

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA**

**ANÁLISIS TÉCNICO COMPARATIVO DE LA DETECCIÓN
DIRECTA VERSUS LA DETECCIÓN COHERENTE EN
SISTEMAS ÓPTICOS**

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

GÓMEZ DURÁN ALEX FERNANDO

DIRECTOR: ING. MARÍA SOLEDAD JIMÉNEZ JIMÉNEZ, MSc.

Quito, marzo 2022

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Alex Fernando Gómez Durán, bajo mi supervisión.

MSc. MARÍA SOLEDAD JIMÉNEZ JIMÉNEZ
DIRECTORA DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo Alex Fernando Gómez Durán, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.



ALEX FERNANDO GÓMEZ DURÁN

DEDICATORIA

Dedico mi trabajo de titulación por sobre todo a Dios, por ser él quien ha guiado mis pasos y me ha permitido llegar a este punto tan importante de mi vida.

También al amor más grande de mi vida que es mi madre, aunque no esté presente físicamente ha sido su bendición y su guía la que día a día me motiva para salir adelante y dar lo mejor de mí, a mi padre que por sus enseñanzas y su crianza he forjado esa determinación de salir adelante.

A Michita que ha sido un cariño y amor incondicional, siempre presente en toda circunstancia de mi vida y gracias a ella hoy este sueño llega a ser posible.

A mi esposa, mi compañera de vida, este sueño no fuera posible sin tu motivación y tu amor diario.

A mi familia, porque han estado presente desde mi infancia y me han inculcado siempre los buenos hábitos para ser dedicado y apasionado por lo que me gusta.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a mi Dios Todopoderoso ya que a diario ha sido mi guía, mi fuerza después de haber perdido a mi madre y me ha colmado de resignación, de esperanza y de motivación para entregar todo en mis estudios.

A mi madre, por su infinito amor y ser ese modelo que tengo hoy para no rendirme ante nada y saber que, por su compañía, consejos, sus regaños y todo, hoy esta promesa realizada en nuestro último abrazo se llega a materializar.

A papá que ha sido un pilar importante durante toda mi vida y si no fuera por todas esas enseñanzas, nada de esto fuera posible.

A Michita, por ser como una madre que a diario está presente, jamás se ha despreocupado ni un solo instante, para ella todo mi agradecimiento porque ha sido quien ha puesto todo de si para que yo pueda llegar a cumplir esta meta.

A mi compañera de vida, a mi esposa que es por ese amor y esa motivación que no he parado de seguir con mis logros y con mi vida profesional, y hoy que tenemos nuestra familia, son mi motivación diaria.

A mi hermosa familia, a mis tíos Fernando y Dennise que han estado brindándome todo su apoyo para poder salir adelante.

A la Ingeniera María Soledad Jiménez por brindarme la oportunidad de realizar el presente trabajo de titulación y guiarme durante la realización de este.

Al Ingeniero Sawyer Gie de Optiwave ya que sin su gestión no hubiera sido posible conseguir la licencia para llevar a cabo las simulaciones presentadas.

Al Ingeniero Pablo Hidalgo por ser un mentor y no solo un profesor, sus consejos y su conocimiento impartido, me han permitido llegar a este punto de mi carrera también.

Al Ingeniero Carlos Herrera quien desde el inicio de mi carrera en Telecomunicaciones ha estado para guiarme a lo largo de todos los semestres.

A todos quien han puesto de parte en mi crianza, quien soy el día de hoy es por ese granito de arena que han contribuido.

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN.....	VIII
ABSTRACT.....	IX
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVOS.....	2
1.2 ALCANCE.....	2
1.3 MARCO TEÓRICO.....	3
1.3.1 ESQUEMA DE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS.....	3
1.3.2 RECEPTORES ÓPTICOS.....	5
1.3.3 PRINCIPIOS DE FOTODETECCIÓN.....	10
2. METODOLOGÍA.....	20
2.1 RUIDO EN SISTEMAS DE FOTODETECCIÓN.....	20
2.1.1. RUIDO DE DISPARO.....	20
2.1.2 RUIDO TÉRMICO.....	21
2.2 TIPOS DE FOTODETECCIÓN.....	21
2.2.1 DETECCIÓN DIRECTA.....	22
2.2.2 DETECCIÓN COHERENTE.....	26
2.3 BER PARA LOS MÉTODOS DE FOTODETECCIÓN.....	40
3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN.....	42
3.1 SOFTWARE DE SIMULACIÓN OPTISYSTEM.....	42
3.1.1 REQUERIMIENTOS MÍNIMOS.....	43
3.1.2 INSTALACIÓN DEL SIMULADOR OPTISYSTEM 18.....	43
3.1.3 LIBRERÍAS Y COMPONENTES UTILIZADOS PARA LA SIMULACIÓN.....	47
3.2 ESCENARIOS DE SIMULACIÓN DE LOS MÉTODOS DE DETECCIÓN.....	52
3.2.1 ESQUEMA GENERAL PARA EL ESCENARIO DE SIMULACIÓN DE DETECCIÓN DIRECTA.....	53
3.2.2 ESQUEMA GENERAL PARA LOS ESCENARIOS DE SIMULACIÓN DE DETECCIÓN COHERENTE.....	56

3.3 RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES.....	60
3.3.1 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN DIRECTA A 100 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN DE 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA DE 1550 nm.....	60
3.3.2 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HOMODINA A 100 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 KM, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm.....	63
3.3.3 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HETERODINA A 100 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm.....	68
3.3.4 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN DIRECTA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 250 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm	71
3.3.5 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HOMODINA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 250 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm.....	73
3.3.6 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HETERODINA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 250 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm.....	76
3.3.7 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN DIRECTA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm	77
3.3.8 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HOMODINA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm.....	80
3.3.9 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN DIRECTA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 250 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 2 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm	82
3.3.10 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HOMODINA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 250 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 2 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm.....	84
3.3.11 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN DIRECTA A 100 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1625 nm	86
3.3.12 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HOMODINA A DE 100 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITU DE ONDA 1625 nm.....	88
3.3.13 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HETERODINA A 100 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1625 nm.....	91
3.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	93
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	95
4.1 CONCLUSIONES.....	95
4.2 RECOMENDACIONES	96

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	97
ANEXOS.....	99
ANEXO A DATASHEET DE FIBRA SMF-28 ULL OPTICAL FIBER DE CORNING	100
ANEXO B GRÁFICA COMPARATIVA DEL BER VS POTENCIA DE TRANSMISIÓN EN UN ENLACE DE 250 GBPS, 250 km Y 1550 nm	102
ANEXO C GRÁFICA COMPARATIVA DEL BER VS LONGITUD RECORRIDA EN UN ENLACE DE 100 GBPS, 4 dBm Y 1550 nm	103
ANEXO D GRÁFICA COMPARATIVA DEL BER VS VELOCIDAD DE TRANSMISIÓN EN UN ENLACE DE 4 dBm, 250 km Y 1550 nm.....	104

RESUMEN

El presente proyecto técnico tiene como objetivo contrastar el desempeño de los métodos de detección de la señal de luz en sistemas de comunicaciones ópticos, empleando para el efecto varios escenarios, con la finalidad de llegar a establecer qué tipo de detección es mejor bajo determinadas condiciones, mediante el software OptiSystem. Estos esquemas para detectar la señal óptica son de gran importancia en transmisiones a larga distancia y velocidades de transmisión altas, por lo que, la tendencia es apuntar a estas nuevas tecnologías, para lo cual se va a analizar su desempeño.

El primer capítulo está compuesto por la introducción a los sistemas de comunicaciones ópticos y el estudio de los fotodetectores PIN y APD. Adicionalmente, se explican términos fundamentales en lo que respecta a la fotodetección y los fotodetectores.

En el segundo capítulo se realiza un desarrollo teórico de la detección directa y coherente, en esta última se analiza el receptor homodino y heterodino en una configuración especial que es conocida como balanceada.

En el tercer capítulo se presentan las simulaciones realizadas con los dos métodos de detección de luz en diferentes escenarios de sistemas ópticos monocal. Se varían parámetros que influyen en el desempeño del sistema como: la longitud del enlace, potencia y velocidad de transmisión. Además, se presenta el análisis de los resultados obtenidos en las simulaciones.

