

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA**  
**SEDE CUENCA**

**CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

Proyecto técnico:

**“SIMULACIÓN DE LA TRANSMISIÓN DE INFORMACIÓN A TRAVÉS FIBRA ÓPTICA CON MODULACIÓN 16-QAM A UNA DISTANCIA DE 10KM Y TASA DE TRANSMISIÓN DE 20GBPS”**

Trabajo de titulación previo a la obtención del título de:

**“Ingeniero Electrónico”**

Autor:

**Brayan Fabián Peñafiel Pinos.**

Tutor:

**Ing. Paul Andrés Chasi Pesantez.**

**Cuenca – 2017**

## **CESIÓN DE DERECHOS DE AUTOR**

Yo, Brayan Fabián Peñafiel Pinos, con documento de identificación N° 0105079750, manifiesto mi voluntad y cedo a la Universidad Politécnica Salesiana la titularidad sobre los derechos patrimoniales en virtud de que soy autor del trabajo de grado intitulado: “Simulación de la transmisión de información a través fibra óptica con modulación 16-QAM a una distancia de 10km y tasa de transmisión de 20Gbps”, mismo que ha sido desarrollado para optar por el título de: Ingeniero Electrónico, en la Universidad Politécnica Salesiana, quedando la Universidad facultada para ejercer plenamente los derechos cedidos anteriormente.

En aplicación a lo determinado en la Ley de Propiedad Intelectual, en mi condición de autor me reservo los derechos morales de la obra antes citada. En concordancia, suscribo este documento en el momento que hago entrega del trabajo final en formato impreso y digital a la Biblioteca de la Universidad Politécnica Salesiana.


A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'Brayan Fabián Peñafiel Pinos', is written over a horizontal dotted line.

Brayan Fabián Peñafiel Pinos.

Cuenca, marzo del 2017

# CERTIFICACIÓN

Yo declaro que bajo mi tutoría fue desarrollado el trabajo de titulación: **“SIMULACIÓN DE LA TRANSMISIÓN DE INFORMACIÓN A TRAVÉS FIBRA ÓPTICA CON MODULACIÓN 16-QAM A UNA DISTANCIA DE 10KM Y TASA DE TRANSMISIÓN DE 20GBPS”**, realizado por **Brayan Fabián Peñafiel Pinos**, obteniendo un **“Proyecto Técnico”** que cumple con todos los requisitos estipulados por la Universidad Politécnica Salesiana.



Ing. Paul Andrés Chasi Pesantez

C.I. 0103652095

Cuenca, marzo del 2017

## DECLARATORIA DE RESPONSABILIDAD

Yo, **Brayan Fabián Peñafiel Pinos**, con número de cédula **0105739015**, autor del trabajo de titulación: “**SIMULACIÓN DE LA TRANSMISIÓN DE INFORMACIÓN A TRAVÉS FIBRA ÓPTICA CON MODULACIÓN 16-QAM A UNA DISTANCIA DE 10KM Y TASA DE TRANSMISIÓN DE 20GBPS**”, certifico que el total contenido de este “**Proyecto Técnico**” es de mí exclusiva responsabilidad y autoría.



Brayan Fabián Peñafiel Pinos.

C.I. 0105079750

Cuenca, marzo del 2017.

## **RESUMEN**

Los sistemas de fibra óptica actuales, buscan mejorar su capacidad de transmisión para una mejor eficiencia en el uso del ancho de banda. Una metodología utilizada para lograr esta mejora, es el uso de modulaciones multidimensionales, como el sistema en amplitud y cuadratura, las cuales permiten un mejor uso del espectro, sin embargo, sus sensibilidades ante los efectos de propagación presentados por el canal de fibra limitan el orden de modulación. Por lo cual existen distintas configuraciones para realizar una misma modulación.

El presente proyecto describe el funcionamiento y modelo de moduladores ópticos cuyas configuraciones de elementos internos permiten la formación de una modulación 16-QAM. Además, se utiliza uno de estos modelos para la comprobación de su funcionamiento mediante un sistema de transmisión cuyo canal de fibra y receptor muestran el comportamiento de la constelación y la señal de luz en distintos puntos de la transmisión.

Para comprobar el modelo y su funcionamiento, se realiza una simulación en base a los modelos presentados, donde un texto es utilizado como fuente de información y es ingresado al sistema, es transmitido por un hilo de fibra mono-modo en la ventana de 1550nm por 10km de distancia y una tasa de 20Gbps, para ser recibido de tal manera que la información de llegada es la misma que la ingresada.

---

# ÍNDICE

---

<b>Índice</b> .....	<b>I</b>
<b>Agradecimientos</b> .....	<b>III</b>
<b>Dedicatoria</b> .....	<b>IV</b>
<b>ANTECEDENTES</b> .....	<b>V</b>
<b>1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA</b> .....	<b>1</b>
1.1. Sistemas de comunicación óptica .....	1
1.2. Modulación digital .....	1
1.3. Sistemas M-QAM .....	1
1.4. Fuente óptica .....	3
1.5. Conversor electro-óptico MZIM. ....	4
1.5.1. Mach-Zehnder Intensity Modulator simple .....	4
1.5.2. Mach-Zehnder Modulator Doble.....	6
1.6. Modelo del canal .....	7
<b>2. SISTEMAS 16-QAM ÓPTICOS</b> .....	<b>9</b>
2.1. Mediante Mach-Zehnder Modulator IQ.....	9
2.2. Mediante Mach-Zehnder Modulator IQ Doble .....	10
2.3. Mediante ecualización en cascada con tres módulos. ....	11
2.4. Mediante sistemas QPSK. ....	12
<b>3. TRANSMISOR</b> .....	<b>15</b>
3.1. Fuente de bits .....	15
3.2. Conversor Serie-Paralelo.....	16
3.3. Conversor electro-óptico .....	16
<b>4. CANAL DE FIBRA</b> .....	<b>23</b>
<b>5. RECEPTOR</b> .....	<b>25</b>
5.1. Amplificación y filtrado. ....	25
5.2. Corrección de fase.....	26
5.3. Conversor óptico-eléctrico .....	27
5.4. Demodulación .....	28
5.5. Conversor paralelo a serie .....	28
5.6. Conversor binario a código ASCII .....	29
<b>6. SIMULACIÓN</b> .....	<b>31</b>

6.1. Parámetros.....	31
6.2. Conversión eléctrica-óptica.....	32
6.3. Función Tx.m.....	32
6.4. Canal.....	33
6.5. Conversión óptica-eléctrica.....	34
6.6. Demodulación.....	34
<b>CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....</b>	<b>35</b>
<b>APÉNDICES.....</b>	<b>37</b>
APÉNDICE A.....	37
<b>REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>53</b>

---

## AGRADECIMIENTOS

---

*Agradezco a Dios Padre por colocarme y acompañarme durante mi caminar dentro de la Universidad, ya que, gracias a Él, he culminado esta etapa de mi vida y comienzo una nueva junto a Él.*

*Agradezco también a mi padre el Ing. Wilson Peñafiel Palacios, por su amor y consejo, paciencia y ayuda dentro y fuera de lo académico. Ya que no he sido un modelo de hijo ni de estudiante, pero al paso del tiempo por la Universidad he cambiado estas dos últimas características.*

*A mi madre Gladys Pinos Beltrán le doy gracias por cada vez que me recordó mis obligaciones y metas, por decirme que no debo rendirme.*

*Agradezco a mi hermano Alexánder por ayudarme con las gráficas vectorizadas de mis trabajos.*

*Y finalmente agradezco a la Universidad Politécnica Salesiana por recibirme como su estudiante por todos estos años, y culminar mis estudios dentro del área que me apasiona y entusiasma.*

*Brayan Fabián Peñafiel Pinos.*

---

## DEDICATORIA

---

Este trabajo es realizado para el grupo de investigación GITEL, el cual busca soluciones dentro de los sistemas actuales de nueva generación para la comunicación.

*Brayan Fabián Peñafiel Pinos.*

### ANTECEDENTES.

La idea nace tras revisar [1], ya que el estudio de los efectos de propagación que actualmente limitan el rendimiento de las redes de comunicación ópticas, permite la aplicación de técnicas que aumentan la capacidad, tales como la modulación de fase óptica y la compensación de procesamiento de señal digital. Analizando los efectos de propagación como: ruido, filtrado, dispersión y la no linealidad, ya que estos limitan la tasa de bits y alcance [2].

Para modelar los efectos de la dispersión y no linealidad en la fibra óptica, en [3] propone utilizar la ecuación NLSE, Non linear Schrödinger Equation, que puede ser resuelta por un método analítico [4] o numérico con la SSF, Split-Step Fourier Transform, método que funciona en el tiempo [5] y en el dominio de la frecuencia [6]. Siendo SSF el más utilizado por su bajo tiempo de cálculo.

Varias investigaciones se han realizado respecto a los efectos de propagación, por ejemplo, [6] realiza el análisis de la dispersión y las no linealidades para señales moduladas en fase, PM, e intensidad, IM, resolviendo la NLSE con SSTD, Split-Step Time Domain y comparando los resultados con los del método analítico. El error relativo obtenido con respecto al método analítico, considerando solo el efecto Kerr, que compara a 10 pulsos de ingreso al considerar únicamente la dispersión con IM, fue inferior al 1%, mientras que en PM fue de 7%, de la misma manera al considerar únicamente el efecto Kerr, se obtuvieron valores inferiores al 1%, dentro de las tasas 1.25/ 2.5/40/100 Gbps.

Por otro lado, en [1], se realiza el análisis de la dispersión y efecto Kerr para una fibra mono-modos y  $\lambda = 1550\text{nm}$ , a diferentes tasas de bits, obteniendo resultados reveladores en el BER a una distancia de 40 km con una tasa de bits de 40 Gbps, para IM y PM, con valores de BER cercanos a  $10^{-2}$  en comparación a distancias de 20 km donde el valor del BER es pequeño, cercano a  $10^{-8}$ .

Dentro de [7] se presenta la simulación de la generación y transmisión de un sistema DQPSK, Differential Quadrature Phase-Shift Keying, desplazamiento diferencial de fase, mediante el uso de un MZIM, Mach-Zehnder Intensity Modulator, para formar el sistema RoF, Radio-Over-Fiber.

---

## CAPÍTULO 1

---

### 1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

#### 1.1. Sistemas de comunicación óptica

Estos sistemas presentan transmisiones de información mediante el uso de ondas de luz cuya longitud de onda,  $\lambda$ , se encuentra en el orden de los nanómetros. Transportan información a gran velocidad, 1-100Gbps, desde unos pocos metros hasta 10000 kilómetros en mono-modo [8]. Su estructura de transmisión consiste en una fuente de luz, seguido de un modulador, el cual se encarga de introducir la información dentro del haz de luz producido por la fuente. El canal por el cual se propaga esta señal es un dieléctrico conocido como fibra óptica. La fibra óptica presenta condiciones de propagación en ciertos valores  $\lambda$ , estos valores se conocen como ventanas de propagación, siendo la más utilizada la ventana de los 1550nm [9].

#### 1.2. Modulación digital

Este método consiste en agrupar los bits de información en valores complejos conocidos como símbolos y enviarlos por una portadora analógica. Con esto, la velocidad de transmisión se multiplica por el número de bits que cada símbolo representa. Teniendo como resultado el envío de M bits por cada pulso generado.

Una desventaja de la modulación digital, es el incremento del BER [10], debido a que la pérdida de un símbolo significa la pérdida de varios bits dependiendo del nivel M-ary en el que se esté trabajando [11]. Actualmente existen diferentes algoritmos y técnica de modulación digital, siendo las más utilizadas PSK/FSK/QAM, Phase shift Keying/Frecuency Shift Keying/Quadrature Amplitud Modulation, en sistemas M-ary de 2-255 [12].

#### 1.3. Sistemas M-QAM

El sistema M-ary para modulación de amplitud en cuadratura, genera M posibles valores de la señal definidas por  $2^{k/2}$  valores posibles para Q y  $2^{k/2}$  valores para I. Donde k, representa el número de bits agrupados para formar el nivel del sistema, M, como se describe en (1). Q e I son los coeficientes que definen el valor de amplitud y cuadratura dentro del sistema, el cual se representa en (2) como una respuesta de un filtro pasa-banda [13].

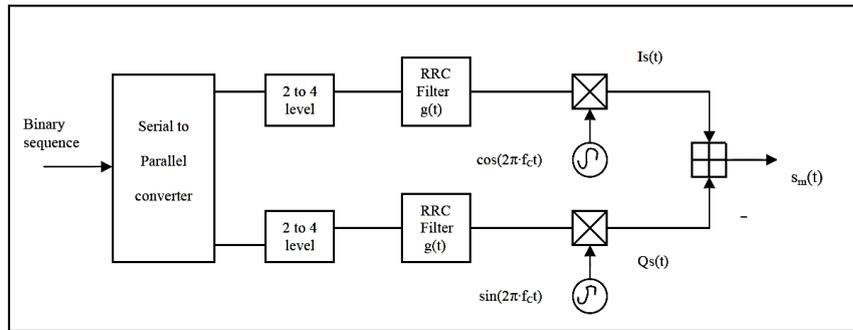


Fig. 1: Esquema modulador 16-QAM [13].

La Figura 1 presenta un esquema típico de un modulador 16-QAM, compuesto de un conversor serie-paralelo, encargado de dividir los bits y convertirlos en valores con niveles de  $\pm 1$  y  $\pm 3$  de amplitud, estos valores se definen como símbolos, trabajando sobre dos portadoras moduladoras. Los pulsos se obtienen mediante el filtrado del flujo de símbolos en banda base mediante el uso de un filtro RRC, Root Raised Cosine, y colocándolas sobre las portadoras [13].

$$M = 2^k \tag{1}$$

$$s_m(t) = A_m^I \cdot g(t) \cdot \text{Cos}(2\pi f_c t) - A_m^Q \cdot g(t) \cdot \text{Sen}(2\pi f_c t) \tag{2}$$

Donde:

- $s_m(t)$ , es el valor correspondiente para m símbolo.
- $A_m$ , es el valor de amplitud correspondiente en I o Q para el símbolo m.
- $f_c$ , es la frecuencia de la portadora.
- $g(t)$ , representa el valor real del pulso.

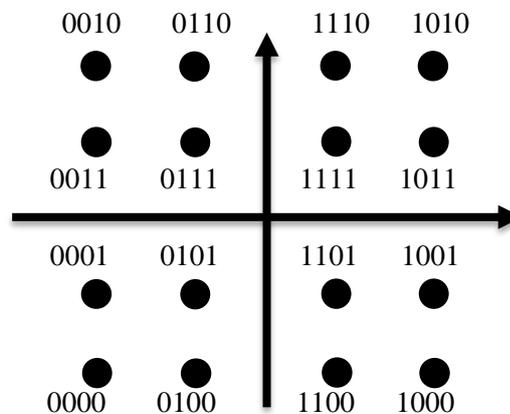


Fig. 2: Constelación 16-QAM rectangular [14].

