimo. Sin embargo, puede verse que la subida de esta curva no es muy rápida en el rango de frecuencias posterior a este valor de BW_{RX} en la curva de 5 niveles de la figura 4.13, por lo que, si bien los efectos de este ruido afectan más a la señal de 5 niveles, en general, el ruido no causa grandes problemas en el desempeño de los sistemas.

Los patrones en los que aparecen las curvas en la figura 4.13 se repiten en comparación al caso de 100 Gbps, debido a que la curva rosa (9 niveles) y azul (7 niveles) se muestran más juntas en comparación a la separación entre la curva azul (7 niveles) y naranja (5 niveles). En las gráficas mostradas las curvas que se encuentran en la parte más baja son las que muestran un mejor resultado. Por lo que se puede decir que la utilización de señales polibinarias con una gran cantidad de niveles no ofrece resultados positivos, ya que el desempeño visto en estas gráficas no resulta favorable para las señales de más niveles, sino al contrario, es adverso en comparación con las señales de menos niveles.

Si bien en un principio se asumió que las señales polibinarias con una mayor cantidad de niveles poseían una ventaja ante el fenómeno de la dispersión al tener espectros ópticos más pequeños, se puede ver que esta ventaja no tuvo un peso significativo al momento de medir el desempeño del sistema por medio del BER. Por lo que al transmitir señales polibinarias en fibra no resulta conveniente utilizar señales con una gran cantidad de niveles.

Por otra parte, al reducir la tasa de bits a la mitad, la distancia del enlace ha aumentado aproximadamente cinco veces en comparación con el caso original de 100 Gbps llegando hasta los 21 km, tomando nuevamente como referencia el umbral de BER de 1×10^{-2} . Este aumento de distancia era esperado, ya que al reducir la tasa de bits se reduce el tamaño del

espectro óptico del canal de la señal enviada, por lo que los efectos de la dispersión afectan en menor medida a esta señal en comparación a las señales transmitidas a 100 Gbps.

Dentro de este sistema con la tasa de 50 Gbps, se ha vuelto a ver qué efecto tiene aumentar la potencia óptica recibida, por lo que se aumentó este parámetro a -5.9 [dBm] y 0 [dBm]. Esto se hizo para realizar comparaciones entre los tres casos, cuantificar las mejoras en el BER y ver el impacto que tiene el aumento de este parámetro sobre el ancho de banda del fotodiodo. Las curvas correspondientes a los casos anteriores se muestran en las figuras 4.14 y 4.15, respectivamente.

