



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MEXICO

PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN
INGENIERIA

ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE SISTEMAS WDM
UTILIZANDO FORMATOS AVANZADOS DE MODULACIÓN ÓPTICA
A TASAS SUPERIORES A 10 Gb/s

T E S I S

QUE PARA OBTAR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERIA

INGENIERIA ELECTRICA – TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A

JOSÉ ANTONIO GAMA BENÍTEZ

DIRIGIDA POR

DR. RAMÓN GUTIERREZ CASTREJÓN



CIUDAD UNIVERSITARIA
ENERO DE 2012



Universidad Nacional
Autónoma de México



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. Oleksandr Martynyuk

Secretario: Dr. Gabriel Eduardo Sandoval Romero

Vocal: Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón

1 er. Suplente: Dr. José María Matías Maruri

2 do. Suplente: Dr. Miguel Moctezuma Flores

Lugar donde se realizó la tesis: INSTITUTO DE INGENIERÍA, UNAM

TUTOR DE TESIS:

DR. RAMÓN GUTIERREZ CASTREJÓN

FIRMA

Resumen

Los sistemas de comunicaciones ópticas constituyen actualmente la infraestructura de transporte de información más utilizada a nivel mundial. La necesidad de mayores capacidades de transporte por fibra óptica ha impulsado el desarrollo de nuevas técnicas para incrementar dicha capacidad. Entre otras nuevas tecnologías, los formatos avanzados de modulación óptica se han convertido en un factor clave en el diseño de modernos sistemas con multicanalización por división de longitud de onda (WDM) de alta velocidad. A diferencia de los sistemas de comunicaciones electrónicas, los formatos avanzados de modulación no se han implantado comercialmente en sistemas de comunicaciones ópticas. Sin embargo, los sistemas empiezan a dejar de usar exclusivamente formatos de modulación en amplitud ASK u OOK, para iniciar la transición a otros formatos de modulación. Todos los formatos que van más allá del OOK han ganado el calificativo de avanzados. En este trabajo se discuten la generación y detección de formatos modulados en intensidad y fase a tasas de multi Gigabit/s y se presentan las configuraciones típicas de transmisor y receptor para formatos ASK, DPSK, DQPSK y Duobinario. Por medio de un avanzado sistema para simular enlaces ópticos en capa física se demuestra que los formatos modulados en fase, en especial los RZ-DPSK y RZ-DQPSK requieren una OSNR menor para alcanzar un BER dado que los modulados en intensidad. Por otro lado, el formato duobinario es el que requiere mayor OSNR para cierto BER, sin embargo, presenta gran inmunidad a la dispersión cromática con respecto a los formatos convencionales. Otra ventaja del formato duobinario es que presenta un espectro más angosto, lo que lo hace susceptible a ser utilizado en sistemas WDM con alta densidad espectral.

Abstract

Optical communication systems are nowadays worldwide deployed. The need for higher per-fiber transport capacities has led to the development of new techniques. Among other new technologies, advanced optical modulation formats have become a key factor in the design of modern wavelength division multiplexed (WDM) fiber systems. In contrast to electrical systems, advanced modulation formats in the optical domain are still in the research stage. However, new systems start to no longer exclusively use intensity binary modulation (OOK), but other modulation formats, such as binary or multilevel phase modulation. All formats that go beyond OOK are called *advanced* modulation formats.

In this work, the generation and detection of multi Gb/s intensity and phase modulated formats are discussed, while the most common transmitter and receiver configurations for ASK, DPSK, DQPSK and Duobinary are presented. Through the use of an advanced CAD system for optical communication systems at the physical layer, it is demonstrated that phase modulation formats, especially RZ-DPSK y RZ-DQPSK, need lower OSNR to achieve a certain BER value as compared to intensity modulated formats. It is also numerically demonstrated that duobinary signals require a higher OSNR to achieve certain BER value; however, they show high immunity to chromatic dispersion. Another advantage of this format is a narrower spectrum. These characteristics make it useful to be used in high spectral efficiency WDM systems.

Esta tesis se realizó con
el apoyo de una beca de la
Coordinación de Estudios de Posgrado CEP

AGRADECIMIENTOS

A mi familia por todo su apoyo y cariño, especialmente a mi madre por apoyarme siempre.

A mis amigos por compartir tantos momentos importantes en esta etapa de mi vida.

A mi tutor, el Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón, por brindarme su apoyo, confianza, y compartir conmigo un poco del gran conocimiento que posee.

A mis profesores porque cada uno ha aportado un poco del conocimiento que hoy poseo.

A la Universidad Nacional Autónoma de México, por abrirme sus puertas en cada proyecto académico que he emprendido.

Al Instituto de Ingeniería, por darme la oportunidad de pertenecer a la selecta comunidad que él alberga.

Tabla de Contenido

Resumen	7
Abstract.....	9
AGRADECIMIENTOS	13
Tabla de Contenido	17
Acrónimos	21
CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN	23
I.1 Generalidades	23
I.1.1 Fibra Óptica como canal de comunicaciones.....	24
I.1.2 Transmisores Ópticos	24
I.1.3 Receptores Ópticos	25
I.2 Sistemas WDM	26
I.2.1 Capacidad de los sistemas y eficiencia espectral	28
I.2.2 Dispersión cromática	29
I.2.3 Principales efectos no lineales en sistemas WDM.....	31
1.2.3.1 Automodulación de fase y modulación de fase cruzada	32
1.2.3.2 Four-wave Mixing	34
I.3 Técnicas avanzadas de modulación óptica	36
I.3.1 Formatos Binarios.....	38
I.3.1.1 Modulación en amplitud ASK y OOK.....	38
I.3.1.2 CS-NRZ y CS-RZ	39
I.3.1.3 RZ con Chirp.....	40
I.3.3.4 Códigos correlativos y Formatos de respuesta parcial	41
I.3.3.5 Banda lateral Vestigial (VSB) y Banda Lateral Única (SSB)	43
I.3.3.6 Modulación en fase PSK	43
I.3.3.7 DPSK	44

I.3.3.8 Modulación en frecuencia FSK	45
I.3.4 Formatos Multinivel	45
I.3.4.1 Differential Quadrature Phase Keying (DQPSK)	45
Referencias.....	47
CAPÍTULO II. GENERACIÓN Y DETECCIÓN DE FORMATOS AVANZADOS DE MODULACIÓN ÓPTICA .	49
II.1 Moduladores Ópticos	49
II.1.1 Láseres Modulados directamente	49
II.1.2 Moduladores de electro-absorción (EAMs).....	49
II.1.3 Moduladores de Mach-Zehnder (MZMs).....	50
II.1.4 Modulador I/Q.....	55
II.1.5 Ranuradores de Pulsos	57
II.1.6 Transmisor ASK.....	58
II.1.7 Transmisor Duobinario	59
II.1.8 Transmisor DPSK.....	60
II.1.9 Transmisor DQPSK.....	60
II.2 Receptores	61
II.2.1 Detección Directa	61
II.2.2 Detección Coherente.....	64
II.2.3 Transmisión experimental de señales moduladas externamente	68
Referencias.....	74
Capítulo III. DESEMPEÑO DE SISTEMAS MONOCANAL CON FORMATOS AVANZADOS DE MODULACIÓN ÓPTICA	77
Resumen	77
III.1.1 Requerimiento de OSNR.....	79
III.1.2 Sensibilidad de potencia.....	81
III.1.3 Tolerancia a la dispersión cromática	82
III.1.4 Tolerancia al Filtrado	86
Referencias.....	87
CAPÍTULO IV. DESEMPEÑO DE SISTEMAS WDM PARA FORMATOS AVANZADOS DE MODULACIÓN ÓPTICA	89
IV.1 Elementos del sistema WDM	89

IV.1.1 NTx	89
IV.1.2 MUX	90
IV.1.3 Amplificadores Ópticos	91
IV.1.4 Fibra Monomodo Estándar SSMF	91
IV.1.4 Fibra Compensadora de Dispersión (DCF)	92
IV.2 Generación de la señal WDM	92
IV.2.1 ASK	92
VI.2.2 DPSK	93
VI.2.3 DQPSK	94
VI.2.4 Duobinario.....	95
IV.3 Eficiencia espectral del sistema	97
IV.3.1 DPSK	97
IV.3.2 Duobinario.....	100
CAPÍTULO V. CONCLUSIONES GENERALES	105
Anexo A	107

Acrónimos

AMI	Alternate mark inversion	- Inversión de marca (bit 1) alternada
ASK	<i>Amplitud Shift Keying</i>	- Modulación por variación de amplitud
BER	<i>Bit Error Ratio</i>	- Relación de bits en error
BERT	<i>Bit Error Ratio Tester</i>	- Medidor de relación de bits en error
CD	<i>chromatic dispersion</i>	- Dispersión cromática
CPFSK	<i>continuous phase FSK</i>	- FSK de fase continua
CRZ	<i>Chirp RZ</i>	- RZ con Chirp
CSRZ	<i>Carrier-Suppressed RZ</i>	- RZ con portadora suprimida
DCF	<i>Dispersion compensating fiber</i>	- Fibra compensadora de dispersión
DFB	<i>Distributed feedback</i>	- Retroalimentación distribuida
DLI	<i>Delay Line Interferometer</i>	- Línea de retardo interferométrica
DMF	<i>Dispersion Managed Fiber</i>	- Fibra de dispersión controlada
DML	<i>Directly modulated lasers</i>	- Láseres modulados directamente
DPSK	<i>Differential Phase Shift Keying</i>	- Modulación por variación diferencial de fase
	<i>Differential Quadrature Phase</i>	Modulación por variación diferencial de fase en
DQPSK	<i>Shift Keying</i>	- cuadratura
DWDM	<i>Dense WDM</i>	- WDM Denso
EAM	<i>Electroabsorption Modulators</i>	- Moduladores de Electroabsorción
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>	- Amplificador de fibra dopada con Erbio
FDM	<i>frequency-division multiplexing</i>	- Multicanalización por división de frecuencia
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>	- Modulación por variación de frecuencia
I	<i>In-phase</i>	- En fase
IF	<i>Intermediate Frequency</i>	- Frecuencia intermedia
FWM	<i>Four Wave Mixing</i>	- Four Wave Mixing
LED	<i>Light Emitting Diode</i>	- Diodo emisor de luz

MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>	- Modulador de Mach-Zehnder
NRZ	<i>Non-Return to Zero</i>	- No retorno a cero
OADM	<i>Optical add-drop multiplexer</i>	- Multiplexor Óptico de agregar-retirar
OOK	<i>On-Off Keying</i>	- Modulación de Encendido-Apagado
OSA	<i>Optical Spectrum Analyzer</i>	- Analizador de espectros óptico
OSNR	<i>Optical Signal to Noise Ratio</i>	- Relación señal a ruido óptica
	<i>Phased amplitude-shift</i>	
PASS	<i>signaling</i>	- Señalización por cambio de amplitud con fase
	<i>Positive Non-zero</i>	
P-NZ DSF	<i>dispersion shifted fibre</i>	- Fibra con dispersión positiva y distinta de cero
	<i>Pseudo Random Binary</i>	
PRBS	<i>Sequence</i>	- Secuencia de bits pseudoaleatoria
	<i>Phase Shaped Binary</i>	
PSBT	<i>Transmission</i>	- Transmisión binaria con forma de fase
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>	- Modulación por variación de la fase
Q	<i>Quadrature</i>	- Cuadratura
RZ	<i>Return to Zero</i>	- Retorno a cero
SPM	<i>Self Phase Modulation</i>	- Automodulación de fase
SSB	<i>Single Side Band</i>	- Banda lateral única
SSMF	<i>Standard Single Mode Fiber</i>	- Fibra monomodo estándar
TDM	<i>Time Division Multiplexing</i>	- Multicanalización por división de tiempo
VSF	<i>Vestigial Side Band</i>	- Banda lateral vestigial
	<i>Wavelength Division</i>	
WDM	<i>Multiplexing</i>	- Multicanalización por división de longitud de onda
XPM	<i>Cross Phase Modulation</i>	- Modulación de fase cruzada

CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN

I.1 Generalidades

Los sistemas de comunicaciones ópticas difieren de los sistemas de radiocomunicaciones, en principio, solamente en el rango de frecuencias usadas por la portadora para transportar información. Las frecuencias para portadoras ópticas están alrededor de 200 THz, en contraste con las frecuencias de portadora para microondas que se encuentran alrededor de 1 GHz. Al usar tan altas frecuencias de portadora, se puede alcanzar un incremento en la capacidad de información de sistemas de comunicaciones ópticas por un factor de hasta 10 mil veces con respecto a sistemas electrónicos [2].

La figura 1.1 muestra el diagrama de bloques genérico de un sistema de comunicaciones ópticas. Consiste de un transmisor, un canal de comunicaciones y un receptor. Los tres elementos comunes para cualquier sistema de comunicaciones. Los sistemas de comunicaciones ópticas se pueden clasificar en dos grandes grupos: guiados y no guiados. En el caso de los sistemas guiados, el haz de luz emitido por el transmisor permanece espacialmente confinado. Esto se logra en la práctica usando fibras ópticas. Debido a que el campo de aplicación de los sistemas de comunicaciones ópticas no guiados es muy reducido, en este trabajo de tesis se hablará indistintamente de sistemas de comunicaciones ópticas y sistemas de comunicaciones por fibra óptica.



Figura 1.1. Sistema de Comunicaciones Ópticas Genérico [2]

El diagrama de bloques de la figura 1.1 también es útil para describir un sistema de comunicaciones por fibra óptica, la única diferencia es que el canal de comunicaciones es una

fibra óptica. Los otros dos componentes, el transmisor y receptor ópticos, se diseñan de acuerdo a los requerimientos del canal de comunicaciones [2].

I.1.1 Fibra Óptica como canal de comunicaciones

La función de un canal de comunicaciones es transportar la señal óptica desde el transmisor hasta el receptor sin distorsionarla [2]. La mayoría de los sistemas de comunicaciones ópticas usan fibras ópticas como canal de comunicación porque las fibras de sílice pueden transmitir luz con pérdidas tan pequeñas como de 0.2 dB/km . Incluso así, la potencia de la señal se reduce a tan sólo 1% después de 100 km . Por esta razón, las pérdidas en las fibras siguen siendo un elemento importante en el diseño de los sistemas, ya que determinan el espaciamiento entre repetidores o amplificadores para enlaces de larga distancia. Otro elemento de diseño importante es la dispersión de la fibra, que ocasiona ensanchamiento de los pulsos ópticos que se propagan. Este tema se tratará con más profundidad en una sección posterior. Este problema es más severo en fibras multimodo, pues los pulsos se ensanchan rápidamente debido a las diferentes velocidades asociadas a los distintos modos de la fibra. Es por esta razón que la mayoría de sistemas de comunicaciones ópticas utilizan fibras monomodo [2].

I.1.2 Transmisores Ópticos

La función del transmisor óptico es convertir la señal eléctrica de información, en una señal óptica y enviarla a través de la fibra óptica. La figura 1.2 muestra el diagrama de bloques de un transmisor óptico. Consiste de una fuente óptica, un modulador y un acoplador de canal. Como fuentes de luz se usan láseres de semiconductor o diodos emisores de luz LED, por su relativa facilidad para acoplarse con la fibra óptica. La señal óptica se genera modulando a la señal portadora [2]. Hoy en día se usan ampliamente tres técnicas básicas de modulación óptica: Modulación directa del laser, modulación por principio de electro absorción y modulación utilizando moduladores de Mach-Zehnder [10]. Estas técnicas se explicarán a detalle en el siguiente capítulo. El acoplador es generalmente una microlente que enfoca la señal óptica hacia el plano de entrada de la fibra con la mayor eficiencia posible.

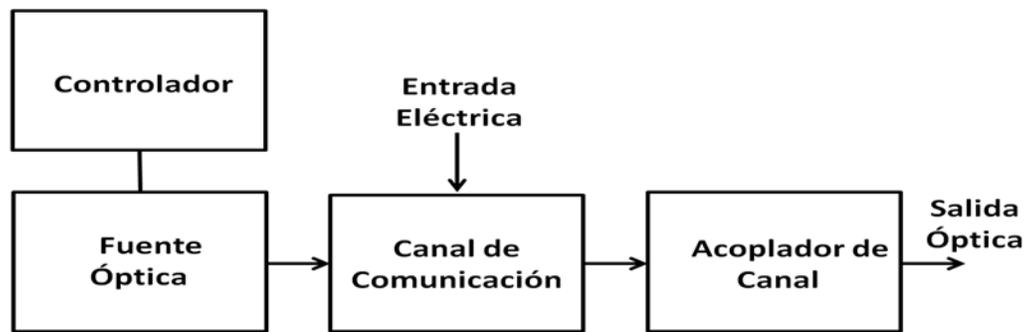


Figura 1.2. Diagrama de un transmisor óptico genérico [2]

I.1.3 Receptores Ópticos

Un receptor óptico convierte la señal de luz recibida en el extremo de salida de la fibra óptica, en la señal eléctrica original. La figura 1.3 muestra el diagrama de bloques para un receptor óptico. Consiste de un acoplador, un fotodetector y un demodulador. El acoplador enfoca la señal recibida hacia el fotodetector. En general, se usan fotodiodos como fotodetectores, por su compatibilidad con todo el sistema. El diseño para el demodulador depende del formato de modulación usado [2]. Como el campo eléctrico se puede modular tanto en intensidad como en fase, existen dos esquemas de detección. El más común usa un fotodiodo y por lo tanto mide solamente la intensidad de la luz, este esquema es conocido como detección directa. La detección coherente puede detectar la fase de la luz, pero es más difícil de implantar y prácticamente no ha sido usado en los sistemas desarrollados hasta ahora [8].

El desempeño de un sistema de comunicaciones ópticas se caracteriza por su razón de bits en error, o *bit error rate (BER)*. Aunque el BER se puede definir como el número de errores cometidos por segundo, esta definición lo hace dependiente de la tasa de bits. Es común definirlo como la probabilidad de encontrar un bit en error en los datos transmitidos. Entonces, un BER de 10^{-6} corresponde a un error en cada millón de bits. La mayoría de sistemas ópticos especifican un BER de 10^{-9} como requisito de operación; algunos incluso requieren un BER más pequeño, hasta de 10^{-12} [2].

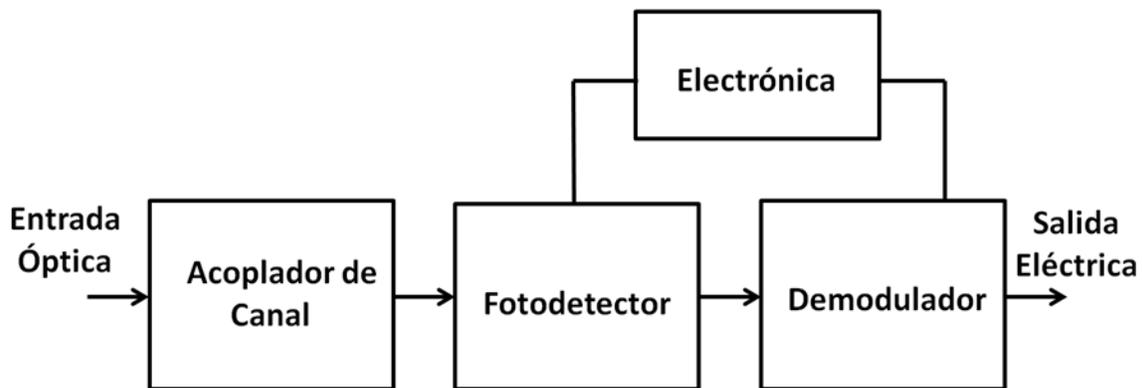


Figura 1.3. Diagrama de un receptor óptico genérico [2]

Un parámetro importante para caracterizar cualquier receptor es su sensibilidad. La sensibilidad se define como la mínima potencia óptica recibida para alcanzar el BER mínimo requerido. La sensibilidad del receptor depende de la relación señal a ruido óptica; en inglés *Optical Signal to Noise Ratio (OSNR)* [2]. Se define como el cociente de la potencia óptica entre la potencia del ruido [7].

I.2 Sistemas WDM

Teóricamente, la capacidad de los sistemas de comunicaciones ópticas puede ser incluso mayor a 10Tb/s, gracias al gran ancho de banda disponible en las fibras ópticas. La figura 1.4 muestra la curva de atenuación como función de la longitud de onda de una portadora en una fibra óptica estándar de sílice. Se observa que existen dos ventanas de bajas pérdidas, una cerca de 1.3 μm y otra con una atenuación incluso menor alrededor de 1.55 μm , con una anchura espectral de 25,000 GHz, lo que implica que una sola portadora óptica a 1.55 μm puede ser modulada en banda base a cerca de 25,000 Gb/s, ocupando un ancho de banda de 25,000 GHz alrededor de 1.55 μm antes de que las pérdidas de la fibra óptica limiten su transmisión [1]. Sin embargo, hasta la década de los noventa, la tasa de transferencia de los sistemas ópticos se había visto limitada en la práctica a 10Gb/s o menos, debido a los efectos dispersivos y no lineales presentes en las fibras, así como por la limitada velocidad de los componentes electrónicos. A principios de los años noventa, se desarrollaron técnicas de multicanalización que permitieron la transmisión de varios canales de comunicación sobre la misma fibra óptica, lo que ha extendido la capacidad de los sistemas a bastante más de 1Tb/s. La multicanalización se puede hacer en el dominio del tiempo, o TDM, por sus siglas en inglés *time-division multiplexing*, y en el dominio de la frecuencia, o FDM, por *frequency-division multiplexing*. Las técnicas de TDM y FDM son comúnmente usadas también en sistemas de comunicaciones electrónicos, es por esto que, para sistemas de comunicaciones ópticas, se

denominan OTDM por *Optical TDM* y WDM por *Wavelength-Division Multiplexing* o Multicanalización por División de Longitud de Onda [2].

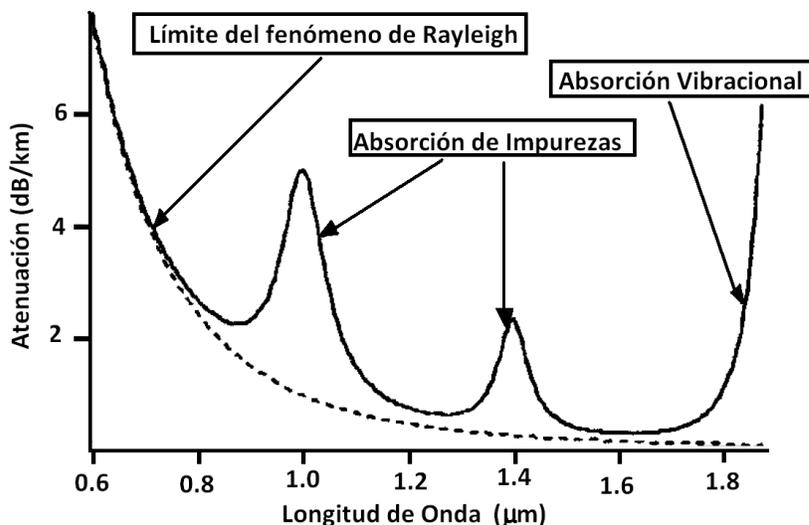


Figura 1.4 Pérdidas en la fibra como función de la longitud de onda en una fibra monomodo de sílice convencional [1]

En un esquema WDM la capacidad de un sistema de comunicaciones ópticas aumenta al emplear varias portadoras ópticas a diferentes longitudes de onda. Cada portadora se modula independientemente usando diferentes series de bits que son transmitidas sobre la misma fibra.

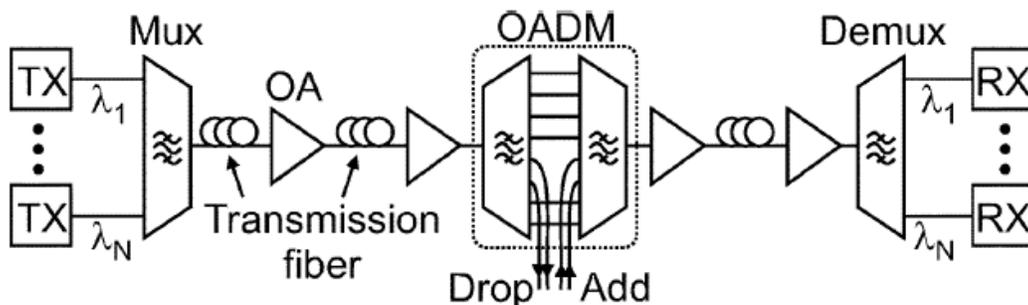


Figura 1.5. Configuración estándar de un sistema de comunicaciones ópticas WDM. Consiste de N transmisores y receptores a longitud de onda λ_i . Los canales WDM son combinados y separados por los multiplexores (mux) y demultiplexores (demux) WDM [10].

La salida de varios transmisores se combina usando un dispositivo óptico llamado multiplexor, que básicamente consiste de un banco de filtros ópticos. La señal multiplexada se envía a través de la fibra hacia su destino, donde un demultiplexor la separa en canales individuales que envía por separado a su propio receptor. La implementación de sistemas WDM requiere del uso de muchos componentes como multiplexores, demultiplexores, filtros ópticos, etc [10], tal y como se muestra en la Fig. 1.5.

I.2.1 Capacidad de los sistemas y eficiencia espectral

Cuando se transmiten N canales con tasas de bits B_1, B_2, \dots, B_N simultáneamente sobre una fibra de longitud L , la tasa de bits total para el enlace WDM es:

$$B_T = B_1 + B_2 + \dots + B_N$$

Para tasas de bits iguales, la capacidad del sistema crece por un factor de N . Los parámetros más relevantes para el diseño de un sistema WDM son el número N de canales, la tasa de bits, B , a la que opera cada canal, y el espaciamiento en frecuencia $\Delta\nu_{ch}$ entre dos canales vecinos. El producto NB denota la capacidad del sistema y el producto $N\Delta\nu_{ch}$ representa el ancho de banda total del sistema WDM [3].

Inicialmente, la capacidad de los sistemas WDM era relativamente baja (alrededor de 40Gb/s) pero para el año 2000 logró superar los 1.6 Tb/s. Desde entonces, varios laboratorios han demostrado capacidades de más de 10 Tb/s, aunque con distancias de transmisión por debajo de 200 km [1].

Los sistemas WDM se clasifican en CWDM por la palabra en inglés *coarse* o grueso, y DWDM por *dense* o denso, dependiendo de su espacio entre canales. Típicamente, el espaciamiento mayor a 5 nm se considera CWDM y el menor a 2 nm es para DWDM. A partir de estas consideraciones, se introduce el concepto de eficiencia espectral para sistemas WDM

como $\eta_s = \frac{B}{\Delta\nu_{ch}}$. Este parámetro es relativamente bajo para sistemas CWDM, es decir, $\eta_s < 0.1 \frac{b/s}{Hz}$ [3].

Para un ancho de banda dado, la capacidad de un enlace WDM depende de qué tan cercanos pueden estar los canales en el dominio de la longitud de onda. Evidentemente, el ancho espectral de cada canal $\Delta\nu_{ch}$ debe ser mayor a la tasa de bits B para que el espectro de ese canal quepa en el ancho de banda asignado. En la práctica, el ancho espectral de cada canal $\Delta\nu_{ch}$ a menudo excede la tasa de bits por un factor de 2 o más, debido a la diafonía o crosstalk lineal que pudiera presentarse entre canales. Con este requerimiento se desperdicia considerablemente el ancho de banda con eficiencias espectrales menores a $0.5 \frac{b/s}{Hz}$. Actualmente se están explorando nuevos formatos avanzados de modulación óptica para lograr eficiencias espectrales cercanas a $1 \frac{b/s}{Hz}$. El estudio de dichos formatos de modulación y cómo impactan en los parámetros de los sistemas WDM es precisamente el objeto de estudio de esta tesis.