## CAPÍTULO 1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

La Figura 2 representa la constelación para un sistema 16-QAM rectangular y codificación gray [14], éste describe los valores de posición para cada símbolo posible dentro del plano bidimensional, esta codificación difiere solo un valor con respecto al anterior, de manera que facilita la corrección de errores.

**Tabla 1. Lista de símbolos en 16-QAM.**

Decimal	Binario	Símbolo
0	0000	-3-3j
1	0001	-3-j
2	0010	-3+3j
3	0011	-3+j
4	0100	-1-3j
5	0101	-1-j
6	0110	-1+3j
7	0111	-1+j
8	1000	3-3j
9	1001	3-j
10	1010	3+3j
11	1011	3+j
12	1100	1-3j
13	1101	1-j
14	1110	1+3j
15	1111	1+j

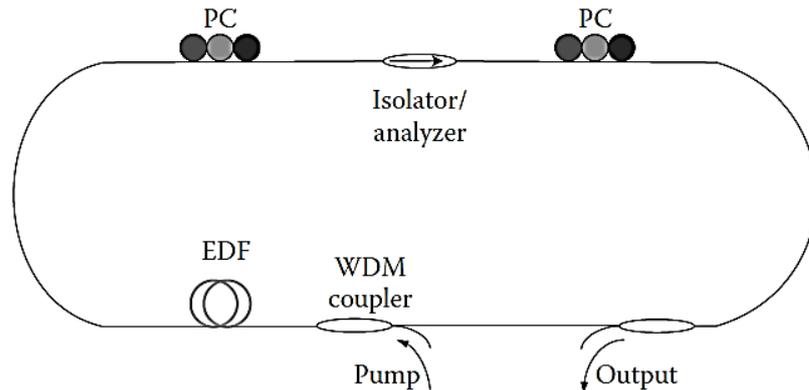
La distribución de cada uno de los símbolos puede observarse dentro de la Tabla 1.

### 1.4. Fuente óptica

Dentro de [15], se presenta un modelo de laser TI, titanio-zafiro, en modo bloqueo activo, utilizado como fuente óptica dentro de moduladores en sistemas ópticos. Este sistema consiste en un anillo de fibra cerrado, donde un pulso es formado mediante la repetición y saturación en la amplificación del mismo al recorrer el anillo.

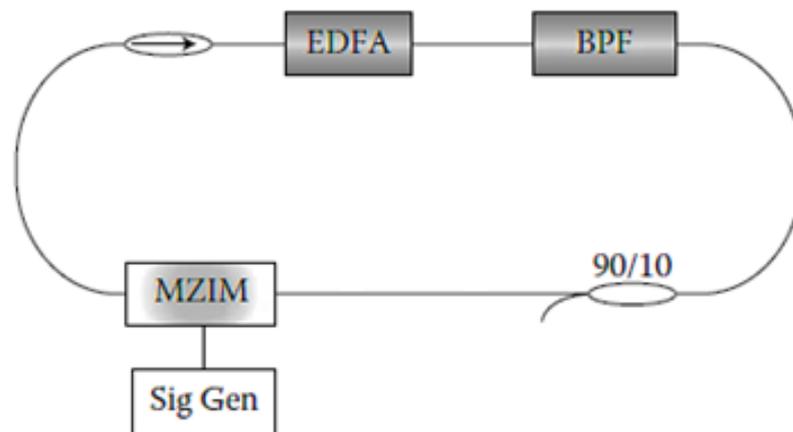
Los sistemas de bloqueo presentan dos tipos de configuración: pasiva, cuyo esquema se observa en la Figura 3. En la configuración pasiva no existe ninguna influencia de una RF,

radio frecuencia, externa, utilizando una línea de EDF, Erbium-doped fiber, y una PC, Polarization controller. Encargada de maximizar el acople de las ondas de luz [16].



**Fig. 3: Láser en modo bloqueo pasivo para un sistema WDM [17].**

La configuración de tipo activo, incluye en su esquema un modulador de fase, amplitud o frecuencia que introduce una señal de RF al pulso generado dentro del sistema. Un ejemplo de esta configuración se puede apreciar dentro de la Figura 4, que representa un sistema activo mediante una EDFA, Erbium-doped fiber amplifier, que amplifica al pulso en cada vuelta y un BPF, Bandpass filter, para el uso de la longitud de onda correcta [16].



**Fig. 4: Láser en modo bloqueo activo con un Modulador de Intensidad Match-Zehnder [17].**

## 1.5. Conversor electro-óptico MZIM.

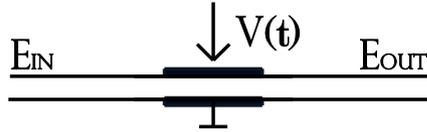
### 1.5.1. Mach-Zehnder Intensity Modulator simple

El MZIM, Mach-Zehnder Intensity Modulator, es un dispositivo cuya estructura se basa en habitaciones paralelas compuestas por materiales electro-ópticos que conforman un

## CAPÍTULO 1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

interferómetro de Mach-Zehnder, que abraza una guía de onda óptica, modelo que se aprecia dentro de la Figura 5.

Las habitaciones paralelas se componen de cristales o semiconductores, con la finalidad de reflejar o transmitir un porcentaje del haz de luz ingresado [18]. Al polarizar con voltaje a los compuestos electro-ópticos, los porcentajes de reflexión y transmisión varían, generando un cambio de fase en la señal de salida con respecto a la ingresada, lo que forma un modulador de fase.



**Fig. 5: Modelo del MZIM simple.**

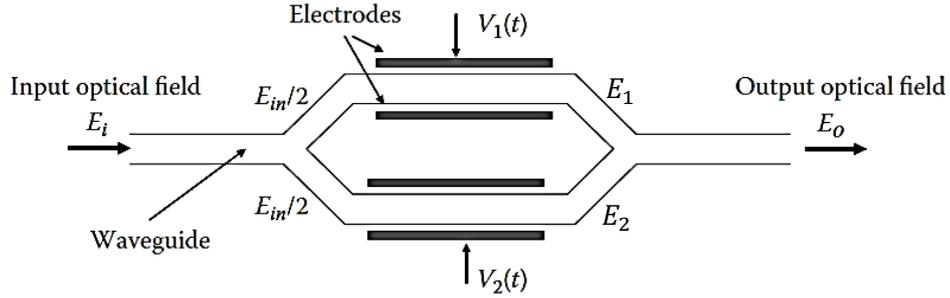
Los moduladores ópticos, se fabrican de InP/Si/GaAs/LiNbO<sub>3</sub>, Fosforo de Indio/Silicio/Arseniuro de Galio/Niobato de Litio [19]. Este último es el más utilizado en la actualidad, por ser un cristal semiconductor cuya característica foto-refractiva producida por el efecto Pockels [20], que inducen un cambio en los índices de refracción al introducir una señal eléctrica dentro de la guía de onda óptica.

$$E_{out}(t) = E_{in} \left( 1 + e^{-j\pi \left[ \frac{V(t)+V_{bias}}{V_{\pi}} \right]} \right) \quad (3)$$

En (3), se describe la señal generada por un MZIM simple, compuesto de LiNbO<sub>3</sub>, siendo:

- $V(t)$  es la tensión de polarización del electrodo.
- $E_{out}(t)$  es la señal óptica de salida.
- $E_{in}$  es la señal óptica de ingreso.
- $V_{bias}$  es la tensión de polarización del modulador.
- $V_{\pi}$  representa la tensión necesaria para alcanzar el cambio de fase.

### 1.5.2. Mach–Zehnder Modulator Doble



**Fig. 6: Modelo de construcción DD-MZM, Dual Drive MZM [14].**

Tal como se aprecia en la Figura 6, una señal óptica de ingreso  $E_i$ , se divide en dos guías de onda ópticas, cada una compuesta por un interferómetro simple. Dentro de cada habitación se produce una interferencia en la señal  $E_{in}/2$  por medio de los electrodos externos, este efecto se produce en cada parte del camino que al llegar al final se complementan formando  $E_o$  que contiene la información producida por  $V_1(t)$  y  $V_2(t)$  [19].

La señal envolvente generada en cada guía del dispositivo se expresa en (3), se complementa en la salida, siendo (4) el valor resultante  $E_o$  presentados en la Figura 5, cuyo sistema dual drive en arreglo push-pull utiliza a  $V_1(t)$  y  $V_2(t)$  como tensiones piloto y estas son inversas la una con la otra para eliminar el efecto de chirp producido al modular la portadora de luz [14].

$$E_o(t) = E_i \cdot \cos \left[ \frac{\pi V(t) + V_{bias}}{2 V_\pi} \right] \quad (4)$$

En (5) se expresa la función de transferencia general propuesta en [21] para el MZIM de LiNbO3 en velocidades menores a 40GHz.

$$T(t) = 1 + \cos \left( \pi \frac{V_{bias} + V_m \sin(\omega_m t)}{V_\pi} \right) \quad (5)$$

Mientras que en (6) se presenta la función de transferencia para el MZIM compuesto por InP, que trabaja a velocidades mayores a los 40GHz [19].

$$E_o(V_1, V_2) = \sqrt{S_1 S_2} \cdot e^{-\left[ \frac{\alpha V_1 \lambda}{2 L_1} \right]} \cdot e^{i[-\Delta\phi(V_1 \lambda) \cdot (L_1 - \delta_1)]} + \sqrt{(1 - S_1)(1 - S_2)} \cdot e^{-\left[ \frac{\alpha V_2 \lambda}{2 L_2} \right]} \cdot e^{i[-\Delta\phi(V_2 \lambda) \cdot (L_2 - \delta_2)]} \quad (6)$$

- $S_1$  y  $S_2$  representan el radio de potencia en el electrodo 1 y 2 respectivamente.
- $L_1$  y  $L_2$  son las longitudes de interacción óptica del electrodo 1 y 2 respectivamente.

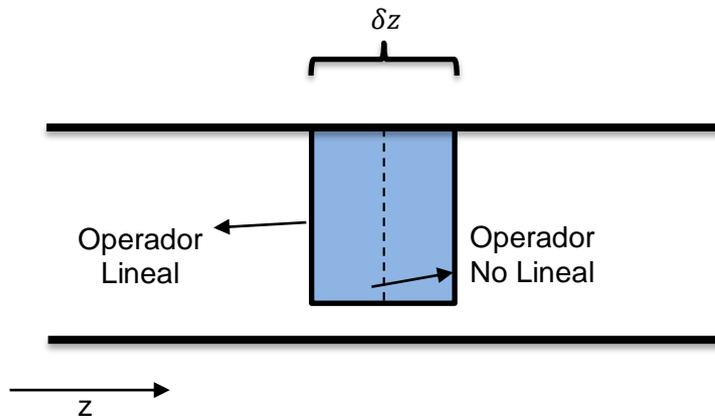
## CAPÍTULO 1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

- $V_1$  y  $V_2$  son los valores de tensión aplicados en los electrodos.
- $\delta_1$  y  $\delta_2$  son las compensaciones de fase.

$\Delta\phi$  es el desplazamiento de fase por micrómetro para una polarización de tensión negativa aplicada a los electrodos de cambio de fase.

### 1.6. Modelo del canal

Para generar el modelo del canal óptico, se utiliza la NSLE, Non linear Schrödinger Equation, para predecir el comportamiento de propagación de la señal óptica, mediante un método numérico o una solución analítica [1]. Para el caso del método numérico, el SSFM, Split-Step Fourier Method, simétrico descrito por (7), analiza la propagación por el eje Z del canal de fibra dividiendo el trayecto en saltos definidos como  $\delta z$ , dentro de  $\delta z$  se toma medio segmento para el caso del operador lineal y la segunda mitad como el operador no lineal, expresados en (8) y (9) respectivamente. Tal como se describe en la Figura 7.



**Fig. 7: Sistema SSFM simétrico.**

$$\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N})A(z,t) \quad (7)$$

$$\hat{D} = j \left( \frac{\beta_2}{2} \omega^2 - \frac{\beta_2}{2} \omega^3 \dots \right) \quad (8)$$

$$\hat{N} \approx \frac{[\bar{N}(z) + \bar{N}(z+z)]\Delta z}{2} \quad (9)$$

Siendo:

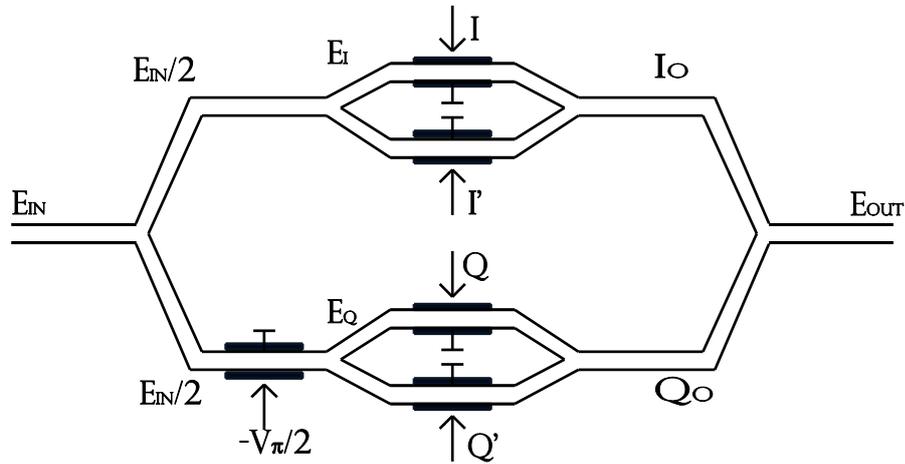
- $A(z, t)$  la amplitud de la envolvente del haz de luz.
- $\hat{D}$  es el operador lineal descrito en (8).
- $\hat{N}$  es el operador no lineal expresado por (9).

## CAPÍTULO 1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

---

**CAPÍTULO 2**

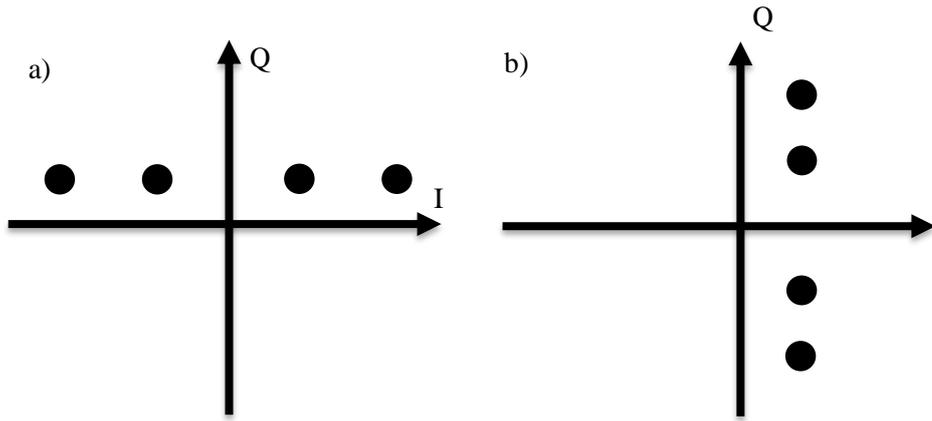

---

**2. SISTEMAS 16-QAM ÓPTICOS**
**2.1. Mediante Mach–Zehnder Modulator IQ**

**Fig. 8: Sistema IQ-MZM.**

Dentro de la Figura 8, se presenta el esquema de funcionamiento del modulador IQ, siendo  $E_{in}$  la señal de entrada al sistema, la cual es dividida en dos guías paralelas con un DD-MZM en su extremo. La guía de onda óptica inferior presenta un modulador de fase configurado para generar un cambio de  $-90^\circ$  en la señal.