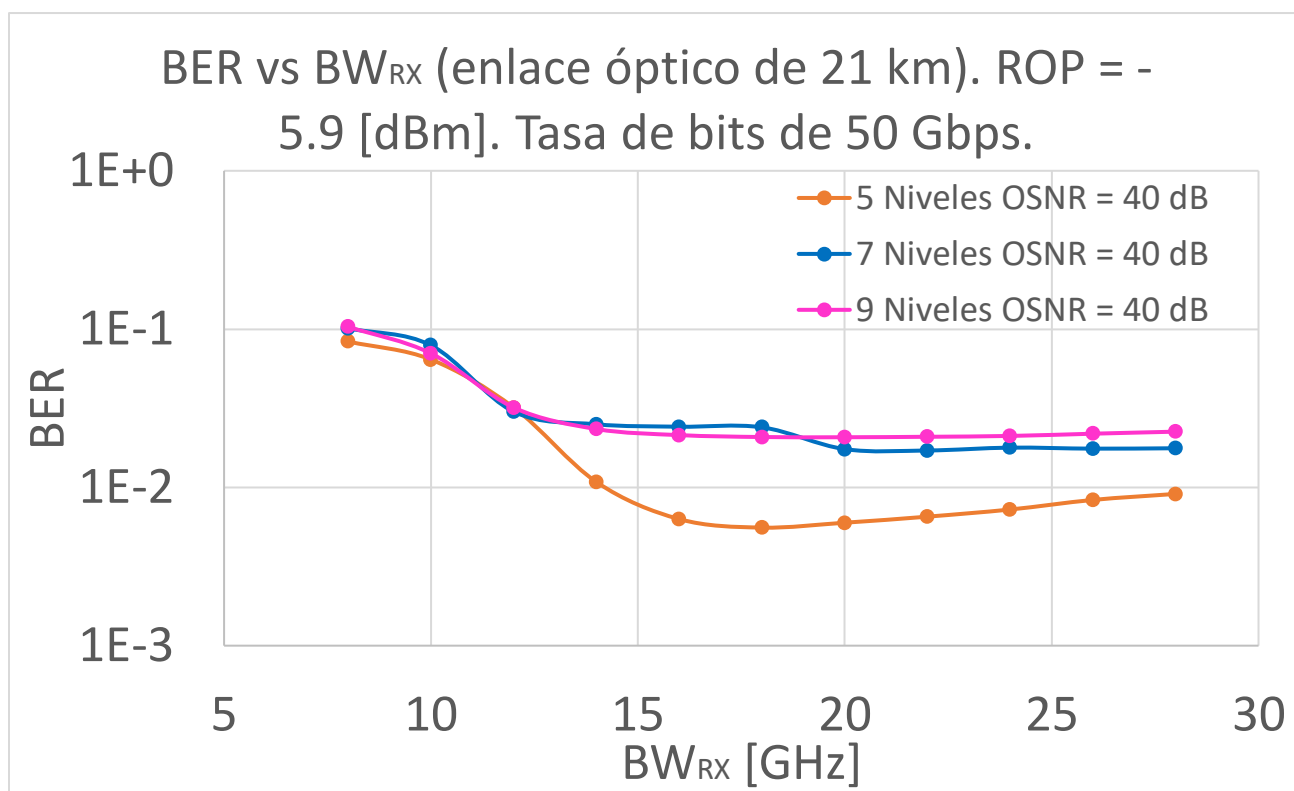


Figura 4.14. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 21 km con una tasa de transmisión de 50 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de -5.9 [dBm].