1.2.2 Dispersión cromática

Sin considerar los efectos no lineales en las fibras ópticas, el campo eléctrico de una señal con polarización lineal propagándose en una fibra monomodo se puede describir como:

$$E(x, y, z, t) = \frac{1}{2} E(x, y, z_0, t_0) e^{i\left[\left[\beta(\omega) - \frac{\alpha}{2}\right]z - \omega t\right]} + C.C. \quad (1.1)$$

Donde z es la dirección de propagación, t es el tiempo, α representa las pérdidas en la fibra, $\beta(\omega)$ es la constante de propagación, ω es la frecuencia angular y C.C. es una constante compleja. La constante de propagación $\beta(\omega)$ se puede expandir en series de Taylor alrededor de la frecuencia central ω_0 ,

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \dots \quad (1.2)$$

donde

$$\beta_m = \left(\frac{d^m \beta}{d\omega^m} \right)_{\omega=\omega_0} \quad (m = 0, 1, 2, \dots) \quad (1.3)$$

ω_0/β_0 es la velocidad de fase, mientras que $1/\beta_1$ es la velocidad de grupo, es decir, la velocidad con que se propaga la señal óptica. La existencia de un término β_2 implica que la velocidad de grupo depende de la frecuencia y que distintas componentes espectrales viajan a diferente velocidad a lo largo de la fibra. A este fenómeno se le conoce como dispersión cromática en una fibra óptica [5]. Un pulso óptico compuesto de diferentes componentes espectrales que viajan a diferentes velocidades en la fibra se ensanchará en tiempo a medida que se propaga sobre ella, produciendo lo que se conoce como interferencia intersimbólica.

Si se trabaja en el dominio de la longitud de onda, es más conveniente usar [2]

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = \frac{d^2 \beta}{d\lambda d\omega} \approx -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (1.4)$$

con unidades de $ps/nm/km$, que es la cantidad que se ensancha un pulso con ancho de banda de $1 nm$ después de propagarse a través de $1 km$ de fibra. Para una fibra óptica monomodo convencional, D es típicamente de $17 ps/nm/km$.

De hecho, la dispersión cromática también es dependiente de la longitud de onda. Se define la pendiente de la dispersión cromática como [2]:

$$\frac{dD}{d\lambda} = \frac{2\pi c}{\lambda^3} \left(2\beta_2 - \frac{2\pi c}{\lambda} \beta_3 \right) \quad (1.5)$$

En un sistema de comunicaciones, cuando una cadena de datos compuesta por varios pulsos ópticos en serie, se propagan por una fibra dispersiva, los pulsos ensanchados invaden las ranuras de tiempo (o bit slots) vecinos, causando interferencia inter-simbólica. La distorsión debida a la dispersión cromática depende de la tasa de bits de la señal, por lo tanto, la dispersión cromática limita la tasa de transmisión en el canal y la distancia de transmisión, porque el ensanchamiento de los pulsos depende de ambas [1]. Una estimación del límite de dispersión es [2]

$$L_D = \frac{1}{BD\Delta\lambda} \quad (1.6)$$

donde L_D es la distancia de transmisión para la cual el ensanchamiento del pulso excede el tiempo de transmisión de un bit, B es la tasa de bits, y $\Delta\lambda$ es el ancho de banda de la señal transmitida por la fibra.

I.2.3 Principales efectos no lineales en sistemas WDM

El estudio de sistemas de comunicaciones ópticas asumiéndolos como lineales es adecuado para entender su funcionamiento cuando operan con una potencia moderada, de algunos miliwatts, y tasas de bits de hasta 2.5 Gb/s. Sin embargo, a tasas de 10 Gb/s y superiores, y a potencias de transmisión más altas, es importante considerar el efecto de las no linealidades. Para sistemas WDM, los efectos no lineales pueden ser muy importantes, incluso a potencias y tasas de bits por canal moderadas [6], ya que la intensidad dentro de la fibra puede ser alta debido a la pequeña sección transversal que presentan las fibras monomodo, cuya área de sección transversal efectiva es de entre 10^{-7} y 10^{-8} cm², lo que lleva a intensidades del orden de Mw/cm².

Los efectos no lineales en sistemas ópticos se deben a la polarización del medio, que ocurre a través de su interacción con la luz intensa. La polarización consiste en un arreglo de dipolos con cierta fase, en donde el momento del dipolo es una función no lineal del campo eléctrico aplicado. La polarización del medio se expresa convenientemente a través de una expansión en series de potencias en donde intervienen productos del campo eléctrico [1]

$$P = \epsilon_0 [\chi^{(1)} \cdot E + \chi^{(2)} \cdot EE + \chi^{(3)} \cdot EEE + \dots] = P_L + P_{NL} \quad (1.7)$$

Los términos χ son las susceptibilidades de primer, segundo y tercer orden. Los procesos no lineales se describen a través del doble o triple producto de los campos eléctricos para formar la polarización no lineal P_{NL} , que consiste de todos los términos no lineales de la ecuación anterior [1].

El término de segundo orden $\chi^{(2)}$ describe el fenómeno de three-wave mixing, así como una generación de segundo armónico. El término de tercer orden describe los procesos de four-wave mixing (FWM) y dispersión estimulada (Stimulated Scattering). Para fibras ópticas, los procesos de segundo orden generalmente no se presentan, pues estos procesos requieren medios centrosimétricos. En fibras ópticas, se observan casi exclusivamente los efectos de tercer orden $\chi^{(3)}$ [1].

La interacción entre el campo eléctrico y la polarización del medio se describe en la ecuación de onda no lineal siguiente [1]

$$\nabla^2 \mathbf{E} + n_0^2 \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}_{NL}}{\partial t^2} \quad (1.8)$$

donde \mathbf{E} y \mathbf{P} son la suma de todos los campos eléctricos y polarizaciones no lineales que están presentes, y donde n_0 es el índice de refracción del medio.

1.2.3.1 Automodulación de fase y modulación de fase cruzada

La automodulación de fase o *Self-phase modulation* (SPM) ocurre cuando una señal que tiene una amplitud variable con el tiempo se propaga en un material no lineal. El origen de este efecto se debe a que existe una dependencia del índice de refracción a las variaciones de campo eléctrico. La polarización compleja no lineal para este efecto es

$$P_{NL} = \frac{3}{4} \epsilon_0 \chi^{(3)} |E_0(z, t)|^2 E_0(z, t) e^{i(\omega t - \beta z)} \quad (1.9)$$

donde $E_0(t)$ es el campo eléctrico con amplitud variable en el tiempo que describe el pulso o envolvente de la señal, y donde la frecuencia ω es la misma que la de la señal de entrada. Incorporando estos parámetros a la ecuación de onda se llega a un índice de refracción modificado distinto de n_0 , este nuevo índice es [1]

$$n = n_0 + n_2' |E_0(z, t)|^2 \quad (1.10)$$

donde la componente no lineal del índice de refracción está dado por $n_2' = \text{Re}\{3\chi^{(3)}/8n_0\}$. Para fibras ópticas su valor es $n_2' = 6.1 \times 10^{-23} \text{ m}^2/\text{V}^2$. El índice de refracción también se puede expresar en términos de la intensidad de luz, a través de $n(I) = n_0 + n_2 I(z, t)$, donde $n_2 = 3.2 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$. El campo eléctrico complejo que se propaga a través del medio se puede expresar como [1]

$$E = E_0(z, t) e^{i\{\omega_0 t - [n_0 + n_2 I(z, t)]k_0 z\}} \quad (1.11)$$

que presenta una modulación de fase dependiente de la intensidad. La frecuencia instantánea es la derivada de la fase con respecto al tiempo [1]

$$\omega' = \omega_0 - n_2 k_0 z \frac{\partial I}{\partial t} \quad (1.12)$$

El efecto de auto modulación de fase en un pulso propagándose puede observarse cualitativamente de las dos ecuaciones anteriores. Primero, aparecen componentes espectrales adicionales en el pulso, lo que incrementa su anchura espectral. Segundo, se agrega un barrido de frecuencias (*chirp*) al mismo, cuya dirección depende de $\partial I/\partial t$ [1]; es decir, el *chirp* generado por SPM es proporcional a la potencia de entrada y depende de la

forma del pulso. Este *chirp* afecta la forma del pulso al combinarse con la dispersión de la fibra [2]. La figura 1.6 muestra cómo varía el *chirp* generado por SPM con respecto al tiempo. La línea punteada ilustra el *chirp* para un pulso Gaussiano y la continua para un pulso super Gaussiano [2].

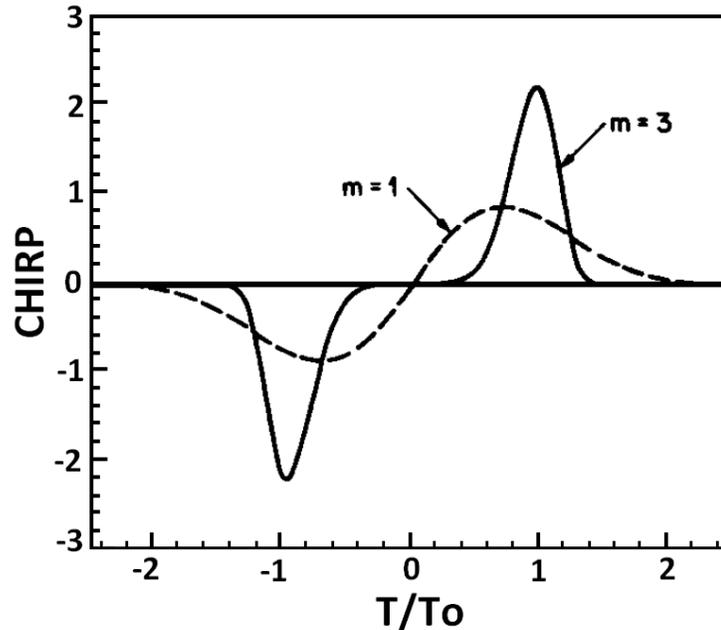


Figura 1.6. *Chirp* introducido por el efecto de SPM para un pulso Gaussiano (línea punteada) y un pulso super Gaussiano (línea continua) [2]

La dependencia del índice de refracción en la intensidad de luz que incide en la fibra también puede llevar a otro fenómeno no lineal conocido como modulación de fase cruzada o *cross-phase modulation* (XPM). Este fenómeno ocurre cuando dos o más canales ópticos se transmiten simultáneamente por una fibra óptica usando WDM. En dichos sistemas, el cambio de fase no lineal para un canal específico no depende solamente de la potencia de ese canal, sino también de la potencia de los otros canales. XPM es el doble de dañino que SPM para la misma potencia. La variación de fase total depende de la potencia en todos los canales y varía de bit a bit, dependiendo del patrón de bits de los canales vecinos [2].

1.2.3.2 Four-wave Mixing

La dependencia del índice de refracción en la intensidad de la luz tiene su origen en el término no lineal $\chi^{(3)}$. El fenómeno no lineal conocido como four-wave mixing (FWM) también se origina por $\chi^{(3)}$. Si tres señales ópticas con frecuencias de portadora ω_1 , ω_2 , y ω_3 se propagan dentro de la fibra simultáneamente, $\chi^{(3)}$ genera una cuarta señal cuya frecuencia ω_4 es dependiente de las otras frecuencias con una relación $\omega_4 = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$. No todas estas combinaciones son posibles en la realidad [2]. También podemos considerar solamente dos ondas con frecuencias ω_1 y ω_2 , cuya mezcla produce una onda a una frecuencia menor ω_3 y otra con frecuencia mayor ω_4 . Estas frecuencias tienen igual espaciamiento; es decir, $\omega_1 - \omega_3 = \omega_2 - \omega_1 = \omega_4 - \omega_2$. Esto se ilustra en la figura 1.7 [1].

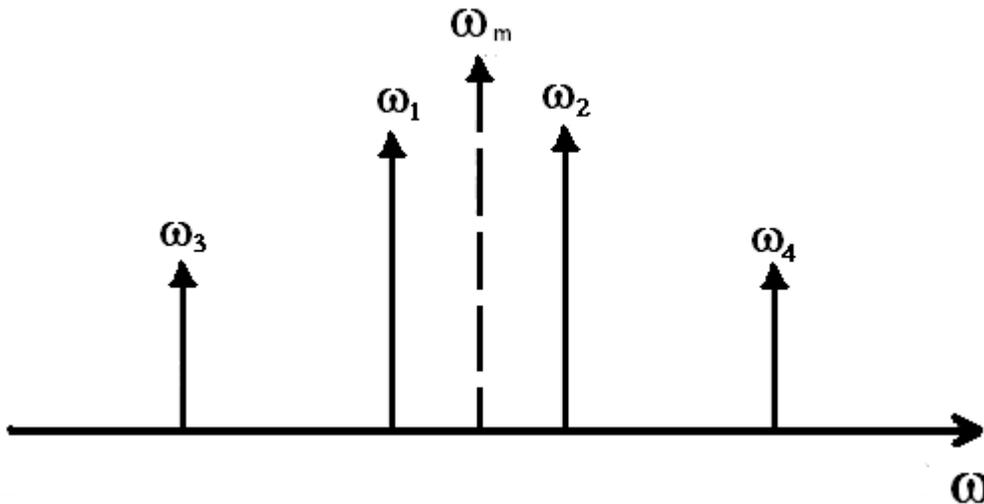


Figura 1.7. Espectro del fenómeno de four-wave mixing, con las señales originales ω_1 y ω_2 y las señales ω_3 y ω_4 generadas por este efecto.

La importancia de FWM radica en que no sólo se generan señales indeseadas en bandas adyacentes a las señales que transportan la información, sino que señales preexistentes a frecuencias ω_3 y ω_4 pueden experimentar diafonía debida a las ondas ω_1 y ω_2 . Las señales en las bandas laterales contendrán información de amplitud y fase de las señales originales, convirtiendo este proceso en una importante fuente de ruido en sistemas de comunicación WDM [1].

I.3 Técnicas avanzadas de modulación óptica

Como se mencionó en la sección anterior, los principales efectos que limitan el desempeño de un sistema de transmisión óptico son el ruido acumulado de los amplificadores, la diafonía o crosstalk entre canales, la dispersión cromática y los efectos no lineales presentes en la fibra óptica; usualmente todos éstos interactúan simultáneamente. Por ejemplo, la relación señal a ruido óptica se puede mejorar incrementando la potencia de la señal, pero los efectos no lineales de la fibra tienden a limitar la máxima potencia que puede ser transmitida. Dichos efectos también causan ensanchamiento espectral e incrementan la diafonía entre canales [8].

Los formatos de modulación y los mecanismos de control de errores son la llave para la óptima transmisión de datos. El formato de modulación adecuado puede escogerse tal que sea más resistente al ruido, a la dispersión cromática o a los efectos no lineales; o bien, que reduzca la diafonía entre canales [8]. Hasta ahora, un formato de modulación no ha probado ser superior para todas las aplicaciones y es el objetivo principal de esta tesis cuantificar el impacto de la utilización de distintos formatos en el desempeño de sistemas WDM; así como su repercusión en la mitigación de los efectos dañinos para la transmisión.

La modulación es el proceso de facilitar la transferencia de información sobre un medio [7]. La modulación óptica es el proceso de convertir una señal digital de su forma eléctrica a una señal óptica que puede transmitirse sobre una fibra óptica [6]. En fibras ópticas monomodo, el campo eléctrico tiene tres atributos físicos que se pueden usar para transportar información: 1) intensidad, 2) fase (incluida la frecuencia), y 3) polarización. Dependiendo de cuál de estas se use, distinguimos entre un formato de modulación de datos (Data Modulation Format DMF) por intensidad, fase (o frecuencia) y polarización. La figura 1.8 muestra cómo los formatos de modulación más importantes discutidos hoy en día caen dentro de esta clasificación [9].

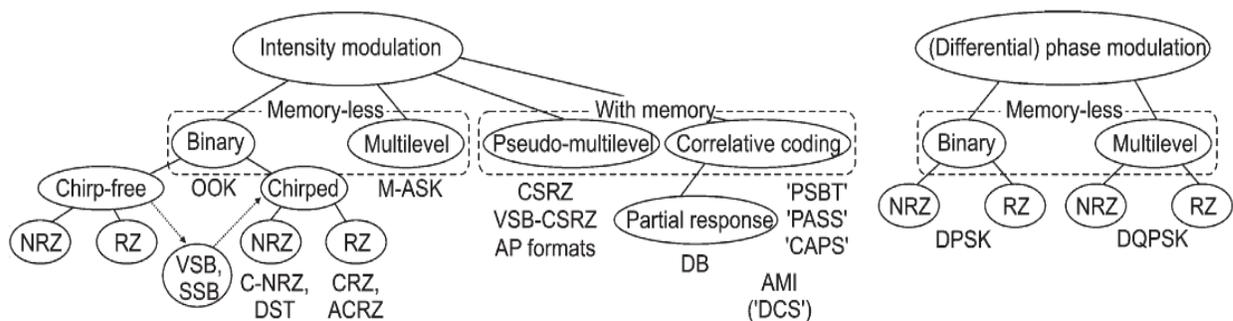


Figura 1.8. Clasificación de los formatos de modulación más importantes discutidos en comunicaciones ópticas hoy en día. [9]

Mientras que los formatos de modulación de datos por amplitud y fase se estudian ampliamente en comunicaciones ópticas de alta velocidad, la codificación de información en la polarización de la luz ha recibido mucho menos atención debido a lo complejo que resulta el manejo de ésta a lo largo de la fibra y en el receptor [10]. La figura 1.9 muestra esquemáticamente, en el dominio del tiempo, los formatos de modulación binarios básicos en amplitud, fase y frecuencia para un patrón de bits específico [2].

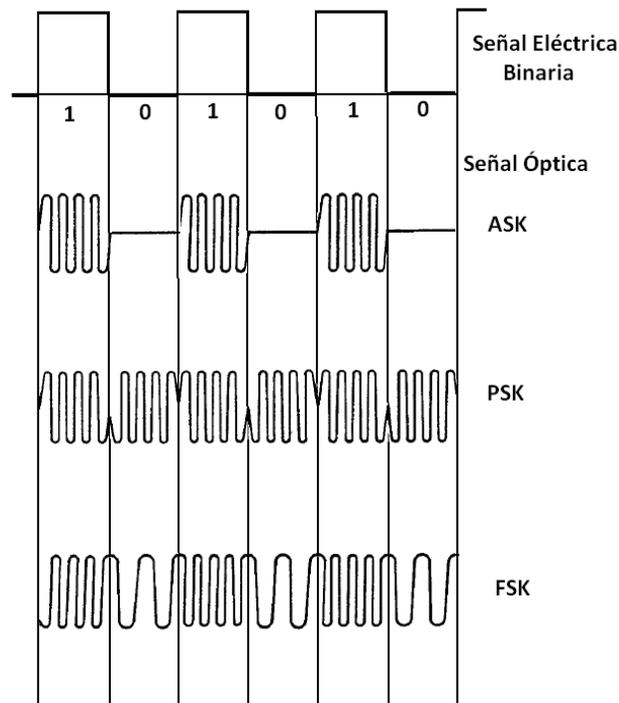


Figura 1.9. Modulación en amplitud, fase y frecuencia para un patrón de bits dado [2]

Como resultado de dificultades tecnológicas en décadas pasadas, los sistemas de comunicaciones ópticas que operan actualmente utilizan, casi exclusivamente, modulación binaria por intensidad en el transmisor y un fotodetector de ley cuadrada en el receptor. En la mayoría de estos sistemas no se usa detección coherente, técnicas de equalización electrónica, ni métodos de corrección de errores. Sin embargo, en los últimos años la

situación ha empezado a cambiar significativamente. Los avances actuales en electrónica y optoelectrónica no sólo han permitido seguir aumentando la tasa de bits por canal, sino que también han permitido usar técnicas más sofisticadas en los sistemas, tales como la incorporación de algoritmos de control de errores en los sistemas actuales, y detección coherente, ente otras. Al mismo tiempo, los sistemas empiezan a dejar de usar exclusivamente formatos de modulación en amplitud ASK u OOK, para iniciar la transición a otros formatos de modulación. Para los estudiosos de comunicaciones ópticas, todos los formatos que van más allá del OOK han ganado el calificativo de avanzados [10].

Los formatos avanzados de modulación pueden clasificarse principalmente como sigue: *amplitud shift keying* (ASK) o también llamado *on-off keying* (OOK), *phase-shift keying* (PSK), *frequency-shift keying* (FSK), y sus combinaciones. OOK codifica los datos encendiendo y apagando la amplitud de la luz, e incluye los formatos no retorno a cero (*non-return-to-zero NRZ*), retorno a cero (*return-to-zero RZ*), y el duobinario.

También hay algunas variaciones del formato RZ, incluyendo RZ simple, RZ con portadora suprimida (CSRZ), RZ con *chirp* (CRZ) y RZ con banda lateral vestigial (VSB-RZ). PSK codifica modulando la fase de la luz, y aquí se incluye, PSK diferencial (DPSK), RZ-DPSK, CSRZ-PSK, y PSK diferencial cuaternario (DQPSK) y sus versiones de pulso-ranurado. FSK codifica los datos a través de la modulación de la frecuencia de la luz e incluye FSK, *continuous phase FSK* (CPFSK), y *minimum shift keying* (MSK). En la siguiente sección se describirá a detalle cada uno de ellos.

I.3.1 Formatos Binarios

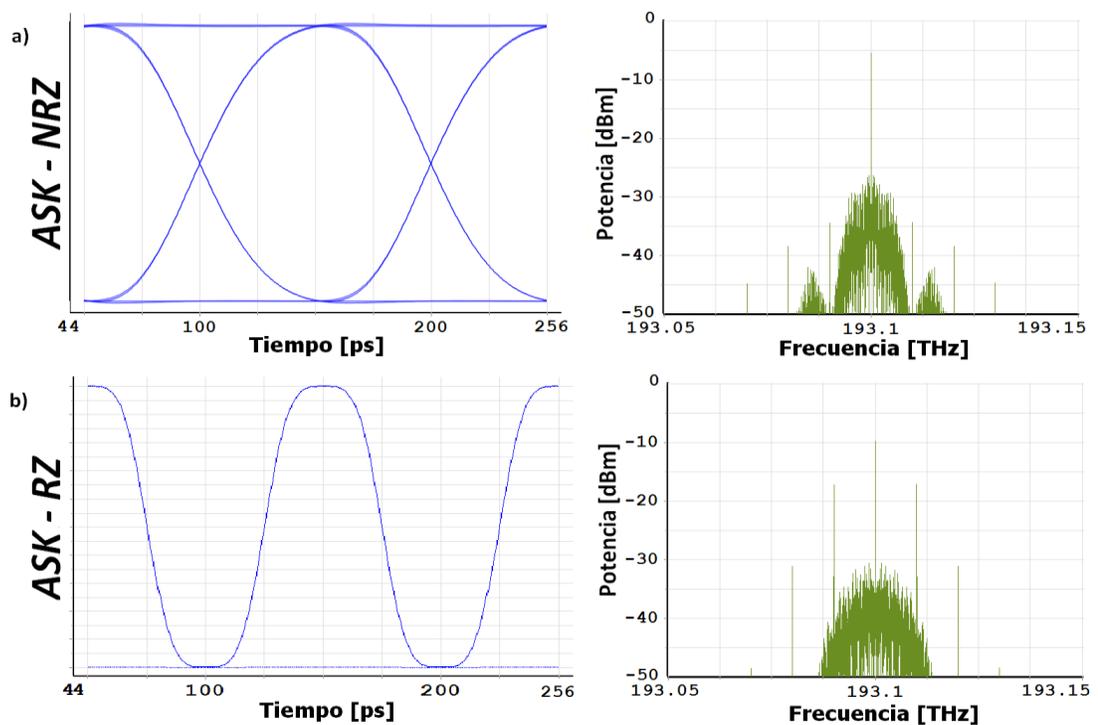
Los formatos binarios de modulación óptica han sido ampliamente explotados en los sistemas de comunicaciones, debido principalmente, a que utilizan un esquema de detección bastante simple, que opera sólo con un umbral de decisión.

I.3.1.1 Modulación en amplitud ASK y OOK

Para ASK, la amplitud de la portadora óptica, generalmente generada por una fuente laser de espectro angosto, varía en relación a la señal digital de datos, mientras todo lo demás parámetros físicos permanecen fijos [7]. Para modulación digital binaria, la amplitud de la señal toma uno de los valores posibles durante cada periodo de bit dependiendo si se está transmitiendo un 1 o un 0. Se pueden asignar formatos NRZ o RZ dependiendo de la ocupación del estado 1 durante el periodo de transmisión de un bit. Para RZ, usualmente sólo

la mitad del periodo del bit se ocupa por los datos digitales [7]. La principal ventaja de los formatos NRZ sobre otros, es que la señal ocupa un ancho de banda mucho más angosto, aproximadamente la mitad que los formatos RZ. El problema con NRZ es que largas cadenas de 1's o 0's no presentan transiciones, lo que dificulta la detección del reloj en el receptor. El formato RZ aminora dicho problema; sin embargo, necesita mayor potencia de transmisión para mantener el mismo BER que NRZ [6]. La figura 1.10 ilustra dichos formatos en el dominio del tiempo y la frecuencia, generados con el simulador óptico utilizado en este trabajo.

La figura 1.10a muestra el diagrama de ojo y espectro para una señal NRZ ideal a una tasa de bits de 10 Gb/s. El espectro óptico se compone de una porción continua, que refleja la forma de los pulsos de datos NRZ individuales, y un tono en la frecuencia de la portadora. Las armónicas presentes en frecuencias múltiplos de la tasa de bits, son generalmente mucho más débiles que el tono a la frecuencia de la portadora. El inciso b muestra el espectro y diagrama de ojo para modulación RZ con un ciclo de trabajo al 50%



Fi

Figura 1.10. Formatos a) NRZ y b) RZ en el dominio del tiempo y de la frecuencia

I.3.1.2 CS-NRZ y CS-RZ

Para los formatos NRZ y RZ, la portadora se puede suprimir, obteniendo así los primeros formatos derivados de los dos anteriores [8], llamados NRZ con supresión de portadora (en inglés *NRZ Carrier Suppression* o *CS-NRZ*) y RZ con supresión de portadora (*CS-RZ*) [7]. El formato CS-RZ tiene un espectro más angosto que el RZ, con dos subportadoras a ambos lados de la portadora. La detección requiere un detector de formato RZ típico. Se ha encontrado que CS-RZ tiene una tolerancia mayor a los efectos no lineales y a la dispersión cromática que RZ [8]. En los diagramas de la figura 1.11 se ilustra la modulación CS-RZ para una señal a 10 Gb/s. En particular, se puede apreciar que no existe ningún tono en la frecuencia de la portadora. Como la fase de la señal CS-RZ es periódica con periodo igual a la mitad de la tasa de bits, en el espectro se observan tonos a $\pm B/2$.

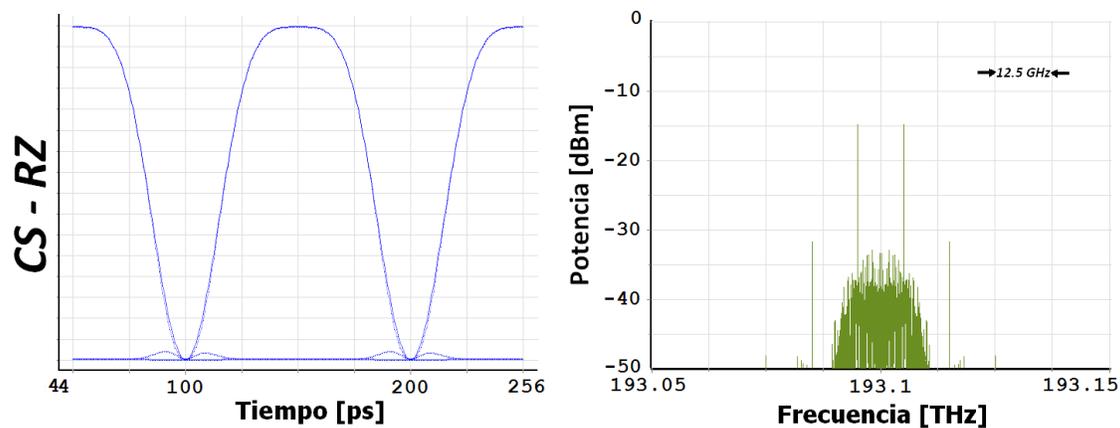


Figura 1.11. Formatos CS-RZ en el dominio del tiempo y de la frecuencia

I.3.1.3 RZ con Chirp

Los formatos de modulación RZ con un ciclo de trabajo variable se utilizan ampliamente en comunicaciones por fibra óptica de larga distancia [12]. Si una cantidad controlada de modulación de fase analógica se aplica a un formato de modulación de datos, entonces se dice que dicho formato tiene *chirp* o “es chirpeado” [10]. Dependiendo de si el *chirp* es el mismo para todos los bits o si toma valores opuestos para bits adyacentes, el formato de modulación resultante se conoce como RZ con *chirp* (*Chirped CRZ*) o RZ con *chirp* alternado (*alternate-chirp ACRZ*) [12]. El ancho de banda ocupado por estos formatos es mayor que el del RZ convencional, lo que reduce la eficiencia espectral de los sistemas WDM; sin embargo, incrementa la resistencia a las no linealidades de la fibra, por lo que son predominantemente

utilizados en comunicación punto a punto de ultra larga distancia, tales como sistemas transoceánicos [10]. La figura 1.12 muestra el diagrama de ojo y espectro óptico de una señal CRZ a 10 Gb/s generada con el simulador de sistemas ópticos comercial utilizado en este trabajo. Se puede observar que el ancho espectral de dicho formato es bastante mayor que los mostrados anteriormente.