Finalmente, el cuarto capítulo incluye las conclusiones y recomendaciones obtenidas al realizar el presente estudio.

PALABRAS CLAVE: Fotodetección, Detección directa, Detección coherente, Receptor homodino, Receptor heterodino, OptiSystem

ABSTRACT

The objective of this technical project is to compare the performance of light signal detection methods in optical communication systems, employing different scenarios to establish what type of optical detection is better under certain conditions, through OptiSystem program. These schemes for detecting the optical signal are so important in long-distance transmissions and high bit rates, so the trend is to target these new technologies, for which their performance will be analyzed.

The first chapter consists of an introduction to optical communications systems and the study of PIN and APD photodetectors. Furthermore, fundamental terms regarding photodetection and photodetectors are explained.

In the second chapter a theoretical development of direct and coherent detection is carried out, in the latter the homodyne and heterodyne receptor are analyzed along with a special configuration that is the balanced coherent scheme.

The third chapter displays the simulations that were implemented with the two methods of light detection, in different scenarios of single-channel optical systems. These were achieved by modifying parameters that influence the performance of the system such as the transmission distance, transmission power and transmission speed. In addition, the analysis of the results obtained in the simulations is presented.

Finally, the fourth chapter includes the conclusions and recommendations obtained through the present study.

KEYWORDS: Photodetection, Direct detection, Coherent detection, Homodyne receiver, Heterodyne receiver, OptiSystem

1. INTRODUCCIÓN

Con el incremento exponencial del tráfico de datos en los últimos años, y, debido a la demanda por un ancho de banda ultra amplio impulsado por distintas clases de aplicaciones y servicios de Internet, las redes ópticas de ultra alta velocidad se han vuelto ampliamente deseadas. Para suplir dicha necesidad de capacidad en los sistemas de transmisión ópticos, es esencial analizar las características principales de detección de los receptores ópticos, con el fin de poder escoger el más adecuado para este escenario.

En el ámbito de receptores ópticos se pueden distinguir dos formas de detección de la señal óptica: detección directa y detección coherente. La detección directa, que es la forma más simple, es empleada en sistemas ópticos DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) de 2.5, 10 y 40 Gbps [2, p. 107], y consiste en un detector de potencia que solo responde a la potencia óptica instantánea del campo recolectado. La información que se transmite debe estar asociada con la variación de intensidad lumínica de la señal transmitida [3, p. 68].

En cambio, con la detección coherente, utilizada a velocidades superiores, se emplea un oscilador local para mezclar su señal con la de la luz entrante para realizar la demodulación [1, p. 227]; este tipo de detección permite recuperar toda la información asociada a la señal transmitida [2, p. 107].

Comparado con la detección directa, este tipo de detección tiene la ventaja de contar con una eficiencia espectral superior, lo que a su vez permite transmisiones de alta velocidad [4, p. 351], y también preservar la fase en el dominio del tiempo debido al empleo del oscilador local [1, p. 227].

Dentro de la detección coherente, se tienen 3 tipos de receptores que dependen principalmente de la frecuencia intermedia, y estos son: receptor heterodino, receptor homodino y receptor intradino [1, p. 227], siendo este último el menos utilizado. El receptor heterodino, se caracteriza porque el ancho de banda de la señal de frecuencia intermedia es mayor que el ancho de banda de modulación [3, p. 70].

En el receptor homodino, la señal del oscilador local y la portadora óptica de entrada tienen los mismos valores de fase y frecuencia, ya que se emplea seguimiento de fase, y, por lo tanto, el ancho de banda de la señal de frecuencia intermedia es cero [5, p. 67] [3, p. 71].

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general de este Proyecto Técnico es: Analizar de forma teórica y mediante simulación, los métodos de detección directa y coherente de los receptores utilizados en los sistemas de transmisión ópticos.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

- i. Realizar un estudio técnico del funcionamiento de la detección directa y detección coherente, parámetros técnico-característicos, comportamiento y desempeño.
- ii. Simular sistemas de transmisión ópticos, en los cuales se apliquen detección directa y detección coherente en diferentes escenarios, para contrastar su performance.
- iii. Identificar las ventajas y desventajas de los dos métodos de detección óptica en los distintos escenarios de simulación.
- iv. Validar los resultados obtenidos en la fase de simulación con el sustento teórico del funcionamiento y comportamiento, tanto para la detección directa como para la detección coherente.

1.2 ALCANCE

Para el presente proyecto se realizará un estudio teórico detallado de las dos técnicas de detección de señal óptica: directa y coherente. Haciendo énfasis en parámetros de rendimiento tales como: el BER (Bit Error Rate), el SNR óptico (OSNR, Optical Signal to Noise Ratio), por mencionar algunos, que permitan efectuar una comparación técnica de los dos métodos.

Por otro lado, se empleará simulación mediante el software OptiSystem para la implementación de escenarios, donde se tenga un enlace óptico, en el que principalmente se resaltarán el funcionamiento del detector óptico (PIN), así como los elementos que permitan coleccionar la información requerida, osciloscopios, analizadores de BER, entre otros.

En base a estos resultados, se pueda evidenciar las diferencias técnicas en cuanto a rendimiento, desempeño y eficiencia de los dos métodos, también ventajas y desventajas del

uno frente al otro. Se considera para los escenarios de simulación, variar parámetros como tasa de datos, frecuencia de operación y potencia de transmisión, para llegar a determinar el BER y la relación señal a ruido óptica, con el objetivo de determinar el receptor óptico más adecuado para cada uno de los escenarios planteados.

En el trabajo se va a incluir a los receptores heterodino y homodino como parte de la detección coherente, pero se va a obviar el receptor intradino, ya que su campo de aplicación es más limitado que el de los dos mencionados anteriormente.

1.3 MARCO TEÓRICO

1.3.1 ESQUEMA DE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS

Un sistema de comunicación óptico está compuesto por los siguientes elementos constitutivos como se muestra en la Figura 1.1.

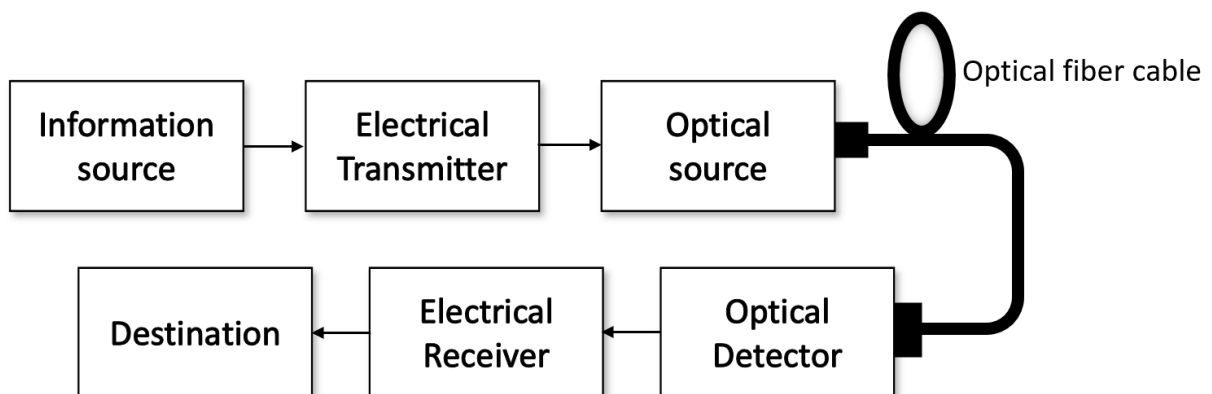


Figura 1.1. Componentes de un sistema de comunicación óptico [1, p. 8]

La fuente de información genera la señal eléctrica a partir de una forma de onda conocida como mensaje (un sonido, una imagen) [1], y, será la entrada a un transmisor, el cual a su salida acciona una fuente óptica para transformar la señal eléctrica en óptica y producir la modulación de las portadoras de luz [2], tal y como se visualiza en la Figura 1.2.