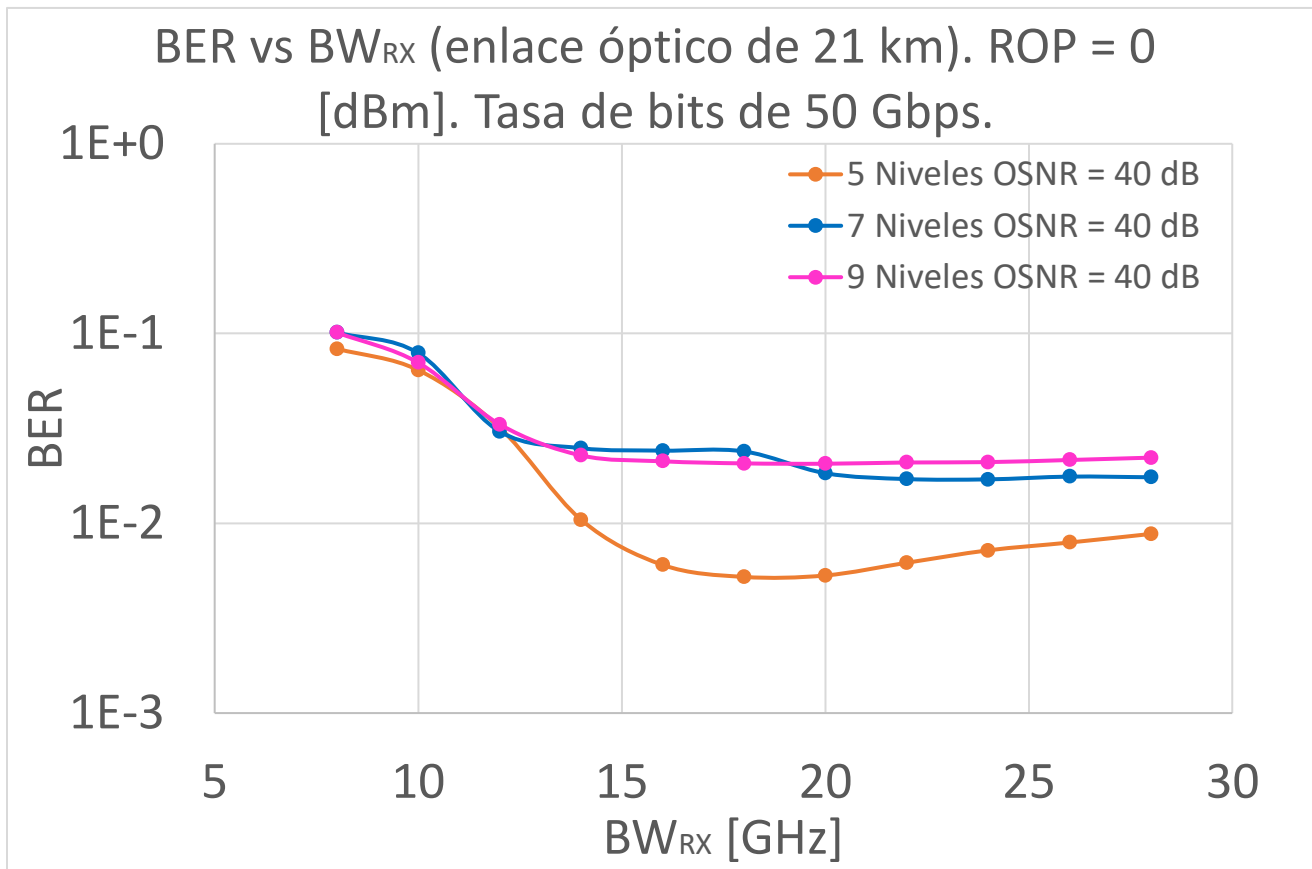


Figura 4.15. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 21 km con una tasa de transmisión de 50 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de 0 [dBm].

De manera análoga al caso anterior de 100 Gbps al ver los cambios de pasar de una potencia óptica recibida de -15.9 [dBm] a -5.9 [dBm] y 0 [dBm], en este caso ocurrió una situación similar donde la principal señal beneficiada del aumento de potencia óptica recibida fue la de 5 niveles. Por otra parte, también se ha repetido el comportamiento al comparar los casos con las potencias ópticas recibidas de -5.9 [dBm] y 0 [dBm], donde no ha habido un cambio significativo en el BER debido al poco impacto del ruido en la señal.

Para el caso con un ROP de -5.9 [dBm] se obtuvo un BER de 6.3019×10^{-3} para un ancho de banda del fotodiodo de 16 [GHz], mientras que para el otro caso con ROP de 0 [dBm] se obtuvo un BER de 6.0425×10^{-3} también para un ancho de banda de 16 [GHz]. Además de que el aumento de potencia óptica recibida tampoco benefició al ancho de banda del fotodiodo de la única señal que logró superar el umbral en ambos casos, la de 5 niveles, ya que también este parámetro se mantuvo sin cambios. Por otra parte, el BER sufrió un cambio en las señales de 7 y 9 niveles ya que existe un cruce entre las curvas. Esto puede explicarse debido al ISI agregado por el reducido tamaño del ancho de banda, por lo que la distorsión provocada por este tipo de interferencia ha afectado notoriamente a ambas señales haciendo

que por un corto intervalo de frecuencias la señal de 9 niveles tenga un mejor desempeño que la de 7, en esta región las distorsiones provocadas por el ISI en ambas señales son demasiadas al grado de presentar estos eventos extraños en las curvas. Después del cruce entre ambas curvas, la respuesta es plana, por lo que para ese posterior rango de frecuencias la influencia del ISI deja de afectar a las señales y el BER se mantiene constante.

No obstante, al comparar cualquiera de estos dos casos con el original de -15.9 [dBm] puede verse que existe una mejora en el BER al ver que la curva naranja puede llegar a un punto más bajo. Por lo que después de observar que el caso de 100 Gbps y 50 Gbps poseen similitudes al ver cómo mejora el enlace aumentado el ROP.

De las observaciones vistas en las pruebas al variar ese parámetro, se puede ver que la mejora en el BER provista de un aumento en el ROP no siempre será proporcional, ya que existe un valor en esta última variable en la que el BER dejará de disminuir de manera considerable, por lo que en esta situación lo mejor sería buscar el valor mínimo de potencia óptica recibida que ofrezca el mejor resultado dentro de los sistemas ópticos que utilicen el formato polibinario.