Cada DD-MZM recibe en sus electrodos la señal correspondiente a  $I/I'/Q/Q'$ , generando cuatro valores de fase correspondientes a los valores de los bits ingresados en un DD-MZM [22].

Las guías correspondientes a  $E_Q$  y  $E_I$  generan el cambio de amplitud y fase correspondientes, dentro de la Figura 9 a), se observa los valores de cambio en el pulso formados por el primer DD-MZM correspondientes a  $E_I$ , donde los resultados se desplazan dentro del eje I, mientras que en la Figura 9 b), se tienen los resultados de  $E_Q$  y su desplazamiento dentro del eje Q. Al combinar los resultados de ambos DD-MZM y obtener  $E_{OUT}$ , se forma una constelación rectangular presentada en la Figura 2.



**Fig. 9: Constelación formada por modulador IQ-MZM en: a)  $E_I$ , b)  $E_Q$  [23].**

Las señales ingresadas en los electrodos,  $V_1(t)$  y  $V_2(t)$ , son de dos tipos, binarias, Gbps, codificadas en NRZ bipolar, No Return to Zero bipolar, o radiofrecuencias, GHz, con tensiones continuas de compensación para definir la amplitud variante del sistema. Su configuración es de tipo push-pull y el  $V_{bias}$  se encuentra en el punto nulo  $\pi$ , la función de transferencia de un DD-MZM se describe en (7) [23]. Esta también se utiliza para el sistema del segundo DD-MZM, solo que su ingreso posee un modulador de fase.

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}}{2} \left( e^{j\left[\frac{V_1(t)\pi + V_{bias}}{V\pi} + \frac{V_{bias}}{2}\right]} + e^{-j\left[\frac{V_2(t)\pi + V_{bias}}{V\pi} + \frac{V_{bias}}{2}\right]} \right) \quad (10)$$

## 2.2. Mediante Mach–Zehnder Modulator IQ Doble

Esta configuración, es similar en funcionamiento al anterior, con la diferencia que al introducir el mismo valor de tensión en un DD-MZM, se elimina el chirp producido por la portadora [24]. También se coloca al modulador de fase a la salida de la señal  $V_Q$ . El esquema de este método se observa dentro de la Figura 10.

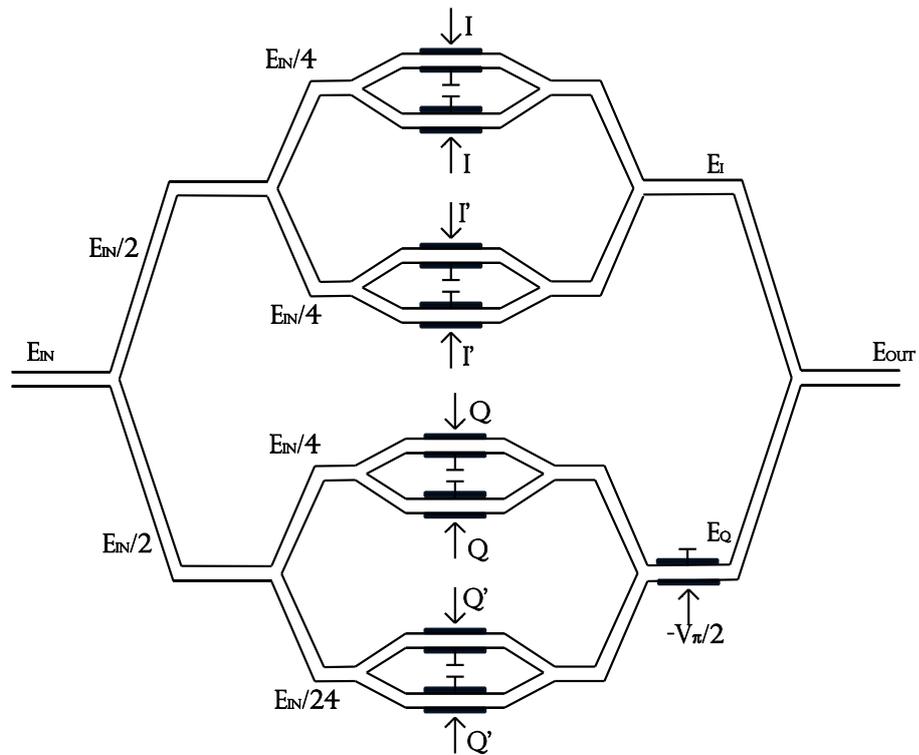


Fig. 10: Modulador IQ doble.

Este tipo de modulador se compone por InP y en [25] se presenta al sistema junto a una modulación PDM, para aumentar la eficiencia de la transmisión generando una velocidad de 86Gbps en su transmisión.

### 2.3. Mediante ecualización en cascada con tres módulos.

Esta configuración, descrita en la Figura 11, se compone de tres etapas en cascada conformada por MZM y PM. La primera etapa está compuesta por dos DD-MZM paralelos, MZM1 y MZM2. La segunda etapa se compone de un tercer DD-MZM, mientras que la tercera etapa está formada por un modulador de fase, PM.

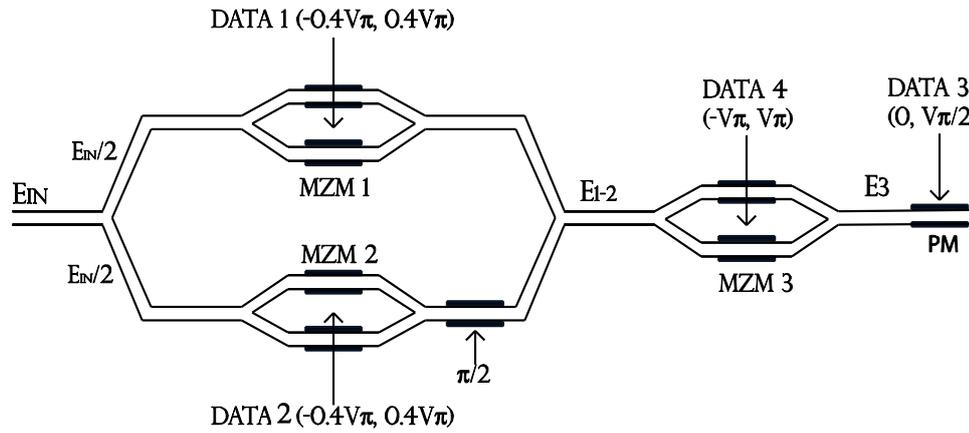


Fig. 11: 16-QAM mediante configuración en cascada de tres etapas [26].

Dentro de la etapa 1 se utiliza un  $V_{Bias} = \pi/2$  al cual se le ingresa los datos piloto 1 y 2, generando cuatro posibles combinaciones  $E_{1-2}$ , vista en la Figura 12 a), dentro de la segunda etapa se invierte el sentido de  $E_{1-2}$  en  $180^\circ$ , generando la Figura 12 b). Finalmente se obtiene la constelación completa en la tercera etapa, que se encarga de cambiar la fase en  $90^\circ$  [26], generando la constelación vista en la Figura 2.

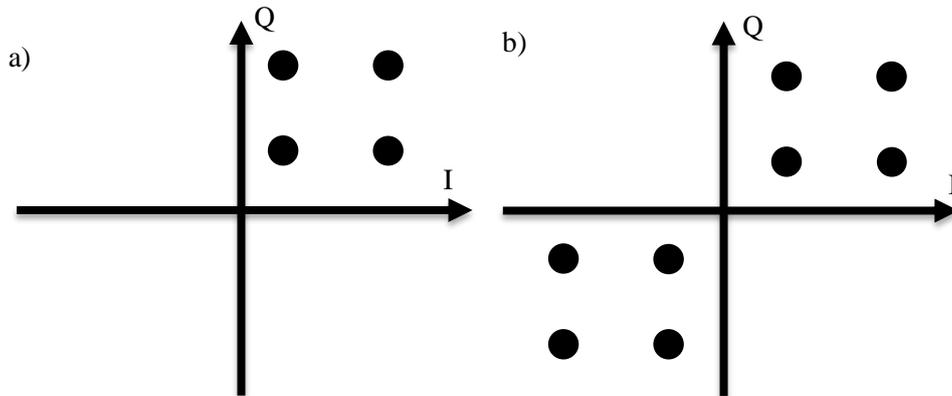


Fig. 12: Formación de la constelación para equalización de tres módulos en:  
a) Etapa 1. b) Etapa 2 [26].

## 2.4. Mediante sistemas QPSK.

Este tipo de configuración, representado en la Figura 13, se forma mediante el uso de una modulación QPSK, Quadrature Phase Shift Keying, y una compensación, offset, dentro de un primer modulador, PM1, que genera un sistema 4-QAM estrella, visto en la Figura 14 a). Mientras que un segundo modulador, PM2, se encarga de mover la fase de la señal en  $90^\circ/180^\circ/-90^\circ/0^\circ$ , completando la constelación [22] diagrama presentado en la Figura 14 b).

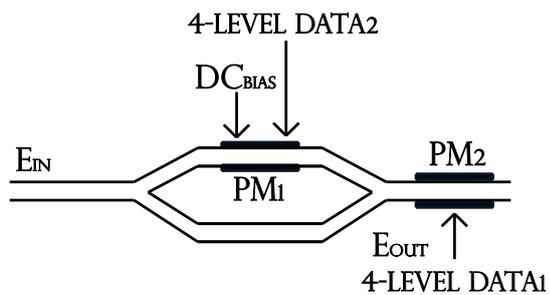


Fig. 13: Modulador 16-QAM monolítico [22].

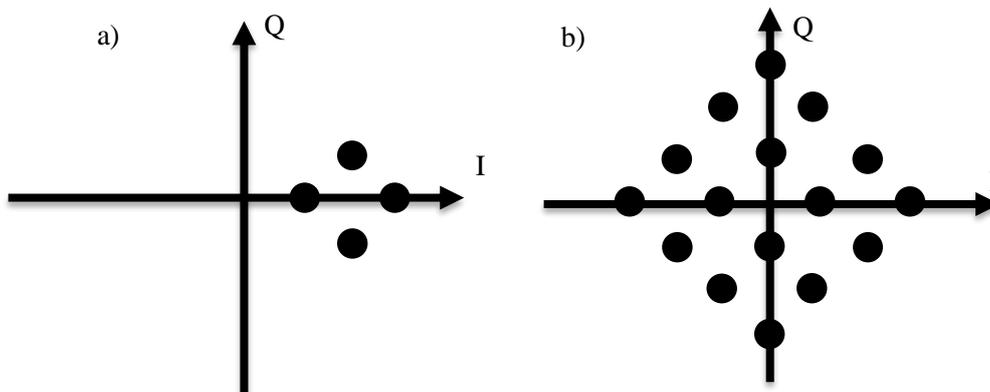


Fig. 14: Constelación sistema en estrella: a) QPSK con offset. b) 16-QAM monolítico [22].

## CAPÍTULO 4. CANAL DE FIBRA

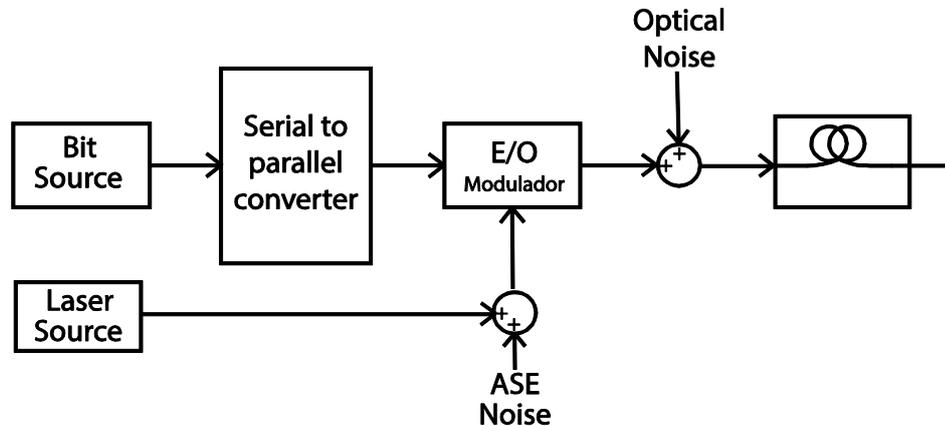
---

## CAPÍTULO 3

---

### 3. TRANSMISOR

Dentro de esta sección se describe de manera detallada el sistema transmisor presentado en la Figura 15.



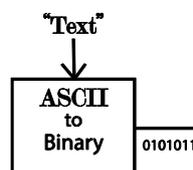
**Fig. 15: Diagrama de simulación.**

Cada bloque representa una etapa definida por una fuente de bits que ingresan en un conversor serie-paralelo para el manejo de bits, simultáneamente la fuente laser se encarga de alimentar al modulador E/O, Electro-Óptico, que combina la información dentro de un pulso de luz y es transmitido por una fibra mono-modo.

El código fuente de la simulación se encuentra dentro del Apéndice A como “QAM16.m”.

#### 3.1. Fuente de bits

La fuente propuesta y representada en la Figura 16, se compone de una cadena de texto en código ASCII, esta cadena se compone por la frase “Simulación de una transmisión 16-QAM por fibra óptica.” y esta se repite y convierte en una cadena de 2048 bits mediante la separación de cada letra para ser reemplazada por su octeto binario agrupados de manera continua para formar la cadena.



**Fig. 16: Esquema fuente de bits.**

### 3.2. Conversor Serie-Paralelo

En esta etapa se ingresa la cadena de bits y es separada en cuartetos mediante un divisor de bits, el cual define a los bits como  $Q/Q'/I/I'$ , para enviarlos, siendo representados como  $Q(t)$  y  $I(t)$  respectivamente [13]. Tal como se presenta en la Figura 17.

Los valores de  $I(t)$  representan las cuatro combinaciones posibles para la amplitud descritas por (1). Mientras que  $Q(t)$  es el equivalente de combinaciones para los valores de fase en la constelación.