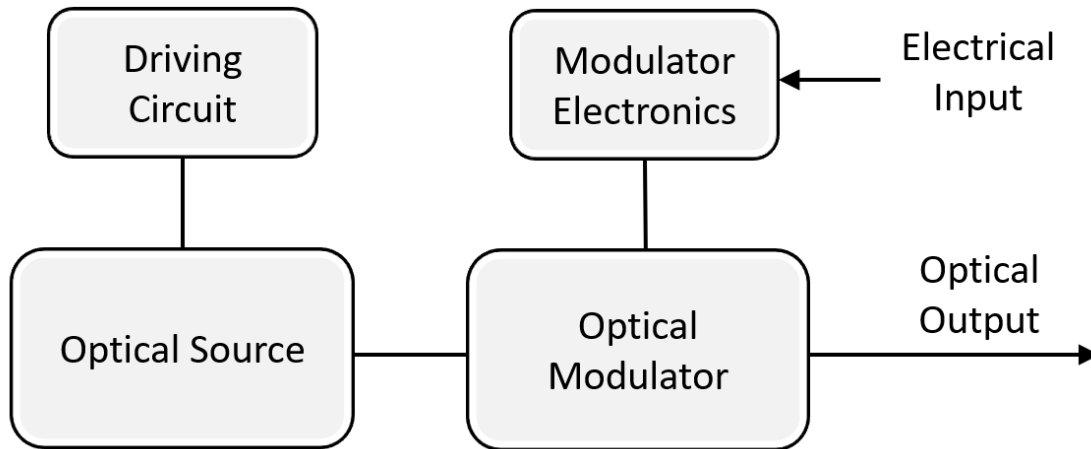


Figura 1.2. Diagrama de bloques de un transmisor óptico [3, p. 19]

La fuente de luz cumple con la conversión electro- óptica, para ello, se utilizan LED (Light Emitting Diodes) o ILD (Injection Laser Diodes). Una característica importante es su potencia de transmisión, cuyo valor es de aproximadamente 10 dBm para láseres y menor a -10 dBm para LED; deben ser compatibles en tamaño y funcionalidad con el tipo de fibra óptica a usarse en el enlace [1]. Entre las ventajas de utilizar estos componentes se destaca que: son de bajo consumo eléctrico y pueden generar ondas de luz en las regiones del espectro óptico (donde la fibra ofrece menos atenuación).

La onda de luz modulada (análoga o digital) [2] [1], se acopla a la fibra óptica cuyo rol es servir de transporte para la forma de onda óptica sin distorsionarla. Por su parte, el centro de la fibra óptica se conoce como núcleo y tiene un índice de refracción σ_1 , a su alrededor se encuentra

el manto con un índice de refracción ligeramente menor n_2 [2], como se expone en la Figura 1.3.

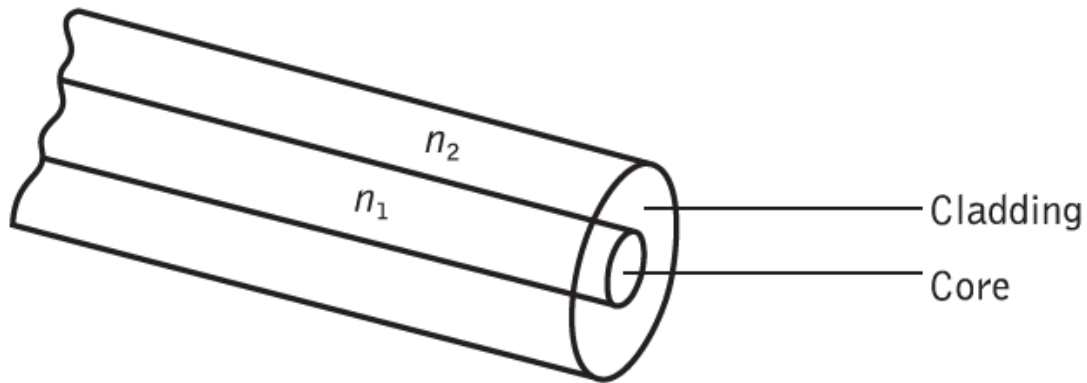


Figura 1.3. Constitución interna de la fibra óptica [2, p. 13]

El viaje de la señal de luz en el medio de transmisión se da gracias al principio óptico de la reflexión interna total (TIR), y, a medida que la señal va avanzando en la fibra óptica, ésta se va atenuando [1], pero también se va distorsionando y ensanchando por efecto de la dispersión. Luego, una señal débil en potencia y distorsionada se recibe en recepción [4] por el fotodetector, que convierte la señal óptica entrante en eléctrica. Finalmente, la señal se procesa por un receptor eléctrico.

Como se mencionó en el párrafo anterior, la señal óptica se degrada, por lo que es necesario disponer de un equipo repetidor que regenere y retransmita la forma de onda con la amplitud necesaria para seguir viajando y ser reconocida en recepción. El número de amplificadores no es constante debido a que depende de la distancia total del enlace [1] y de las características de transmisión del canal de comunicación.

1.3.2 RECEPTORES ÓPTICOS

Los receptores ópticos son una parte fundamental del sistema de comunicación óptico, puesto que, son los encargados de interpretar la información que viaja en la señal óptica y detectarla [5]; adicionalmente, convierten la señal de luz en una señal eléctrica para ser utilizada por el destinatario. Estos receptores son cruciales porque determinan el rendimiento general del sistema de comunicación óptico [2]. Se puede identificar 3 etapas en un receptor: interfaz delantera (front-end), que está compuesta por el fotodetector y el preamplificador, amplificación y recuperación de datos [6].

El proceso de conversión en el receptor se realiza mediante dos componentes esenciales: un detector y un procesador de señal electrónico. El primero, que puede ser un fotodiodo PIN (Positive Intrinsic Negative) o APD (Avalanche Photo Diode) [7], es el encargado de la conversión opto-eléctrica a través del efecto fotoeléctrico [3]; por otro lado, el procesador de señal electrónica convierte la señal eléctrica del detector sin procesar en una forma más adecuada que pueda ser entendida por el dispositivo de recepción [7]. En la Figura 1.4 se adjunta un esquema de bloques de un receptor óptico.

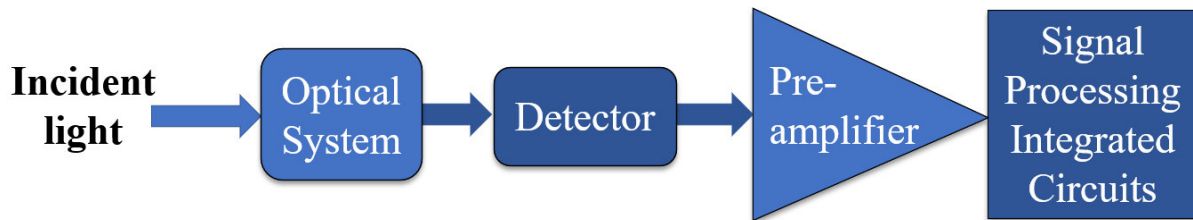


Figura 1.4. Diagrama de bloques de un receptor óptico [8, p. 190]

1.3.2.1 Fotodetector

Es el elemento principal de recepción, responsable de absorber fotones de la señal de luz entrante y transformarlos al dominio eléctrico; para ello, debe cumplir algunos requisitos como: generar un valor grande de fotocorriente para un valor de potencia óptica de entrada [9] y añadir una cantidad de ruido muy baja a su salida. Es por ello, que un fotodetector puede ser modelado como una fuente de corriente.

Idealmente, el fotodiodo debería presentar una eficiencia cuántica muy alta, además de no agregar ninguna clase de ruido a las señales recibidas ni saturarse, comportándose de forma lineal como función de la amplitud de la señal captada [5]. Su estructura se puede observar en la Figura 1.5.