Enlace óptico a 25 Gbps

Por último, se realizó una prueba para una tasa de bits de 25 Gbps, las condiciones de esta serie de pruebas fueron las mismas que en la prueba anterior con una tasa de 50 Gbps. El cambio más significativo dentro del sistema original fue probar una nueva tasa de bits y ajuste del rango de frecuencias para el filtro paso bajas que simulaba el ancho de banda del fotodiodo, ya que una nueva reducción en la tasa de bits permite utilizar valores más pequeños.

Las pruebas realizadas tomaron en cuenta nuevamente los valores de potencia óptica recibida de -15.9 [dBm], -5.9 [dBm] y 0 [dBm]. En cada caso se realizó un recorrido desde 4 [GHz] hasta 14 [GHz] para el ancho de banda del fotodiodo con la finalidad de encontrar el valor en este parámetro que ofreciera el mejor resultado para el BER. En las figuras 4.16 se muestra el resultado para el ROP de -15.9 [dBm], se omiten las gráficas de los resultados de -5.9 [dBm] y 0 [dBm] para 25 Gbps debido a las similitudes con sus versiones equivalente a 50 Gbps en las que el BER no obtuvo una mejora significativa, además de que el ancho de banda del fotodetector no tuvo una reducción significativa, por lo que no vale la pena mostrarlo. Dada la reducción en la tasa de bits, fue posible extender el alcance del enlace hasta una distancia de 83 km, ya que ahora la dispersión cromática de la fibra tiene un rol más modesto.