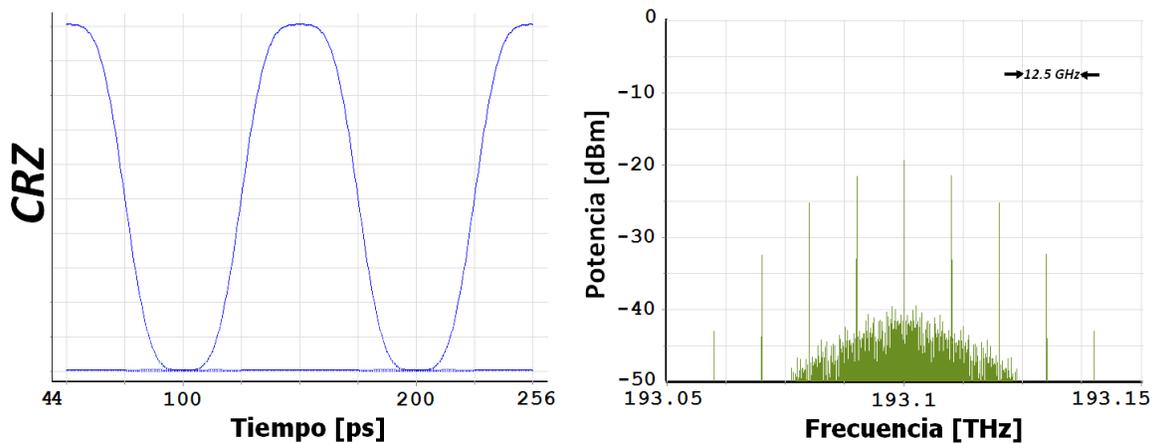


Figura 1.12. Formatos CRZ en el dominio del tiempo y de la frecuencia

1.3.3.4 Códigos correlativos y Formatos de respuesta parcial

Dentro de los formatos de modulación con más de dos símbolos en su alfabeto, la codificación correlativa y la modulación pseudo-multinivel han recibido sustancialmente más atención en comunicaciones ópticas que los formatos multinivel. Para estas dos clases de formatos, no se agregan más símbolos al alfabeto para incrementar la tasa de bits sino para moldear el espectro y aumentar la tolerancia de un formato a ciertos efectos que limitan la propagación. Esto se logra introduciendo un esquema de modulación con memoria, también conocido como códigos de línea. Si se usan más de dos símbolos para representar un solo bit y si la asignación de bits redundantes a los bits transmitidos es independiente de los datos, nos referimos a un formato de modulación de datos pseudo-multinivel. Si la asignación de símbolos depende de los datos transmitidos, generalmente nos referimos a codificación correlativa [10].

Los formatos ópticos Duobinario y AMI pertenecen a la clase general de formatos de código correlativo, una subclase de la llamada señalización de respuesta parcial. Los códigos correlativos emplean el conjunto de símbolos $\{0, \pm|E|\}$ para aprovechar la detección directa en los receptores, que convierten automáticamente los tres símbolos ópticos en dos símbolos eléctricos $\{0, |E|^2\}$. Sin embargo, a diferencia de CS-RZ, la codificación correlativa introduce una correlación distinta entre la fase de la señal óptica y la señal de información: para el formato Duobinario ocurre un cambio de fase siempre que hay un número impar de 0's entre dos 1's sucesivos; mientras que en el formato AMI, la fase cambia para cada bit 1 (incluso para 1's adyacentes), independientemente del número de 0's intermedios [10].

El representante más destacado de los formatos de respuesta parcial es el duobinario. En comunicaciones ópticas, la modulación duobinaria también se conoce como PSBT (*Phase Shaped Binary Transmission*) o PASS (*Phased amplitude-shift signaling*). En realidad PSBT y PASS correlacionan la amplitud y la fase con reglas más complejas, pero en la mayoría de la literatura se usan como sinónimo de duobinario. El mayor beneficio de esta señalización es su alta tolerancia a la componente de CD y su angosto ancho de banda en comparación con los formatos binarios [12]. Esto se puede explicar con el siguiente ejemplo: Consideremos un patrón de bits **1 0 1**, que en duobinario se codifica como **+1 0 -1**. Si debido a la dispersión los dos pulsos distintos de cero se ensanchan sobre el pulso 0 que se encuentra entre ellos, la codificación duobinaria los hará interferir destructivamente por lo que el nivel del bit 0 se mantendrá bajo. En los formatos OOK los pulsos con valor 1 interfieren constructivamente, lo que incrementa el nivel del bit 0, cerrando como consecuencia el diagrama de ojo. La compresión del espectro en este formato resulta de una transición más suave entre los niveles **+1 0 -1** en comparación a la abrupta transición de los niveles **+1 0 +1** en OOK convencional [10]. La figura 1.13 ilustra el formato Duobinario generado a partir de un esquema de modulación implementado en el simulador óptico utilizado en este trabajo; se puede observar el angosto ancho de banda que ocupa en relación a otros formatos.

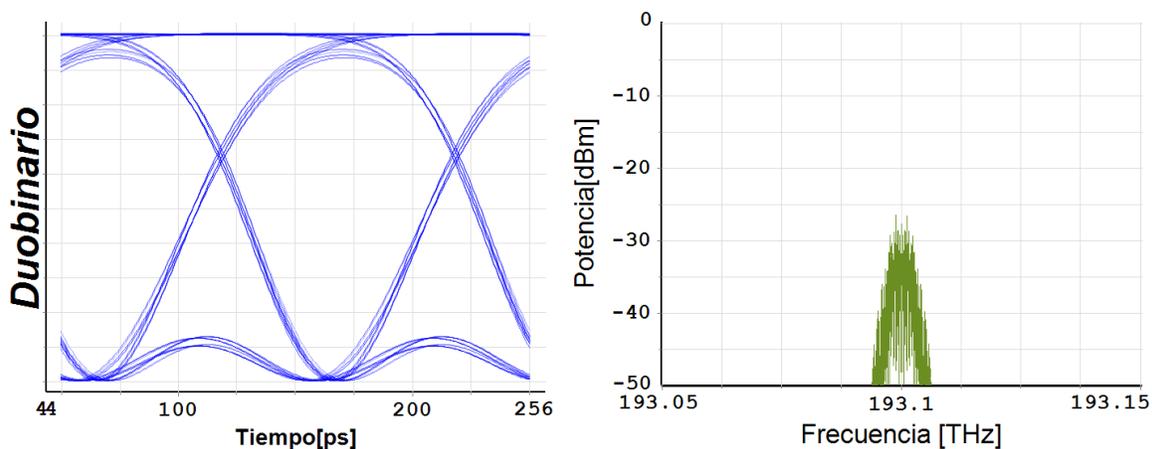


Figura 1.13. Formato duobinario en el dominio del tiempo y de la frecuencia

1.3.3.5 Banda lateral Vestigial (VSB) y Banda Lateral Única (SSB)

Además de reducir el espectro usando señalización pseudo-multinivel o códigos correlativos, es posible para algunos formatos de modulación suprimir la mitad de su contenido espectral ya sea por un apropiado filtrado de la señal óptica o utilizando la transformada de Hilbert en el dominio eléctrico [8] [10]. Como el espectro de la señal en banda base es simétrico alrededor de la frecuencia igual a cero, la desaparición de la mitad redundante del espectro no afecta el contenido de la señal. Esto se usa en la modulación de Banda Lateral Única (SSB o *Single Side Band*), en donde una banda lateral se suprime completamente [10], y en la modulación de Banda Lateral Vestigial (VSB o *Vestigial Side Band*), donde un filtro óptico con caída gradual se aplica a la portadora óptica para suprimir una parte de una banda lateral, mientras al mismo tiempo se emplea algún otro filtrado para eliminar parte de la otra.

1.3.3.6 Modulación en fase PSK

En PSK la fase de la portadora óptica se modifica para representar la información [7]. Para este formato, la fase de la señal toma dos valores, que comúnmente se escogen como 0 y π . Este formato requiere detección coherente pues la información viaja en la fase de la señal. Ésta se perdería si se utilizara detección directa [2]. La modulación de fase con intensidad constante es una buena opción para incrementar la tolerancia a las no linealidades de la

señal, dado que los efectos no lineales tipo Kerr, como *cross-phase modulation* dependen de la intensidad de la luz solamente [8].

I.3.3.7 DPSK

Recientemente se introdujo el formato DPSK (PSK diferencial). Así como OOK, DPSK se puede implementar en formatos RZ y NRZ [10]. Como CS-RZ, RZ-DPSK combina la modulación en fase con pulsos de intensidad tipo RZ, pero en este caso la información se codifica en la fase de la portadora, y los pulsos son idénticos para los símbolos 1 y 0. Este formato ha mostrado reducir efectos no lineales intracanal, por tanto, aumenta la tolerancia a efectos no lineales comparado con el formato RZ estándar, mientras mantiene la resistencia al ruido óptico [8]. La figura 1.14 muestra el espectro y diagrama de ojo resultado de nuestras simulaciones para las señales NRZ-DPSK y RZ-DPSK con ciclo de trabajo de 33% y a una tasa de bits de 10 Gb/s. Nótese la ausencia del riel del bit 0 en el diagrama de ojo, que es característico de los formatos modulados en fase.

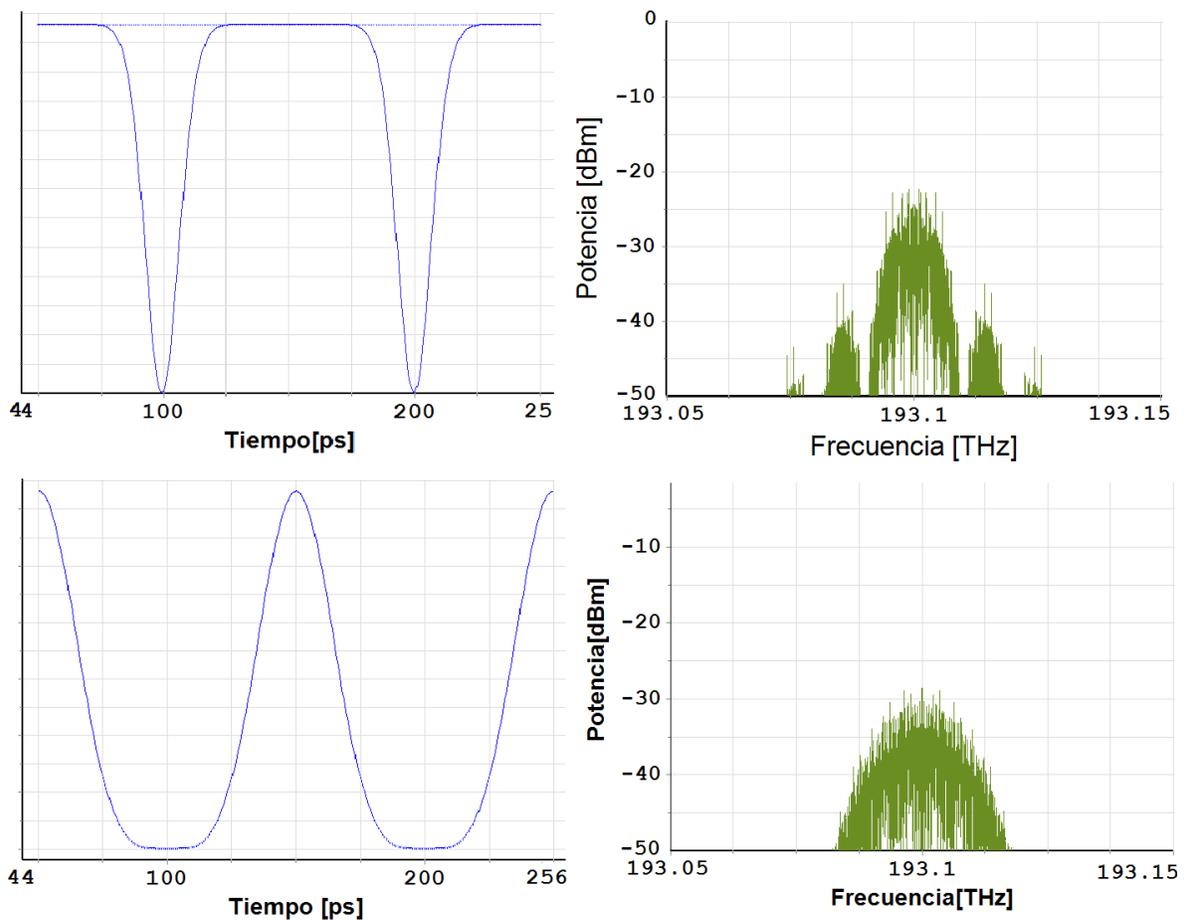


Figura 1.14 Formatos NRZ-DPSK (arriba) y RZ-DPSK (abajo) en el dominio del tiempo y de la frecuencia

I.3.3.8 Modulación en frecuencia FSK

En el caso de FSK, la modulación se codifica en la portadora óptica al variar su frecuencia ω_0 . Para señales digitales binarias, ω_0 toma dos valores, $\omega_0 + \Delta\omega$ y $\omega_0 - \Delta\omega$, dependiendo si el bit que se va a transmitir es un 1 o un 0. El parámetro $\Delta\nu = \Delta\omega/2\pi$ se llama desviación de frecuencia. La elección de la desviación de frecuencia $\Delta\nu$ depende del ancho de banda disponible. El ancho de banda total para una señal FSK está dado aproximadamente por $2\Delta\nu + 2B$, donde B es la tasa de bits [2].

I.3.4 Formatos Multinivel

En el contexto de transmisiones de varios Gigabits por segundo, se han estudiado distintos formatos de modulación multinivel, tanto en intensidad, como en fase, o formatos multinivel híbridos intensidad/fase. Se pueden obtener grados de libertad adicionales en la detección utilizando estos formatos [7]. Los formatos multinivel de intensidad no han demostrado hasta ahora ser benéficos para aplicaciones de enlaces ópticos, principalmente debido a la sustancial penalización en la recepción comparados con los formatos binarios de OOK [9].

La codificación multinivel M-aria consiste en agrupar bits y codificarlos en M niveles de intensidad o fase. A cada nivel se le asigna un símbolo. En general un símbolo se asigna independientemente de los asignados antes o después, a lo cual se le llama modulación sin memoria [14]. Para la misma información transmitida, el ancho de banda utilizado se reduce por un factor de $\log_2(M)$ con respecto a los formatos binarios, pero la penalización en sensibilidad es alta: para $M = 4$ se estima una penalización entre 3 dB, y 8 dB [8]. Además, la complejidad del receptor se incrementa, pues hay que discriminar entre M niveles de intensidad.

I.3.4.1 Differential Quadrature Phase Keying (DQPSK)

DQPSK es el único formato de modulación verdaderamente multinivel (más de un bit por símbolo) que ha recibido atención considerable en comunicaciones ópticas, hasta ahora. Transmite los cuatro cambios de fase $\{0, +\pi/2, -\pi/2, \pi\}$ a una tasa de símbolos (también llamada tasa de bauds) de la mitad de la tasa de bits. La forma del espectro óptico de DQPSK es idéntica que la de DPSK, pero el espectro de DQPSK se comprime en frecuencia por un factor de dos. La compresión del espectro es benéfica para alcanzar una alta eficiencia espectral en sistemas DWDM, así como para incrementar la tolerancia a la dispersión cromática. El espectro y diagrama de ojo generados para NRZ-DQPSK y RZ-DQPSK con ciclo de trabajo de 50% se muestran en la figura 1.15. La forma del espectro de DQPSK puede ser comparada con la de DPSK, mostrada en la figura 1.14.

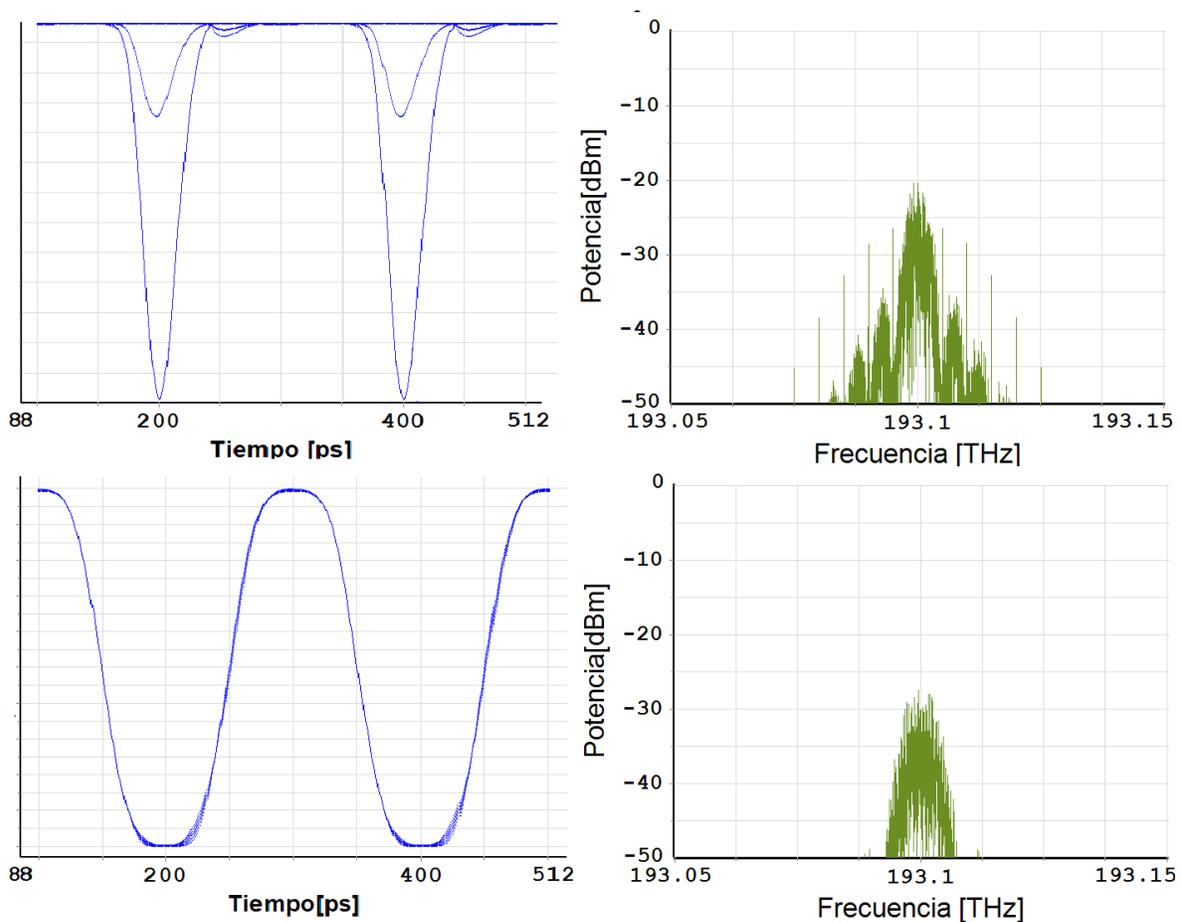


Figura 1.14 Formatos NRZ-DQPSK (arriba) y RZ-DQPSK (abajo) en el dominio del tiempo y de la frecuencia

Referencias

- [1] *Fiber Optics Handbook*. Optical Society of America. McGraw-Hill. 2002
- [2] Agrawal, P. Godvind. *Fiber-Optic Communication Systems*. 3ra ed. Wiley, New York, 2002
- [3] Agrawal, P. Godvind. *Lightwave Technology: Telecommunications Systems*. Wiley, Hoboken, NJ, 2005
- [4] Gutiérrez Castrejón, Ramón. *Hacia un sistema de telecomunicaciones completamente óptico*. II-UNAM, México, 2005
- [5] N.S. Bergano, y C.R. Davidson, Wavelength Division Multiplexing in Long-Haul Transmission Systems, *J. Lightwave Technology*, Vol. 14, No. 6, 1996.
- [6] Ramaswami, Rajiv y Kumar N. Sivarajan. *Optical Networks: A Practical Perspective*, 3da ed. Morgan Kaufmann Publishers, San Francisco, 2002.
- [7] Binh, Le Nguyen. *Digital Optical Communications*, Taylor & Francis Publishers, Florida, 2008.
- [8] Ait Sab, Omar and Hans Bissessur. *Signal formats and error correction in optical transmission*. Alcatel Optical Network Division, Route de Villejust, 91625 Nozay, France.

- [9] Winzer, Peter J. and Renè-Jean Essiambre. *Advanced Modulation Formats for High-Capacity Optical Transport Networks*. J. of Lightwave Technology, Vol. 24, No. 12, pp. 4711-4728, 2006.
- [10] Winzer, Peter J. and Renè-Jean Essiambre. *Advanced Optical Modulation Formats*. Proc. IEEE, Vol. 94, No. 5, pp. 952-985, May 2006
- [11] Yang Jing Wen, Jinyu Mo, and Yixin Wang, *Advanced Data Modulation Techniques for WDM Transmission*, IEEE Communications Magazine. Vol. 44, Agosto 2006.
- [12] P. J. Winzer, C. Dorrer, R.-J. Essiambre, and I. Kang, *Chirped return-to-zero modulation by imbalanced pulse carver driving signals*. IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 16, No. 5, pp. 1379–1381, May 2004.
- [13] K. Yonenaga, S. Kuwano, S. Norimatsu, and N. Shibata, *Optical duobinary transmission system with no receiver sensitivity degradation*, Electron. Lett., Vol. 31, No. 4, pp. 302–304, 1995.
- [14] Proakis, J. G. *Digital Communications*, 4ta ed. New York: Mc Graw-Hill, 2001.

CAPÍTULO II. GENERACIÓN Y DETECCIÓN DE FORMATOS AVANZADOS DE MODULACIÓN ÓPTICA

II.1 Moduladores Ópticos

Actualmente se emplean ampliamente tres tecnologías de modulación óptica: Láseres modulados directamente (*Directly modulated lasers o DMLs*), moduladores de electro absorción (*Electroabsorption Modulators o EAMs*) y moduladores tipo Mach-Zehnder (*MZMs*) [1][2][3]. De estas tres tecnologías, se utilizan casi exclusivamente los MZMs para sistemas de transportes a tasas de 40 Gb/s y superiores [2].

II.1.1 Láseres Modulados directamente

La modulación directa del laser es la manera más simple de imprimir datos en la portadora óptica. Aquí, los datos transmitidos se modulan a través de la corriente de control del laser, que enciende y apaga la luz proveniente del mismo. El resultado es una modulación binaria en amplitud (OOK). Esta técnica es ampliamente utilizada en sistemas operando actualmente a velocidades de entre 2.5 Gb/s y 10 Gb/s [3]. Se han obtenido velocidades de hasta 40 Gb/s para distancias muy cortas (de no más de 2 km) en pruebas de laboratorio [4]. La principal desventaja de utilizar este método para altas tasas de bits a distancias relativamente grandes es la aparición de *chirp* que acompaña al pulso transmitido, es decir, una modulación de fase no deseada que, debido a las características propias del material semiconductor, aparece al modular la intensidad. Esto lleva a un ensanchamiento espectral que incrementa la distorsión de la señal al interactuar con la dispersión cromática de la fibra [3] [5].

II.1.2 Moduladores de electro-absorción (EAMs)

Los EAMs son estructuras de semiconductor tipo *p-i-n* cuya banda de paso se puede modular aplicando un voltaje externo, de manera que permita controlar las propiedades de absorción del dispositivo [3]. Los dos mecanismos físicos que generan el efecto de electro-absorción son el efecto Franz-Keldysh y el efecto Stark. El efecto Franz-Keldysh

describe un cambio en el índice de absorción de un semiconductor masivo en presencia de un campo eléctrico aplicado. El efecto Stark describe los cambios en los niveles energéticos de una estructura de semiconductor cuantizada en presencia de un campo eléctrico [6] [1]. Los EAMs emplean voltajes de control de alrededor de 2V, que son relativamente bajos, y se pueden producir a gran escala lo que los hace económicamente atractivos. Comercialmente se encuentran disponibles para velocidades de hasta 40 Gb/s y en pruebas de laboratorio se han alcanzado los 80 Gb/s para modulación ASK. Sin embargo, los EAMs también producen *chirp* no deseado [3]. No obstante, una ventaja de estos moduladores es que se pueden fabricar del mismo material del que están hechos los láseres, por lo que estos dos pueden ser fácilmente integrados en el mismo chip [7]. Su característica de absorción depende de la longitud de onda. Tienen razón de extinción (razón entre el valor de amplitud del bit 1 entre el valor de amplitud del bit 0) típica de entre 10 dB y 15 dB [1] [7] [3] y capacidad limitada para manejar altas potencias ópticas [3]. Sus pérdidas por inserción de fibra a fibra son de alrededor de 10 dB. Al integrar los EAMs con láseres de retroalimentación distribuida DFBs se obtienen láseres modulados por electro-absorción o *electroabsortion modulated lasers (EMLs)*; éstos se encuentran disponibles para tasas superiores a 10 Gb/s, son capaces de reducir el *chirp* y alcanzar potencias de salidas de hasta 0 dBm [8].

II.1.3 Moduladores de Mach-Zehnder (MZMs)

II.1.3.1 Moduladores de Fase

Un modulador óptico de fase es un dispositivo que manipula la fase de la señal portadora óptica mediante la variación de un campo eléctrico generado por un voltaje aplicado. Cuando no se aplica ningún voltaje a un electrodo de RF, hay n periodos de la onda en cierta longitud. Cuando se aplica un voltaje al electrodo de RF, se agrega un periodo de la señal o una fracción de éste; por ejemplo, $n + 1$ periodos pueden existir en la longitud original donde sólo existían n . En este caso, la fase se ha cambiado por 2π , y el voltaje utilizado para causar este efecto es llamado voltaje de control [1]. Este dispositivo óptico se puede fabricar en un circuito integrado acoplado una guía de onda óptica en un sustrato electro-óptico, generalmente niobato de litio $LiNbO_3$ (LN), como se muestra en la figura 2.1. Aprovechando el hecho de que el índice de refracción del material, y por lo tanto el índice de refracción efectivo n_{eff} de la guía de onda, puede variarse aplicando un

voltaje externo mediante un electrodo, el campo electromagnético de la señal óptica se puede modular en fase [9].