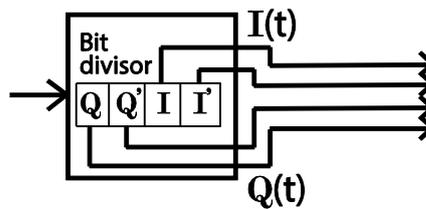


Fig. 17: Sistema divisor de bits

### 3.3. Conversor electro-óptico

El sistema conversor se compone de un MZIM configurado en modo bloqueo mediante un láser, como fuente óptica, un filtro pasa banda, para reducir el ruido generado por la configuración de bloqueo y un amplificador óptico, como se observa en la Figura 18, dentro de un anillo de fibra, definido por los bloques que se encuentran dentro de la línea de color rojo, donde se forma un pulso luminoso mediante la señal ingresada.

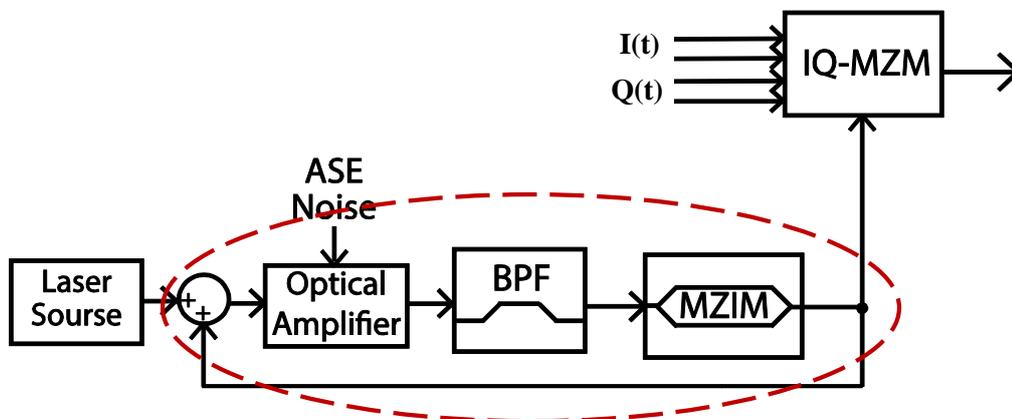


Fig. 18: IQ-MZM alimentado por un MZIM en modo bloqueo y las señales Q e I.

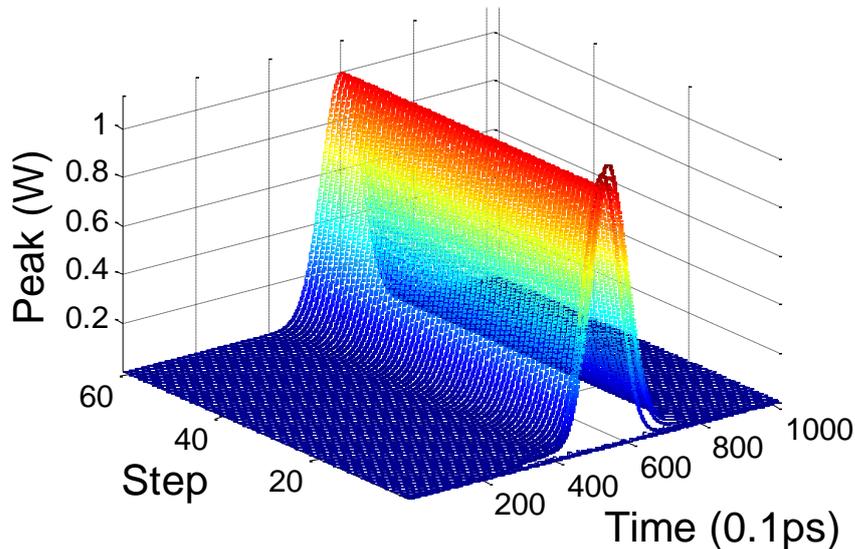
## CAPÍTULO 4. CANAL DE FIBRA

El proceso inicia con una señal compuesta de ruido gaussiano que empieza a circular por el anillo de fibra y entrar dentro de un OA, amplificador óptico, encargado de aumentar la potencia de la señal que recorre el anillo de fibra. Este amplificador, agrega ASE Noise, ruido debido a la emisión espontánea amplificada, por lo que es necesario colocar un filtro pasa-banda dentro del anillo que recorre la señal.

El ASE Noise, Amplified Spontaneous Emission, es el ruido generado por el sistema de bombeo producido en la fuente laser en cada vuelta que recorre el pulso por el sistema de bloqueo [27].

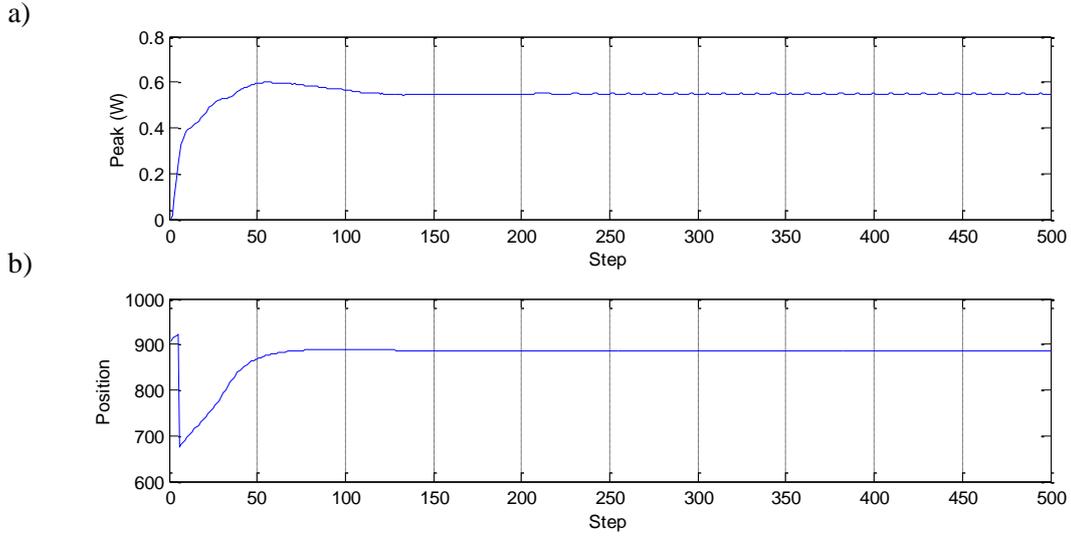
El BPF es un filtro gaussiano de primer orden y 1.2nm o 150GHz de ancho de banda, generando una señal de menor ruido y potencia, compensado el ASE Noise y la posible saturación obtenida por el paso del pulso dentro del amplificador y entrar en el MZIM.

EL MZIM se encarga de generar un pulso de luz simple mediante (5). La evolución del pulso dentro del sistema de bloqueo se observa en la Figura 19 que toma un valor cada 50 vueltas, para poder representar al pulso de manera continua.



**Fig. 19: Evolución de un pulso de luz en sistema de bloqueo.**

Para el caso de la formación del pulso, se observa dentro de la Figura 20, como la amplitud y la posición del pulso se estabilizan dentro de la iteración 200, por lo que se toma el pulso generado dentro de esta vuelta dentro del anillo de fibra ya que presenta una estabilidad pasada.



**Fig. 20: Estabilidad del pulso en: a) Pico máximo. b) Posición.**

Además, se observa que a partir de la vuelta 200, en el sistema de bloqueo, se presenta la variación en la amplitud máxima del pulso debido a la influencia del ASE. Dicho esto, el pulso generado se toma dentro de la iteración 500 y este es el valor que ingresa dentro del modulador IQ-MZM.

EL IQ-MZM, se encarga de utilizar los valores de la salida del divisor de bits y los incorpora dentro del pulso de luz generado en el sistema de bloqueo mediante (10) para cada brazo del MZM. Debido a que existe una diferenciación entre los bits de ingreso en cada brazo del MZM, el brazo superior es manejado por una tensión  $V_H$ , mientras que el brazo inferior está definido por  $V_L$ . Estas dos tensiones piloto,  $V_H$  y  $V_L$ , son señales NRZ bipolares, mientras que  $V_{bias} = \pi$ , es decir se configura en el punto nulo, convirtiendo a (10) en (11).

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}}{2} \left( e^{j\left[\frac{V_1(t)\pi}{V\pi} + \frac{V_{bias}}{2}\right]} + e^{-j\left[\frac{V_2(t)\pi}{V\pi} + \frac{V_{bias}}{2}\right]} \right) \quad (10)$$

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}}{2} \left( e^{j\left[\frac{\pm V_H\pi}{2V\pi} + \frac{\pi}{2}\right]} + e^{-j\left[\frac{\pm V_L\pi}{2V\pi} + \frac{\pi}{2}\right]} \right) \quad (11)$$

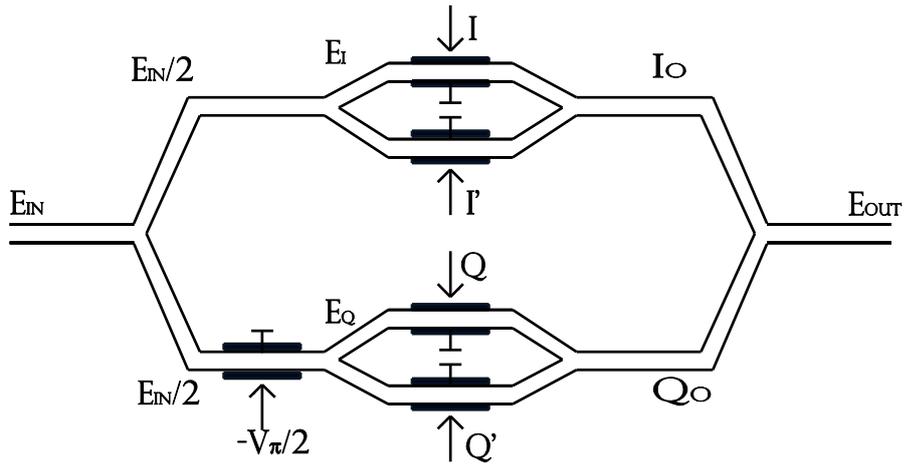


Fig. 8: Sistema IQ-MZM.

Siguiendo el esquema de la Figura 8, se utiliza el pulso final generado por el sistema de bloqueo, observado dentro de la Figura 21 a), que ingresa al IQ-MZM como la señal  $E_{IN}$ , mientras que en la Figura 21 b) se presenta las señales  $E_I$ ,  $E_Q$ . Donde se muestra el cambio de fase producido por el PM en la entrada de  $E_Q$ , invirtiendo los valores real e imaginario en presencia del cambio de fase en  $-90^\circ$ .

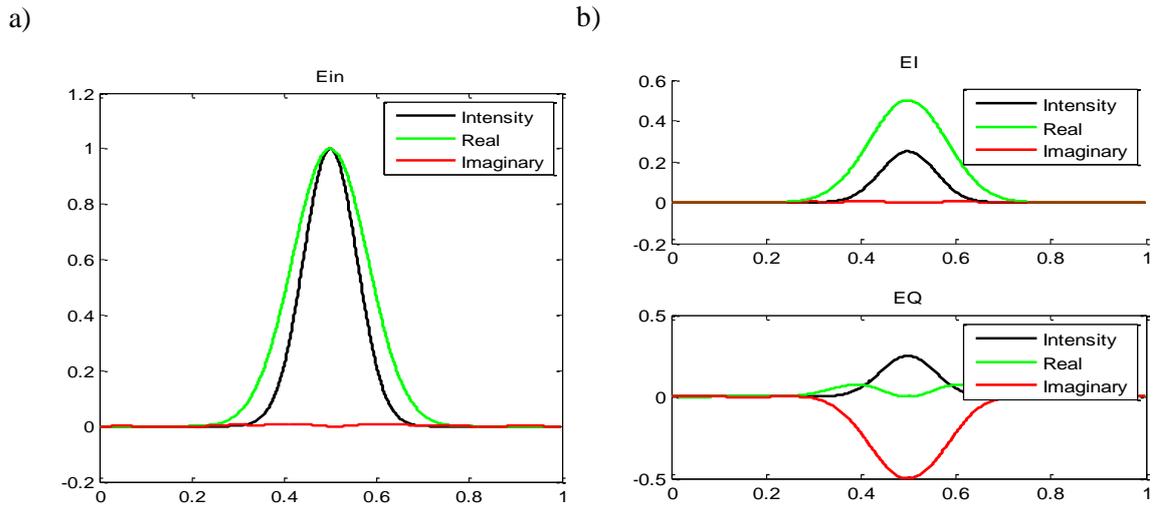
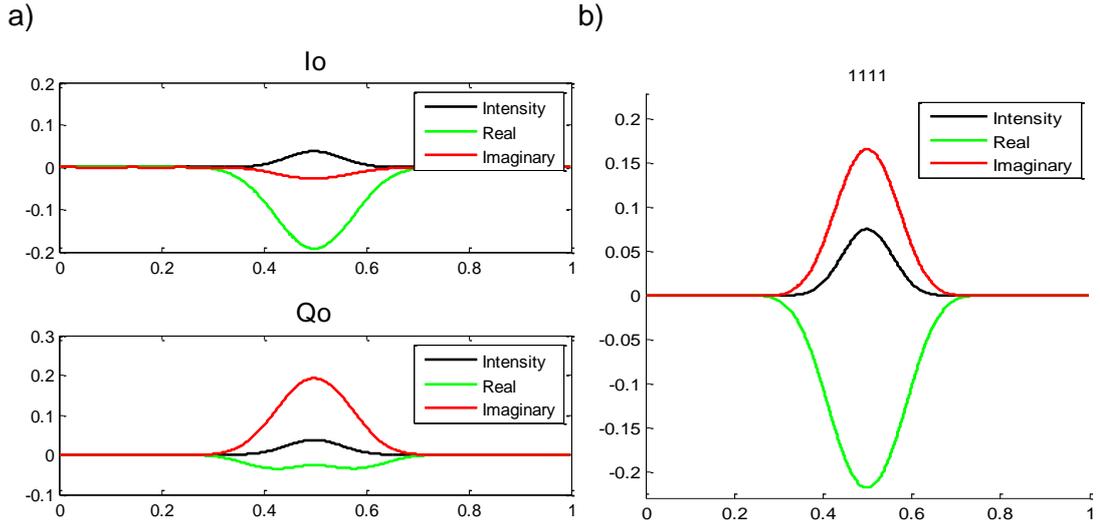


Fig. 21: Pulso generado: a) Ingreso,  $E_{IN}$ . b) Señal  $E_I$ ,  $E_Q$ .



**Fig. 22: Pulso generado: a) La salida del MZM en I, Q. b) Señal resultante Eo.**

Una vez que  $E_I/E_Q$  ingresan dentro del MZM respectivo, estos son modulados respecto a los valores de bits ingresados en sus electrodos,  $I/ I'$ ,  $Q/ Q'$ , Dentro de la Figura 22 a) se presenta el ejemplo del pulso producido dentro de los para los valores 1/1/1/1 como bits de ingreso, obteniendo un cambio para las entradas respectivas formando a  $I_o/Q_o$ .

La señal  $E_{OUT}$  es generada mediante la combinación de  $I_o/Q_o$ , formando el pulso resultante presentado en la Figura 22 b), para los valores 1/1/1/1 como bits de ingreso.