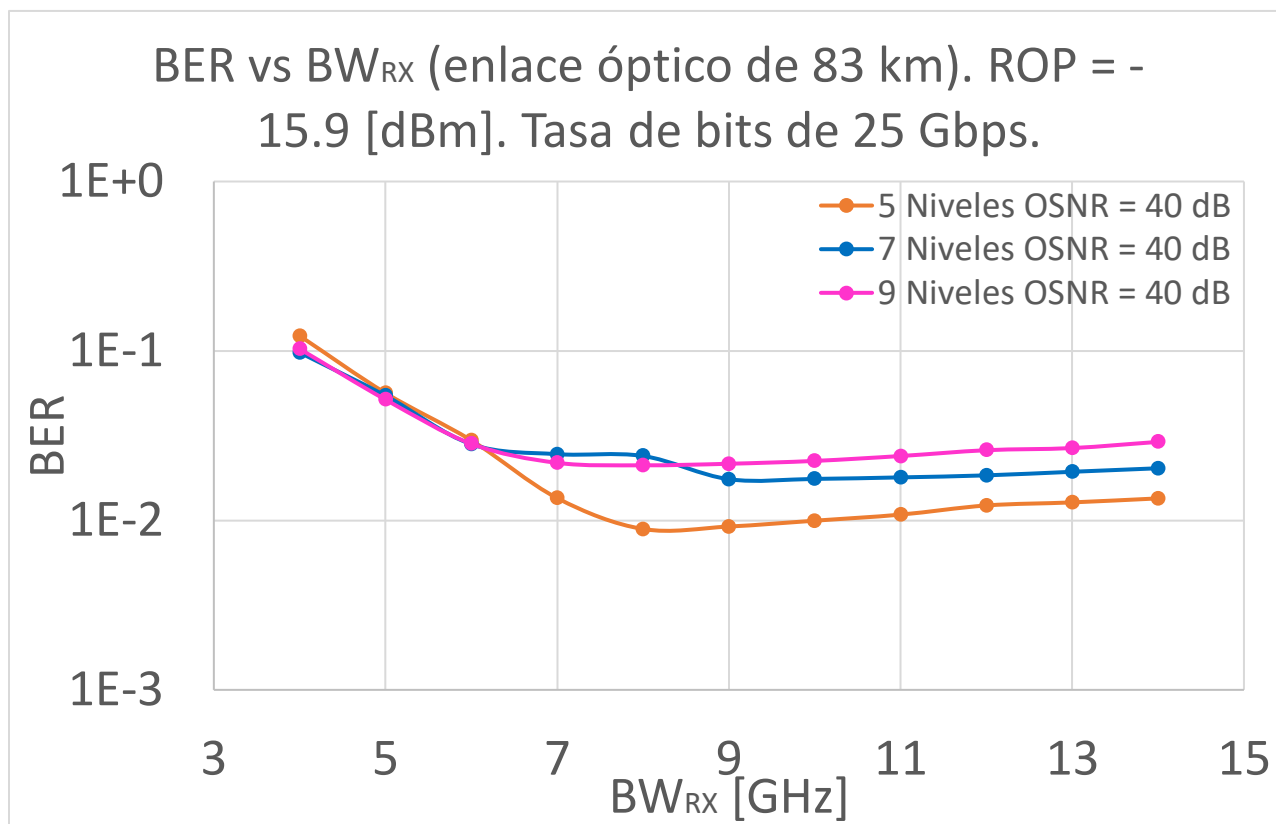


Figura 4.16. BER contra ancho de banda del fotodiodo (BW_{RX}) de enlace óptico de 83 km con una tasa de transmisión de 25 Gbps empleando el punto nulo del MZM con un ROP de -15.9 [dBm].

El comportamiento observado en las pruebas de 50 Gbps vuelve a mostrarse nuevamente en las pruebas de 25 Gbps, de nueva cuenta la señal de 5 niveles ha sido la única en lograr sobrepasar el umbral de 1×10^{-2} para un ROP de -15.9 [dBm]. Con esta potencia óptica recibida y con una reducción a la cuarta parte de la tasa original de 100 Gbps, manejando las mismas condiciones de dispersión en fibra, ruido y características de cada componente del enlace óptico se ha alcanzado una distancia de 83 km. En comparación al caso anterior de 50 Gbps, la distancia se incrementó cerca de cuatro veces.

En el caso de 100 Gbps se observó que al incrementar el ROP en comparación al primer caso analizado, se podía reducir el ancho de banda del fotodiodo, ya que para un ROP de -15.9 [dBm] se requería un ancho de banda de 40 [GHz], mientras que al aumentar a -5.9 [dBm] o a 0 [dBm] este parámetro disminuía a un valor de 34 [GHz], por lo que aumentar el ROP permitía una disminución de ancho de banda requerido de 6 [GHz]. De manera análoga al realizar estas pruebas con la tasa de 50 Gbps la disminución del ancho de banda fue menor con un valor de 2 [GHz].

De las pruebas anteriores pudo verse que la reducción en el tamaño del espectro óptico de las señales polibinarias de más niveles no permite que su tolerancia a la dispersión sea un factor considerable que ayude al desempeño de estos enlaces. Por lo que dentro del formato polibinario, resulta más conveniente utilizar la rama de señales que posea una menor cantidad de niveles para su implementación en enlaces ópticos, ya que de esta manera se asegura una buena calidad en la señal recibida.

5. Capítulo 5. Conclusiones

Las pruebas realizadas en este trabajo con relación al formato de modulación polibinario han verificado que a pesar de que las señales que poseen un mayor número de niveles generan espectros tanto eléctricos como ópticos más pequeños y esto, en principio, resulta conveniente por una tolerancia a la dispersión al propagar en fibra, éstas no resultan ser una solución viable. Se encontró que dicha tolerancia no es significativa al momento de medir el rendimiento del enlace óptico por medio del BER en las señales con más niveles del formato antes mencionado.

Para obtener un mejor desempeño dentro de los enlaces ópticos resulta más conveniente utilizar las señales con menos niveles de la familia del formato polibinario. Ya que, en todas las pruebas realizadas, indistintamente si se trabajaba en punto nulo o cuadratura al MZM, se pudo ver que la señal de 5 niveles era la que ofrecía un mejor resultado y permitía llevar el enlace a una distancia mayor en comparación de las señales de 7 y 9 niveles.

En el presente trabajo la señal con menor cantidad de niveles utilizada dentro del formato polibinario fue la de 5 niveles. Sin embargo, dada la tendencia observada en la comparativa de 5, 7 y 9 niveles mencionada anteriormente, se esperaría que la señal duobinaria de 3 niveles tenga un desempeño que logré superar a la de 5 niveles. Por lo que esa versión del formato polibinario representaría una mejor alternativa a analizar para los futuros enlaces ópticos de *short reach*.