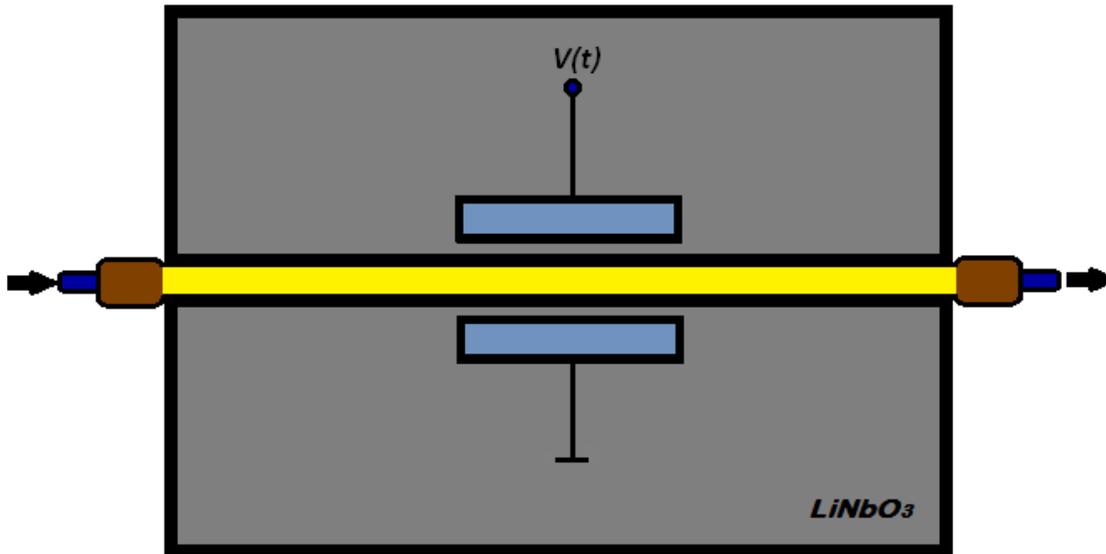


Figura 2.1. Modulador de fase en un circuito integrado

La modulación en fase $\varphi_{PM}(t)$ es una función de la longitud de onda λ , la longitud del electrodo l_{el} (longitud de interacción) y del cambio del índice de refracción efectivo $\Delta n_{eff}(t)$. Cuando solamente se considera el efecto Pockels, el cambio en el índice de refracción se puede considerar lineal respecto al voltaje externo aplicado $u(t)$.

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

Generalmente, se especifica el voltaje de control necesario para alcanzar un cambio de fase igual a π , representado como V_π . Por lo tanto, la relación entre la portadora óptica entrante $E_{in}(t)$ y el campo óptico modulado en fase resultante $E_{out}(t)$, se puede expresar como

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

II.1.3.2 Moduladores de Intensidad

Utilizando el principio de interferencia, el proceso de modulación de fase también se puede usar para modular una onda de luz en intensidad, empleando la estructura interferométrica mostrada en la figura 2.2. Ésta representa a un modulador Mach-Zehnder (MZM) dual [9][1].

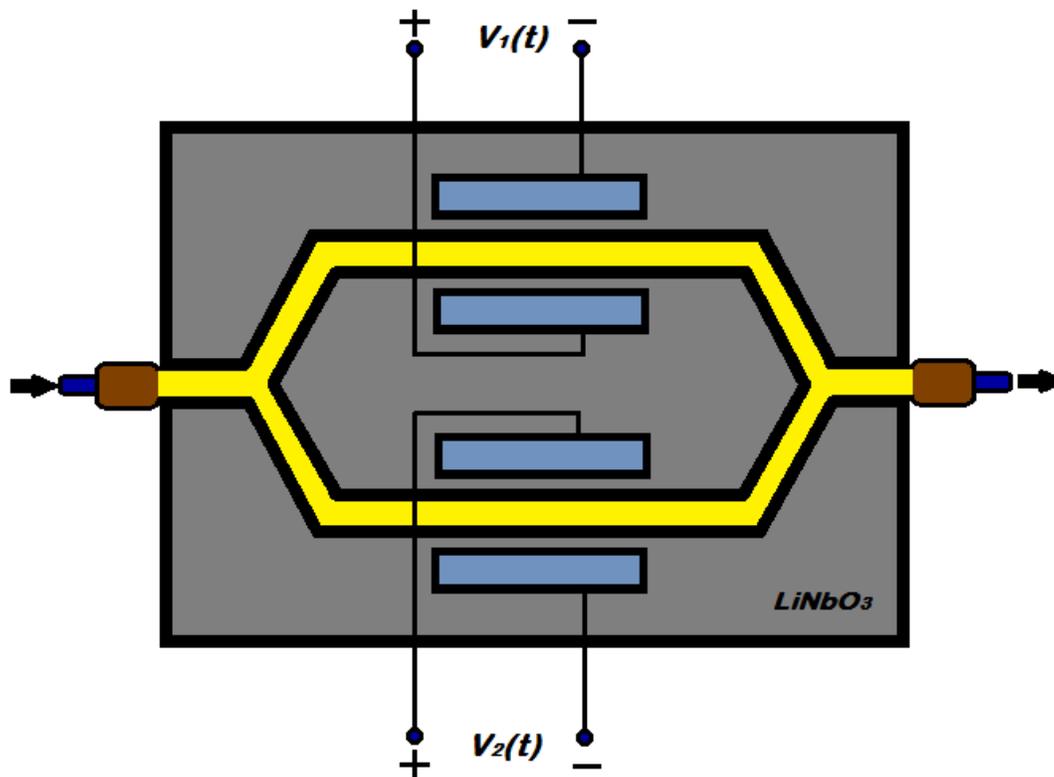


Figura 2.2. Modulador de Mach-Zehnder

Para los MZM duales, los moduladores de fase en cada brazo se pueden controlar independientemente. La luz de entrada se divide en dos trayectorias, cada una con un modulador de fase. Después de adquirir cierta diferencia de fase entre sí, las dos señales se recombinan. La interferencia varía de constructiva a destructiva, dependiendo de la

diferencia de fase entre las ondas. La función de transferencia para un MZM está dada por [9]

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cdot (e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}) \quad (2.3)$$

En la ecuación 2.3, $\varphi_1(t)$ y $\varphi_2(t)$ representan el cambio de fase en los brazos superior e inferior del MZM. Para un voltaje de control específico para obtener un cambio de fase de π en el brazo superior e inferior, $V_{\pi 1}$ y $V_{\pi 2}$, respectivamente, y con los voltajes de control $u_1(t)$ y $u_2(t)$ que se muestran en la figura 2.2, los cambios de fase se relacionan con las señales de control a través de las siguientes ecuaciones [9]

$$\varphi_1(t) = \frac{u_1(t)}{V_{\pi 1}}\pi, \quad \varphi_2(t) = \frac{u_2(t)}{V_{\pi 2}}\pi \quad (2.4)$$

Al operar el MZM en el modo push-push, que significa que un cambio de fase idéntico $\varphi(t) = \varphi_1(t) = \varphi_2(t)$ se induce en ambos brazos ($u_1(t) = u_2(t) = u(t)$ y $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$), se consigue una modulación de fase pura, tal que la relación entre la señal de entrada y la de salida está dada por la ecuación 2.2, igual que en un modulador de fase simple. Por otro lado, cuando los dos brazos tienen un cambio de fase de la misma magnitud pero de signo contrario $\varphi_1(t) = -\varphi_2(t)$; es decir, con los parámetros $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$ y $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$, el MZM se opera en modo push-pull y se obtiene una modulación en amplitud libre de *chirp*. La entrada y salida se relacionan a través de [9]:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM}(t)}{2}\right) = E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{V_{\pi}}\pi\right) \quad (2.5)$$

donde $\Delta\varphi_{MZM}(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t) = 2\varphi_1(t)$ es la diferencia de fase inducida entre los campos de los brazos superior e inferior. Al multiplicar por su complejo conjugado, obtenemos la función de transferencia de potencia de un MZM [9]

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos(\Delta\varphi_{MZM}(t)) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{V_\pi} \pi\right) \quad (2.6)$$

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

En la figura 2.3 se ilustran dos diferentes principios de operación para el MZM. Para obtener una modulación en intensidad, el MZM opera en el punto de cuadratura, esto es, con una polarización en DC de $-V_\pi/2$ y una modulación pico a pico de V_π como se observa en la figura 2.3. Si se opera el MZM en el punto de mínima transmisión, es decir, con una polarización en DC de $-V_\pi$ y una modulación pico a pico de $2V_\pi$, se obtiene un cambio de fase de π . Esta configuración también se ilustra en la figura 2.3. De esta forma, el MZM se puede usar para obtener una modulación binaria de fase y modulación de amplitud [9].

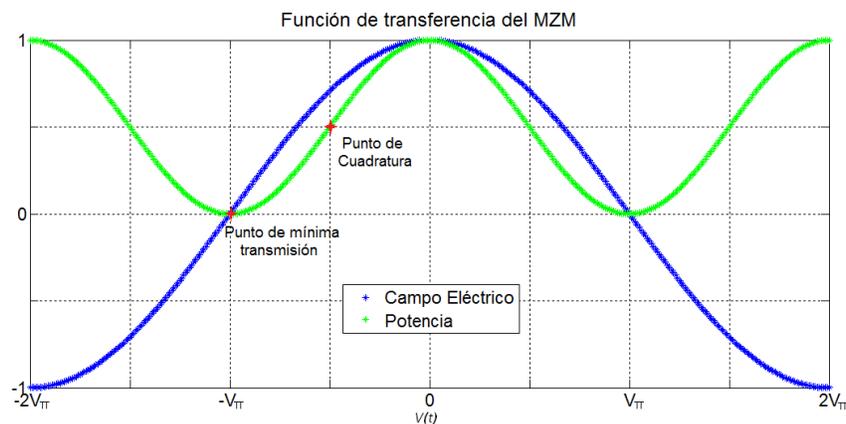


Figura 2.3. Operación del MZM en el punto de cuadratura y el punto de transmisión mínima

Los moduladores de Mach-Zehnder se pueden implementar en Niobato de Litio (LiNbO_3), Arseniuro de Galio, y Fosfato de Indio InP . Típicamente los voltajes de control V_π varían en un intervalo de 3V a 6V.

II.1.3.3 Implementación física

La figura 2.4 muestra físicamente la estructura de un modulador de intensidad de Mach-Zehnder. Este dispositivo se encuentra en forma integrada con entradas para la señal óptica y la señal eléctrica de control [16].



Figura 2.4 Modulador de Mach-Zehnder dual

II.1.4 Modulador I/Q

Otra estructura fundamental es el modulador óptico IQ. Puede estar formado por un modulador de fase y dos MZM, y está disponible comercialmente en forma integrada.

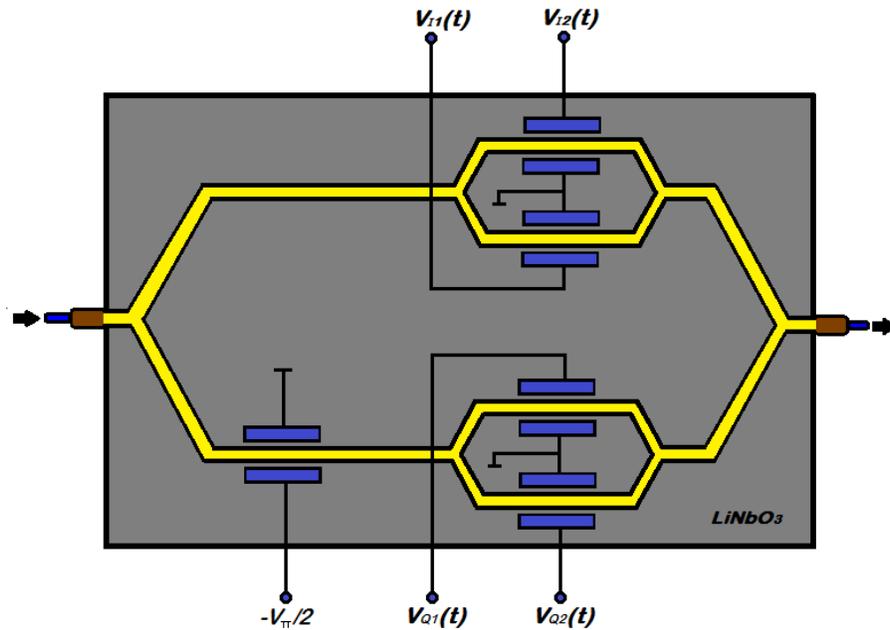


Figura 2.5 Modulador de tipo IQ

Como se muestra en la figura 2.5, la luz entrante se divide en igual proporción en dos brazos, el brazo en fase (*in-phase*) I y el brazo en cuadratura (*quadrature*) Q. En ambas trayectorias se realiza una modulación en la amplitud del campo eléctrico utilizando un MZM en modo push-pull operado en el punto de transmisión mínima. Además, se agrega un cambio de fase de $\pi/2$ en un brazo agregando un modulador de fase adicional. De esta forma, se puede alcanzar cualquier punto en el plano complejo IQ al recombinar la luz de ambas ramas. Las diferencias de fase inducidas por los MZMs en el modulador IQ de la figura 2.5 son [9]

$$\Delta\varphi_I(t) = \frac{u_I(t)}{V_\pi} \pi, \quad \Delta\varphi_Q(t) = \frac{u_Q(t)}{V_\pi} \pi \quad (2.7)$$

Al despreciar cualquier pérdida por inserción y ajustar el voltaje de control del modulador de fase a $u_{PM} = -V_\pi/2$ la función de transferencia de modulador IQ se puede expresar como [9]

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_I(t)}{2}\right) + j \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_Q(t)}{2}\right) \quad (2.8)$$

Por lo tanto, la modulación en amplitud $a_{IQM}(t)$ y en fase $\varphi_{IQM}(t)$, obtenidas con el modulador IQ se pueden calcular con [9]

$$a_{IQM}(t) = \left| \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} \right| = \frac{1}{2} \sqrt{\cos^2 \left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi} \pi \right) + \cos^2 \left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi} \pi \right)} \quad (2.9)$$

$$\varphi_{IQM}(t) = \arg \left[\cos \left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi} \pi \right), \cos \left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi} \pi \right) \right] \quad (2.10)$$

II.1.5 Ranuradores de Pulsos

La forma del pulso óptico transmitido afecta significativamente el desempeño de la transmisión. La forma de pulso usada en la mayoría de sistemas comerciales es NRZ, pero como ya se ha mencionado el formato RZ adiciona algunas ventajas a la transmisión.

Se pueden generar señales ópticas con formato RZ de manera electrónica o ranurando pulsos ópticos RZ en el dominio óptico [3] [9]. Para el segundo método, se puede utilizar un MZM para generar un pulso RZ con ciclo de trabajo del 50%. El MZM se opera en el punto de cuadratura y es controlado con una señal eléctrica sinusoidal con una amplitud de pico a pico igual a V_π , una frecuencia igual a la tasa de símbolos $r_s = 1/T_s$ y un cambio de fase de $-\pi/2$. La señal de control eléctrica está dada por $u(t) = V_\pi/2 \cdot \text{sen}(2\pi t/T_s - \pi/2) - V_\pi/2$, donde T_s denota la duración de un símbolo [9].

La función de transferencia del generador de pulsos RZ con ciclo de trabajo del 50% se define como [9]

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \cos \left[\frac{\pi}{4} \cdot \text{sen} \left(2\pi \frac{t}{T_s} - \frac{\pi}{2} \right) - \frac{\pi}{4} \right] \quad (2.11)$$

II.1.6 Transmisor ASK

El formato OOK o ASK, es el formato de modulación estándar en sistemas de comunicaciones ópticas operando actualmente. Como se muestra en la figura 2.6, la parte óptica del transmisor consta de un laser CW, un MZM opcional que funciona como ranurador de pulsos, usado para generar trenes de pulsos periódicos con formato RZ, y un modulador de intensidad operado en el punto de cuadratura.

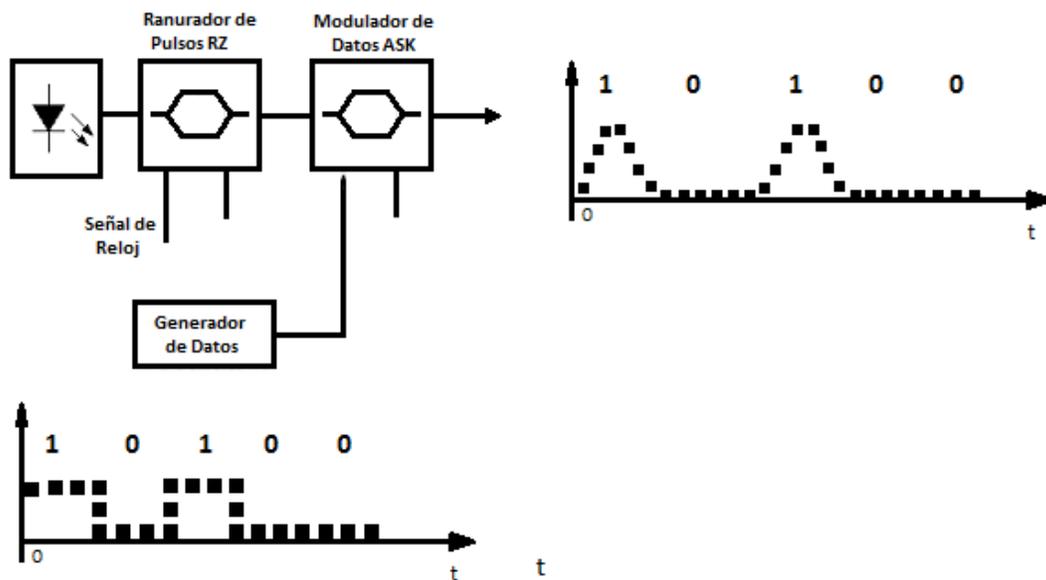


Figura 2.6. Diagrama de bloques de un transmisor ASK estándar

La figura 2.7 muestra la configuración utilizada en el software de simulación utilizado, para generar señales moduladas en amplitud. Esta configuración es idéntica a la de la figura 2.6, y sólo se agregan algunos elementos necesarios para una adecuada simulación. Se puede eliminar el ranurador de pulsos para obtener señales NRZ en lugar de señales RZ.

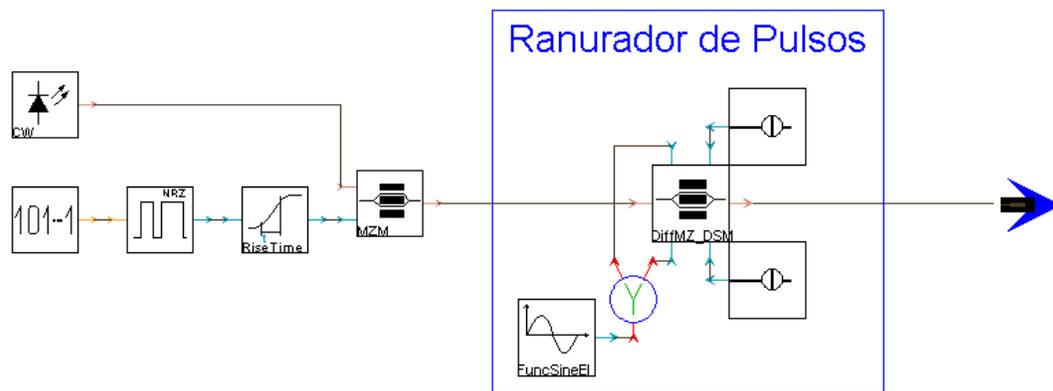


Figura 2.7 Configuración del transmisor ASK utilizado en el programa de simulación

II.1.7 Transmisor Duobinario

Un transmisor Duobinario requiere una versión precodificada diferencialmente de la señal de información a la entrada; este flujo de datos precodificados incorpora un cambio de nivel para cada bit 0 contenido en la secuencia original. La secuencia precodificada se convierte en una señal eléctrica de tres niveles utilizando un filtro pasobajas. La señal eléctrica obtenida, se usa como señal de control de un MZM. La figura 2.8 muestra la configuración del transmisor Duobinario utilizado para el desarrollo de este trabajo.

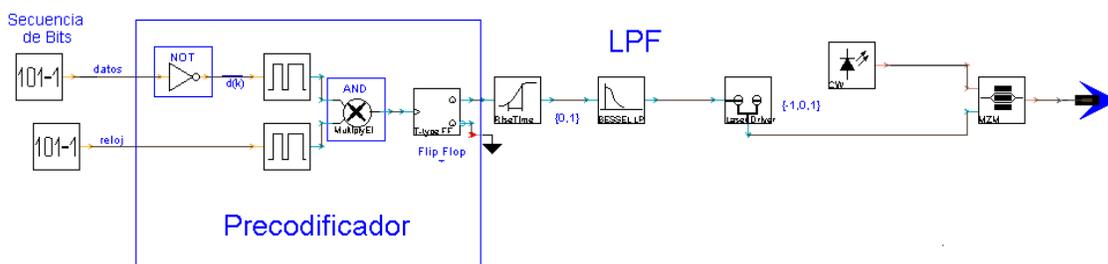


Figura 2.8 Configuración del transmisor Duobinario utilizado en el programa de simulación

II.1.8 Transmisor DPSK

Así como en el transmisor Duobinario, la señal de información se precodifica en el transmisor DPSK, lo que evita la propagación de errores en la transmisión. Se codifica un bit 1 si el bit de entrada presente y el pasado son diferentes y se codifica un 0 si son iguales. Esta operación se puede describir como una operación XOR lógica que aparece en el codificador diferencial. Al pasar al dominio óptico, el bit 1 se representa como un cambio de fase de π radianes de la portadora óptica entre bits consecutivos; mientras que el estado 0 se codifica sin cambio de fase. Esto se logra polarizando un MZM con la señal precodificada. La figura 2.9 muestra el transmisor utilizado en esta tesis para generar señales DPSK a través del simulador utilizado. Si se desea obtener una señal RZ-DPSK se debe agregar un ranurador de pulsos a la configuración mostrada [2].

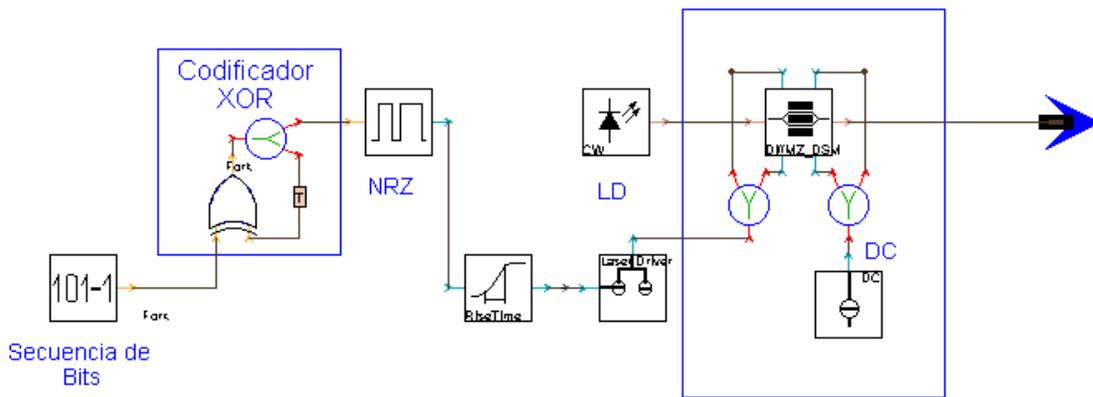


Figura 2.9 Configuración del transmisor DPSK utilizado en el programa de simulación

II.1.9 Transmisor DQPSK

La forma más común de implementar un transmisor DQPSK se ilustra en la figura 2.10. Consiste de una fuente de luz continua, un divisor que divide la potencia de la luz en dos trayectorias de igual intensidad, dos MZM operados como moduladores de fase, un modulador de fase ajustado a $\pi/2$ en una de las ramas, y un acoplador que produce una única salida. De manera opcional, se puede agregar un ranurador de pulsos a esta estructura para producir una señal RZ-DQPSK [2].

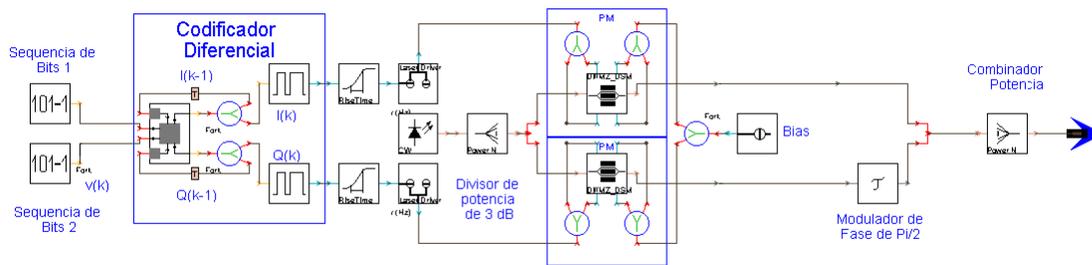


Figura 2.10 Configuración del transmisor DQPSK utilizado en el programa de simulación

II.2 Receptores

Los receptores ópticos son estructuras complejas que se componen de distintos elementos para hacer posible su funcionamiento.

Los receptores usados para la detección de señales moduladas con formatos avanzados de alto orden se pueden dividir *grosso modo* en dos grupos básicos: Detección Directa y Detección Coherente.

II.2.1 Detección Directa

Los receptores con detección directa usualmente son más simples que aquellos con detección coherente; sin embargo, su sensibilidad no es tan alta y es difícil utilizar ecualización electrónica a su salida; además, proveen menos grados de libertad en la codificación de los datos, por lo que la eficiencia espectral alcanzada con ellos es limitada en comparación con la Detección Coherente [10]. La figura 2.11 muestra la configuración del receptor utilizado en este trabajo para detectar formatos modulados en amplitud.

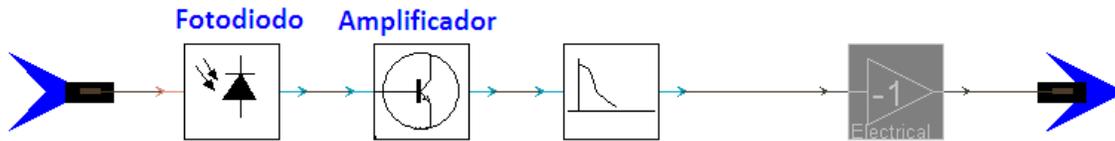


Figura 2.11 Configuración del receptor utilizado para detectar formatos modulados en amplitud

Dado que con un fotodiodo solamente se puede detectar la intensidad de la luz, si se desea detectar formatos avanzados que involucran modulación en fase, antes del proceso de detección, la información contenida en la fase de la portadora se debe convertir en información contenida en la intensidad. A este proceso se le conoce como mapeo de frecuencia a intensidad y se puede lograr utilizando líneas de retardo interferométricas (DLIs por sus siglas en inglés: Delay Line Interferometers) [9][11]. Esta estructura consiste de un acoplador óptico de 3 dB que divide la señal de entrada en dos ramas. En una rama, la señal sufre un retardo equivalente a la duración de un símbolo T_S y en la otra se puede agregar una fase arbitraria ϕ_{DLI} . Las dos ramas se recombinan en un segundo acoplador de 3 dB. La figura 2.12 muestra esquemáticamente un DLI.

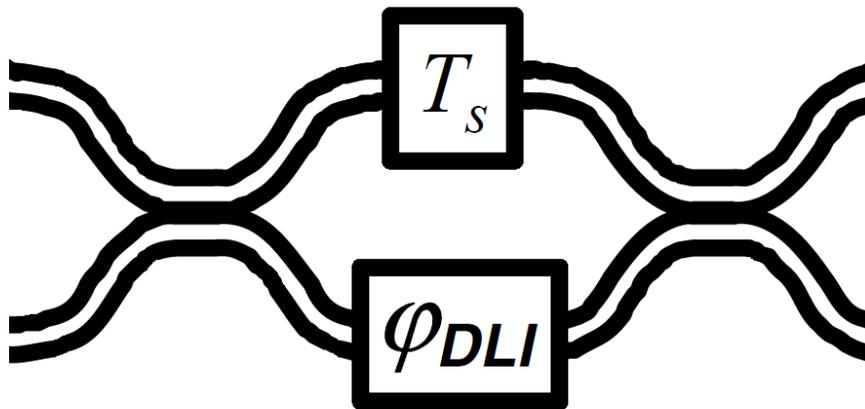


Figura 2.12 Delay Line Interferometer

La salida del primer acoplador se puede expresar en forma matricial como [9]

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_{out1} \\ \tilde{E}_{out2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{in1} \\ E_{in2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

La salida obtenida de los puertos del DLI será [9]

$$E_{out1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in1}(t - T_s) - \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in1}(t) e^{j\varphi_{DLI}} \quad (2.13)$$

$$E_{out2}(t) = j \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in1}(t - T_s) + j \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in1}(t) e^{j\varphi_{DLI}} \quad (2.14)$$

Esta técnica permite la detección de formatos avanzados que involucran modulación en fase, tales como DPSK y, DQPSK utilizando detección directa. Estos formatos se pueden detectar usando un receptor relativamente simple que contiene sólo dos DLI [9] [11] [12]. La figura 2.13 muestra la configuración del receptor utilizado para la detección de señales DPSK. Nótese que sólo utiliza un DLI, ya que esta modulación sólo exhibe un cambio de fase.