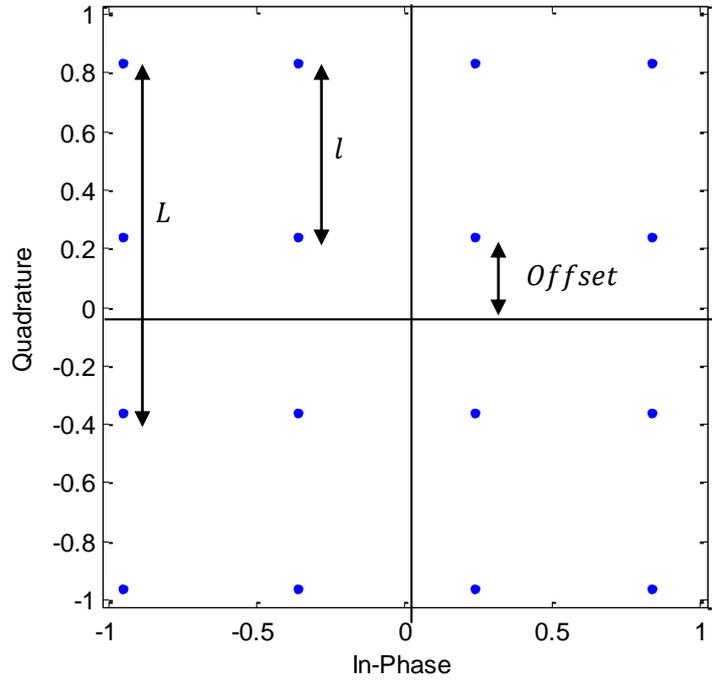
Siguiendo el principio de funcionamiento del IQ-MZM propuesto en [23], se configura al IQ-MZM para formar cuatro puntos equidistantes dentro de cada brazo. Dentro de la Figura 23 se encuentra la constelación resultante y las distancias necesarias para que esta sea rectangular.

$$Offset = Sen\left(\pi \frac{V_H+V_L}{4V_\pi}\right) Sen\left(\pi \frac{V_H-V_L}{4V_\pi}\right) \quad (12)$$

Para la distancia entre el eje de constelación y el punto más cercano, definido como  $Offset$ , se determina mediante (12). Mientras que la distancia entre cada símbolo se define como  $l$  y este valor depende directamente de  $V_L$  como se define en (13), mientras que  $L$  se define mediante (14) y depende de  $V_L$ .

$$l = 2 \text{Sen} \left( \pi \frac{V_L}{2V_\pi} \right) \quad (13)$$

$$L = 2 \text{Sen} \left( \pi \frac{V_H}{2V_\pi} \right) \quad (14)$$



**Fig. 23: Constelación formada.**

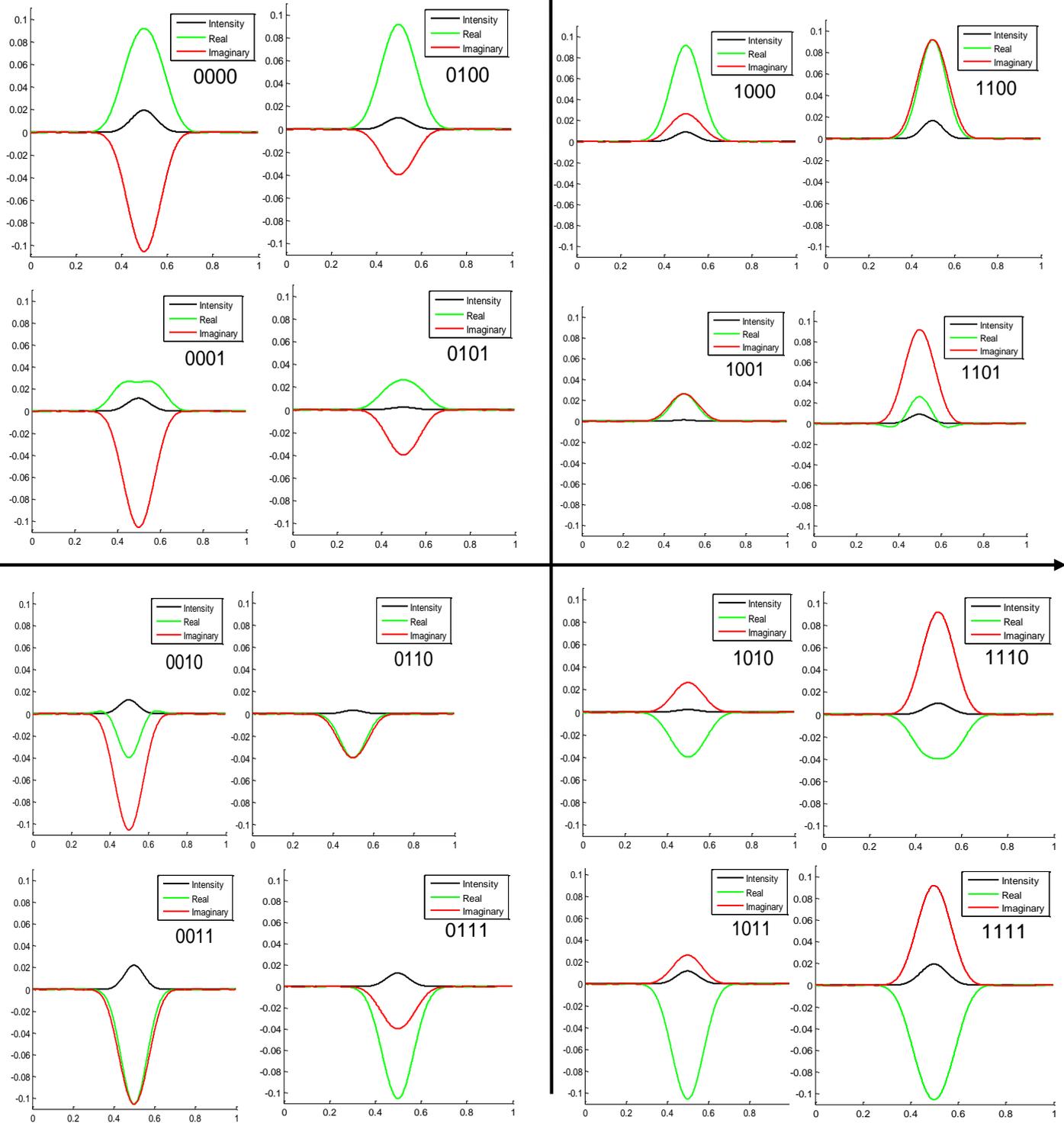
Siendo  $L = 2l$  la condición de una constelación rectangular, [23] sugiere el uso de (15), y resolviendo  $2 \text{Offset} = l$  se utiliza (16) resultando (17).

$$V_H = 0.34V_\pi \quad (15)$$

$$V_L = 0.493V_H \quad (16)$$

$$V_L = 0.1676V_\pi \quad (17)$$

## CAPÍTULO 4. CANAL DE FIBRA



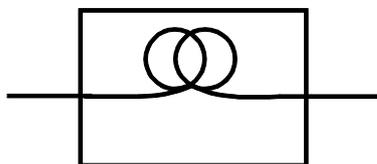
**Fig. 24: Pulsos generados en su posición de constelación.**

El pulso generado para cada símbolo posible se expresa dentro de la Figura 24, donde se observa como el valor real prevalece dentro de las filas y es el valor imaginario el que cambia la posición, mientras que dentro de las columnas es el valor imaginario el que permanece y el valor real cambia dependiendo de su posición.

---

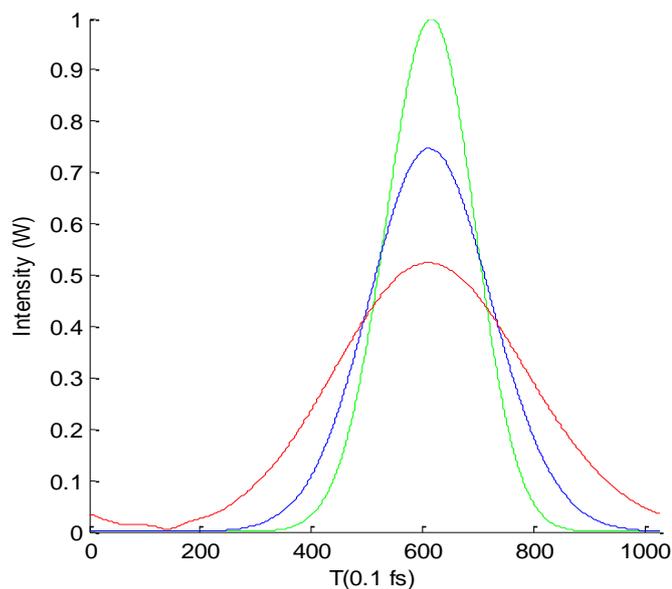
**CAPÍTULO 4**

---

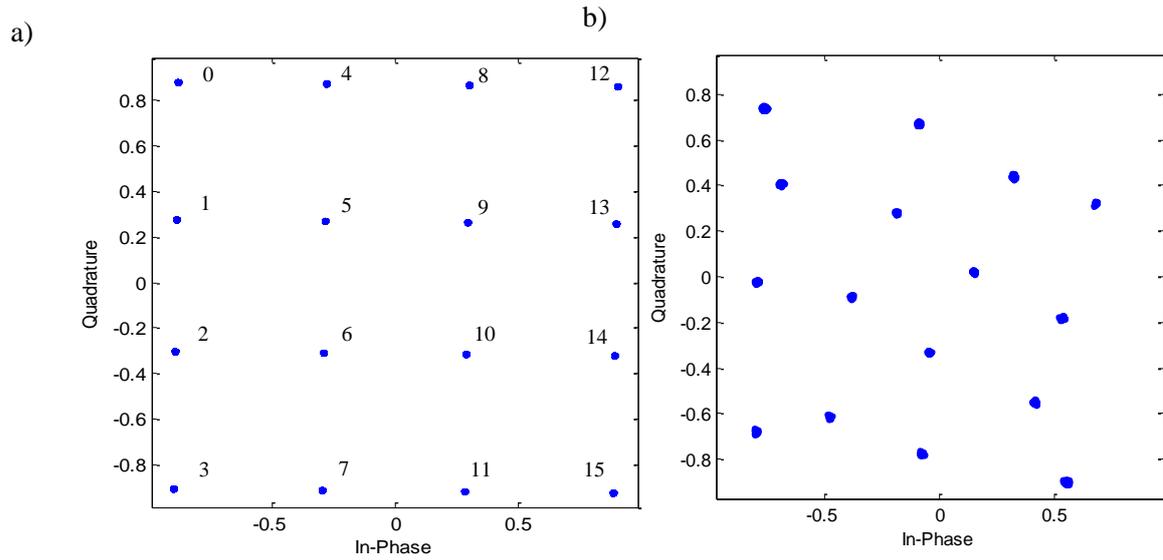
**4. CANAL DE FIBRA****Fig. 25: Canal de fibra**

El modelo de canal, se presenta como una fibra óptica mono-modo SMF, Single Mode Fiber, cuyas características de transmisión cumple con la ITU-T G.652.

El canal se modela mediante el SSFM, debido al análisis de la transmisión en atenuación, componente lineal, y la dispersión entre otros efectos, componente no lineal, de manera simultánea.

**Fig. 26: Pulso gaussiano de ingreso y salida del canal.**

Dentro de la Figura 26 se presenta de color verde, un pulso gaussiano que ingresa al modelo de fibra, mientras que de color azul se observa al pulso tras recorrer 5km de distancia y de color rojo cuando el pulso alcanza los 10km de distancia.



**Fig. 27: Constelación: a) Enviada. b) Recibida**

Para el caso del envío de los símbolos dentro de este canal, su comportamiento es diferente para cada punto de la constelación. Dentro de la Figura 27 a), se observa la constelación de la información transmitida. Mientras que en la Figura 27 b) se presenta dicha constelación tras recorrer 10km y ser añadida una fuente de ruido de 40dB.

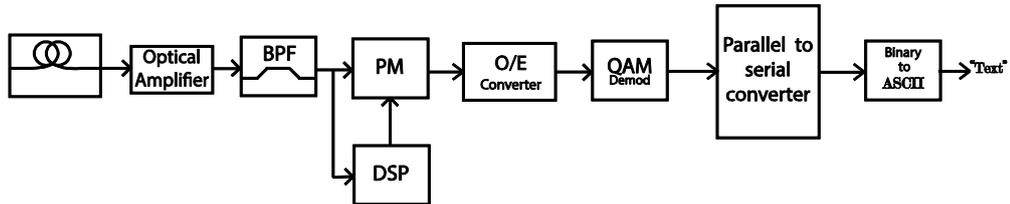
La diferencia principal entre las dos constelaciones es la variación de fase en los símbolos. Dentro de [23] se utiliza un sistema DSP, encargado de la corrección en la fase de la constelación. La corrección se realiza por medio de la potencia de llegada en cada símbolo, separando a los símbolos 6/7/10/11.

---

## CAPÍTULO 5

---

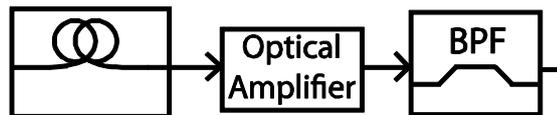
### 5. RECEPTOR



**Fig. 28: Diagrama de receptor.**

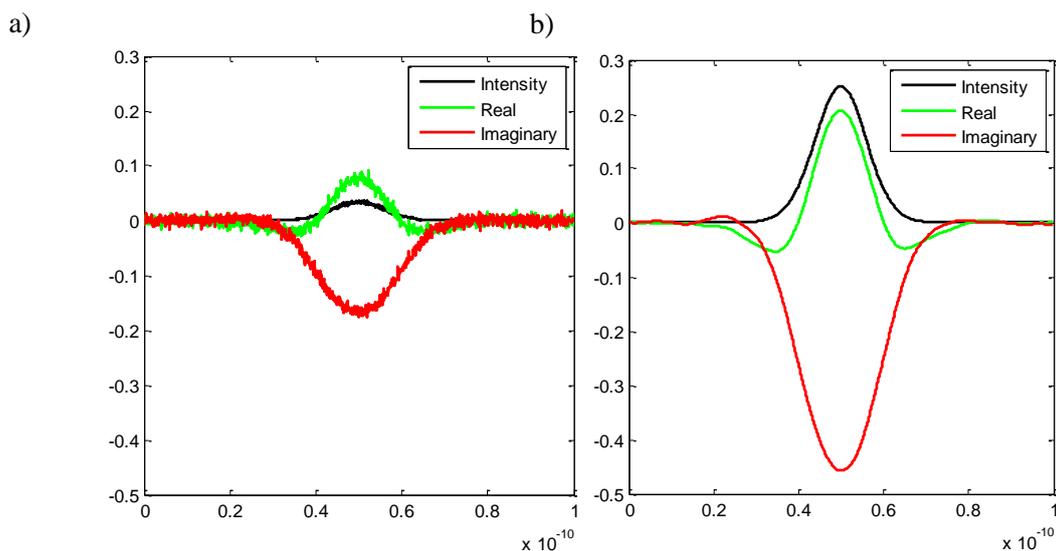
En esta sección, se describe el sistema de recepción propuesto dentro de la simulación realizada. Este sistema se compone de un amplificador óptico, seguido de un filtro pasa-banda, además de un sistema corrector compuesto por un modulador de fase controlado por un sistema DSP, seguido por el sistema de conversión óptica-eléctrica, para demodular los símbolos enviados y regresar los bits a texto, cada parte se representa como un bloque dentro de la Figura 28.