Por otra parte, otro punto interesante de este trabajo se encuentra en la comparativa de las señales obtenidas al operar el MZM en punto nulo y en punto de cuadratura. Las señales que provienen de la familia del formato polibinario poseen características que las hacen aptas para ser transmitidas en cualquiera de estos dos puntos de operación de este modulador óptico.

De inicio, el punto de operación en punto nulo tenía ventajas sobre el punto de cuadratura, como el hecho de tener decodificadores más sencillos que trabajasen con una menor cantidad de niveles. No obstante, el punto de cuadratura también tenía aspectos positivos como una amplitud pico a pico más pequeño para las señales RF que entraban al modulador óptico o espectros ópticos más pequeños en comparación a las señales operadas en punto nulo.

Al realizar la comparativa en los sistemas back-to-back en los sistemas operados en punto nulo y cuadratura se pudo ver que el punto de cuadratura tuvo una penalización en potencia de 16 [dBm] para mantener la condición de BER de 1×10^{-2} , además de que el sistema implementado requería un aumento en la relación del OSNR de 6 [dB] en comparación al enlace que utilizaba el punto de operación nulo.

Al propagar en fibra el enlace que operaba al MZM en punto nulo logró superar la distancia del enlace operado en punto de cuadratura con una distancia dos veces más grande, por lo que, si bien en un principio se partió de la hipótesis de que el tamaño del espectro sería un factor crucial para el enlace, pudo verse que para los casos analizados esto no fue así, el factor que limitó la calidad de los enlaces fue directamente el número de niveles de la señal. Esto tiene sentido si se toma en cuenta el hecho de que a mayor número de niveles menor es el espacio que existe entre ellos, por lo que una perturbación en la amplitud de estas señales tendrá mayor repercusión que en un formato basado en menor número de niveles.

Por último, fue posible ver que existe una relación entre la potencia óptica recibida y el ancho de banda del fotodiodo que cambia de acuerdo con la tasa de bits utilizada en el enlace óptico. En la tasa de bits de 100 Gbps, en el sistema operado en punto nulo, fue posible reducir el ancho de banda del fotodiodo 6 [GHz] al aumentar de un ROP de -15.9 [dBm] a otro de -5.9 [dBm], este caso en particular, representó la reducción de ancho de banda más grande al aumentar el parámetro de potencia ya que al observar este fenómeno para las tasas de bits de 50 Gbps y 25 Gbps la reducción de ancho de banda del fotodiodo se hacía cada vez más pequeña.

También fue posible ver que existe un límite en la relación de mejora al reducir el ancho de banda del fotodiodo y la potencia óptica recibida, ya que al observar los casos de ROP de -5.9 [dBm] a 0 [dBm] los resultados fueron muy similares sin tener cambios significativos.

Por lo que, dados los resultados obtenidos en este trabajo, el MZM en el punto de operación nulo logró sobrepasar al punto de operación en cuadratura en las señales polibinarias, por lo que este hecho debe ser aprovechado en los futuros enlaces que empleen la versión más simple de este formato de modulación.