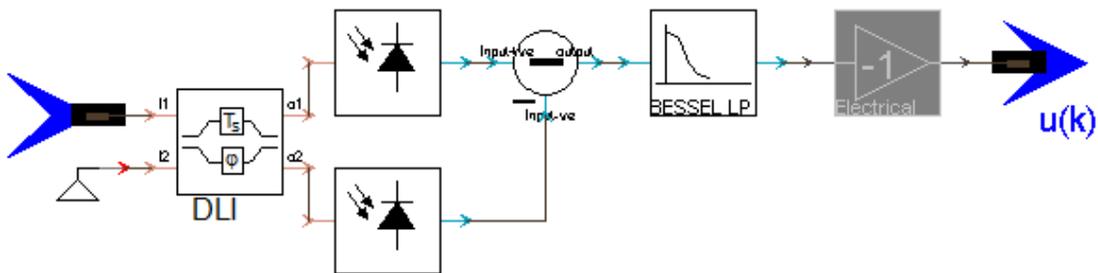


Figura 2.13 Configuración del receptor DPSK utilizado

Para señales DQPSK, esto se logra detectando las componentes de la señal moduladas en fase y cuadratura; es decir, utilizando un receptor de tipo IQ, tal como se muestra en la figura 2.14

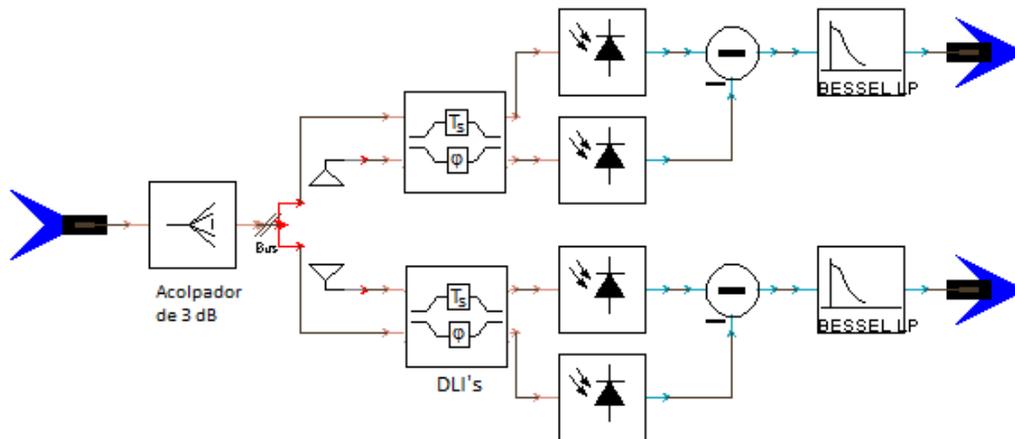


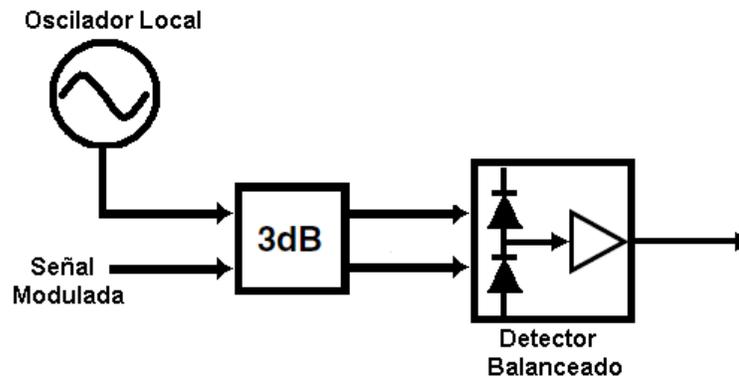
Figura 2.14 Configuración del receptor DQPSK utilizado en el programa de simulación

II.2.2 Detección Coherente

La detección coherente consiste en convertir toda la información de una señal (amplitud, frecuencia, fase y polarización) del dominio óptico al dominio eléctrico. Así, las señales moduladas con formatos avanzados pueden demodularse completamente utilizando electrónica, que es aún bastante más madura que la optoelectrónica. Esta técnica había sido estudiada en el pasado sin mucha penetración debido a la dificultad en el tratamiento de la señal eléctrica para altas tasas de transmisión, pero ha recobrado importancia ya que hoy en día se ha alcanzado un gran incremento en la velocidad del procesamiento digital de señales. La detección coherente también permite la equalización electrónica de la señal recibida para mitigar los efectos nocivos de la transmisión a través de la fibra óptica, como es el efecto de la dispersión.

El principio de la detección coherente consiste en mezclar, o lo que es lo mismo, interferir la señal óptica de información con una señal externa generada con un laser conocido como Oscilador Local (OL) antes de la detección. Esto se puede lograr con un

acoplador de 3dB [9], como el mostrado en la figura



2.15.

Figura 2.15. Principio de operación de la detección coherente

Existen dos variantes de Detección Coherente: Detección Homodina y Heterodina. Para el caso de Detección Homodina se busca que las frecuencias de portadora de la señal de información y del oscilador local sean idénticas. De esta forma la señal eléctrica resultante estará en banda base. En el caso de detección heterodina, las frecuencias de la señal de información y la del oscilador local son diferentes, por lo que la señal obtenida es transportada a una tercera frecuencia llamada frecuencia intermedia (FI), que es simplemente la diferencia entre la frecuencia de la señal de información y la del oscilador local. Para que se pueda realizar la detección adecuadamente se requiere que la Frecuencia Intermedia sea al menos igual al ancho de banda de la señal de información en banda base. La principal ventaja de la detección heterodina es que, así como sucede en sistemas de comunicaciones electrónicas, provee un sencillo mecanismo de sincronización utilizando un PLL [13][14]; sin embargo, el ancho de banda ocupado por este esquema es casi el doble que el necesario para detección homodina; además, se presenta el fenómeno de frecuencias imagen que deben ser eliminadas si se quiere utilizar en sistemas WDM. La figura 2.16 muestra esquemáticamente la diferencia entre una señal homodina y una heterodina en el dominio de la frecuencia.

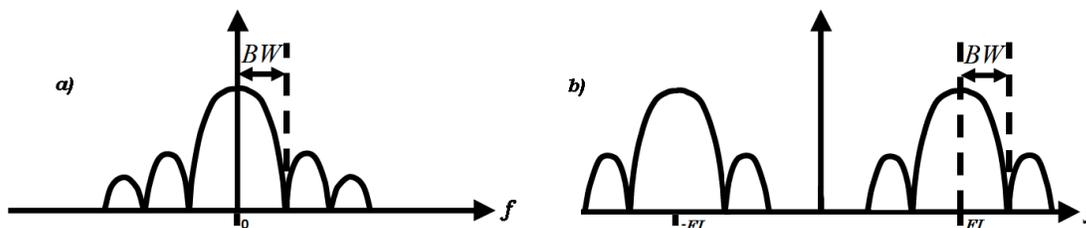


Fig 2.16. Representación espectral de los esquemas de detección homodina (a) y heterodina (b)

La configuración de los receptores con detección coherente varía considerablemente de acuerdo a la aplicación; es decir, al tipo de enlace, formato de modulación, técnica de sincronización, etc. De acuerdo al principio básico de la detección coherente, estos deben componerse de un oscilador local y un arreglo interferométrico que permita la superposición de la señal de información con la del oscilador. Dicho arreglo puede ser tan simple como un acoplador de 3dB, o más complejo, como el llamado Acoplador Híbrido Óptico de 2 x 4 y 90°. Este componente es clave en los receptores para formatos avanzados de modulación porque permite la detección de las componentes en fase **I** y en cuadratura **Q** de una señal óptica. La figura 2.17 muestra la configuración de un receptor coherente **IQ** con esquema de detección homodina.

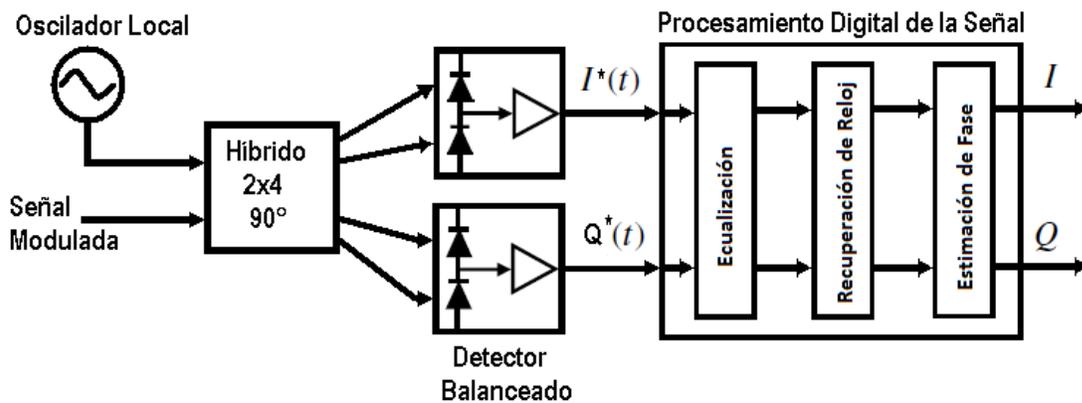


Figura 2.17. Configuración de un receptor con detección coherente

La señal óptica de información recibida y la del oscilador local pueden representarse como

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(2\pi f_s t + \varphi_s)} \quad (2.15)$$

$$E_{OL}(t) = \sqrt{P_{OL}} \cdot e^{j(2\pi f_{OL}t + \varphi_{OL})} \quad (2.16)$$

P_s y P_{OL} representan la potencia óptica en las entradas del acoplador híbrido de 2 x 4, f_s y f_{LO} son las frecuencias de la señal de información y la del oscilador local respectivamente; φ_s y φ_{OL} representan las fases de dichas señales. Las señales combinadas a la salida del acoplador se pueden representar de la siguiente forma [15]

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & j \\ 1 & -1 \\ 1 & -j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_s \\ E_{OL} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{E_s}{2} + \frac{E_{OL}}{2} \\ \frac{E_s}{2} + j\frac{E_{OL}}{2} \\ \frac{E_s}{2} - \frac{E_{OL}}{2} \\ \frac{E_s}{2} - j\frac{E_{OL}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Se detectan E_1 y E_3 con el detector balanceado superior y E_2 y E_4 con el inferior, obteniéndose dos fotocorrientes [15]

$$I^*(t) = R \cdot \sqrt{P_s} \cdot \sqrt{P_{OL}} \cdot \cos(\Delta\varphi) \quad (2.18)$$

$$Q^*(t) = R \cdot \sqrt{P_s} \cdot \sqrt{P_{OL}} \cdot \sin(\Delta\varphi) \quad (2.19)$$

donde

$$\Delta\phi = 2\pi(f_s - f_{OL})t + (\varphi_s - \varphi_{OL}) \quad (2.20)$$

R representa la responsividad de los fotodiodos. Debido a la diferencia de fase de 90° inherente al acoplador, las señales en fase $I^*(t)$ y en cuadratura $Q^*(t)$ se obtienen separadas en cada rama. Estas señales son transportadas al dominio eléctrico, donde se realiza todo el proceso de ecualización, recuperación de reloj, estimación de fase, así como la modulación propiamente dicha.

II.2.3 Transmisión experimental de señales moduladas externamente

En esta sección se presenta la generación y transmisión experimental de señales ASK con pulsos NRZ y RZ moduladas externamente utilizando un modulador de Mach-Zehnder y transmitidas a lo largo de un enlace de fibra óptica. Este trabajo se realizó como parte de una estancia de investigación en el Centre for Research in Photonics de la Univesidad de Ottawa, en Canadá.

La figura 2.18 muestra la trayectoria del enlace utilizado. La fibra sale desde el edificio SITE de la Universidad de Ottawa, ubicado en el número 800 de la Avenida King Edward; cruza el canal Rideau por la Avenida Laurier y rodea el edificio de *City Hall* de Ottawa por la calle Elgin. La longitud total del enlace es de 11 km y registra una pérdida total medida experimentalmente de 8dB.

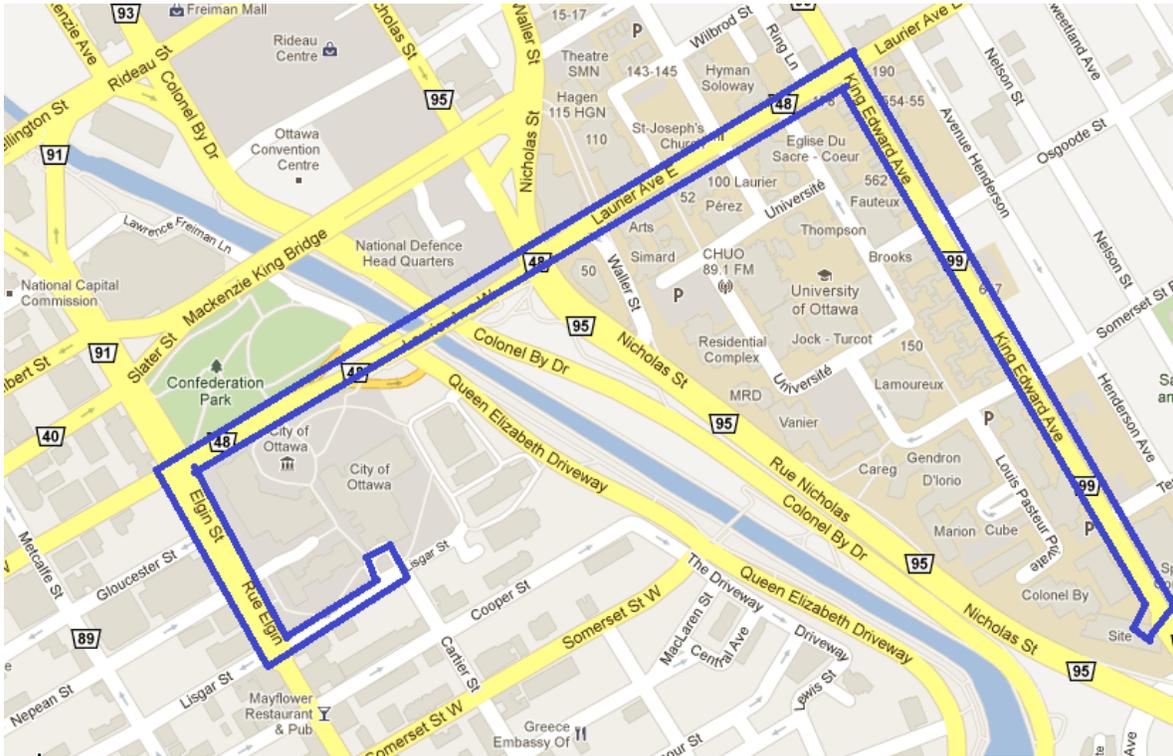


Figura 2.18. Trayectoria del enlace de fibra óptica utilizado

El objetivo de este experimento fue observar la transmisión de señales moduladas externamente generadas con el material y equipo disponible en el *Photonics Technology Lab* del *Centre for Research in Photonics at the University of Ottawa*, a través de un enlace real de fibra óptica

La figura 2.19 muestra el diagrama de bloques del sistema estudiado, que incluye un amplificador tipo EDFA. La configuración física del sistema se muestra en la figura 2.17. Con el generador de patrones marca HP 70950B, y cuyo ancho de banda varía entre 33 MHz y 3.5 GHz, se obtuvo una secuencia binaria pseudo-aleatoria eléctrica, PRBS por sus siglas en inglés, de longitud 2^{23-1} bits con una frecuencia de 2.5 GHz, que fue utilizada como secuencia controladora del MZM. Dicho modulador fue alimentado a la entrada con una señal óptica continua con una potencia de 0 dBm y una longitud de onda estándar para telecomunicaciones de 1550 nm. La señal óptica modulada con formato NRZ a la salida del modulador se muestra en la figura 2.18 y con formato RZ en la figura 2.19. La señal óptica modulada fue transmitida sobre el enlace de fibra descrito anteriormente. La figura 2.20 muestra la señal detectada después de los 11 km del enlace. Para generar dichos diagramas se utilizó un osciloscopio Agilent DSO81304B 80000B, cuyo ancho de banda es de 0 Hz – 13 GHz

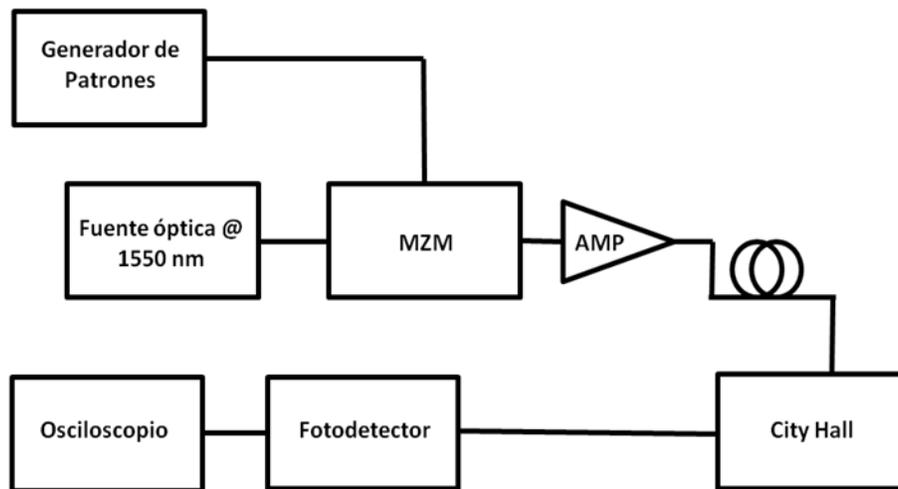


Figura 2.19. Diagrama de bloques del sistema experimental usado para analizar la propagación de señales ópticas a través de fibra óptica convencional

En la Figura 2.20 se observa de arriba a abajo el OSA o analizador de espectros ópticos que permitió verificar las características espectrales de la fuente y de la señal recibida. Centrado en una longitud de onda de 1550 nm, se puede observar el espectro de la señal óptica generada. En la siguiente posición se encuentra la fuente laser regulable; este dispositivo también cuenta con medidor de potencia óptica. En la siguiente posición se colocó el osciloscopio óptico, con el cual se obtuvieron las figuras 2.18 y 2.19. Por último, se observa un *Bit Error Ratio Tester* o medidor de relación de bits en error, mismo que se empleó para cuantificar la calidad del enlace.

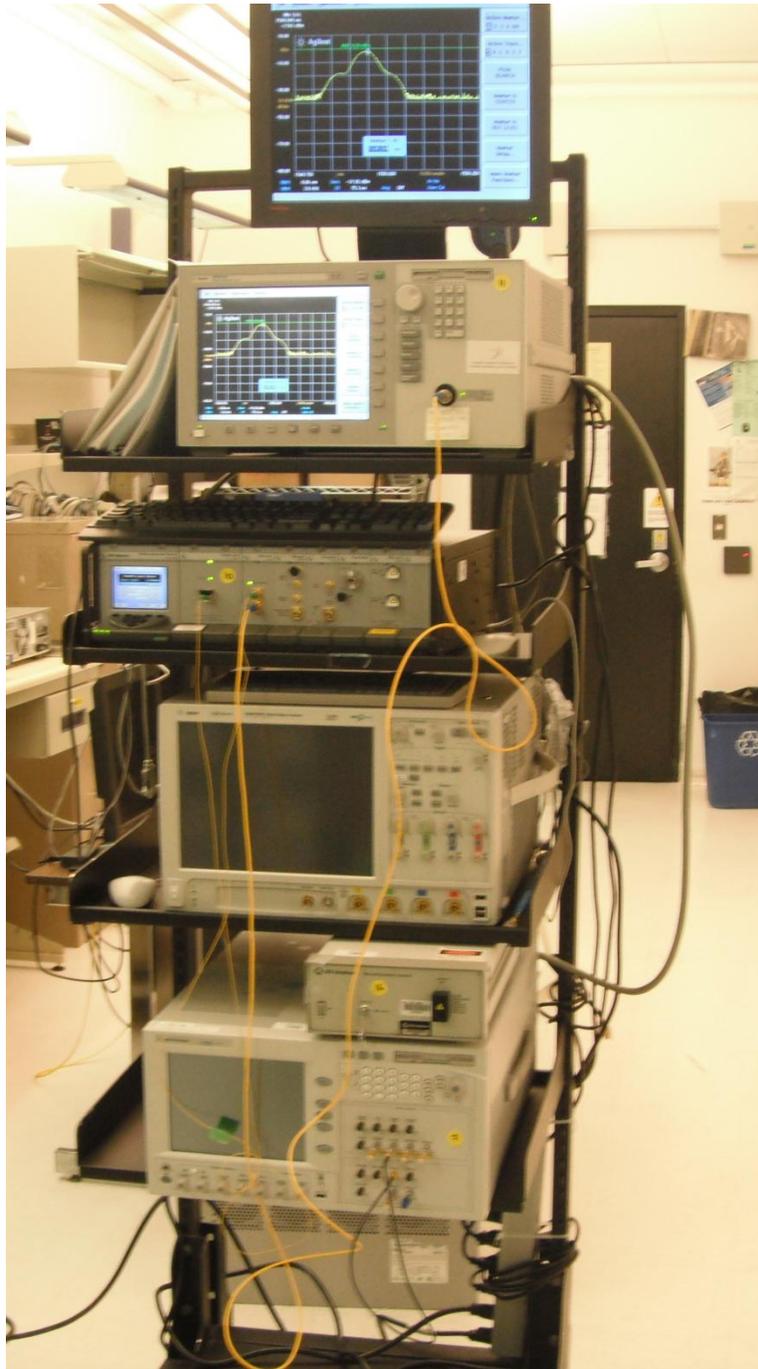


Figura 2.20 Sistema de transmisión y medición de señales ópticas moduladas externamente a 2.5 Gb/s

Se puede observar de las figuras 2.21 y 2.22, que las señales a la salida del transmisor presentan una apertura considerable del ojo; de igual manera, la forma de la señal en el tiempo corresponde a la que se presentó en el capítulo I.

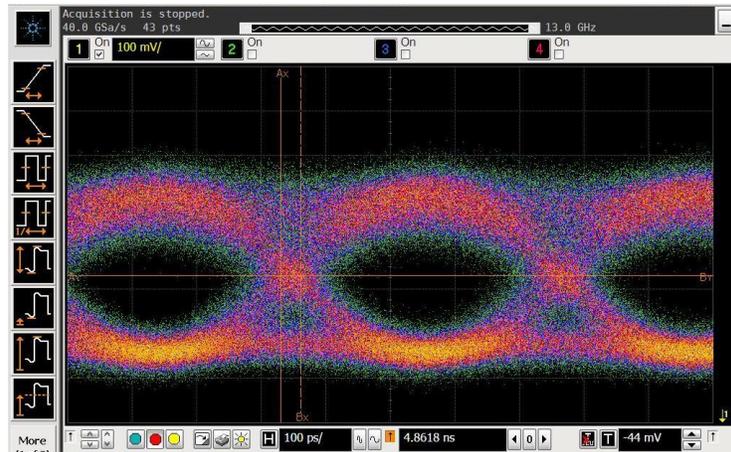


Figura 2.21 Señal NRZ-OOK generada a 2.5 Gb/s

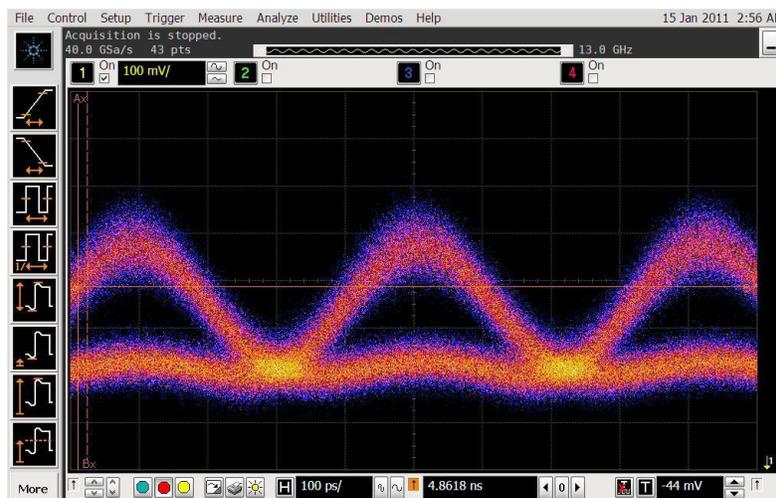


Figura 2.22 Señal RZ-OOK generada a 2.5 Gb/s

Después de ser transmitida a través del enlace especificado, la señal generada presenta varias degradaciones debidas a los efectos que fueron explicados en el capítulo I. En la figura 2.23 se observa que después de pasar por los 11 km de fibra óptica y sus respectivos empalmes, conectores, etc, la señal transmitida es muy difícil de detectar y presentará severos errores de transmisión. Debido a este desempeño tan pobre es que se decidió incorporar el EDFA al diseño, lo que permite aumentar la potencia de la señal,

antes de ser transmitida. El resultado obtenido al amplificar la señal NRZ adecuadamente se muestra en la figura 2.24, donde aparecen ojos abiertos y bien formados.

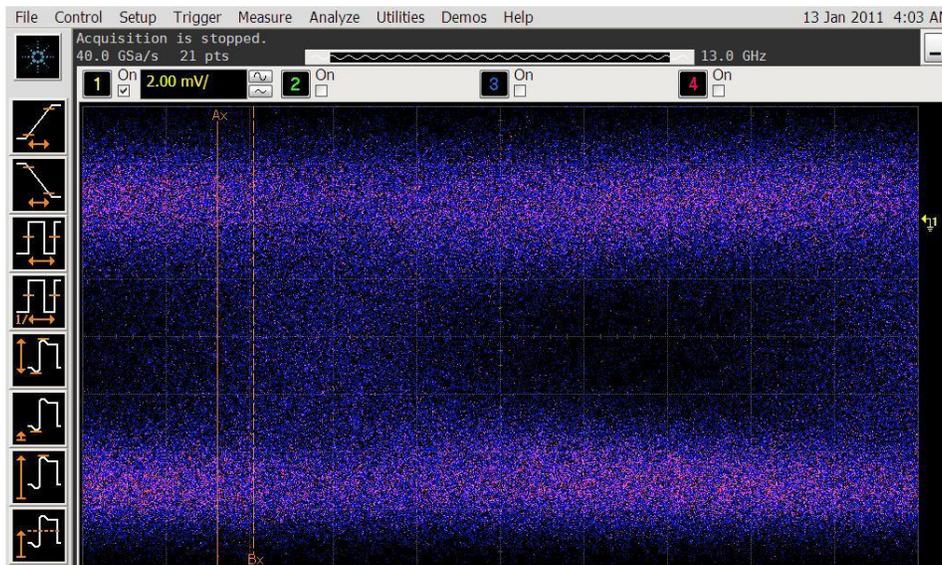


Figura 2.23 Señal transmitida por el enlace de 11 km sin amplificación

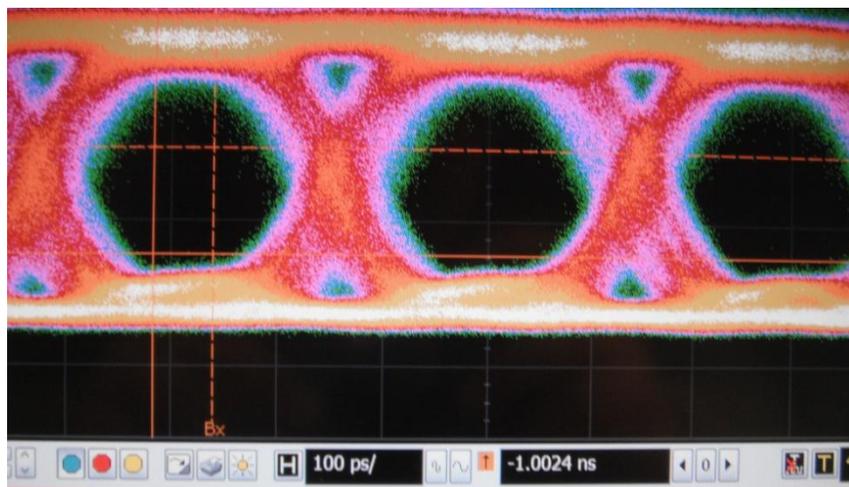


Figura 2.24 Señal amplificada utilizando un EDFA

Se deben tomar ciertas precauciones al utilizar amplificadores ópticos, la ganancia que se puede obtener es alta, pero se corre el riesgo de que el ruido producido por una amplificación excesiva haga indetectable a la señal en estudio, tal es el caso del diagrama de ojo mostrado en la figura 2.25.