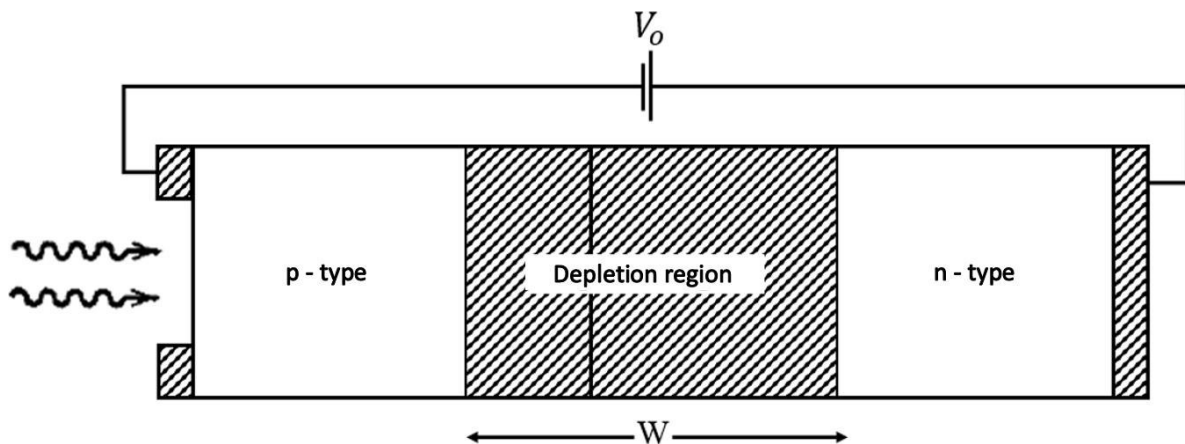


Figura 1.5. Estructura general de un fotodiodo p-n [3, p. 132]

En la figura se distinguen 3 regiones: p, n y de agotamiento (libre de portadores de carga). Dentro de esta categoría los fotodetectores semiconductores poseen importantes características, entre las que destacan: bajo voltaje de polarización, tamaño compacto, buena fiabilidad, bajo costo [10] y una excelente capacidad de detección. Los fotodiodos más utilizados son: fotodiodo P-I-N y fotodiodo APD (para el presente estudio se va a utilizar el fotodetector PIN por su costo y simplicidad).

A continuación, se van a describir algunos parámetros que influyen en el desempeño del detector:

1.3.2.1.1 Eficiencia cuántica

En un fotodetector la eficiencia cuántica o conocida también como eficiente cuántica interna, se define como el número de electrones generados por cada fotón incidente [11], se espera que el fotodiodo en base de la señal óptica de su entrada, produzca la mayor cantidad de onda eléctrica. Por lo tanto, es una medida que indica la eficiencia con la que se convierte la señal óptica en corriente [7]. Numéricamente se encuentra entre 0 y 1 y su expresión matemática está dada por la ecuación 1.1:

$$\eta = \frac{I_{\text{fot}}/e}{P_{\text{incid}}/(h * \nu)}$$

Ecuación 1.1. Eficiencia cuántica del detector [8, p. 193]

Donde:

I_{fot} : fotocorriente que atraviesa el dispositivo

e : carga del electrón

$h * \nu$: energía de un fotón

P_{incid} : Potencia incidente

De la ecuación se puede añadir que, cuando η toma su valor máximo se obtiene el 100% de probabilidad que el fotón incidente genere un par electrón hueco [8], pero en la práctica este valor es menor a la unidad. La eficiencia cuántica depende de la longitud de onda del fotón, el tipo de semiconductor, la energía del fotón y la estructura del fotodetector.

1.3.2.1.2 Responsividad

Llamada también responsividad espectral [9], mide la habilidad del fotodetector en convertir la potencia óptica en voltaje o corriente eléctrica [8] y especifica la fotocorriente generada por unidad de potencia óptica [4]. Para un fotodiodo este parámetro queda determinado en la ecuación 1.2.

$$R = \frac{I_{fot}}{P_{incid}}$$

Ecuación 1.2. Responsividad espectral del detector [7, p. 193]

La ecuación también se la puede expresar en función de la eficiencia cuántica así:

$$R \approx \frac{\eta \lambda}{1.24}$$

Ecuación 1.3. Responsividad espectral del detector en función de la eficiencia cuántica [1, p. 322]

Es así como, la responsividad del detector óptico varía linealmente con la longitud de onda de operación, a medida que se incrementa λ , la energía por fotón se vuelve más pequeña y en consecuencia la responsividad aumenta [11]; pero, al incrementar demasiado este parámetro, la energía por fotón llega a ser muy baja y por lo tanto la responsividad decae rápidamente como se aprecia en la Figura 1.6.

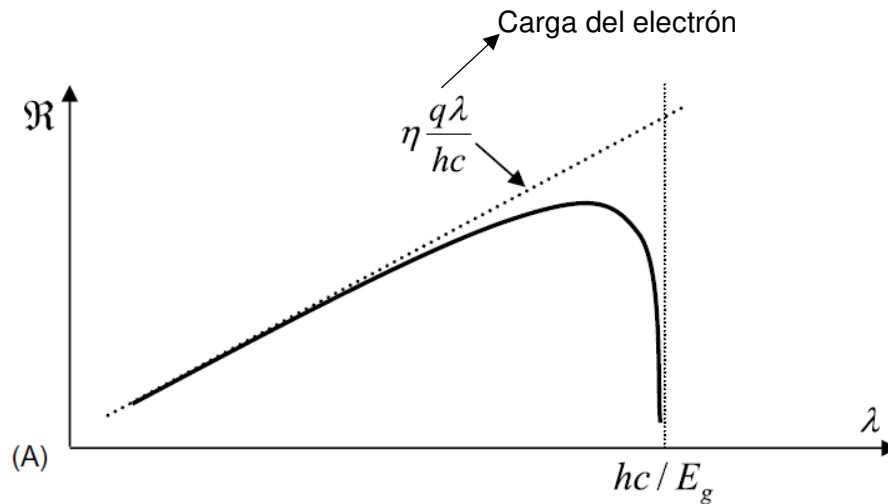


Figura 1.6. Responsividad espectral del fotodiodo [11, p. 132]

Cabe mencionar que, el tipo de material también influye en los valores de este parámetro, por ejemplo: para el germanio en 1300 nm es 0.45 A/W, para el silicio en 900 nm es 0.65 A/W y para el InGaAs en 1550 nm es 1.0 A/W [4].

1.3.2.1.3 Velocidad de respuesta

La velocidad de respuesta determina cómo responde el fotodetector a variaciones en la potencia óptica incidente [12], entendiéndose como el tiempo necesario para que el fotodiodo produzca fotocorriente [7]. Principalmente, este parámetro depende del tiempo de tránsito de los portadores fotogenerados a través de la región de agotamiento.

En las redes ópticas actuales se manejan grandes tasas de bits que están en el orden de las decenas y centenas de Gbps para ambientes de centros de datos, y miles de Gbps, en sistemas WDM (Wavelength Division Multiplexing). Es necesario que el tiempo de respuesta del detector sea muy pequeño, para que su correspondiente velocidad de respuesta sea tan rápida que, pueda convertir la señal óptica portadora de esos millones de bits [1] en señal eléctrica.

1.3.2.1.4 Corriente de oscuridad

Es la corriente que se genera en el fotodiodo sin tener ninguna señal óptica en su entrada [2], y, puede ser producida por una radiación de fondo o por la corriente de saturación de la juntura del semiconductor [13]. Si esta llega a ser muy alta, se deberá producir una fotocorriente numéricamente mayor para que la señal pueda ser detectada, por lo tanto, mantener esta

corriente baja determinará la calidad del dispositivo [7]. Este parámetro depende de la temperatura de operación, el voltaje de polarización y el tipo de fotodetector.

1.3.3 PRINCIPIOS DE FOTODETECCIÓN

La fotodetección consiste en transformar la señal óptica en una forma de onda eléctrica para que pueda ser posteriormente procesada. Un concepto de suma importancia es el de absorción óptica [7] que establece que, para que se absorba un haz de luz incidente sobre el fotodiodo, la energía de un fotón de dicho haz debe ser mayor o igual [2] que la energía de la banda prohibida del material fabricado [14], lo que lleva a generar pares electrón hueco (caso contrario no se va a inducir su creación). Por lo tanto, la longitud de onda más grande que puede absorberse se obtiene en base a la ecuación 1.5:

$$h * f_{min} = E_g$$

Ecuación 1.4. Energía de la banda prohibida del fotodetector [1, p. 317]

Donde:

f_{min} : frecuencia mínima medida en Hertz

E_g : energía de la banda prohibida (depende del material semiconductor)

h : constante de Planck ($6.626 \times 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$)

Como $f = \frac{c}{\lambda}$, la ecuación puede reescribirse como:

$$\lambda_{max} = \frac{1.24}{E_g (eV)} \mu m$$

Ecuación 1.5. Longitud de onda máxima a ser absorbida en el fotodetector [1, p. 317]

Idealmente, la energía de la banda prohibida del material fotodetector se elige de forma que sea ligeramente menor que la energía del fotón incidente, con el fin de asegurar una alta absorción que conduzca a una respuesta óptima del fotodiodo.