Bibliografía

- [1] J. Cheng, C. Xie, Y. Chen, X. Chen, M. Tang and S. Fu. (2019). "Comparison of Coherent and IMDD Transceivers for Intra Datacenter Optical Interconnects". *2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 1-3.
- [2] S. Verdu. (2002). "Spectral efficiency in the wideband regime," in *IEEE Transactions on Information Theory*, 48(6), 1319-1343.
- [3] J.-X. Cai et al. (2017). "70.4 tb/s capacity over 7,600 km in C+L band using coded modulation with hybrid constellation shaping and nonlinearity compensation" in *Proc. Opt. Fiber Commun. Conf.*, Paper Th5B.2.
- [4] "Cisco Global Cloud Index: Forecast and Methodology, 2016– 2021," Cisco White Paper, 2016 [Online].
Disponible en: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/global-cloud-index-gci/white-paper-c11-738085.html>
- [5] Houghton, John. (2017). *Understanding Data Center Interconnect: Intra-Data Center*. Estados Unidos. NeoPhotonics.
Disponible en: <https://www.neophotonics.com/what-is-inter-data-center-interconnect-dci/>
- [6] C. Kachris and I. Tomkos. (2012). "A Survey on Optical Interconnects for Data Centers," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 14(4), 1021-1036.
- [7] Macknofsky, G. (2016). "Understanding the basics of mobile fronthaul technology". *Appl. Note 310, EXFO*, 1–4.
- [8] *IEEE 802.3 Ethernet*. IEEE P802.3cu 100 Gb/s and 400 Gb/s over SMF at 100 Gb/s per Wavelength Task Force: Objectives (actualizado en Septiembre 2019). Disponible en: http://www.ieee802.org/3/cu/Objectives_Approved_Sept_2019.pdf
- [9] C. Laperle and M. O’Sullivan. (2014). "Advances in High-speed DACs, ADCs, and DSP for Optical Coherent Transceivers," *J. Light. Technol.*, 32(4), 629–643.
- [10] H. Yamazaki et al. (2016) "Digital-preprocessed Analog-multiplexed DAC for Ultra-wide-band Multilevel Transmitter," *J. Light. Technol.*, 34(7), 1579–1584.
- [11] Kaminow, Ivan., Li, Tyngye (2002). *Optical Fiber Telecommunications IV-B: Systems and Impairments*. Estados Unidos, Academic Press.
- [12] Agrawal, Govind P. (2002). *Fiber-Optic Communication Systems*. New York, Estados Unidos. John Wiley & Sons, Inc.
- [13] D. Gloge. (1971). "Dispersion in Weakly Guiding Fibers," *Appl. Opt.* 10, 2442-2445

- [14] Keiser, Gerd. (2010). *Optical Fiber Communications*. Estados Unidos. McGraw-Hill.
- [15] Hui, Rongqing. (2019). *Introduction to Fiber-Optic Communications*. San Diego, California, Estados Unidos. Academic Press.
- [16] M. Yamada, N. Takeuchi, K. Sakumoto and Y. Kuwamura. (2012). "Variation of Relative Intensity Noise With Optical Power in InGaAsP Semiconductor Optical Amplifier," in *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(22), 2049-2051
- [17] Emmanuel Desurvire. *Erbium-Doped Fiber Amplifier: Principles and Applications*. Estados Unidos. John Wiley & Sons.
- [18] C.K. Chan, Calvin. (2010). *Optical Performance Monitoring: Advanced Techniques for Next-Generation Photonic Networks*. Estados Unidos. Academic Press.
- [19] Mohammed Abbou, Fouad & Chee Choong, Hiew. (2014). *Optical Transmission and Networks for Next Generation Internet Traffic Highways*. Estados Unidos. Information Science Reference.
- [20] M. Tavan, E. Agrell and J. Karout. (2012). "Bandlimited Intensity Modulation," in *IEEE Transactions on Communications*, 60(11), 3429-3439
- [21] M. Jacques et al. (2018). "Modulator material impact on chirp, DSP, and performance in coherent digital links: comparison of the lithium niobate, indium phosphide, and silicon platforms". *Opt. Express* 26, 22471-22490.
- [22] Säckinger, Eduard. (2005). *Broadband Circuits for Optical Fiber Communication*. New York, Estados Unidos. John Wiley & Sons, Inc.
- [23] Seimetz, Matthias. (2009). *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*. Berlín, Alemania. Springer.
- [24] Sklar, Bernard. (2001). *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. New Jersey, Estados Unidos. Prentice Hall.
- [25] Lender, Adam. (1964) Correlative digital communication techniques. *IEEE Trans. Commun.*, 12(5), 128-135.
- [26] Nyquist, H. (1924). Certain factors affecting telegraph speed. *Bell System Tech. J.*, 43(n/a), 324-346.
- [27] Penninckx, D. et al. (1996). Relation between spectrum bandwidth and the effects of chromatic dispersion in optical transmissions. *Electronic Letters Online*, 32(11), 1023-1024.
- [28] Walklin, Sheldon & Corandi, Jan. (1999). Multilevel Signaling for Increasing the Reach of 10 Gb/s Lightwave Systems. *Journal of Lightwave Technology*, 17(11), 2235-2248.