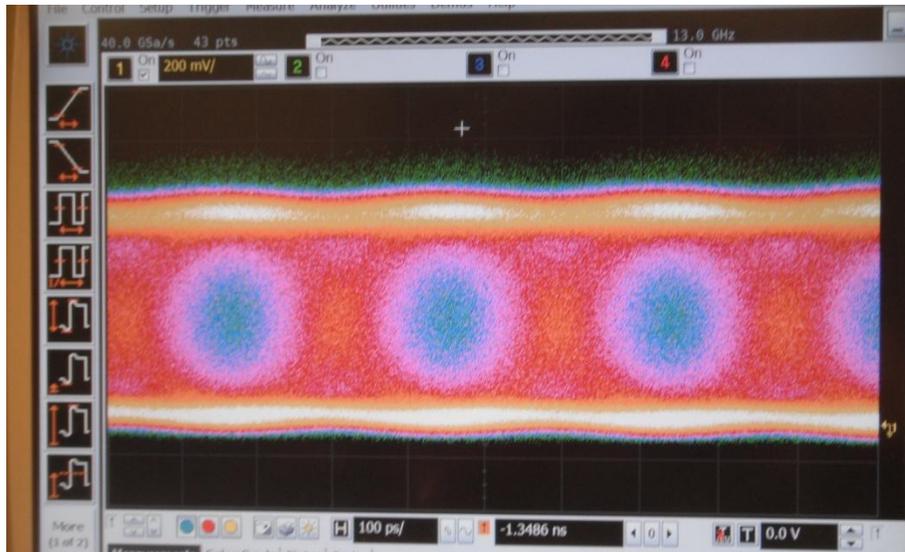


Figura 2.25 Señal modulada en intensidad con ruido excesivo producido por el amplificador óptico

Referencias

- [1] Binh, Le Nguyen. *Digital Optical Communications*, Taylor & Francis Publishers, Florida, 2008
- [2] Winzer, Peter J. and Renè-Jean Essiambre. *Advanced Modulation Formats for High-Capacity Optical Transport Networks*. J. of Lightwave Technology, Vol. 24, No. 12, pp. 4711-4728, 2006.
- [3] Winzer, Peter J. and Renè-Jean Essiambre. *Advanced Optical Modulation Formats*. Proc. IEEE, Vol. 94, No. 5, pp. 952-985, May 2006
- [4] K. Sato, et al. *40Gbit/s direct modulation of distributed feedback laser for very-short reach optical links*. Electronics Letters, Vol. 38, No. 75, July 2002
- [5] Zaiton, Binti and Abdul Mutalip. *Frequency Chirp Characteristics on WDM Direct Modulation*. Second International Conference on Computer Engineering and Applications, 2010

- [6] Chin, M.K. *Comparative analysis of the performance limits of Franz-Keldysh effect and quantum-confined Stark effect electroabsorption waveguide modulators*. IEEE Proc. Optoelectron., Vol. 142, No. 2, April 1995
- [7] Agrawal, P. Godvind. *Fiber-Optic Communication Systems*. 3ra ed. Wiley, New York, 2002
- [8] Brem, Kumar Saravanan, et al. *Wide Temperature Operation of 40-Gb/s 1550-nm Electroabsorption Modulated Lasers*. IEEE Photonics Tech. Letters, Vol. 18, No. 7, 2006
- [9] Seimetz, Matthias. *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*. Springer, ...
- [10] Kahn, Joseph. *Spectral Efficiency Limits and Modulation/Detection Techniques for DWDM Systems*. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol 10, No. 2, March/April 2004
- [11] Xihua Zou, et al. *Full-scale phase demodulation approach for photonic instantaneous frequency measurement*. Optics Letters , Vol. 35, No. 16, August 15, 2010
- [12] Cheolhwan Kim and Guifang Li. *Direct-detection optical differential 8-level phase-shift keying (OD8PSK) for spectrally efficient transmission*. Optics Express, Vol. 12, No. 15, July 2004
- [13] Masataka Nakazawa, et al. *20 Msymbol/s, 128 QAM Coherent Optical Transmission over 500 km Using Heterodyne Detection with Frequency-stabilized Laser*. IEEE, European Conference on Optical Communications, 2006.
- [14] Jumpei Hongou, *1 Gsymbol/s, 64 QAM coherent optical transmission over 150 km with a spectral efficiency of 3bits/s/Hz*. IEEE. Optical Fiber Communication Conference, 2007.
- [15] Matthias Seimetz and Carl-Michael Weinert. *Options, Feasibility, and Availability of 2 x 4 90° Hybrids for Coherent Optical Systems*. J. of Lightwave Technology, Vol. 24. No. 3, March 2006
- [16] <http://www.fujitsu.com/>

Capítulo III. DESEMPEÑO DE SISTEMAS MONOCANAL CON FORMATOS AVANZADOS DE MODULACIÓN ÓPTICA

Resumen

Este capítulo estudia el desempeño de formatos avanzados de modulación óptica para una configuración back-to-back y enlaces de un solo canal. Se presentan las fortalezas y debilidades individuales de diversos formatos con modulación de amplitud y fase ante fenómenos que degradan la transmisión en la fibra óptica; tales como la dispersión cromática y el filtrado. Además, se analizan parámetros de diseño del sistema como el requerimiento de OSNR y potencia de salida del transmisor para alcanzar cierto BER. Las gráficas presentadas muestran tendencias sobre el comportamientos de distintos formatos para diferentes parámetros de interés.

Cada formato de modulación exhibe un desempeño específico con relación a un parámetro de interés en el sistema de comunicación debido a sus propiedades individuales. El estudio aislado de estos parámetros representa un primer indicador del comportamiento de la transmisión en sistemas WDM con distintos tipos de fibra óptica y variando otros parámetros más complejos de dichos sistemas.

La complejidad de los sistemas de comunicación ha aumentado considerablemente durante las últimas décadas. Las simulaciones numéricas por computadora, ofrecen una forma efectiva y de relativo bajo costo para estimar las propiedades físicas y el desempeño de sistemas de comunicación antes de su implantación física.

El desempeño de sistemas de comunicación se puede evaluar usando cálculos basados en fórmulas matemáticas, simulaciones a nivel de forma de onda o a través de mediciones en prototipos basados en hardware [1]. Esta clasificación no implica que estos tres métodos sean mutuamente excluyentes; de hecho, las mejores aproximaciones generalmente combinan los tres.

Las técnicas basadas en fórmulas matemáticas, que se basan en modelos simplificados, proporcionan un panorama general entre los parámetros de diseño y el desempeño del sistema, y son útiles en las primeras etapas del diseño del mismo.

La evaluación del desempeño de los sistemas basada en mediciones obtenidas de prototipos físicos es, por supuesto, un método confiable; sin embargo, es muy costoso, además de necesitar bastante tiempo y no ser muy flexible.

Con aproximaciones basadas en simulaciones numéricas, el sistema se puede modelar con casi cualquier nivel de detalle deseado. Con esta aproximación, se pueden combinar fácilmente modelos matemáticos y empíricos; así como incorporar al análisis y diseño características de dispositivos y señales obtenidas anteriormente a través de mediciones reales. La principal desventaja de este método es, sin duda, la barrera computacional, que se puede reducir eligiendo cuidadosamente las técnicas de simulación y modelado.

El software utilizado en este trabajo de tesis para la evaluación del desempeño de los sistemas de comunicaciones ópticas con avanzados formatos de modulación es Virtual Photonics Integrated (VPI), y la herramienta particular para construir las configuraciones del sistema es *VPI Transmission Maker 8.5*. Una descripción más amplia de este sistema se explica en el Apéndice A de este trabajo. Debido a sus propiedades individuales cada formato de modulación muestra un desempeño específico para cierta limitante en la transmisión del sistema. Las distancias euclidianas entre los símbolos de la constelación para cada formato, así como las características de la señal modulada determinan un comportamiento particular en la transmisión back-to-back. Cuando los formatos avanzados estudiados se propagan a través de la fibra óptica, sus características

individuales, tales como la forma del ojo en el dominio del tiempo, la forma de su espectro o la anchura espectral proporcionan cierta robustez o vulnerabilidad ante cierta degradación en la fibra.

El criterio más significativo para evaluar el desempeño de sistemas de transmisión es el BER (ver capítulo I), y por ello, lo utilizaremos como parámetro fundamental de comparación a lo largo de las pruebas presentadas en este trabajo. El sistema de simulación VPI proporciona una manera eficiente de calcular este parámetro mediante métodos semianalíticos que asumen una distribución estadística en el punto de muestreo. La descripción de esta metodología está fuera de los alcances de este trabajo. En general, y siguiendo los últimos estándares de la industria de telecomunicaciones ópticas, en este trabajo consideraremos con un BER aceptable, todo aquel cuyo valor este por debajo de 1×10^{-12} .

III.1.1 Requerimiento de OSNR

La gráfica 3.1 muestra la sensibilidad de OSNR de los formatos estudiados, o lo que es lo mismo la OSNR requerida para obtener un BER específico. Esta gráfica nos permite conocer qué tan sensible es cada uno de los formatos analizados a la degradación de ruido producida por el mismo transmisor o incluso un amplificador. Para la realización de esta simulación se incrementó el nivel de ruido del transmisor y se realizaron medidas de BER para cada uno de los formatos en cuestión. Esta gráfica es obtenida con el software de simulación empleado. La configuración de receptor-transmisor es back-to-back; es decir, la salida del transmisor está directamente conectada con la entrada del receptor y el OSNR es controlado con una fuente externa de ruido. De esta forma, es posible aislar el parámetro requerido de otros fenómenos de propagación propios de la fibra óptica. En el Capítulo IV se estudiarán sistemas completos, que incorporen todos los elementos que afectan la transmisión de las señales estudiadas.

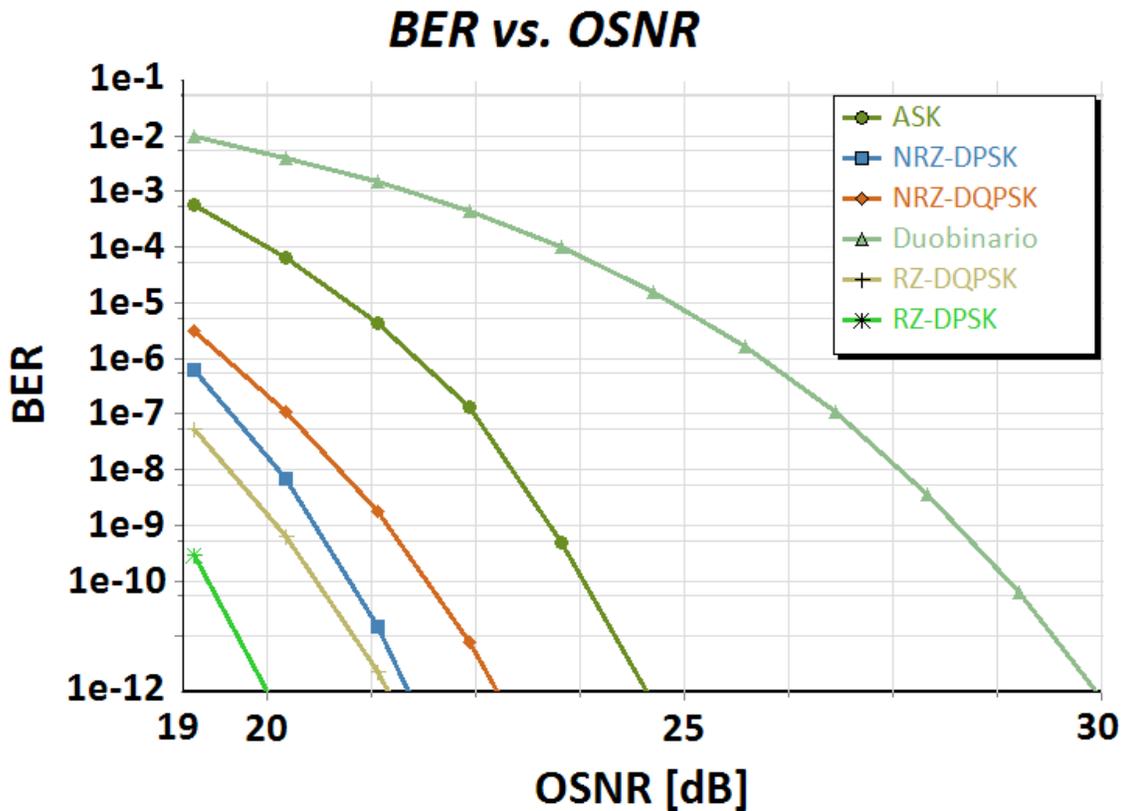


Figura 3.1. Requerimiento de OSNR para obtener un BER de 10^{-12} para los formatos estudiados

Lo primero que se puede apreciar de la figura es que, en general, los formatos RZ requieren un valor de entre 1 y 3 dB menos en su OSNR para obtener el mismo BER que sus contrapartes NRZ. Esto se debe principalmente al poco impacto de la interferencia inter símbolo *ISI* en los formatos RZ. De esta observación general, se concluye que los formatos RZ aportan una mejor sensibilidad al sistema, aún cuando se use el mismo receptor que con los formatos NRZ.

El formato duobinario presenta una penalización en potencia de más de 5 dB para una BER de 1×10^{-12} , comparado con los formatos OOK. Esta penalización es debida a la forma en V que presenta su diagrama de ojo (véase la Fig. 1.13) que produce una detección deficiente en el bit 0; así como por el ancho de banda del filtro óptico usado que es más ancho de lo óptimo.

Al usar DPSK en lugar de formatos OOK, los requerimientos de OSNR se reducen significativamente. La mejora en requerimientos de OSNR al usar DPSK en lugar de OOK es generalmente independiente del BER que se quiera alcanzar y generalmente es de 3 dB. El

formato con mayor sensibilidad que ha probado ser útil para transmisiones a varios Giga bits por segundo que se conoce al día de hoy es RZ-DPSK.

Vale la pena notar que DQPSK requiere tan sólo un valor de 1 a 3 dB mayor en su OSNR que DPSK para valores de BER bajos; para valores de BER más elevados, la brecha de OSNR entre DPSK y DQPSK se incrementa y DQPSK se acerca más a los valores de OOK.

Dejando de lado la complejidad en el transmisor y receptor, el relativamente bajo requerimiento de OSNR, así como su angosto ancho de banda, hacen a DQPSK un atractivo candidato para sistemas de comunicaciones ópticas que requieren alta eficiencia espectral.

III.1.2 Sensibilidad de potencia

Otro factor importante a considerar al estudiar el desempeño de los diferentes formatos de modulación, es la sensibilidad que cada uno presenta; es decir, la potencia recibida requerida para obtener un BER específico. Esta característica es importante ya que determina en buena medida el presupuesto de potencia del sistema. La figura 3.2 muestra la potencia requerida en el receptor para obtener una BER de 10^{-12} , con los formatos estudiados. En la simulación se utilizó un OSNR de 25 dB.

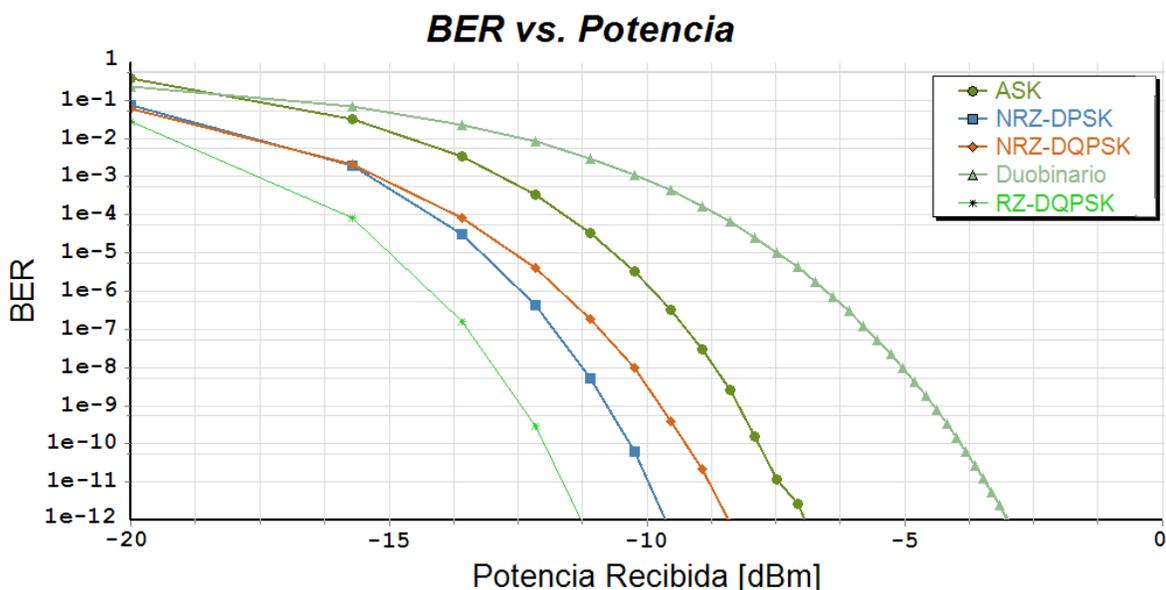


Figura 3.2. Requerimiento de potencia para obtener un BER de 10^{-12} para los formatos estudiados para una OSNR de 25 dB

De la gráfica se observa que nuevamente es el formato duobinario el que requiere de una mayor potencia para lograr la BER objetivo que hemos definido. Está seguido por los formatos ASK, siendo RZ-DQPSK el más efectivo en este sentido. Esto no es de sorprender y coincide con el análisis presentado en la sección anterior.

III.1.3 Tolerancia a la dispersión cromática

Como se mencionó en el capítulo I, la dispersión cromática produce un ensanchamiento en la propagación de los pulsos debido a diferentes velocidades de propagación que presentan los diferentes componentes espectrales contenidos en la señal modulada. La ISI producida por dispersión cromática degrada la calidad de la señal corrompiendo la amplitud pico de los bits 1 y aumentando la de los bits 0 con la energía de los bits 1 adyacentes.

La figura 3.3 muestra la tolerancia a la dispersión cromática a una tasa de 10Gb/s para los formatos discutidos. Para generar esta gráfica se calculó la OSNR necesaria para obtener un BER de 10^{-12} para una dispersión de cero. Este parámetro es muy importante en la práctica ya que especifica la máxima longitud de un enlace para obtener el BER deseado sin usar técnicas de compensación de dispersión.

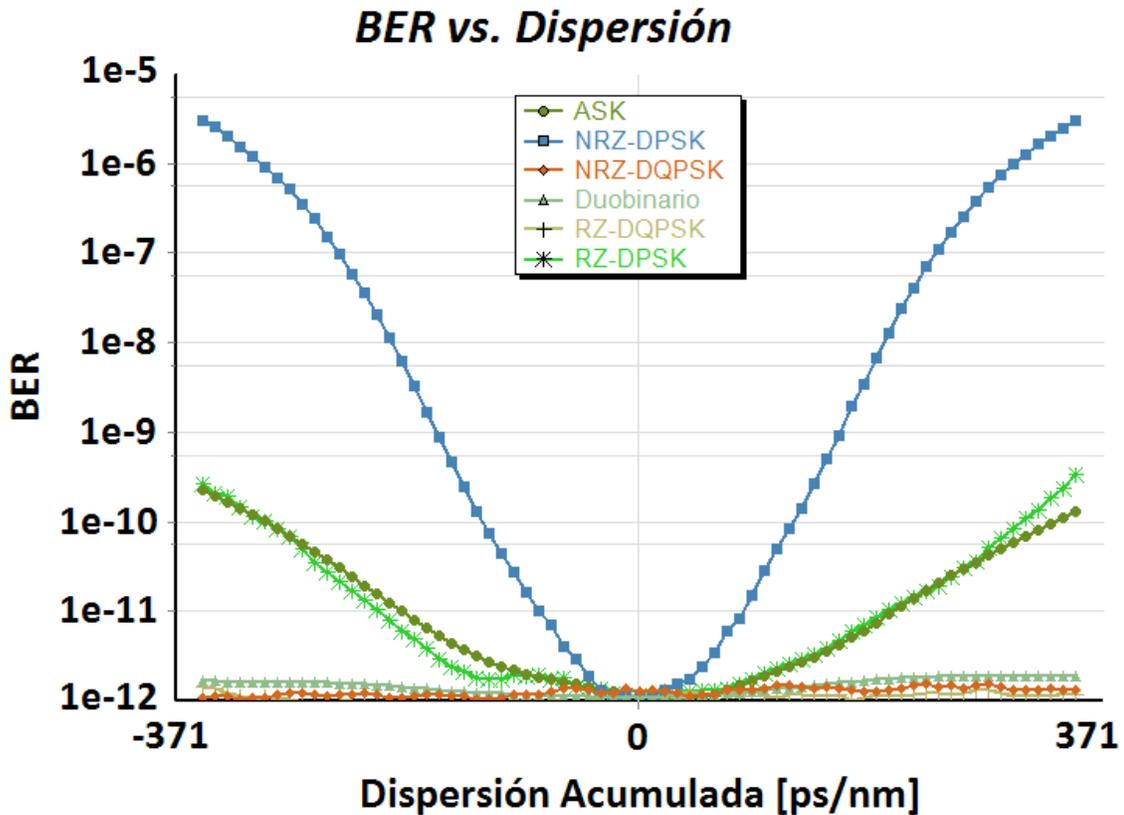


Figura 3.3 Desempeño de los formatos estudiados ante la dispersión cromática

Se puede observar de la gráfica que la mayoría de los formatos estudiados, presentan una tolerancia a la dispersión para el BER requerido de alrededor de 50 [ps/nm]. Los formatos Duobinario, NRZ-DQPSK y RZ-DQPSK, que como se observa en la figura 1.13 poseen un espectro más angosto, presentan un desempeño mucho mejor, teniendo una tolerancia a la dispersión casi constante para valores tan altos de dispersión como de 370 [ps/nm]. La gráfica también muestra cómo los formatos basados en DPSK, con espectro del doble de ancho que los correspondientes DQPSK, tienen un desempeño más pobre de acuerdo al parámetro analizado.

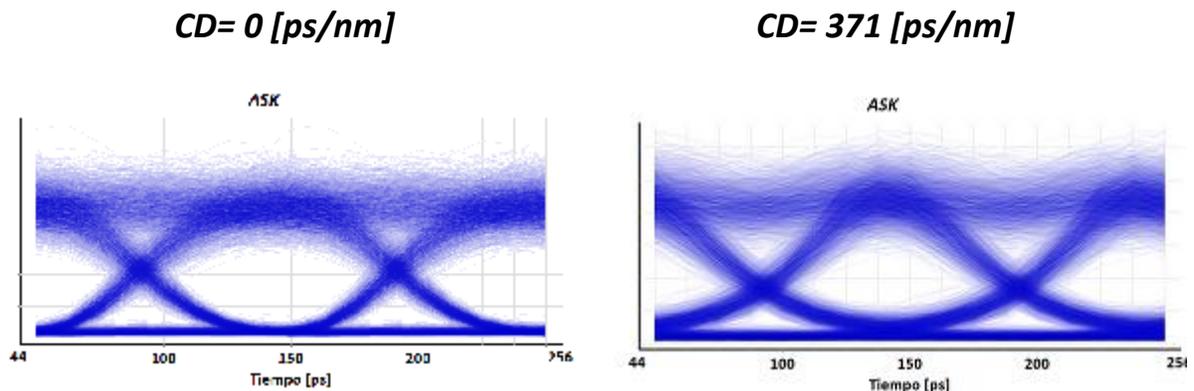
Es importante hacer notar que los valores que se observan en la gráfica corresponden a dispersión cromática acumulada; es decir, $CD = D \cdot L$, por lo que este parámetro dependerá también del tipo de fibra que se emplee. La tabla 3.1 muestra los valores de

dispersión D y pendiente S para los tipos de fibra comercial más comunes en sistemas de comunicación actuales para una longitud de onda de 1550 nm [1].

Tipo de fibra	D [$\text{ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$]	S [$\text{ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})^2$]
P-NZ DSF	+4 a +8	+0.04 a +0.09
SSMF	+17	+0.06
DCF	-100	-0.22 a -0.67

Tabla 3.1. Características de algunas fibras comerciales

Se observa que para un sistema sin compensación de dispersión y que utiliza fibra óptica monomodo estándar *SSMF*, la máxima longitud que se podría alcanzar conservando el *BER* deseado, sería $L = 50[\text{ps}/\text{nm}]/17[\text{ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})] \approx 3 \text{ km}$. En cambio, si se utiliza un formato como el duobinario o el DQPSK en sus versiones NRZ y RZ es posible alcanzar una longitud $L = 371[\text{ps}/\text{nm}]/17[\text{ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})] \approx 22 \text{ km}$ sin ningún tipo de compensación de dispersión. Es importante recordar que es estos cálculos la OSNR utilizada fue en general más baja que la que comúnmente se emplea en un sistema de comunicaciones, de alrededor de 40 dB.