El valor λ_{max} se conoce como la longitud de onda de corte del material y representa el punto en el que el coeficiente de absorción α se vuelve cero [8]. Además, si la longitud de onda incidente λ es mayor que la de corte, el fotodetector va a absorber el haz de luz entrante puesto que en base a la relación de f , resulta que $f < f_{corte}$. En la Figura 1.7 se visualiza este concepto.

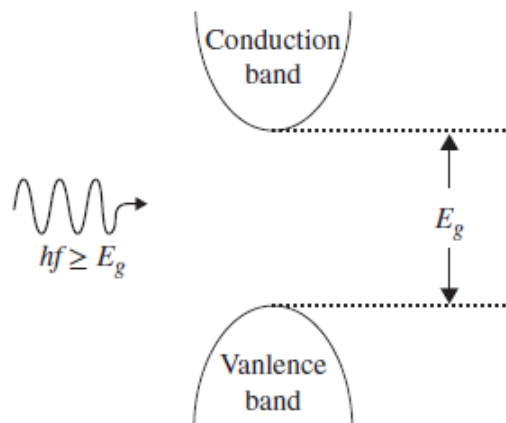


Figura 1.7. Principio de fotodetección del detector óptico [8, p. 190]

En la Figura 1.8 se muestra la relación entre el coeficiente de absorción y la longitud de onda para 7 tipos de semiconductores comunes.

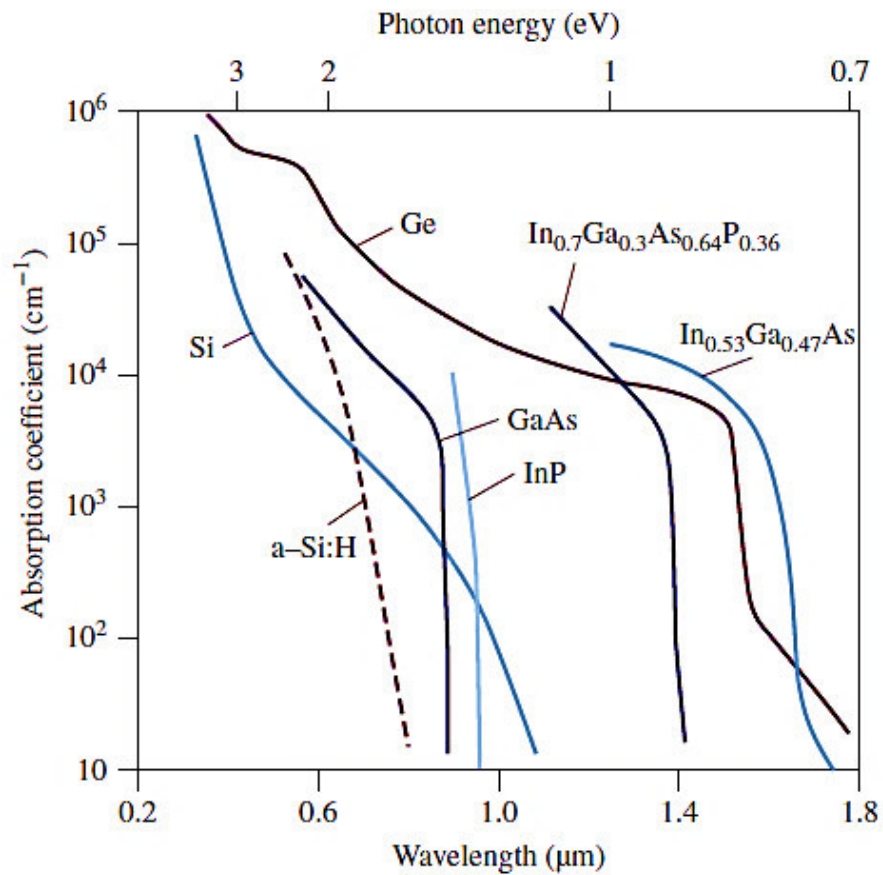


Figura 1.7. Coeficiente de absorción vs longitud de onda [8, p. 191]

Los distintos materiales semiconductores poseen diferentes valores de energía para la banda prohibida, como, por ejemplo: 1.11 eV para el silicio, 0.67 eV para el germanio, 1.43 eV para el GaAs y 0.75 eV para el InGaAs. Lo que implica que las longitudes de onda de corte sean: 1.13 μm , 1.85 μm , 0.87 μm y 1.65 μm respectivamente [14].

Por otro lado, la radiación óptica se la describe en términos de densidad, tanto de flujo de fotones como de potencia óptica. Esta densidad de flujo es definida como el número de fotones que ingresan en el fotodetector por unidad de área y por unidad de tiempo. Este parámetro está relacionado con la potencia de la señal de luz incidente P_{op} [1] y se muestra en la ecuación 1.7:

$$\phi = \frac{P_{op}}{A * h * f}$$

Ecuación 1.6. Densidad de flujos de fotones [1, p. 318]

Donde:

A : El área del fotodetector que recibe la radiación de luz

f : frecuencia de la señal óptica

A medida que ϕ se adentra en el semiconductor, es absorbida por el material mientras recorre una distancia x dentro del mismo. Siendo P_x la potencia de la señal a dicha distancia, su cambio incremental dP_x a través de un diferencial de distancia dx estará definido por la ecuación 1.8:

$$\frac{dP_x}{dx} = -\alpha P_x$$

Ecuación 1.7. Diferencial de potencia respecto a un diferencial de distancia x dentro del material [4, p. 249]

Donde:

dP_x : Diferencial de potencia

dx : Diferencial de distancia

α : Coeficiente de absorción

Realizando la operación matemática de integración, es posible llegar a establecer la ecuación 1.9 de la potencia a la distancia x de la superficie, desde el plano de incidencia ($x=0$).

$$P_x = P_{op} * (1 - e^{-\alpha(\lambda)*x})$$

Ecuación 1.8. Potencia obtenida a una distancia x del plano de incidencia [11, p. 243]

Después que el fotón se absorbe en su totalidad por el material semiconductor, su energía provoca que un electrón se excite y pase de la banda de valencia (dejando un hueco atrás [9]) a la banda de conducción [4], donde se crea un electrón y, finalmente se puede obtener un par electrón hueco [7].

La aplicación de un campo eléctrico provoca la separación de huecos y electrones en direcciones contrarias, tal como se aprecia en la Figura 1.9, provocando un flujo de corriente en el dispositivo externo a la que se conoce como fotocorriente [7]. El número de portadores de carga está controlado por el nivel de concentración de impurezas que se agregan intencionalmente al material [4].

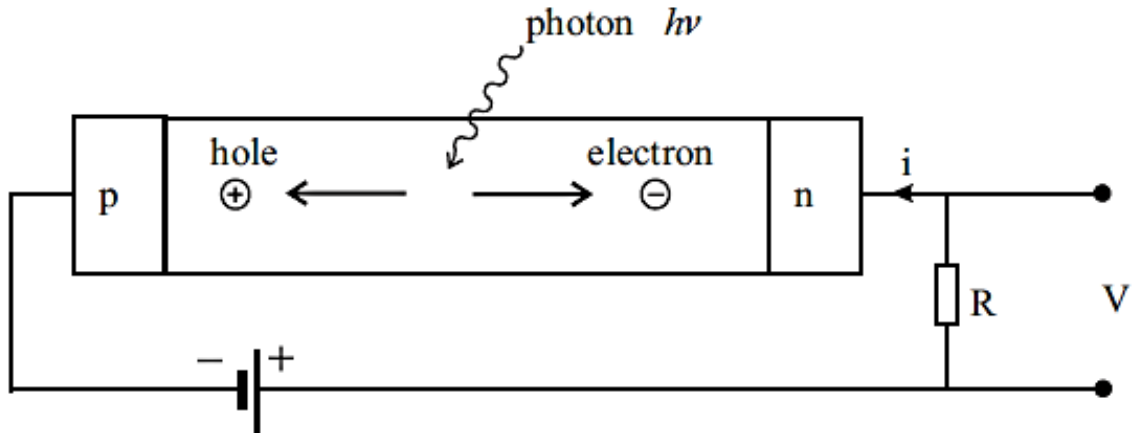


Figura 1.8. Esquema circuital de la generación de fotocorriente [9, p. 244]

En resumen, la luz que puede ser absorbida por el fotodiodo se ve influenciada por 3 factores: la longitud de onda de la señal óptica incidente, el material semiconductor y su respectivo grosor.