- [29] Monzón Rodríguez, Rafael. (2018). *Características de la generación y detección de la modulación polibinaria en un sistema óptico utilizando el modulador Mach – Zehnder* (tesis de licenciatura). UNAM, Ciudad de México.
- [30] A. Lender. (1964). Correlative digital communication techniques. *IEEE Trans. Commun.* 12(-), 128-135.
- [31] Shinhee Won, Jaehoon Lee, Yonghoon Kim, Seongha Kim and Jichai Jeong. (2003). "Performance limits of 10-Gb/s optical duobinary transmissions using reduced bandwidth single-arm Mach-Zehnder modulators considering residual chirp and dc-bias offset," in *IEEE Photonics Technology Letters*, 15(3), 479-481.
- [32] Y. Kim *et al.* (2007). "Comparison of Transmission Performance of 40-Gb/s Optical Duobinary and DCS-RZ Signals Using 10- and 40-Gb/s LiNbO3 Mach–Zehnder Modulators," in *Journal of Lightwave Technology*, 25(1), 318-324.
- [33] Higuma Kaoru, Mori Shingo, Kawanishi Tesuya, et al. (2006). "A bias condition monitor technique for the nested Mach-Zehnder modulator". *IEICE Electronics Express*, 3(11), 238~242.
- [34] Y. Chen, X. Zhang and D. Li. (2009). "A control system design for the optimal bias point of external modulator," *2009 9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments*, 3-954.
- [35] Lender, Adam. (1981). *Correlative (Partial Response) Techniques and Applications to Digital Radio Systems*. San Carlos, CA, Estados Unidos.
- [36] Lender, Adam. (1981). *Digital Communications: Microwave Applications*. Englewood Cliffs, NJ. Prentice-Hall Inc.
- [37] VPIphotonics. (2020). VPIphotonics Design Suite (9.8) [Software]. Disponible en: <https://www.vpiphotonics.com/index.php>
- [38] Neophytos. Ellinas, Georgios, Ioannis Roudas. (2012). *WDM Systems and Networks: Modeling, Simulation, Design and Engineering*. Berlín, Alemania. Springer.
- [39] Fosco. Optical Fiber Dispersion. *Fosco*. Disponible en: <https://www.fiberoptics4sale.com/blogs/archive-posts/95047942-optical-fiber-dispersion>
- [40] Inoue, Kyo. (1992). Four-Wave Mixing in an Optical Fiber in the Zero-Dispersion Wavelength Region. *Journal of Lightwave Technology*. 10(11).
- [41] Ghatak, Ajoy and Thyagarajan, K. (1998). *Introduction to fiber optics*. Reino Unido. Cambridge University Press.

- [42] Certik, Filip & Róka, Rastislav. (2016). "Possibilities for Advanced Encoding Techniques at Signal Transmission in the Optical Transmission Medium". *Journal of Engineering*, 1-10.
- [43] Graell i Amat, Alexandre & Liva, Gianluigi & Steiner, Fabian. (2019). "Coding for Optical Communications -- Can We Approach the Shannon Limit With Low Complexity?", Invited Paper.
- [44] M. Barakatain and F. R. Kschischang. (2018). "Low-Complexity Concatenated LDPC-Staircase Codes," in *Journal of Lightwave Technology*, 36(12), 2443-2449
- [45] Säckinger, Eduard. (2005). *Broadband Circuits for Optical Fiber Communication*. Estados Unidos. John Wiley & Sons
- [46] J. -. P. Delavaux, C. Y. Kuo, T. V. Nguyen and R. W. Smith. (1986). "Dependence of bit error rate performance on extinction ratio of a Ti:LiNbO3 intensity modulator," in *Electronics Letters*, 22(21), 1139-1141.
- [47] M. Eiselt, A. Dochhan and W. Rosenkranz. (2010). "OSNR sensitivity of multi-level modulation formats," *Asia Communications and Photonics Conference and Exhibition*, 353-354.
- [48] *IEEE 802.3 Ethernet*. IEEE P802.3ca. 25 Gb/s and 50 Gb/s Ethernet Passive Optical Networks Task Force (actualizado en Julio 2019)
Disponibile en: http://www.ieee802.org/3/ca/documents/P802_3ca_objectives.pdf