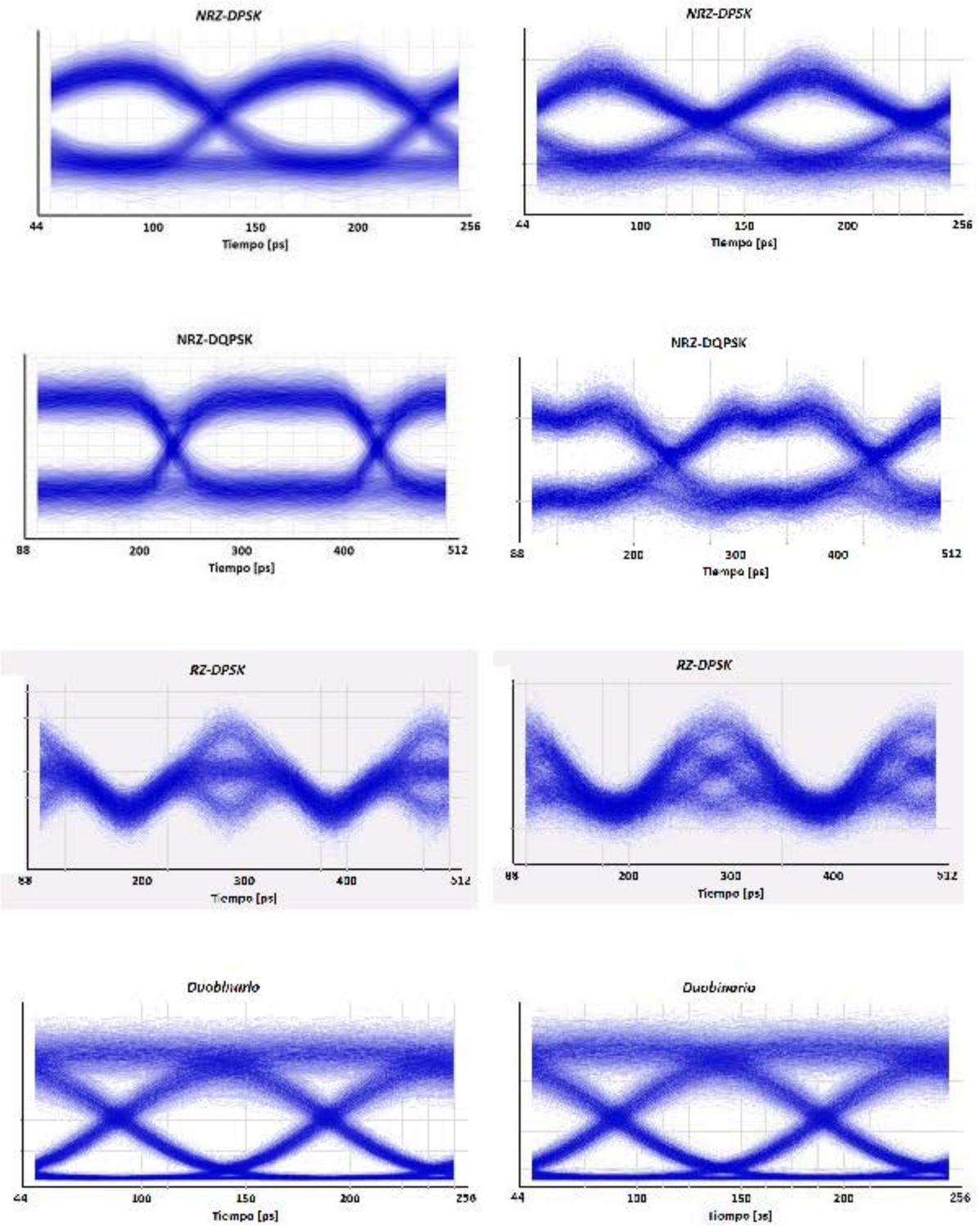


Tabla 3.2. Diagramas de ojo para los formatos estudiados mostrando el impacto de la dispersión

La tabla 3.2 muestra los diagramas de ojo obtenidos para los diferentes formatos de modulación analizados, tanto a la salida del transmisor, como para un valor de dispersión acumulada de 370 ps/nm, o sea, una vez que ha sido transmitida la información a lo largo de un enlace. La figura permite observar de manera cualitativa cómo el ojo de la señal transmitida se cierra considerablemente debido al efecto de dispersión para formatos como ASK y DPSK; mientras que formatos como el duobinario y DQPSK muestran muy poca afectación ante este fenómeno.

III.1.4 Tolerancia al Filtrado

Una de las diferencias más notables entre los formatos de modulación estudiados en el capítulo I es su característica espectral. Es por esto que algunos formatos presentan mejor desempeño que otros al ser utilizados en sistemas WDM. Los dos principales problemas en la transmisión para sistemas WDM son la diafonía intercanal y la concatenación de filtros. Dado que un OADM es un banco de filtros que permite elegir un canal con una longitud de onda específica para agregar o retirar del enlace, múltiples OADMs en un sistema de transmisión representan una concatenación de filtros para el canal en cuestión. Esta concatenación reduce drásticamente el espectro de la señal y por lo tanto la distorsiona. La figura 3.5 ilustra el desempeño de los formatos estudiados para distintos anchos de banda del filtro óptico en el receptor a una OSNR constante para todos. Como es de esperarse, los formatos de espectro angosto como el duobinario y DQPSK presentan mucho mejor desempeño ante el filtrado óptico debido a que el filtrado reduce la cantidad de ruido producido por emisión espontánea amplificada y gracias al espectro angosto, se deja pasar la forma completa de la señal. Esta característica convierte a estos formatos en buenos candidatos para ser utilizados en sistemas WDM.

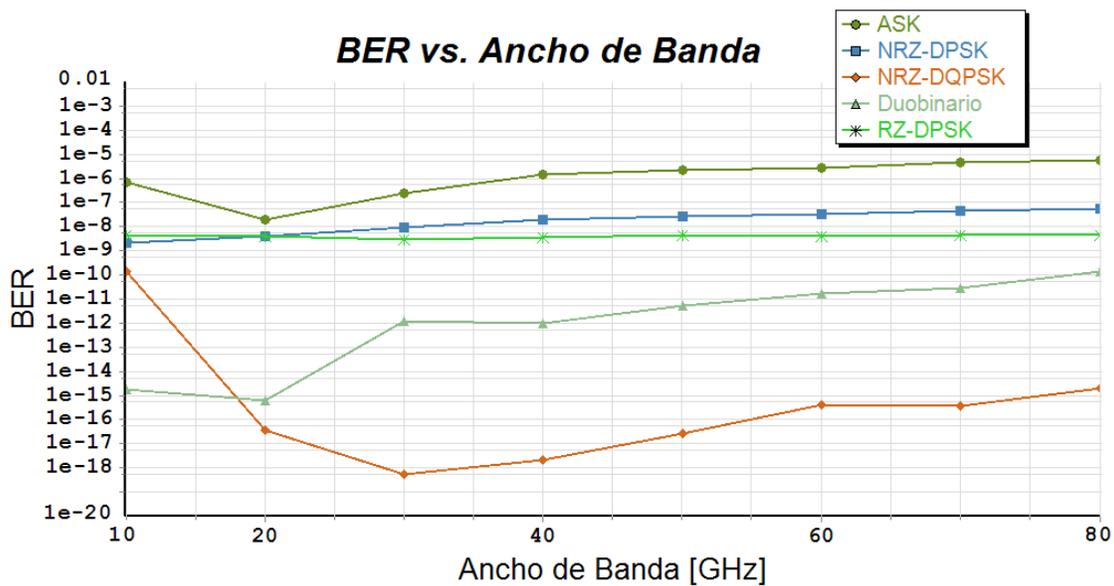


Figura 3.5 Desempeño de los formatos estudiados ante el filtrado óptico

Referencias

[1] Agrawal, P. Godvind. *Fiber-Optic Communication Systems*. 3ra ed. Wiley, New York, 2002

CAPÍTULO IV. DESEMPEÑO DE SISTEMAS WDM PARA FORMATOS AVANZADOS DE MODULACIÓN ÓPTICA

El capítulo III se enfoca en el estudio del comportamiento de varios formatos de modulación ante distintos fenómenos que limitan la transmisión sobre la fibra en un solo canal. Este análisis permite evaluar tendencias y estimar comportamientos para sistemas de larga distancia y varios canales; sin embargo, el desempeño de estos sistemas para determinado formato de modulación solamente se puede evaluar de manera integral analizando el sistema completo, ya que la mayoría de los efectos actúan de manera conjunta y son dependientes entre sí. Para poder estudiar de manera conjunta los efectos en un sistema WDM, se diseñó el sistema mostrado en la figura 4.1. En él se transmiten señales WDM con formatos avanzados de modulación óptica. La transmisión a través de la fibra, los amplificadores, y el filtrado en los OADMs hacen posible un estudio más completo de los fenómenos que limitan la transmisión.

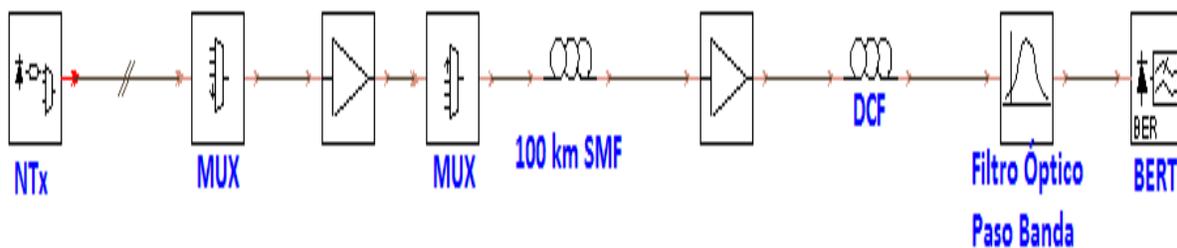


Figura 4.1 Sistema WDM analizado y su representación en el programa de simulación utilizado

IV.1 Elementos del sistema WDM

IV.1.1 NTx

El sistema WDM utilizado consta de un arreglo de N transmisores, donde N es el número de canales WDM utilizados. Para este caso se utilizó $N=4$. Este módulo construido en VPI permite ajustar la frecuencia central de los canales, así como el espacio entre cada canal, esta propiedad servirá para la evaluación del desempeño del sistema al estudiar la

eficiencia espectral del mismo para los formatos avanzados discutidos previamente. La figura 4.2 muestra el arreglo antes mencionado.

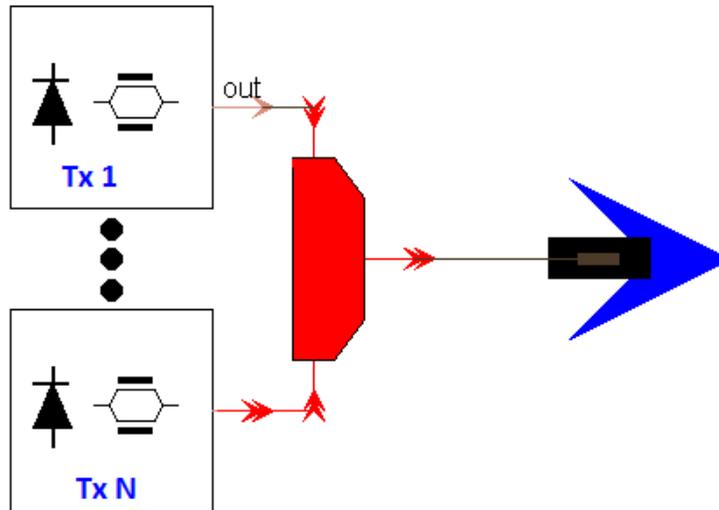


Figura 4.2 Arreglo de N transmisores utilizado en el sistema WDM

IV.1.2 MUX

En este módulo, los N canales ópticos entrantes son multiplexados en un solo puerto de salida como se muestra en la Figura 4.3. El elemento usado en *VPI* permite ajustar el valor de pérdidas por inserción para obtener un efecto más realista.

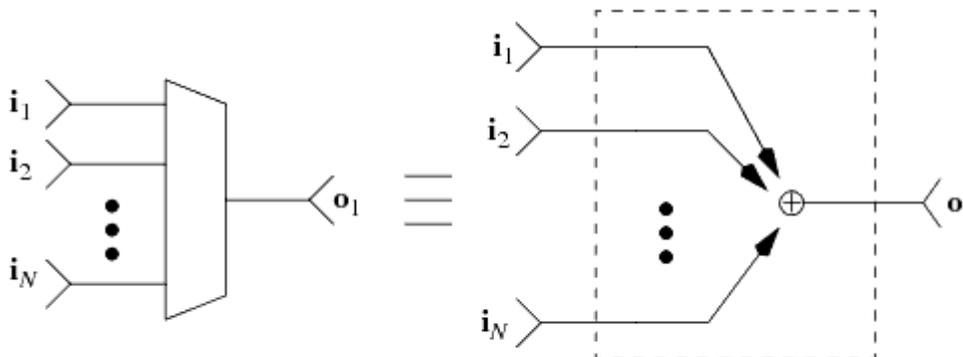


Figura 4.3 Multiplexor Óptico MUX

IV.1.3 Amplificadores Ópticos

En un sistema WDM comercial, los amplificadores ópticos juegan un rol muy importante en la transmisión. El módulo utilizado en este sistema, esquematizado en la figura 4.4, consiste de una unidad de amplificación caracterizada por una ganancia dependiente de la frecuencia de acuerdo a [1]

$$\vec{E}_{out} = \begin{pmatrix} E_{in,x} \\ E_{in,y} \end{pmatrix} \cdot \sqrt{G(f)}$$

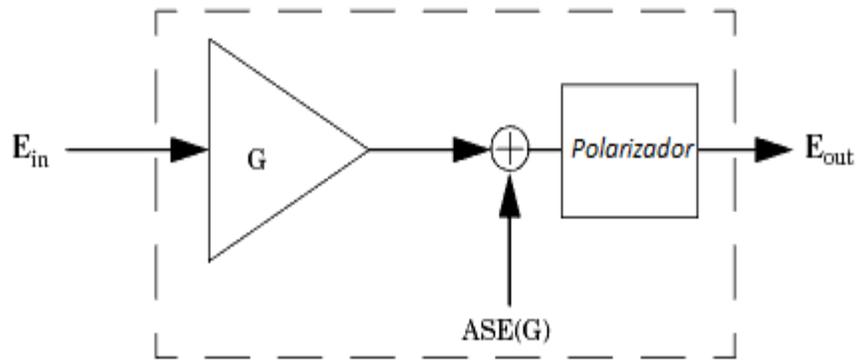


Figura 4.4 Amplificador Óptico

IV.1.4 Fibra Monomodo Estándar SSMF

Para el sistema analizado se utiliza fibra óptica monomodo SSMF con las siguientes características expresadas en la tabla 4.1. Se utiliza este tipo de fibra debido a que es la más ampliamente utilizada en sistemas de telecomunicaciones instalados actualmente.

Fibra SSMF	
Parámetro	Valor
Longitud	100 km
Atenuación	0.2 dB/km
Dispersión D	16 ps/nm/km
Pendiente de Dispersión S	0.08 ps/nm ² /km

Tabla 4.1. Propiedades de la fibra SSMF del sistema

IV.1.4 Fibra Compensadora de Dispersión (DCF)

Para mitigar los efectos de la dispersión cromática aportada al sistema por los 100 km de SMF, se adiciona al mismo un tramo de fibra compensadora de dispersión. La longitud de esta fibra se calcula de tal forma que iguale el valor de dispersión acumulada proporcionado por la SMF, pero con signo contrario. Las características de esta fibra se resumen en la tabla 4.2.

Fibra DCF	
Parámetro	Valor
Longitud (para 100 km de SMF)	$(100 \text{ km})(16/90) \cong 17 \text{ km}$
Atenuación	0.5 dB/km
Dispersión D	-90 ps/nm/km
Pendiente de Dispersión S	$-0.08 \text{ ps/nm}^2/\text{km}$

Tabla 4.2 Propiedades de la fibra DCF del sistema

IV.2 Generación de la señal WDM

Para los formatos estudiados en el Capítulo I, se generaron N señales y fueron multiplexadas en un sistema WDM. A continuación se muestran los espectros para 2, 4 y 8 canales WDM con los formatos ASK, DPSK, DQPSK y Duobinario.

IV.2.1 ASK

La tabla 4.3 muestra la representación en frecuencia de la señal WDM con 2, 4 y 8 canales para una señal NRZ-ASK a 10 Gb/s. El espacio intercanal corresponde a 100 GHz. Las características espectrales de dicho formato fueron descritas en la sección I.3.I.I.

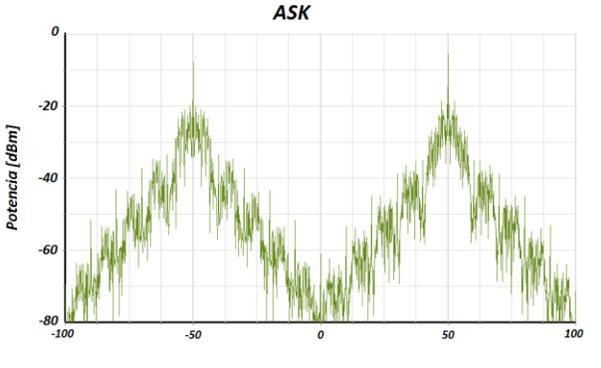
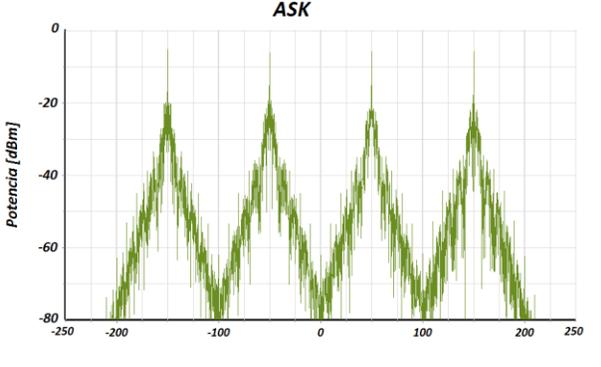
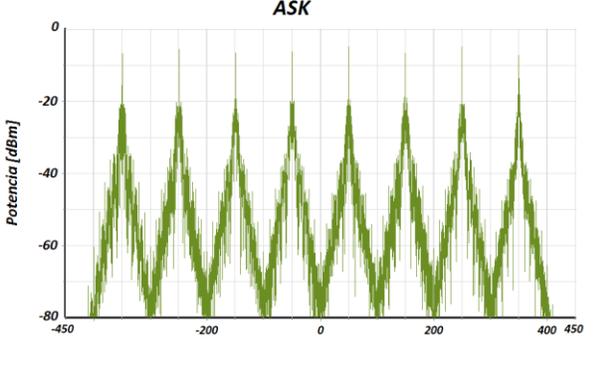
Canales	Espectro
2	
4	
8	

Tabla 4.3 Espectro de la señal WDM con formato NRZ-ASK a 10 Gb/s

VI.2.2 DPSK

La tabla 4.4 muestra la representación en frecuencia de la señal WDM con 2, 4 y 8 canales para una señal NRZ-DPSK a 10 Gb/s. El espacio intercanal corresponde a 100 GHz. Las características espectrales de dicho formato fueron descritas en la sección I.3.3.7.

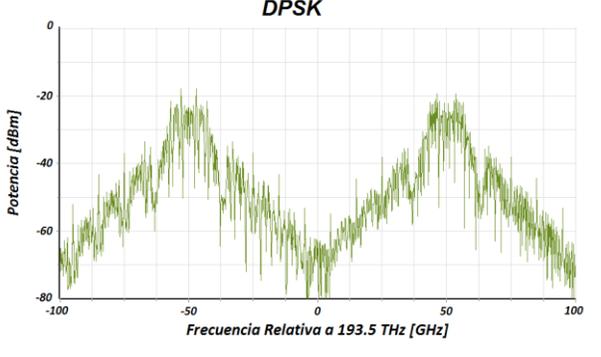
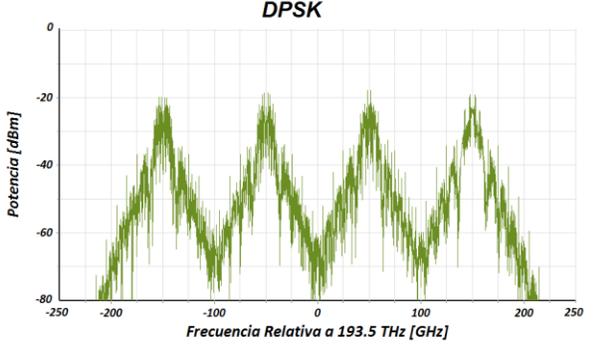
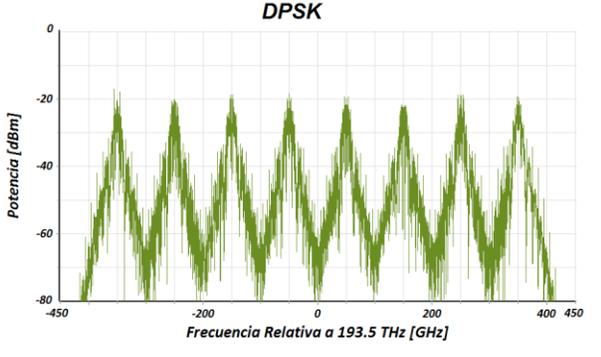
Canales	Espectro
2	
4	
8	

Tabla 4.4 Espectro de la señal WDM con formato NRZ-DPSK a 10 Gb/s

VI.2.3 DQPSK

La tabla 4.5 muestra la representación en frecuencia de la señal WDM con 2, 4 y 8 canales para una señal NRZ-DQPSK a 10 Gb/s. El espacio intercanal corresponde a 100 GHz. Las características espectrales de dicho formato fueron descritas en la sección I.3.4.1.

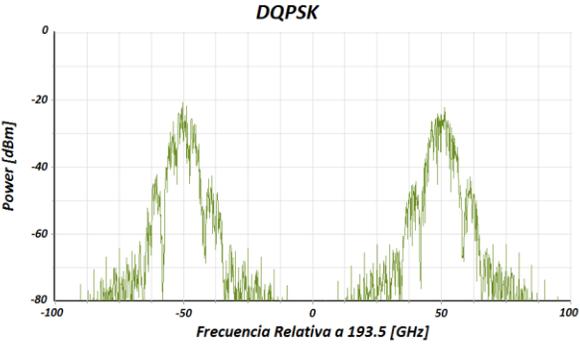
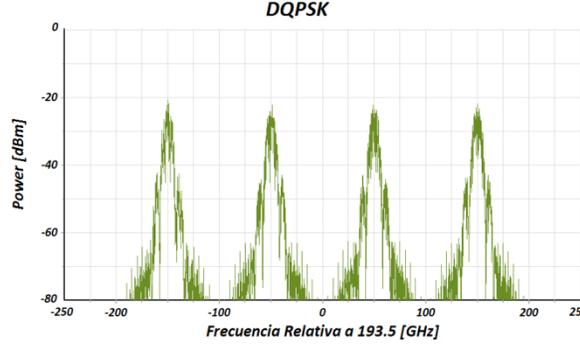
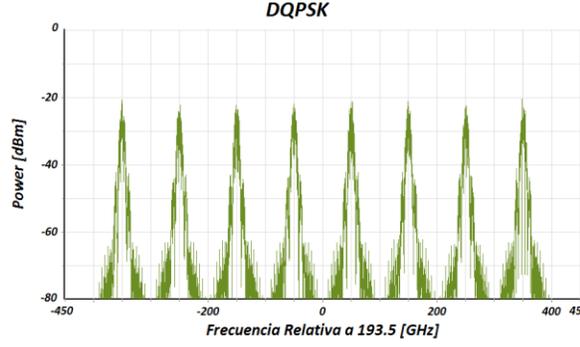
Canales	Espectro
2	
4	
8	

Tabla 4.5 Espectro de la señal WDM con formato NRZ-DQPSK a 10 Gb/s

VI.2.4 Duobinario

La tabla 4.6 muestra la representación en frecuencia de la señal WDM con 2, 4 y 8 canales para una señal Duobinaria a 10 Gb/s. El espacio intercanal corresponde a 100 GHz. Las características espectrales de dicho formato fueron descritas en la sección I.3.3.4.

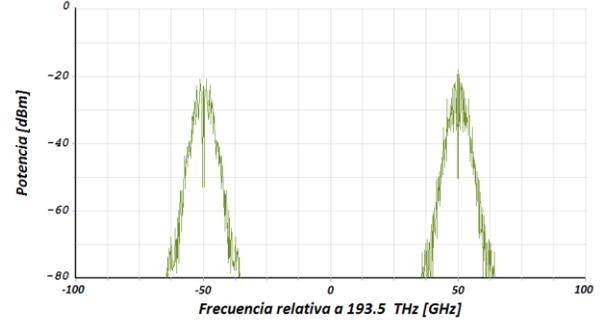
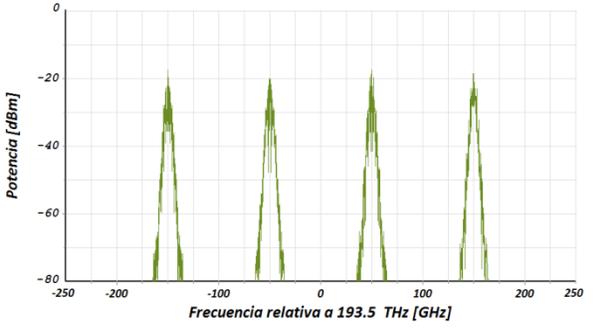
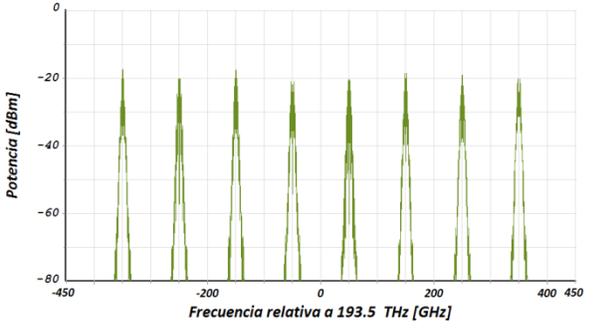
Canales	Espectro
2	<p style="text-align: center;"><i>Duobinario</i></p> 
4	<p style="text-align: center;"><i>Duobinario</i></p> 
8	<p style="text-align: center;"><i>Duobinario</i></p> 

Tabla 4.6 Espectro de la señal WDM con formato Duobinario a 10 Gb/s

De las tablas anteriores se observa que los formatos DQPSK y Duobinario presentan un espectro angosto comparado con los formatos ASK y DPSK. Especialmente el formato Duobinario alcanza un desempeño sobresaliente en cuestión de anchura espectral. Esta propiedad lo convierte en un candidato ideal para lograr las eficiencias espectrales que las comunicaciones actuales demandan.

IV.3 Eficiencia espectral del sistema

Como se mencionó en el capítulo I, la eficiencia espectral es uno de los factores fundamentales que impulsó el desarrollo de formatos avanzados de modulación óptica. En la sección I.3 se describen las propiedades de los formatos estudiados y se muestran sus representaciones en tiempo y frecuencia. De dichas observaciones se puede inferir que formatos presentarán una mayor eficiencia espectral dado lo angosto de su espectro. En la sección III.1.4 se estudia la tolerancia al filtrado de los formatos analizados. Estas pruebas marcan la pauta para el análisis siguiente. En él se busca variar el espacio intercanal en un sistema de cuatro canales corriendo a 10 Gb/s cada uno y observar el incremento del BER conforme los canales se aproximan. Esto permite poner de manifiesto la tolerancia del sistema al incremento de la eficiencia espectral mediante la reducción de espacio intercanal.

Dado que la BER se debe calcular sobre uno solo de los canales, es necesario usar un filtro óptico (DEMUX) que permita extraer el canal sobre el que se realiza el análisis. En este caso se utilizó un filtro óptico cuyo ancho de banda corresponde a 40 GHz. Así, para el sistema WDM descrito se presentan las siguientes gráficas, que comparan el espacio entre canales y el BER. El análisis se ha concentrado en dos formatos de modulación que presentan un ancho espectral considerablemente diferente, de acuerdo a lo expuesto en la sección anterior: DPSK y Duobinario.

IV.3.1 DPSK

La figura 4.5 muestra el desempeño del formato DPSK ante la variación del espaciointercanal. Como era previsible, el valor de BER aumenta conforme se reduce el espacio intercanal. La mayor degradación (cambio apreciable de la pendiente de la gráfica) se da a partir de los 50 GHz aproximadamente, frecuencia a partir de la cual el desempeño muestra un marcado descenso. Sin duda, este comportamiento es dependiente también del ancho de banda del filtro, aun cuando la transición que se observa en términos de desempeño al reducir el espacio intercanal es relativamente suave. El desempeño del sistema para un ancho de banda menor a 35 GHz, aproximadamente, es prácticamente inaceptable para sistemas ópticos de transmisión.