1.3.3.1 Fotodiodos PIN

El fotodiodo PIN es el fotodetector semiconductor más común en enlaces de comunicaciones ópticas [15], ocupado para aplicaciones de 10 y 40 Gbps principalmente [16], pero también se lo utiliza para tasas de bits superiores. Su estructura consiste en 3 regiones de semiconductores: la región p, la región intrínseca i (ligeramente dopada) y la región n [5]. Funciona en polarización inversa [14], como se observa en la Figura 1.10.

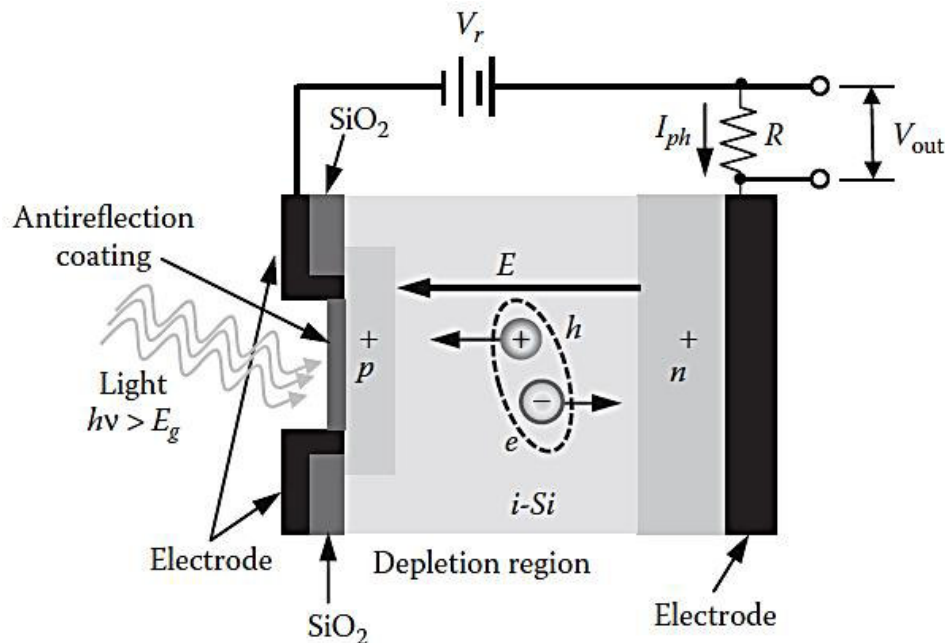


Figura 1.9. Diagrama de un fotodiodo PIN bajo polarización inversa [10, p. 198]

La región intrínseca es mucho más ancha que las otras dos regiones (p y n) pero con menos dopaje, el objetivo de esto es aumentar la anchura de la zona de agotamiento (que se extiende por toda la capa i), lo que a su vez incrementa la capacidad de absorción del fotodetector, de manera que, los fotones entrantes tengan más probabilidad de absorberse en esta capa [14].

Debido a su naturaleza intrínseca la región no tiene cargas libres, ofrece una alta resistencia, y la mayor parte de la caída de voltaje ocurre a través de ella [3]. Esto provoca que exista un campo eléctrico grande en esta región.

A través de su grosor, se controla la anchura que puede llegar a tener la zona de agotamiento, ya que hay parámetros como la eficiencia cuántica y la velocidad de respuesta que pueden ser optimizados en función de este parámetro [1].

1.3.3.1.1 Principio de funcionamiento

Los huecos se difunden desde la región p y los electrones por su lado, desde la región n con dirección a la de zona de agotamiento (capa i). Es aquí donde se recombinan (con otros huecos y electrones) y desaparecen. Esto deja una capa delgada de iones aceptores cargados negativamente en el lado p, y de igual forma, una capa delgada de iones donantes cargados positivamente en la región n [7].

Las dos cargas están separadas por el campo eléctrico presente en la zona intrínseca, el cual se incrementa si se aplica un voltaje externo y conlleva a que se eleve la velocidad de respuesta. Además, cualquier par electrón hueco generado en esta zona va a ser arrastrado [14] y aunque los portadores fotogenerados estén a la deriva, van a producir una fotocorriente exterior [1] cuando se aplique la tensión externa.

En condiciones de estado estable, la densidad de corriente total a través de la capa intrínseca está dada por la ecuación 1.9:

$$J_{tot} = J_{desp} + J_{dif}$$

Ecuación 1.9. Densidad de corriente total en fotodiodo PIN [1, p. 324]

Donde:

J_{desp} : Es la densidad de corriente generada por el desplazamiento de los portadores que se producen en la zona de agotamiento propiamente.

J_{dif} : Densidad de corriente que es generada por los portadores, producto de la absorción de luz fuera de la zona de agotamiento.

La componente difusa de la corriente puede crear distorsiones en la respuesta temporal de un fotodiodo, como se muestra en la Figura 1.11.

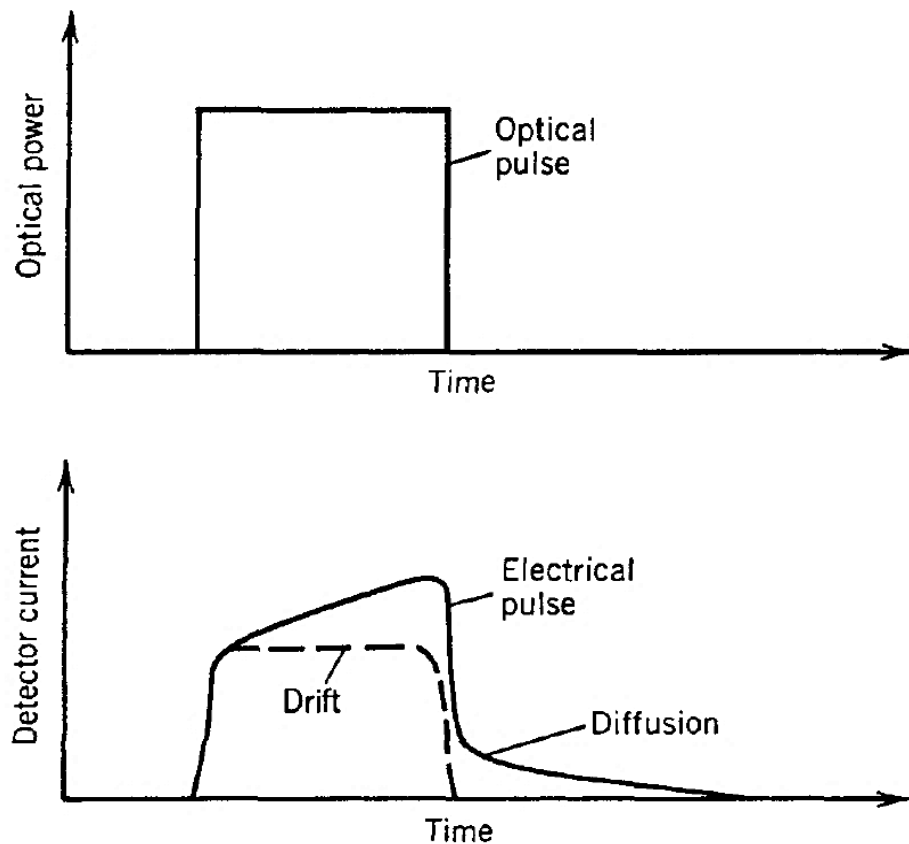


Figura 1.10. Respuesta de un fotodiodo PIN a un pulso óptico de entrada cuando ambas componentes contribuyen a la corriente [3, p. 133]

Para minimizar los efectos de esta componente, se debe reducir el ancho de las capas p y n [3], como resultado, la región de agotamiento se incrementa y así la mayor parte de la potencia óptica se absorbe dentro de esta.