#### 5.1. Amplificación y filtrado.



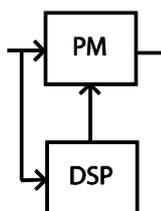
**Fig. 29: Inicio del extremo receptor.**

Una vez que la señal transmitida recorre la fibra, en el extremo receptor se utiliza un amplificador óptico seguido de un filtro BPF, para mejorar y limpiar la señal de entrada. En la Figura 30 a) se muestra la señal que ingresa dentro del sistema compuesto de amplificador y filtro. Mientras que en la Figura 30 b) se observa la señal filtrada y amplificada.



**Fig. 30: Pulso: a) de entrada del amplificador. b) amplificado y filtrado.**

## 5.2. Corrección de fase



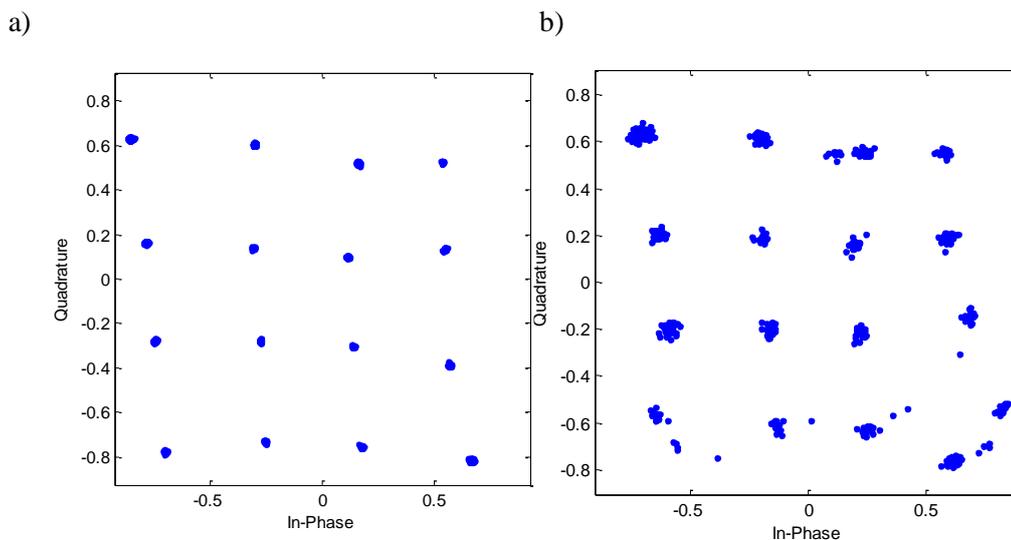
**Fig. 31: Diagrama corrector de fase.**

En [15] se describe como dentro de un sistema óptico es posible el uso de un circuito DSP, Digital Signal Processing, encargado de estimar la variación en la frecuencia en la señal de llegada, debido a que el cálculo de sistemas no lineales dificulta un proceso en tiempo real.

La corrección se realiza por medio de la potencia de llegada en cada símbolo, separando a los símbolos en tres grupos 6/7/10/11, 1/4/13/16, y el grupo final se conforma por los símbolos restantes, definiendo una potencia media entre cada grupo de símbolos para diferenciarlos entre ellos, una vez que se detecta una señal, se procede a analizar dentro de que grupo pertenece el dato, para luego mediante un modulador de fase corregir la posición de la señal. El DSP mide la potencia de entrada e identifica a la señal como perteneciente a uno de los tres grupos para enviar el valor de cambio de fase en el modulador, como se observa en la Figura 31, corrigiendo la constelación. La constelación final después de la corrección se presenta

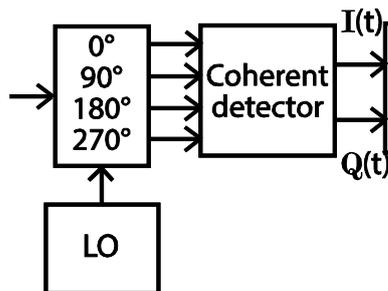
## CAPÍTULO 6. SIMULACIÓN

dentro de la Figura 32 a) para un OSNR de 40dB, mientras que en la Figura 32 b) se encuentra el caso de un OSNR de 27dB.



**Fig. 32: Constelación final para: a) OSNR=40dB. b) OSNR=27dB.**

### 5.3. Conversor óptico-eléctrico



**Fig. 33: Detección coherente.**

Para la conversión de la señal óptica al dominio eléctrico, se utiliza un sistema detector coherente como se especifica en la Figura 33. El cual se compone de una LO, Local Oscillator, que es mezclada a la señal de información con un cambio de fase en  $0^\circ/90^\circ/180^\circ/270^\circ$ . Estas cuatro señales combinadas con el LO permiten una detección equilibrada al suprimir la corriente las dos salidas.

El valor del campo generado por la unión de la señal de información con la del LO se describe en (18), siendo  $E_x$ ,  $E_s$ ,  $E_{LO}$  los campos eléctricos de la señal resultante, de información y del LO respectivamente [28]. El subíndice x representa el número de señal resultante.

$$E_x = \frac{1}{2} \left( E_s + e^{i(x-1)\frac{\pi}{2}} E_{LO} \right) \quad (18)$$

La obtención del valor  $I(t)$  y  $Q(t)$  se describe en (19) y (20), indicando las componentes de corriente de cada señal.

$$I(t) = I_1 - I_3 \quad (19)$$

$$Q(t) = I_2 - I_4 \quad (20)$$

#### 5.4. Demodulación

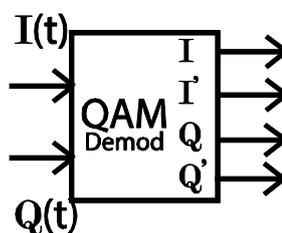


Fig. 34: Demodulador.

La demodulación, representada en la Figura 34, se realiza mediante el ingreso de los valores de  $I(t)$  y  $Q(t)$ , los cuales representan los símbolos de la constelación, dividiendo el valor del símbolo como cuatro bits correspondientes  $I/I'/Q/Q'$ .

#### 5.5. Conversor paralelo a serie

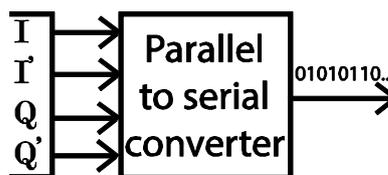
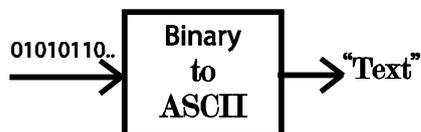


Fig. 35: Conversor paralelo a serie.

## CAPÍTULO 6. SIMULACIÓN

En esta parte, se utilizan los bits I/I'/Q/Q' para ponerlos seguidos y forma una cadena de bits continua como se representa en la Figura 35.

### 5.6. Conversor binario a código ASCII



**Fig. 36: Demodulador.**

Con la cadena de bits formada en la etapa anterior, se procede a tomar los octetos correspondientes a la información de cada letra, y mediante el uso del código ASCII, se convierte de regreso a texto la información recibida. Esta etapa se representa en la Figura 36.

## CAPÍTULO 6. SIMULACIÓN

---

## CAPÍTULO 6

---

### 6. SIMULACIÓN

La simulación para el sistema propuesto se compone de un programa principal, llamado QAM16.m, cuyo diagrama de funcionamiento se presenta en la Figura 37. Este diagrama indica el uso de cinco etapas, Parámetros/Conversión eléctrica-óptica/Canal/Conversión óptica-eléctrica/Demodulación. En cada una de las etapas se realizan distintos procesos descritos a continuación.

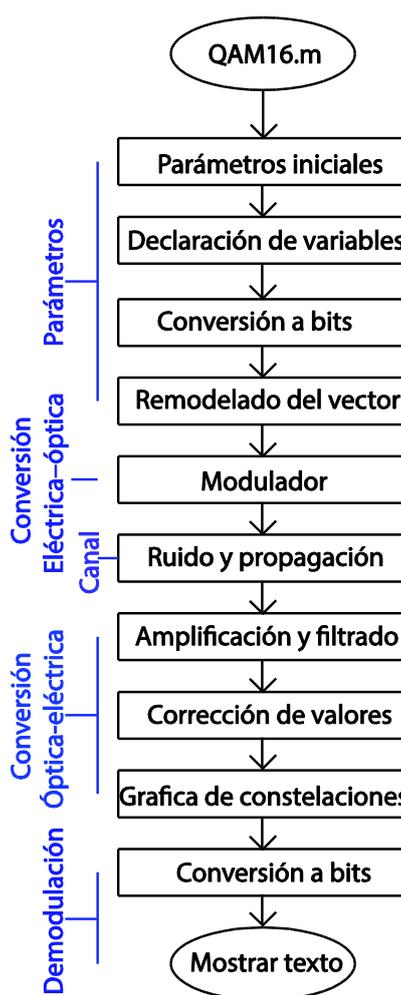


Fig. 37: Diagrama de funcionamiento para QAM16.

#### 6.1. Parámetros

Dentro de esta etapa, se declaran y calculan los valores de los parámetros iniciales del programa, tales como longitud de onda, tasa de transmisión, número de bits a procesar, la distancia de la fibra, tiempo de paso en el método numérico, el texto a ser procesado, etc.

## CAPÍTULO 6. SIMULACIÓN

Seguido se procede a realizar la declaración de los vectores y variables encargados de transportar y acumular la información por las distintas etapas.

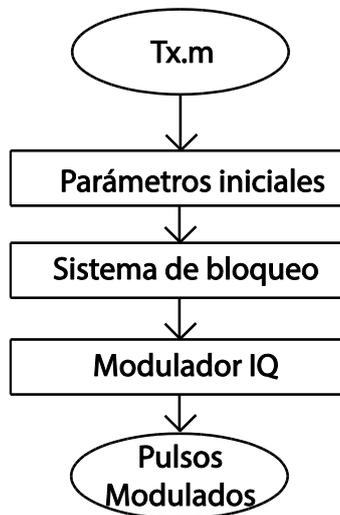
Para la conversión de bits, se realiza la separación de caracteres del texto para ser procesadas como números decimales, que a su vez son convertidos a sus equivalentes binarios como octetos de información encadenada dentro de un vector.

Esta etapa finaliza mediante la reorganización de la información en cuartetos y reemplazando los valores con nivel lógico 0, por un nivel de -1.

### 6.2. Conversión eléctrica-óptica

En esta etapa, se produce el llamado de la función Tx.m, cuyo diagrama de funcionamiento se presenta dentro de la Figura 38. Esta función requiere del vector de bits, número de puntos por pulso, la tasa de transmisión y la longitud de onda, para su funcionamiento.

### 6.3. Función Tx.m



**Fig. 38: Diagrama de funcionamiento para la función Tx.**

Dentro de la función Tx, se define los parámetros del amplificador óptico, del filtro óptico, los parámetros de modulador de fase, MZIM y del IQ-MZM, además de las pérdidas producidas por el sistema de bloqueo. Una vez que finaliza el bucle del sistema de bloqueo, el vector con la información correspondiente es dividido en dos partes equivalentes que ingresan a la función IQMZM junto a sus valores correspondientes de bits para cada brazo. El brazo inferior del modulador está compuesto de la función pha\_mod encargada de generar el cambio de fase en  $-90^\circ$ .

## CAPÍTULO 6. SIMULACIÓN

El sistema de bloqueo empleado pertenece a [17], formando una señal de ruido inicial dentro de un bucle compuesto de la función `amp_simp` y `filter_gaus`, encargándose de la amplificación y filtrado de la señal para ingresar dentro de la función `MZIM`.

La función `amp_sim.m` [17], necesita del campo de ingreso, la ganancia de la señal de entrada, la potencia de saturación y el factor de ruido, devolviendo el campo amplificado y la ganancia producida.

El filtro compuesto por la función `filter_gaus.m` [17], se compone por el campo de ingreso, el ancho de banda y el orden del filtro, como parámetros de ingreso para limpiar la señal y devolverla.

El `MZIM.m` [17], es la función encargada de modular el pulso dentro del sistema de bloqueo, compuesta por el campo de entrada, el factor de chirp del pulso, el radio de extinción, frecuencia de modulación, el voltaje de bias, voltaje  $\pi$  y el voltaje de modulación, como ingreso, para formar un pulso gaussiano de alta velocidad.

La función `IQMZM.m` necesita del campo de ingreso, los distintos voltajes de cada electrodo, superior e inferior, seguido de los voltajes de control, bias,  $\pi$ , y la frecuencia de modulación. El voltaje piloto de cada electrodo se define por su bit en configuración NRZ correspondiente en cada brazo I/I'/Q/Q', multiplicado por el valor de su voltaje piloto.

El modulador de fase, definido por la función `pha_mod.m` [17], necesita el valor del campo de ingreso, el voltaje de modulación, encargado de definir el cambio de fase, el voltaje de bias, voltaje  $\pi$ , la frecuencia de modulación y la fase inicial del cambio.

### 6.4. Canal

Dentro de esta etapa se agrega ruido de 40dB a la señal de pulsos generada en la etapa anterior. Para ingresarla dentro de la función `SSFM_Fiber` encargada del método numérico para la propagación de la fibra.

La función `SSFM_Fiber.m` [17], necesita del campo formado por todos los pulsos que son introducidos en la fibra, la distancia total y de cada paso en la fibra para su funcionamiento. La función utiliza los valores de una fibra monomodo establecidos dentro de las normas ITU-T G.652.

## CAPÍTULO 6. SIMULACIÓN

### 6.5. Conversión óptica-eléctrica

Dentro de esta etapa se realiza una amplificación y filtrado mediante las funciones `amp_simp` y `filter_gaus` en ese orden, mejorando la señal para ser procesada.

Una vez que la señal es amplificada y limpiada se utiliza un bucle encargado de separar a cada pulso y medir su potencia, estableciendo los tres grupos posibles de pulso, corrigiendo el cambio de fase producido por la propagación de la fibra.

Antes de proceder a la etapa siguiente, se utiliza los valores producidos dentro de la etapa anterior para utilizar la función coherente y generar el valor de símbolo equivalente en la constelación.

Dentro de la función `coherente.m` se ingresa los campos de entrada de datos y el un campo de una señal local, para utilizar la función `pha_mod` en tres ocasiones formando un cambio de fase en  $90^\circ/180^\circ/270^\circ$  y combinarlas con el campo del oscilador local para producir una detección coherente devolviendo el valor del símbolo dentro de la constelación.