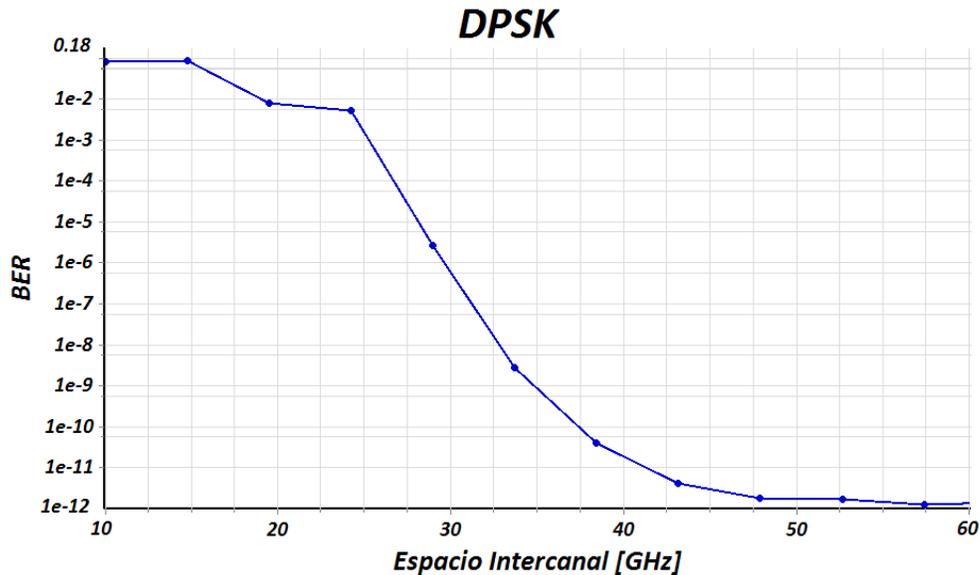
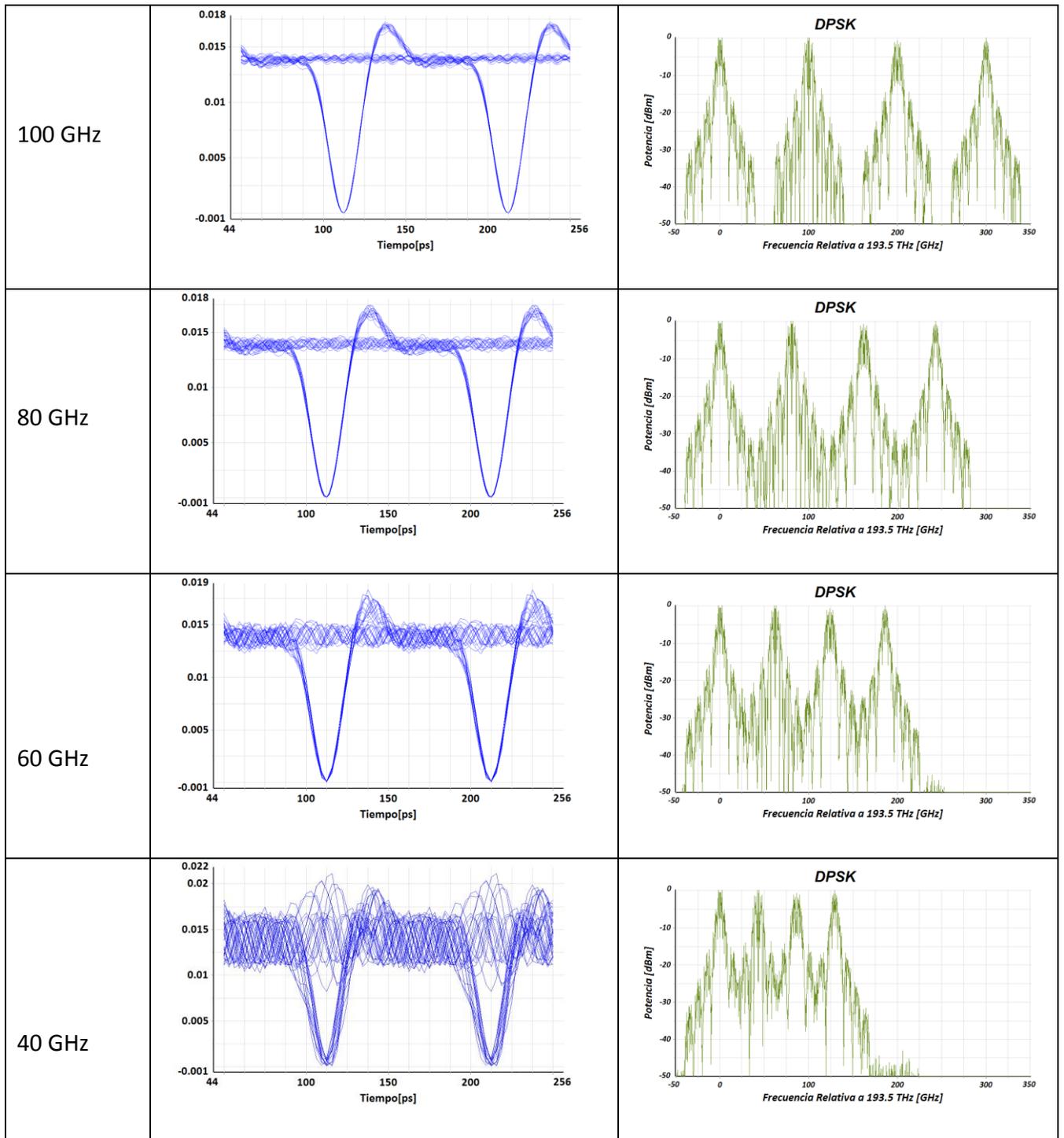


Figura 4.5 Desempeño del formato DPSK ante la variación del espacio intercanal en un sistema WDM con 4 canales y un ancho de banda del filtro óptico de 40GHz

La tabla 4.7 muestra cualitativamente el efecto de reducir el espacio intercanal en el sistema WDM de 4 canales para la modulación DPSK. Se puede observar la degradación que presenta el diagrama de ojo de la señal conforme los espectros de cada canal se traslapan entre sí. En particular, para un espaciamiento de 40 GHz (ancho de banda del filtro utilizado), ya se aprecia en el ojo una degradación considerable, lo que resulta en una BER por arriba de los 1×10^{-11} , de acuerdo a la figura 4.5. Más notable es el caso de un espaciamiento intercanal de 20 GHz, que muestra un ojo cerrado debido a la diafonía lineal producto del traslape espectral de los canales WDM. Este resultado también está en concordancia a lo observado en la figura 4.5.

Espacio intercanal	Diagrama de ojo del canal filtrado	Espectro WDM



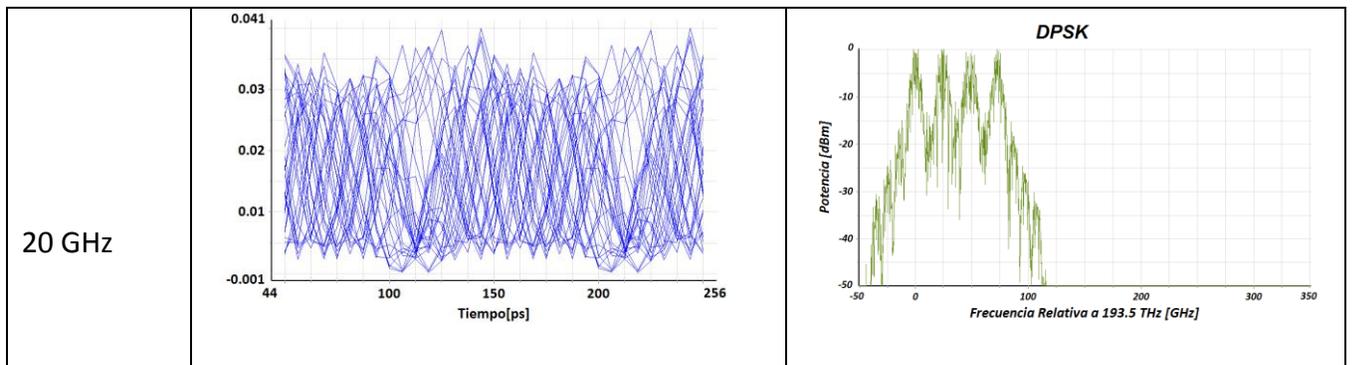


Tabla 4.7 Efecto de la reducción del espacio intercanal para un sistema WDM de 4 canales con modulación DPSK

IV.3.2 Duobinario

Similarmente a la figura 4.5, la figura 4.6 muestra el desempeño del formato DPSK ante la variación del espacio intercanal del sistema. Aun cuando la tendencia es similar a la observada para el formato DPSK, el espectro más compacto del formato duobinario permite mantener un buen nivel de desempeño del sistema para un espacio intercanal menor, de hasta 35 GHz, aproximadamente. De acuerdo a lo arriba mencionado, el desempeño del formato DPSK para dicho espacio intercanal es inaceptable. Es importante hacer notar, sin embargo, que la pendiente del desempeño como función del espacio intercanal para el formato duobinario es más pronunciada, lo cual puede deberse al ancho de banda del filtro óptico, que no corresponde necesariamente al valor óptimo. Así, para un espacio intercanal de 20 GHz, el BER obtenido es superior a 1×10^{-2} .

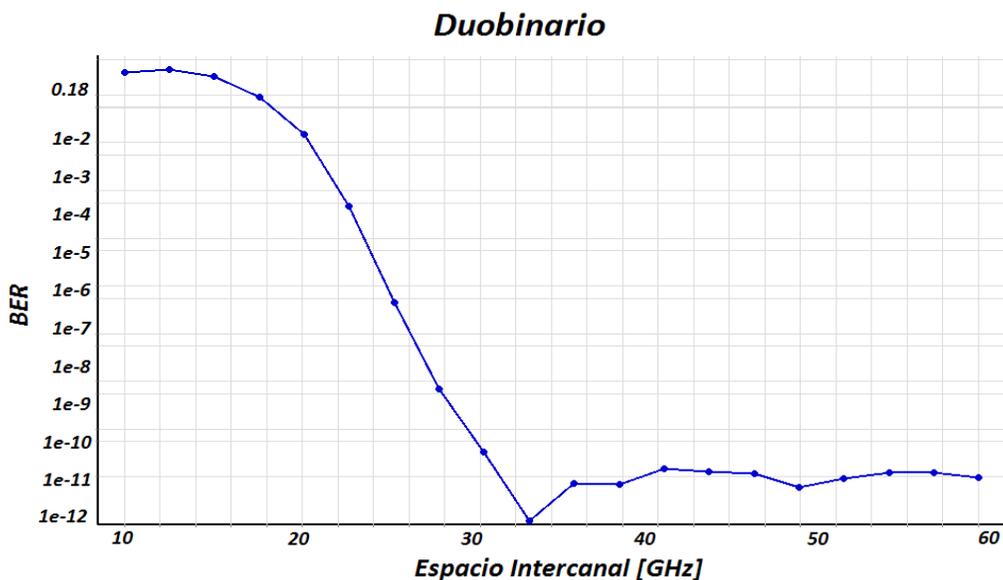
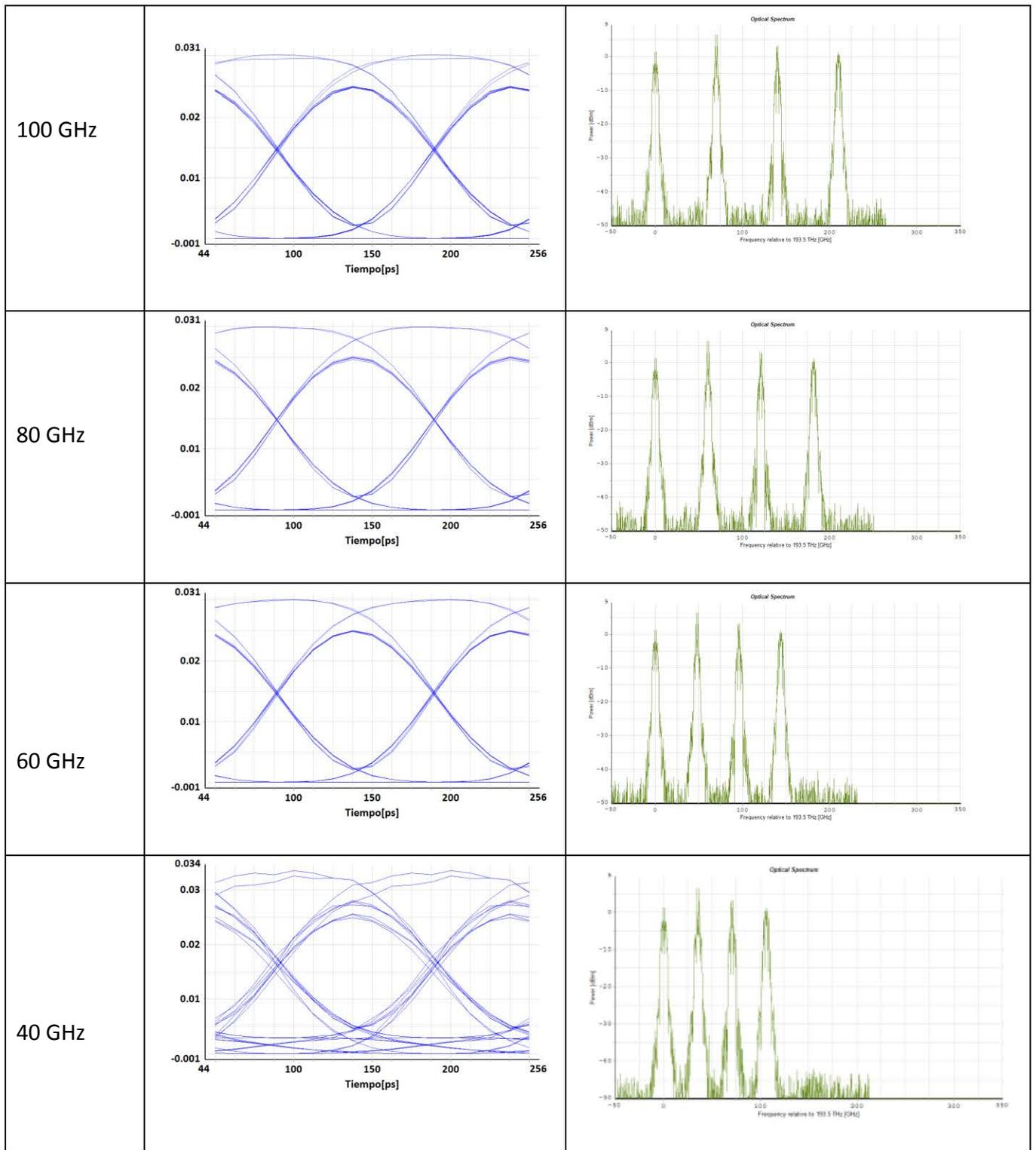


Figura 4.6 Desempeño del formato DPSK ante la variación del espacio intercanal en un sistema WDM con 4 canales y un ancho de banda del filtro óptico de 40GHz

La figura anterior se complementa con a tabla 4.8, que muestra cualitativamente el efecto de reducir el espacio intercanal en el sistema WDM con 4 canales para una modulación Duobinaria. En particular, para un espacio intercanal de 40 GHz, el espectro de los canales WDM no muestra un traslape aparente de los espectros individuales, lo cual redundo en un ojo abierto, aunque con algunas muestras de distorsión La BER correspondiente, presentada en la figura 4.6, es por tanto, aceptable. La situación es diferente para el caso de un espaciamiento de 20 GHz, en donde el diagrama de ojo es prácticamente indistinguible, con el consiguiente valor de BER anteriormente referido. Para este caso el filtro de 40 GHz de ancho deja pasar prácticamente dos canales.

Espacio intercanal	Diagrama de ojo del canal filtrado	Espectro WDM
---------------------------	---	---------------------



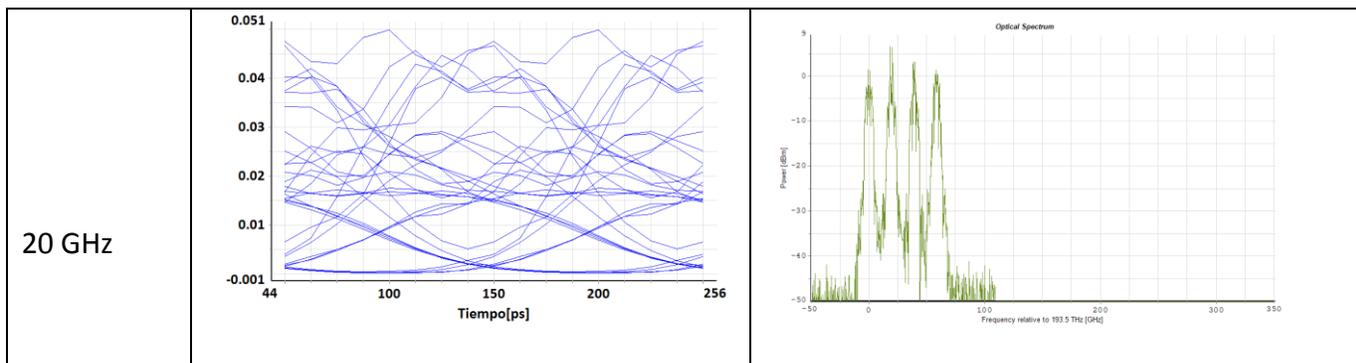


Tabla 4.8 Efecto de la reducción del espacio intercanal para un sistema WDM de 4 canales con modulación Duobinaria

De las tablas 4.7 y 4.8, se concluye que los formatos más angostos, como el duobinario, ofrecen un mejor desempeño para sistemas WDM con espacio intercanal pequeño. Esto se ve reflejado en una eficiencia espectral mucho mayor por parte de este formato, lo que permitiría, en principio, el incremento de la capacidad de los sistemas.

Como es bien sabido, la eficiencia espectral no es el único aspecto que debe considerarse en el diseño de un sistema WDM, en la sección III.1.1 y III.1.2 se mostró que el formato Duobinario requiere una OSNR por lo menos 5 dB mayor que el formato ASK para alcanzar el mismo BER; de igual manera, el formato Duobinario necesita una potencia de por lo menos 5dBm mayor que otros formatos para un BER equiparable. Por otro lado, en la sección III.1.3 se mostró que en términos de tolerancia a la dispersión, el formato Duobinario también ofrece un desempeño sobresaliente, logrando un BER casi constante de 10^{-12} hasta para una dispersión de **371[ps/nm]**; todo esto para una tasa de 10 Gb/s. De las observaciones anteriores se concluye que no hay un formato superior a los demás cuando se consideran todos los parámetros de interés en un sistema de comunicaciones ópticas. Para elegir el formato más conveniente, habrá que hacer un balance entre desempeño, costo, complejidad del transmisor y receptor, etc. Por último, la tabla 4.8 muestra cualitativamente y a manera de resumen, un comparativo de los principales formatos estudiados en este trabajo de tesis, basado en los resultados del Capítulo III y IV. El número de signos (+) representa qué tan benéfico es dicho formato para el parámetro señalado. Una vez más se observa que no hay un solo formato superior en todos los aspectos, y las condiciones particulares de diseño serán las que decidirán qué formato utilizar, a partir de los resultados obtenidos.

Formato	ASK	DPSK	DQPSK	Duobinario
Complejidad del Transmisor	+++++	++++	++	+++
Complejidad del Receptor	+++++	++++	++	+++++
Requerimiento de OSNR	++	+++++	++++	+
Requerimiento de Potencia	++	+++++	++++	+
Tolerancia a la Dispersión Cromática	++	+++	++++	+++++
Tolerancia al filtrado	++	+++	+++++	+++++
Eficiencia Espectral	++	+++	++++	+++++

Tabla 4.8 Comparación cualitativa del desempeño de algunos formatos avanzados estudiados

CAPÍTULO V. CONCLUSIONES GENERALES

Con la realización de esta tesis, se logró estudiar el desempeño de sistemas de comunicaciones ópticas monocanal y WDM para distintos formatos avanzados de modulación óptica; así como la generación, detección y el análisis de propiedades particulares de dichos formatos.

En particular se encontró que:

- ◆ Los sistemas de comunicaciones ópticas que operan actualmente utilizan, casi exclusivamente, modulación binaria por intensidad en el transmisor y un fotodetector de ley cuadrada en el receptor. En la mayoría de estos sistemas no se usa detección coherente, técnicas de ecualización electrónica, ni métodos de corrección de errores, por lo que el estudio de formatos avanzados de modulación óptica constituye una herramienta novedosa para mejorar considerablemente el desempeño de dichos sistemas.
- ◆ Los formatos NRZ ocupan un ancho de banda de aproximadamente la mitad que los formatos RZ. Sin embargo, con formatos NRZ no se presentan transiciones en largas cadenas de 1's o 0's, lo que dificulta la detección del reloj en el receptor. El formato RZ aminora dicho problema; sin embargo, necesita mayor potencia de transmisión para mantener el mismo BER que NRZ.
- ◆ El formato duobinario es el representante más destacado de los formatos de respuesta parcial y en general una muy buena elección entre los formatos avanzados de modulación óptica, debido a su angosta característica espectral y a sus propiedades de código correlativo.
- ◆ DQPSK es el único formato de modulación verdaderamente multinivel que ha recibido atención considerable en comunicaciones ópticas ya que ha demostrado introducir propiedades benéficas en la transmisión debido a su espectro angosto y tipo de codificación, con una complejidad aún razonable en su generación/detección. Se han generado formatos de mayor orden en ambientes de laboratorio pero sus propiedades no justifican la complejidad de sus transmisores/receptores.
- ◆ Existen tres tecnologías para generar señales ópticas moduladas: Láseres modulados directamente, moduladores de electro absorción y moduladores tipo Mach-Zehnder. Los MZM son los más populares para sistemas con tasas de

transmisión multi-gigabit. En particular, la estructura más completa para lograr formatos avanzados de modulación óptica es el modulador IQ, ya que permite alcanzar cualquier punto en el plano complejo.

- ◆ La complejidad del transmisor es un factor decisivo al elegir un formato de modulación. Se debe buscar un equilibrio entre complejidad y por lo tanto costo, con funcionalidad.
- ◆ Actualmente la detección directa sigue siendo la herramienta más común en los receptores de formatos avanzados de modulación. Se puede detectar modulación en fase con detección directa utilizando líneas de retardo interferométricas DLI.
- ◆ Los formatos modulados en fase, en especial los RZ-DPSK y RZ-DQPSK requieren una OSNR menor para alcanzar un BER dado que los modulados en intensidad. En particular, el formato duobinario es el que requiere mayor OSNR para cierto BER.
- ◆ El formato duobinario presenta gran inmunidad a la dispersión cromática con respecto a los formatos convencionales.
- ◆ El formato duobinario es también el que presenta un espectro más angosto, lo que lo hace susceptible a ser utilizado en sistemas con alta densidad espectral.
- ◆ El análisis hecho permite afirmar que no hay un formato superior a los demás, la selección del formato óptimo resulta de un compromiso entre los factores que determinan el desempeño del sistema WDM, como son valor de OSNR, tolerancia a la dispersión, presupuesto de potencia, eficiencia espectral y otros.

Finalmente, es relevante mencionar que este trabajo en manera alguna está completo. Existen diversos factores de gran interés que el tiempo y la capacidad de análisis no permitió abordar. Tal es el caso del efecto que tienen la no linealidades, tanto mono canal, como intercanal, en el desempeño del sistema cuando se utilizan diversos formatos de modulación, como los analizados en esta tesis. Asimismo, otro tema que podría abordarse en el futuro es el referente al análisis serio de la densidad espectral que presenta cada uno de los formatos avanzados de modulación, tema acerca del cual solamente se dio una introducción en este trabajo de tesis. Finalmente, cabe aclarar que, aun cuando el análisis aquí realizado permite conocer el desempeño de un sistema WDM a tasas ligeramente superiores a 10 Gb/s, el verdadero interés en el uso de formatos avanzados de modulación aparece cuando se requieren tasas de 40 o 100 Gb/s. El análisis de sistemas ópticos de telecomunicaciones operando a dichas velocidades de transmisión es, sin duda, un tema apasionante

Anexo A

Para la realización de este trabajo se utilizó VPI Photonics, un software de simulación comercial especializado en sistemas fotónicos. Este programa pertenece a los llamados PDAs, siglas en inglés para *Photonics Design Automation*. El término se usa para describir las metodologías de diseño, herramientas de programación y servicios usados para diseñar complejas redes y servicios en fotónica.

Los PDA ayudan a los fabricantes de componentes ópticos a manejar la propiedad intelectual y reducir gastos operativos utilizando simulaciones numéricas.

Hoy en día VPI Photonics ofrece un ambiente de software flexible para soportar altos requerimientos en los ámbitos de diseño de componentes ópticos así como de sistemas.

La figura A.1 muestra la interrelación entre el diseño y las herramientas de optimización. Muestra las herramientas de software con que cuenta VPI Photonics, las entradas requeridas en cada una, el proceso que sigue el diseño del sistema, así como la salida obtenida.

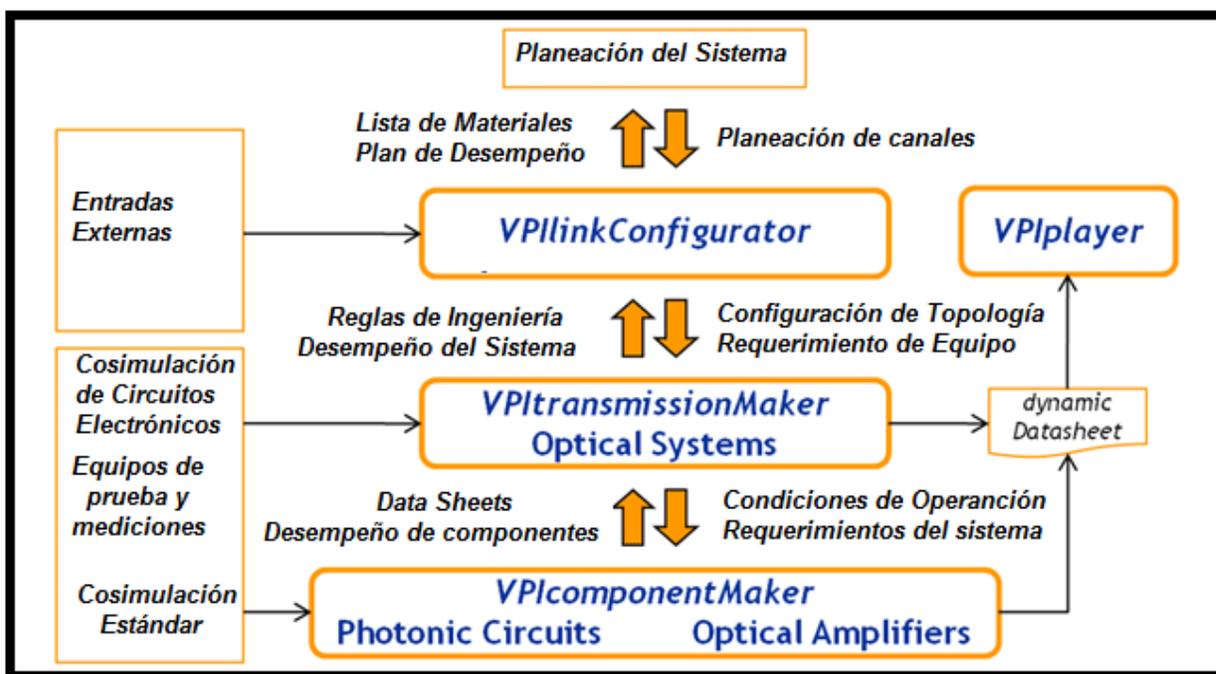


Figura A.1 Integración del diseño de componentes ópticos, diseño de sistemas y configuración de equipo

VPI link Configurator

Permite el ágil diseño de redes ópticas de transporte a través del uso de simulaciones de equipo de medición dentro de un enlace; así como el análisis de cada aspecto del desempeño del enlace. La combinación de una intuitiva presentación gráfica y una poderosa interfaz a base de scripts hacen a esta plataforma una herramienta de análisis y diseño de enlaces totalmente personalizable. Todos los aspectos del proceso de diseño, incluidas las librerías del equipo de medición y las reglas y metodología de la ingeniería del sistema son controladas, lo que permite un diseño uniforme de los enlaces ópticos.

VPI TransmissionMaker Optical Systems

Acelera el diseño de nuevos sistemas fotónicos incluyendo de corto alcance, acceso, metropolitano o sistemas ópticos de largo alcance y permite la actualización de y sustitución de componentes en redes ya existentes.

La combinación de una poderosa interfaz gráfica, un sofisticado y robusto motor de simulación junto con una representación flexible de señales ópticas permite un modelado eficiente de cualquier sistema. La representación en modo de bloques soporta simulaciones precisas y detalladas.

VPI Player

VPIplayer es un motor de simulación de sistemas fotónicos bastante completo. Esta herramienta captura los parámetros del sistema creado con VPItransmissionMaker y realice una simulación que genera resultados en osciloscopios (ópticos y/o eléctricos), analizadores de espectro, histogramas, gráficas XY, etc. Esta herramienta fue la mayormente utilizada en este trabajo para realizar las simulaciones de los sistemas construidos con VPItransmissionMaker.