En base a lo estudiado hasta el momento, el grosor de la capa intrínseca puede modificarse en el fotodetector, pero hay que considerar que su valor no sea tan grande, puesto que tomaría más tiempo para que los portadores viajen a través de la zona de agotamiento [14]. Adicionalmente, al aumentar el ancho de esta zona, no solo sube la eficiencia cuántica, también se incrementa la responsividad. Por lo tanto, la anchura óptima es un compromiso entre la velocidad de respuesta y la sensibilidad del fotodetector [3].

En implementaciones prácticas se puede llegar a tener casi el cien por ciento de eficiencia cuántica al usar un fotodiodo de InGaAs con 4 a 5 μm de ancho en la región intrínseca [3], es por eso, que estos fotodiodos se emplean con frecuencia en sistemas ópticos reales.

En la Tabla 1.1 se pueden encontrar algunos de los parámetros de funcionamiento para el fotodetector PIN.

Tabla 1.1. Parámetros de funcionamiento del fotodetector PIN para 3 materiales semiconductores [3, p. 135]

Parameter	Symbol	Unit	Si	Ge	InGaAs
Wavelength	λ	μm	0.4–1.1	0.8–1.8	1.0–1.7
Responsivity	R_d	A/W	0.4–0.6	0.5–0.7	0.6–0.9
Quantum efficiency	η	%	75–90	50–55	60–70
Dark current	I_d	nA	1–10	50–500	1–20
Rise time	T_r	ns	0.5–1	0.1–0.5	0.02–0.5
Bandwidth	Δf	GHz	0.3–0.6	0.5–3	1–10
Bias voltage	V_b	V	50–100	6–10	5–6

Los detectores PIN tienen como características: alta eficiencia cuántica, un gran ancho de banda [7] (puede llegar a ser 70 GHz con un voltaje de polarización de 2 V [17]) y una corriente de oscuridad baja. De este modo se vuelven una opción muy adecuada para la detección de señales de alta velocidad (como en ambientes de centros de datos a 50 Gbps [18] o también en sistemas que ocupen tasas de bits superiores a 100 Gbps [13]), por mencionar algunos ejemplos.

1.3.3.2 Fotodiodos APD

Los fotodiodos APD son aquellos fotodetectores especialmente diseñados para multiplicar internamente la fotocorriente [4], por lo general son elaborados en base de Silicio y Germanio. Se utilizan para la detección de radiación óptica cuya intensidad es extremadamente baja debido a sus características de alta sensibilidad [8], pero requieren de un proceso de fabricación más exigente lo que lleva a que su costo sea superior [7], comparado con los PIN.

El fotodiodo APD tiene una estructura más compleja que los detectores PIN tal como se puede apreciar en la Figura 1.12, ya que consiste en una región altamente dopada de material p (p+), seguido de la zona intrínseca i. Luego, el fotodetector contiene una capa adicional no tan dopada de material p (p) ubicada al final de la región intrínseca [19], en la cual, se va a producir la multiplicación de las portadoras mediante la generación de pares electrón hueco

secundarios [3], a través del proceso conocido como ionización de impacto, para finalmente llegar a la región altamente dopada de material n (n^+) [1].

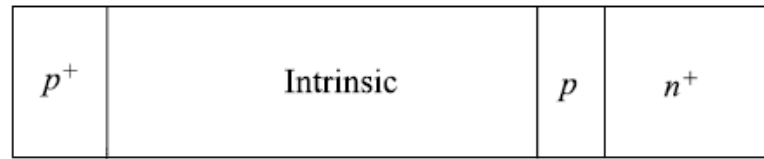


Figura 1.11. Estructura del fotodiodo APD [11, p. 141]

1.3.3.2.1 Principio de funcionamiento

Bajo condiciones normales de operación, la luz entra al dispositivo por medio de la capa p^+ y llega a absorberse en la región intrínseca [1], donde se comienzan a recolectar los portadores previamente fotogenerados. La absorción de fotones crea pares electrón hueco y debido al valor tan alto de campo eléctrico presente, provocará que las cargas se aceleren demasiado y puedan ceder parte de su energía a un electrón en la banda de valencia para que pase a la de conducción.

Los electrones, por lo tanto, van a desplazarse hasta la región pn^+ , en la cual el campo eléctrico es muy intenso, esto desemboca en la generación de otro par electrón hueco, el que, a su vez, se vuelve a acelerar y nuevamente va a formar otro par. Todo este proceso es conocido como multiplicación en avalancha de los portadores [14] y una condición para que se lleve a cabo, es que el fotodiodo se someta a voltajes elevados (decenas a centenas de voltios) en polarización inversa.

En la Figura 1.13. se exhibe el campo eléctrico para el APD.

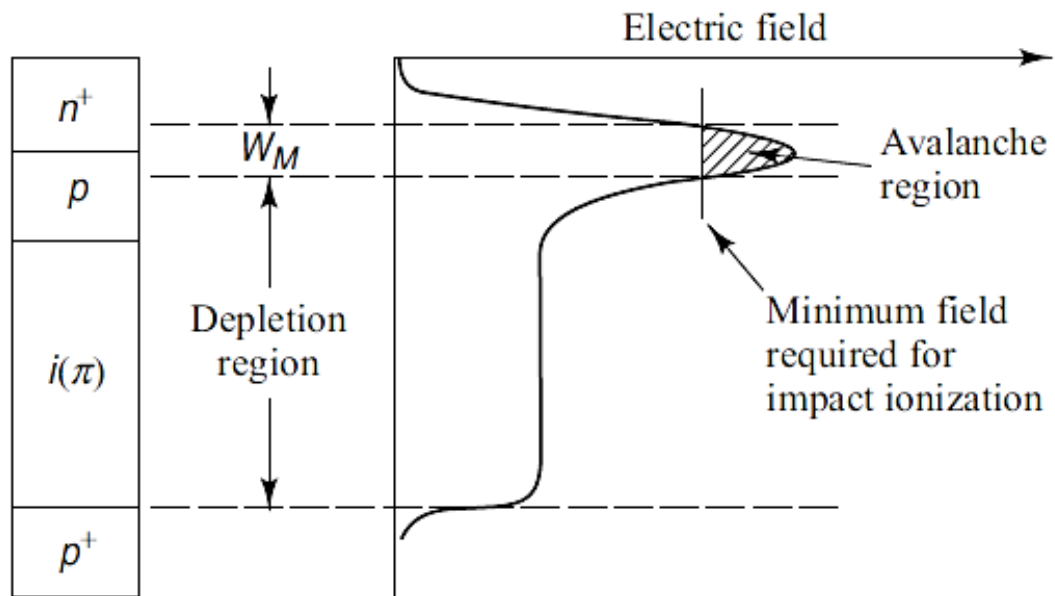


Figura 1.12. Representación del campo eléctrico para el fotodiodo APD [4, p. 254]

La responsividad para el fotodetector va a depender del factor de multiplicación M y se representa por medio de la ecuación 1.11.

$$R_{APD} = M * R$$

Ecuación 1.10. Responsividad del APD [3, p. 139]

Donde:

M : Factor de multiplicación

R : Responsividad normal del fotodiodo

2. METODOLOGÍA

En este capítulo se expone los conceptos teóricos sobre el ruido presente en los sistemas de fotodetección, así como los dos métodos para detectar la señal de luz, detección directa y detección coherente. Adicionalmente, se exhibe el principio de funcionamiento de cada uno junto con sus características esenciales.

2.1 RUIDO EN SISTEMAS DE FOTODETECCIÓN

2.1.1. RUIDO DE DISPARO

En un sistema de detección óptico, la señal de luz recibida por el detector experimenta una llegada de fotones al azar, lo que da paso a la generación randomizada de pares electrón hueco en el receptor [1], manifestándose en forma de ruido cuántico (o de disparo). Este ruido depende de la corriente fotogenerada y se relaciona al hecho de que la corriente eléctrica consiste en un flujo de electrones que se originan en momentos aleatorios [5].