### 6.6. Demodulación

Dentro de esta etapa, se tiene a los símbolos recibidos gracias a la detección coherente realizada en la etapa anterior. A estos símbolos encadenados dentro de un vector, son demodulados para obtener su valor decimal y a su vez ser convertido a su cuarteto binario equivalente mediante la función `binario.m` y encadenarlos dentro de un vector.

La cadena binaria es tomada como octetos para ser transformado a texto.

---

## CAPÍTULO 7

---

### CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El sistema propuesto presenta funcionalidad para valores de hasta 27dBs en el nivel de ruido agregado, para sistemas de una distancia diferente a los 10 km se recomienda cambiar el algoritmo corrector, implementar amplificadores para aumentar la distancia final e incorporar algoritmos correctores de información.

El tipo de modulador utilizado funciona para la transmisión propuesta y probada, más se recomienda analizar el comportamiento de los demás sistemas de modulación existentes.

Se recomienda probar el sistema con distintos tipos de fibra y cambiar las distancias, analizar cómo responde el sistema a cada tipo de fibra e identificar las ventajas y desventajas de cada iteración.



---

# APÉNDICES

---

## APÉNDICE A

```

%-----%
----- QAM16.m -----%
%----- Modulación 16-QAM en Fibra Óptica -----%
%-----%
%Autor: Brayan Fabián Peñafiel Pinos
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Parámetros iniciales%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clc;
close all;
clear all;
R=5e9;           %Tasa de transmisión de un pulso en bps 20Gbs->
5Gsimb.
n = 2048;        %Número de bits a procesar
Npoints=1000;   %Número de puntos del pulso por bloque
Lamda = 1550e-9; %Longitud de onda [m].
lamda3dB = 1.2e-9; %Ancho de banda del filtro en longitud de
onda [m]
f3dB = lamda3dB*(1e11/0.8e-9); % Ancho de banda del filtro en
decibeles [dB]
GssdB = 20;      %Ganancia del Amplificador (dB)
PoutsatdB = 10; %Potencia de saturación (dBm)
NF = 8;         %Figura ruido (dB)
Fs=R*Npoints;   %Calcula frecuencia de muestreo
Ts=1/Fs;        %Calcula el tiempo de muestreo
texto='Simulación de una transmisión 16-QAM por fibra óptica.
Simulación de una transmisión 16-QAM por fibra óptica. Simulación de
una transmisión 16-QAM por fibra óptica. Simulación de una
transmisión 16-QAM por fibra óptica. Simulación de una transmisión
16-QAM por fibra óptica.';
M = 16;         %Tamaño de constelación
k = log2(M);    %Numero de bits por símbolo
%-----%
----- Parámetros del canal -----%
%-----%

```

## APÉNDICES

```
Lfib=10*1000;           %Distancia de la fibra [m]
dz = 100;              %Distancia del paso en [m]
nz = Lfib/dz;         %Numero de iteraciones en z
%-----
%-----Inicio de vectores-----
%-----
textobn=[];           %Vector del texto en binario
O=[];                %Vector de corrección
constelacion=[];    %Vector que contiene las constelaciones
In=[];              %Vector pulsos de entrada a la fibra
dataIn=[];          %Vector de los datos de ingreso
%Texto=[];          %
out=[];             %Vector pulsos salientes de la fibra
Ein=[];             %Vector con los datos de entrada para
modular
%-----
%-----Conversión a bits-----
%-----
texto=unicode2native(texto); %Cadena de texto, debe contener 256
caracteres
texto=double(texto);      %
bn=dec2bin(texto,8);      %Conversión de texto a binario de 8 bits cada
digito

for j=1:256              %Bucle para unir los octetos en una sola
cadena
    textobn=[textobn bn(j,:)];
end
%textobn                %Ver la cadena
de texto
%Blucle para separar cadena en bits simples
for j=1:length(textobn)
    dataIn(j,1)=str2double(textobn(j));
end
%-----
%----- Remodelar el vector -----
%-----
dataInMatrix = reshape(dataIn,length(dataIn)/k,k); % Remodela los
datos en cuartetos
for j=1:length(dataInMatrix) %Bucle que recorre las filas de
dataInMatrix
```



## APÉNDICES

```
        constelacion(2,j)=coherente(O(:,j),E);
        if abs(O(500,j)+0.05)<0.28; v=0.18; end
    %[6 7 10 11 14 15]
        if abs(O(500,j)+0.05)>0.28; v=0.105; end
    %[2 3 4 8 9 12]
        if abs(O(500,j)+0.05)>0.4175; v=0; end
    %[4]
        if abs(O(500,j)+0.05)>0.44 v=0.0425; end
    %[1 13 16]
        O(:,j)=pha_mod(O(:,j),-v,0,1,10e9,0);

constelacion(3,j)=coherente(O(:,j),E)+0.0025i+0.0035;%Detector
coherente
    end
end
%-----para 5km-----
if ((Lfib*1e-3)>=2.5)&&((Lfib*1e-3)<7.5)%Corrector para menos de
7.5km
    for j=1:length(dataInMatrix)
        O=[O out((Npoints*(j-1))+1:Npoints*j)];
        constelacion(2,j)=coherente(O(:,j),E);
        if abs(O(500,j)+0.05)<0.3; v=0.14; end
    %[6 7 10 11]
        if abs(O(500,j)+0.05)>0.3; v=0.085; end
    %[2 3 4 8 9 12 14 15]
        if abs(O(500,j)+0.05)>0.58; v=0.0425; end
    %[1 4 13 16]
        O(:,j)=pha_mod(O(:,j),-v,0,1,10e9,0);
        constelacion(3,j)=coherente(O(:,j),E);           %Detector
coherente
    end
end
%-----
%----- Grafica de constelaciones -----
%-----
scatterplot((constelacion(1,:)/0.018)+0.125+0.1i)
title('Constelación de Enviada')
scatterplot((constelacion(2,:)/0.04));%+0.125+0.1i)
title('Constelación de Recibida')
scatterplot((constelacion(3,:)/0.04));%+0.125+0.1i)
title('Constelación de Final')
```

## APÉNDICES

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Demodulación %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%-----
%----- Convertir símbolos en bits -----
%-----
if ((Lfib*1e-3)>=2.5)&&((Lfib*1e-3)<7.5);
dataSymbolsOut=qamdemod((constelacion(3,:)/0.01),M,0); end
if (Lfib*1e-3)>=7.5;
dataSymbolsOut=qamdemod(((constelacion(3,:))/0.01),M,0); end
dataOutMatrix =binario(dataSymbolsOut);
dataOut = dataOutMatrix(:); % Return data in column
vector
%-----
%----- Convertir en texto -----
%-----
Texto=strrep(num2str(dataOut(:)'),' ',' ');
cons=1;
    for j=1:8:2048
        y=Texto(j:j+7);
        z(cons)=bin2dec(y);
        cons=cons+1;
    end
%-----
%----- Mostrar texto -----
%-----
native2unicode(z) %Conversión a texto
%-----
%----- Fin -----
%-----

%-----
%----- Tx.m -----
%----- Sistema Transmisor -----
%-----

function [Eout,t,E,In] = Tx(bits,N,R,Lamda)
c_const = 3e8; %velocidad de la luz [m/s]
global Ts;
global Fcar;
Fcar = (c_const)/Lamda; %Frecuencia de la portadora (Óptica)
```

## APÉNDICES

```
Fs=R*N; %Calcula frecuencia de muestreo
Ts=1/Fs;
t=[]; %Vector tiempo
Eout=[];
In=[];
%-----
%----- Ingreso de parámetros -----
%-----
% Parámetros del amplificador:
    GssdB = 20; %Ganancia del Amplificador (dB)
    PoutsatdB = 10; %Potencia de saturación (dBm)
    NF = 8; %Figura ruido (dB)
% Ancho de banda del filtro.
    lamda3dB = 1.2e-9; %Ancho de banda del filtro en longitud de
onda [m]
    %El libro recomienda usar 1nm (125Ghz)
    f3dB = lamda3dB*(1e11/0.8e-9); %BW=150Ghz
% Parametros del MZIM
    alpha = -0.007; %Atenuación
    epsilon = 40; %Radio de extinción[dB]
    Vpi =5; %Voltaje Pi [V]
    fm = 10e9; %Frecuencia de modulación 10/20/40 Ghz
    Vbias = 0; %Voltaje de bias [V]
    Vh=0.34*Vpi; %Voltaje brazo Superior
    Vl=0.493*Vh; %Voltaje brazo Inferior
% Parametros del IQ-MZM
    VbiasMZ=pi; %Voltaje de bias del IQ-MZM [V]
    NHar = 1000; % Orden armónico
    Ts = 1/fm/N; % Recalculo de Ts (Tm = N*Ts)
    f_detune = 0; % Frecuencia desafinación (afinación)
    delay_per_pass = round(NHar*f_detune/fm^2/Ts);%Retardo del pulso
en cada paso
% Parámetros del modulador de Fase
    Vm =-Vpi/2; %Voltaje de modulación [V]
    m = Vm/Vpi; %Índice de modulación
    p0 = 0*pi/2; %Fase inicial
    tstep = Ts*(-N/2:1:N/2-1); %Tiempo del paso
% Perdidas
    loss = 10; %Perdidas en [dB]
    atten = 1/10^(loss/20); %Atenuación
%Cálculo del número de muestras en los extremos de la ventana
```

## APÉNDICES

```
%que debe ser atenuada
p = floor((N*Ts*fm -1)/2);
if (p<0)
    Ntrunc = 1;
else
    Ntrunc = round((N - (2*p+1)/fm/Ts)/2);
end

%-----
% Generación de Ein (campo inicial) mediante sistema de bloqueo
%pag 353 Ultra-Fast Fiber Lasers: Principles and Applications with
MATLAB® Models. Referencia [17]
%-----

Ein = wgn(N,1,-40,'complex')+0.1;
Eo = Ein;
N_pass = 200;           %Numero de iteraciones
for ii = 1:N_pass
    [Eo,G] = amp_simp(Eo,GssdB,PoutsatdB,NF);           %Amplificador
amp_simp.m
    Eo = fft(Eo);
    Eo = filter_gaus(Eo,f3dB,1);           %filtrado mediante
filter_gaus.m
    Eo = ifft(Eo);
%   if (delay_per_pass>0)           %Sistema de
afinación
%   Et = Eo(N-delay_per_pass+1:N);
%   Eo(delay_per_pass+1:N) = Eo(1:N-delay_per_pass);
%   Eo(1:delay_per_pass) = Et;
%   else
%   Et = Eo(1:-delay_per_pass);
%   Eo(1:N + delay_per_pass) = Eo(1 -delay_per_pass:N);
%   Eo(N+delay_per_pass+1:N) = Et;
%   end
%-----

Eo= MZIM(Eo(1:N),alpha,epsilon,fm,Vpi,0.5,0.315);%Modulador MZI
MZIM.m
Eo = Eo*atten;           %Atenúa la
señal
%-----

end           %Fin del sistema de bloqueo
E=Eo;
Eo=Eo./max(Eo);           %Normaliza el pulso
```

## APÉNDICES

```
%-----  
%----- Modulación-IQ -----  
%-----  
for j=1:length(bits)           %Bucle para ingresar los bits  
    t1=Ts.*[ ((j-1)*N):j*N-1]; %Calculo el tiempo  
    EoI=Eo/2;  
    EoQ=pha_mod(Eo/2,Vm,Vbias,Vpi,fm,p0);  
    EoI=IQMZM(EoI,Vh*bits(j,3),Vl*bits(j,4),VbiasMZ,Vpi,fm);  
%Modulador IQ  
    EoQ=IQMZM(EoQ,Vh*bits(j,1),Vl*bits(j,2),VbiasMZ,Vpi,fm);  
%IQMZM.m  
    Esal=EoI+EoQ;  
    In=[In coherente(Esal,E)]; %Detección coherente para encontrar  
la constelación  
    Eout=[Eout;Esal];  
    t=[t t1];                 %Acumulo el tiempo de pulso  
end  
  
end  
  
%-----  
%----- Fin -----  
%-----  
  
%-----  
%----- SSFM_Fiber.m -----%  
%----- Split Step Fourier Metod -----%  
%-----  
%pag 399 Ultra-Fast Fiber Lasers: Principles and Applications with  
MATLAB® Models. Referencia [17]  
%Autor: Nguyen Duc Nhan  
function Eout = SSFM_Fiber(Ein,dz,nz)  
% Eo: Campo de ingreso  
% dz: distancia de step en [m]  
% nz: numero de iteraciones  
global Ts;                % [s]  
%-----  
%Parametros de la fibra           %ITU G.652  
%-----
```

## APÉNDICES

```

lamda = 1550e-9 ;           %[m]    pag 363
alpha_indB = 0.23;         % Atenuación en (dB/km)
D =17.5e-6;                % Dispersión fibra estándar
en(s/m^2)-> (ps/nm.km)
n2 =2.6e-20;               % (m^2/W); Índice no lineal
Aeff = 80e-12;            % Área efectiva (m^2)
S = 0.056;                % ps/(nm^2.km) Pendiente de
dispersión
alpha = 1*log(10)*alpha_indB/10^4;      % alpha (1/m)
gamma = 2*pi*n2/(lamda*Aeff);          % Coeficiente de no linealidad
% (W^-1 m^-1)
% =====
beta1x = 0;                       % ps/m
beta2x =-1.16e-2;                 % ps^2/m
beta4x = -2.43e-7;               % ps^4/m
beta3x = -5.67e-5;               % ps^3/m

betap = [0 0 beta2x 0 beta4x]';    % @ 1550nm
N = length(Ein);
w = 2*pi*[(0:N/2-1), (-N/2:-1)]'/(Ts*N*1e12);
linearoperatorx = -alpha/2;
for ii = 0:length(betap)-1;
    linearoperatorx = linearoperatorx -
1j*betap(ii+1)*(w).^ii/factorial(ii); % (rad/m)
end
halfstepx = exp(linearoperatorx*dz/2);
ufft = fft(Ein);
for i=1:nz,
%----- Propagación lineal hasta dz/2 -----
    uhalf = ifft(halfstepx.*ufft);
    u1 = uhalf.*exp(-1j*gamma*(abs(uhalf).^2)*dz); % Propagación no
lineal en CP
%----- Propagación lineal de dz/2 a dz -----
    ufft = halfstepx.*fft(u1); %
end
Eout = ifft(ufft);
%-----
%----- Fin -----
%-----
%-----

```

## APÉNDICES

```
%----- amp_simp.m -----%
%----- Amplificador Óptico -----%
%-----
% Autor: Nguyen Duc Nhan
function [Eout,gain] = amp_simp(Ein,GssdB,PoutsatdB,NF)
% Modelo simple de amplificador óptico. El modelo incluye la
saturación de ganancia y el ruido ASE
%----- Parámetros del amplificador-----
% GssdB (dB): Ganancia de señal pequeña
% PoutsatdB (dBm): Potencia de saturación de salida:
% NF (dB): Figura de ruido
%----- Parámetros de simulación -----
% Tolerancia de ganancia: tol, utilizada como valor de umbral para
salir del bucle de cálculo de ganancia
% La entrada es un vector de columna que contiene el bloque N
muestras de la óptica
% Muestreo de señales a la velocidad 1 / Ts
global Ts;      % sampling period
global Fcar;
h_plan = 6.626e-34;
Gss = 10^(GssdB/10);
Poutsat = (10^(PoutsatdB/10))/1000;
Psat = Poutsat*(Gss-2)/Gss/log(2);
N = size(Ein,1);
Pin = mean(Ein.*conj(Ein));
tol = 0.05;      % Calculo de la tolerancia G
step = Gss/2;
G = Gss;
err = 10;
while (err > tol)
    G1 = Gss*exp(-(G-1)*Pin/Psat);
    err = G1 - G;
    if err>0
        if step<0
            step = -step/2;
        end
    else
        if step>0
            step = -step/2;
        end
    end
    err = -err;
end
```

## APÉNDICES

```
    end
    G = G + step;
end
G = G - step;
gain = G;
Egain = sqrt(G)*Ein;
BW = 1/Ts;
FigNoise = 10^(NF/10);
Pase = (FigNoise*G-1)*h_plan*Fcar/2*BW;
PasedB = 10*log10(Pase);
Eout = Egain + wgn(N,1,PasedB,'complex');
end
%-----
%----- Fin -----
%-----

%-----
%----- filter_gaus.m -----%
%----- Filtro Gaussiano -----%
%-----%
%pag 361 Ultra-Fast Fiber Lasers: Principles and Applications with
MATLAB® Models referencia [17]
% Autor: Nguyen Duc Nhan
function Eout = filter_gaus(Ein,f3dB,n)
% Filtra la señal de entrada con el filtro gaussiano de orden n
global Ts;
N = size(Ein,1);
% El elemento k en el Ein corresponde a la frecuencia de (k-
N/2)/Ts/N
k = (1:N) -1;
k(N/2+1:N) = k(N/2+1:N) - N;
k = k';
n = 2*n;
% n es el orden del filtro gaussiano
temp = log(sqrt(2))*(2/f3dB/Ts/N)^n;
Eout = Ein.*exp(-temp*(k.^n));
end
%-----
%----- Fin -----
%-----
```

## APÉNDICES

```
%-----  
%----- MZIM.m -----%  
%----- Modulador de Intensidad -----%  
%-----  
%(Optics and Photonics) Le Nguyen Binh pag 359 [17]  
% Autor: Nguyen Duc Nhan  
function Eout = MZIM(Ein,alpha,epsilon,fm,Vpi,Vbias,Vt)  
% Ein-> Campo de ingreso  
% Factor alpha de chirp  
% epsilon: radio de extinción  
% Frecuencia de modulación fm  
% Voltaje de bias -> 0:1  
% voltaje de ingreso variante en el tiempo: Vt  
global Ts;  
N = size(Ein,1);  
k = (1:N)';  
Vm = Vt*cos(2*pi*fm*Ts*(k-N/2));  
ext = 1 - 4/pi*atan(1/sqrt(10^(epsilon/10)));  
delta_phi = pi/4*(2-Vbias*2 - ext*Vm);  
Eout = Ein.*cos(delta_phi).*exp(-1*i*alpha*delta_phi);  
end  
%-----%  
----- Fin -----  
%-----  
  
%-----%  
----- pha_mod.m -----%  
%----- Modulador de fase -----%  
%-----  
%pag 396 Ultra-Fast Fiber Lasers: Principles and Applications with  
MATLAB® Models. Referencia [17]  
% Autor: Nguyen Duc Nhan  
function Eout = pha_mod(Ein,Vm,Vbias,Vpi,fm,ph0)  
%-----Parámetros de ingreso-----  
% m: Índice de modulación  
% bias: Voltaje de cambio de fase  
% fm: Frecuencia de modulación  
% ph0: Fase inicial  
%-----
```

## APÉNDICES

```
global tstep;
global Ts;
global Vw;
N = size(Ein,1);
k = (1:N)';
tstep = Ts*(k-N/2);
T0 = 1/fm;
modeph = 0;
if modeph == 0
    Vw = Vbias+Vm*cos(2*pi*fm*tstep+ph0);
elseif modeph == 1
    Vw = real(synth_sig(Vbias,Vm, fm, tstep, ph0*T0/(2*pi), 2));
else
    Vw = real(synth_sig(Vbias,Vm, fm, tstep, ph0*T0/(2*pi), 1));
end
Phi = Vw*pi/Vpi;
Eout = Ein.*exp(Phi.*i);
end

%-----
%----- Fin -----
%-----

%-----
%----- IQMZM.m -----%
%----- Modulador Match-Zehnder IQ -----%
%-----%Autor:
Brayan Fabián Peñafiel Pinos
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function Eo = IQMZM(Ei,Vh,Vl,bias,Vpi, fm)
%----- Parámetros de ingreso -----
%Ei: Campo de entrada
%Vh: Voltaje del brazo Superior
%Vl: Voltaje del brazo inferior
%bias: Voltaje de bias
%Vpi: Voltaje Pi
%fm: frecuencia de modulación
global Ts;
N = size(Ei,1);
```

## APÉNDICES

```

k = (1:N)';
V1= Vh*cos(2*pi*fm*Ts*(k-N/2));
V2= V1*cos(2*pi*fm*Ts*(k-N/2));
Eo=(Ei./2).*(exp(i*((V1*pi/(2*Vpi))+bias/2))+exp(-
1*i*((V2*pi/(2*Vpi))+bias/2))); %Ecuación (10)
end
%-----
%----- Fin -----
%-----

%-----
%----- coherente.m -----%
%----- Detección Coherente -----%
%-----

-----
%Autor: Brayan Fabián Peñafiel Pinos
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function g = coherente( Es,El )
%----- Parámetros de ingreso -----
%Es: Campo de ingreso
%El: campo del Oscilador local (LO)
    Vpi =5;          %Voltaje pi del modulador de fase interno
[V]
    fm = 10e9;      % Frecuencia de modulación 10/20/40 Ghz
    Vbias = 0;      % Voltaje de bias del modulador de fase [V]
    Vm =-Vpi/2;     % Voltaje de modulación
    m = Vm/Vpi;     % Índice de modulación
    p0 = 0*pi/2;    %Fase inicial
%-----
k=1;
s1=0.5*(Es+exp(i*(k-1)*pi/2)*El);          %Ecuación (18) en 0°
k=2;
g1=pha_mod(Es,-Vm,Vbias,Vpi, fm,p0);       %Cambio de fase en 90°
g2=pha_mod(Es,Vm,Vbias,Vpi, fm,p0);        %Cambio de fase en 180°
g3=pha_mod(Es,-2*Vm,Vbias,Vpi, fm,p0);     %Cambio de fase en 270°
s2=0.5*(g1+exp(i*(k-1)*pi/2)*El);          %Ecuación (18) en 90°
k=3;
s3=0.5*(g2+exp(i*(k-1)*pi/2)*El);          %Ecuación (18) en 180°
k=4;
s4=0.5*(g3+exp(i*(k-1)*pi/2)*El);          %Ecuación (18) en 270°

```

## APÉNDICES

```
Ii=(s1.*conj(s1))-(s3.*conj(s3));           %Ecuación (19)
Iq=(s2.*conj(s2))-(s4.*conj(s4));           %Ecuación (20)
IQ=(Ii+i*Iq);
g=IQ(500,1);                                 %Valor central
end
%-----
%----- Fin -----
%-----

%-----
%----- binario.m -----%
%----- Conversión a binario -----%
%-----
%Autor: Brayan Fabián Peñafiel Pinos
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function Salida = binario( Ingreso )
%Ingresa un valor decimal y lo convierte en binario
Salida=[];
for j=1:length(Ingreso)
if Ingreso(j)==0; Salida(j,:)= [0 0 0 0]; end
if Ingreso(j)==1; Salida(j,:)= [0 0 0 1]; end
if Ingreso(j)==2; Salida(j,:)= [0 0 1 0]; end
if Ingreso(j)==3; Salida(j,:)= [0 0 1 1]; end
if Ingreso(j)==4; Salida(j,:)= [0 1 0 0]; end
if Ingreso(j)==5; Salida(j,:)= [0 1 0 1]; end
if Ingreso(j)==6; Salida(j,:)= [0 1 1 0]; end
if Ingreso(j)==7; Salida(j,:)= [0 1 1 1]; end
if Ingreso(j)==8; Salida(j,:)= [1 0 0 0]; end
if Ingreso(j)==9; Salida(j,:)= [1 0 0 1]; end
if Ingreso(j)==10; Salida(j,:)= [1 0 1 0]; end
if Ingreso(j)==11; Salida(j,:)= [1 0 1 1]; end
if Ingreso(j)==12; Salida(j,:)= [1 1 0 0]; end
if Ingreso(j)==13; Salida(j,:)= [1 1 0 1]; end
if Ingreso(j)==14; Salida(j,:)= [1 1 1 0]; end
if Ingreso(j)==15; Salida(j,:)= [1 1 1 1]; end
end
%-----
%----- Fin -----
```

## APÉNDICES

⊘

---

---

# REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [1] A. Peralta-Sevilla, M. Tipán-Simbaña, and F. Amaya-Fernández, “Análisis de los efectos dispersivos y no lineales en un canal óptico empleando métodos numéricos,” pp. 5–17, 2014.
- [2] R. R.-J. R. R.-J. Essiambre *et al.*, “Capacity Limits of Optical Fiber Networks,” *J. Light. Technol.*, vol. 28, no. 4, pp. 662–701, 2010.
- [3] M. Asvial and others, “Analysis of high order dispersion and non linear effects in fiber optic transmission with Non Linear Schrodinger Equation model,” in *Quality in Research (QiR), 2015 International Conference on*, 2015, pp. 145–150.
- [4] M. Du, K. Chan, and C. K. Chui, “A novel approach to solving the nonlinear Schrodinger equation by the coupled amplitude-phase formulation,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 177–182, 1995.
- [5] M. Y. Hamza, S. Tariq, and a F. Loss, “Split Step Fourier Method Based Pulse Propagation Model for Nonlinear Fiber Optics,” 2009.
- [6] N. Arboleda-Alzate and F. Amaya-Fernández, “Dispersion and nonlinear effects analysis for intensity and phase modulated optical signals,” in *Communications and Computing (COLCOM), 2013 IEEE Colombian Conference on*, 2013, pp. 1–6.
- [7] J. He *et al.*, “A survey on recent advances in optical communications,” *Comput. Electr. Eng.*, vol. 40, no. 1, pp. 216–240, 2014.
- [8] P. Kaur, A. Gupta, and J. Kaur, “Simulative Analysis of DWDM Systems Using Loop Control in Inter Satellite Optical Wireless Communication Channel for 10,000 km Long Distance Transmission,” in *Emerging Research in Computing, Information, Communication and Applications*, Springer, 2016, pp. 131–142.
- [9] P. Zubiarte, C. R. Zamarreño, I. Del Villar, I. R. Matias, and F. J. Arregui, “Tunable optical fiber pH sensors based on TE and TM Lossy Mode Resonances (LMRs),” *Sensors Actuators, B Chem.*, vol. 231, pp. 484–490, 2016.
- [10] M. G. M. Hussain, Y. M. H. Shishter, and M. H. Al-Gharabally, “Ultrawideband

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- impulse communications using M-ary digital modulation schemes,” in *Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON), 2016 21st International Conference on*, 2016, pp. 1–4.
- [11] S. -l. Zhao, X. -h. Yin, X. -y. Wei, and H. K. Lam, “Error code analysis and selection principle of M-ary modulation in network-based control systems,” *J. Cent. South Univ.*, vol. 23, no. 6, pp. 1372–1382, 2016.
- [12] M. Sreekantamurthy, D. C. Popescu, and R. P. Joshi, “Classification of digital modulation schemes in multipath environments using higher order statistics,” in *SoutheastCon, 2016*, 2016, pp. 1–6.
- [13] R. Giraldo and R. M. textordfeminine, “Quadrature Amplitude Modulated Microwave Signal Transmission over a radio-over-f,” 2008.
- [14] L. N. Binh, *Optical fiber communication systems with Matlab and Simulink models*. CRC Press, 2014.
- [15] H. A. Haus, “Mode-locking of lasers,” *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 6, no. 6, pp. 1173–1185, 2000.
- [16] G. E. Villanueva, M. Ferri, and P. Perez-Millan, “Active and passive mode-locked fiber lasers for high-speed high-resolution photonic analog-to-digital conversion,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 48, no. 11, pp. 1443–1452, 2012.
- [17] N. Q. Ngo and others, *Ultra-fast fiber lasers: Principles and applications with MATLAB{®} models*. CRC Press, 2010.
- [18] K. P. Zetie, S. F. Adams, and R. M. Tocknell, “How does a Mach-Zehnder interferometer work?,” *Phys. Educ.*, vol. 35, no. 1, p. 46, 2000.
- [19] “{Broadband optical modulators: Science, technology, and applications},.”
- [20] R. S. Weis and T. K. Gaylord, “Lithium niobate: Summary of physical properties and crystal structure,” *Appl. Phys. A*, vol. 37, no. 4, pp. 191–203, 1985.
- [21] G. Zhu, H. Chen, and N. Duttaa, “Time domain analysis of a rational harmonic mode locked ring fiber laser,” *J. Appl. Phys.*, vol. 90, no. 5, 2001.
- [22] F. Li, M. Xu, X. Hu, J. Wu, T. Wang, and Y. Su, “Monolithic silicon-based 16-QAM modulator using two plasmonic phase shifters,” *Opt. Commun.*, vol. 286, pp. 166–170,

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 2013.
- [23] S. Yan *et al.*, “Generation of square or hexagonal 16-QAM signals using a single dual drive IQ modulator driven by binary signals,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, 2012, pp. 1–3.
- [24] H. Yamazaki *et al.*, “Dual-carrier dual-polarization IQ modulator using a complementary frequency shifter,” *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 19, no. 6, pp. 175–182, 2013.
- [25] E. Yamada *et al.*, “86 Gbit/s PDM 16-QAM signal transmission using InP optical IQ modulator,” *Electron. Lett.*, vol. 48, no. 23, pp. 1486–1487, 2012.
- [26] X. Zhou and J. Yu, “200-Gb/s PDM-16QAM generation using a new synthesizing method,” in *2009 35Th European Conference on Optical Communication*, 2009, pp. 1–2.
- [27] H. Q. Lam, P. Shum, Y. D. Gong, S. Fu, and others, “Series Analysis of Active Mode-Locked Laser Under the Influence of ASE Noise,” *J. Light. Technol.*, vol. 26, no. 12, pp. 1671–1680.
- [28] X. Zhou and C. Xie, *Enabling Technologies for High Spectral-efficiency Coherent Optical Communication Networks*. John Wiley & Sons, 2016.