Existe una incertidumbre asociada con el número de electrones y huecos generados en el detector para un valor dado de potencia óptica incidente durante un período de tiempo fijo, dicha aleatoriedad en el número total de pares de electrón hueco generados por la radiación de entrada [1] es lo que se conoce como ruido de disparo. Su valor medio es 0 debido a su naturaleza [14].

Para fotodetectores no multiplicadores (como el PIN), los portadores fotogenerados producen la fotocorriente sin ganancia de multiplicación. Por otro lado, si el fotodetector es multiplicador (como APD), se introduce ruido de disparo adicional, esto se debe a que el mecanismo de ganancia interno en estos fotodiodos es al azar. El exceso de ruido introducido por un APD se mide en términos del factor de exceso de ruido que es función de la ganancia de multiplicación [1]. En resumen, la corriente para un instante de tiempo t puede ser escrita en base a dos componentes que la constituyen:

$$I(t) = I + i_{disparo}$$

Ecuación 2.1. Corriente total para un instante de tiempo t [3, p. 151]

Donde:

I : Es la componente determinística de la corriente

$i_{disparo}$: Es una fluctuación de corriente, matemáticamente es una variable aleatoria con media cero que sigue estadísticas de Poisson [8]

2.1.2 RUIDO TÉRMICO

Para un valor dado de temperatura, los electrones se mueven aleatoriamente en un conductor, dicho movimiento en una resistencia de carga se manifiesta como una corriente fluctuante incluso en ausencia de un voltaje aplicado [5].

A medida que aumenta la temperatura, los electrones se mueven más rápido y, por lo tanto, se incrementa la corriente generada por estos. Sin embargo, el valor medio de la corriente es cero ya que en promedio hay tantos electrones moviéndose en una dirección como en la opuesta [8].

La resistencia de carga en el extremo frontal de un receptor óptico agrega las fluctuaciones a la corriente producida por el fotodiodo [3]. La etapa de amplificación por su parte, incrementa el valor de esta componente de ruido [6]. El ruido térmico se puede incluir modificando la ecuación 2.1 de la siguiente manera.

$$I(t) = I + i_{disparo} + i_{térmico}$$

Ecuación 2.2. Corriente total con componentes de ruido térmico y blanco [3, p. 152]

Donde:

I : Es la componente determinística de la corriente

$i_{disparo}$: Es una fluctuación de corriente, matemáticamente es una variable aleatoria con media cero que sigue estadísticas de Poisson [8]

$i_{térmico}$: Es una fluctuación de corriente que se induce por la corriente térmica, y que, de forma matemática es modelada como un proceso aleatorio estacionario de Gauss.

2.2 TIPOS DE FOTODETECCIÓN

La detección de las señales de luz puede llevarse a cabo en el receptor óptico mediante dos técnicas diferentes que son: detección directa y coherente. En la primera, el fotodetector puede responder a los cambios en la potencia óptica de la señal que recibe, pero no se obtiene

información de frecuencia y fase. En la segunda técnica se emplea un oscilador local y además el receptor puede extraer información de frecuencia y fase de la forma de onda transmitida.

2.2.1 DETECCIÓN DIRECTA

Un sistema de comunicaciones de esta naturaleza es aquel que se basa en la detección de la potencia óptica modulada (conocida también como intensidad del campo óptico), es decir, están pensados en responder a estas fluctuaciones de intensidad y cualquier información de polarización, fase y frecuencia queda eliminada [20].

El receptor está constituido de un único fotodiodo y, por ende, el transmisor modula la potencia de la señal de luz. Por esa razón a estos esquemas a menudo se los denomina sistemas de modulación de intensidad y detección directa IMDD (Intensity Modulation Direct Detection) [21].

El componente clave del receptor de detección directa es el fotodetector, ya que este actúa como un contador de fotones [1] y produce una señal de salida de corriente eléctrica directamente proporcional a la intensidad de la luz que recibe [11]. En un sistema IM-DD, dicha intensidad es modulada por algunas características de la señal moduladora para luego transmitirse a través de la fibra óptica, bien sea de forma analógica o digital.

El formato de modulación para los sistemas de detección directa es OOK (On-Off Keying) [22], y para modular la potencia óptica se puede utilizar un láser directamente modulado DML (Directly Modulated Laser), sobre el cual, se aplican señales binarias para modificar la corriente de excitación de este. La ventaja de recurrir a este tipo de láser es que la modulación se implementa dentro de su fuente y no es necesario acoplar la luz entre este equipo y un modulador. De esta forma, se minimizan los costes de fabricación y embalaje.

Los sistemas de detección directa basados en este láser pueden alcanzar tasas de transmisión teóricas de 10 Gbps [21]. En láseres semiconductores comerciales DML, la modulación directa permite llegar a velocidades de hasta 2.5 Gbps operando en la ventana de $1.55 \mu m$, sobre fibra monomodo y distancias menores a 250 km, con la posibilidad de conseguir velocidades de 10 Gbps [21] en enlaces de fibra más cortos, para los cuales no se requiere repetidores o amplificadores.

Por otro lado, las aplicaciones para estos sistemas están limitadas principalmente por el *chirp* que se presenta en el láser [11], el cual representa la modulación de frecuencia residual no

deseada a la salida. Tal efecto guarda una relación directa con la degradación producida por la dispersión cromática en los pulsos transmitidos, provocando su ensanchamiento y por ende el incremento en la interferencia entre símbolo (ISI), además ocasiona penalización de potencia.

Para obtener una mayor integridad de la señal, pueden utilizarse moduladores Mach-Zehnder (MZM Mach Zehnder Modulator) que evitan el *chirp* [21]. Un MZM es un tipo diferente de modulador externo que logra la modulación de intensidad mediante la combinación de dos moduladores de fase en un esquema de interferómetro Mach-Zehnder. En la Figura 2.1 se muestra un esquema para un sistema IM-DD basado en MZM.

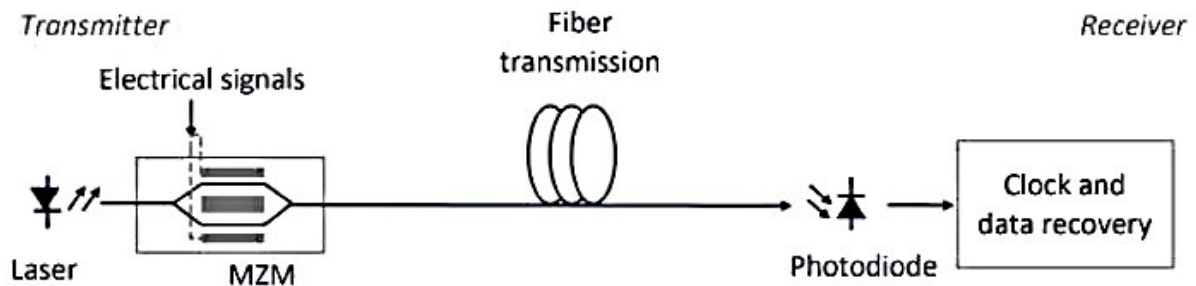


Figura 2.1. Sistema de transmisión óptico IM-DD basado en MZM [21, p. 422]

2.2.1.1 Modulador Mach Zehnder

El interferómetro de Mach Zehnder (MZ) consiste en un acoplador Y (divisor) a la entrada, seguido de los brazos y finalmente un acoplador Y (combinador) a la salida [7]. Los electrodos están superpuestos para aplicar voltaje de polarización externo, y de esa manera, controlar el dispositivo de forma electroóptica [1].

Su funcionamiento está basado en los fenómenos de interferencia entre ondas, donde la primera unión tipo Y, actúa como un splitter, permitiendo dividir la luz entrante en dos partes iguales en donde cada una de ellas recorre caminos ópticos distintos (brazos del interferómetro).

En ausencia de voltaje de polarización aplicado a los electrodos, la potencia óptica entrante se divide entre los dos brazos sin tener ninguna diferencia de fase. Estos poseen moduladores de fase (PM, Phase modulator) controlados por voltaje que permite a ambos campos ópticos adquirir una diferencia de fase entre sí. Finalmente, las dos componentes se combinan con la

ayuda del segundo acoplador Y para luego interferirse constructivamente en un puerto de salida y destructivamente en el otro [4], tal y como se muestra en la Figura 2.2.

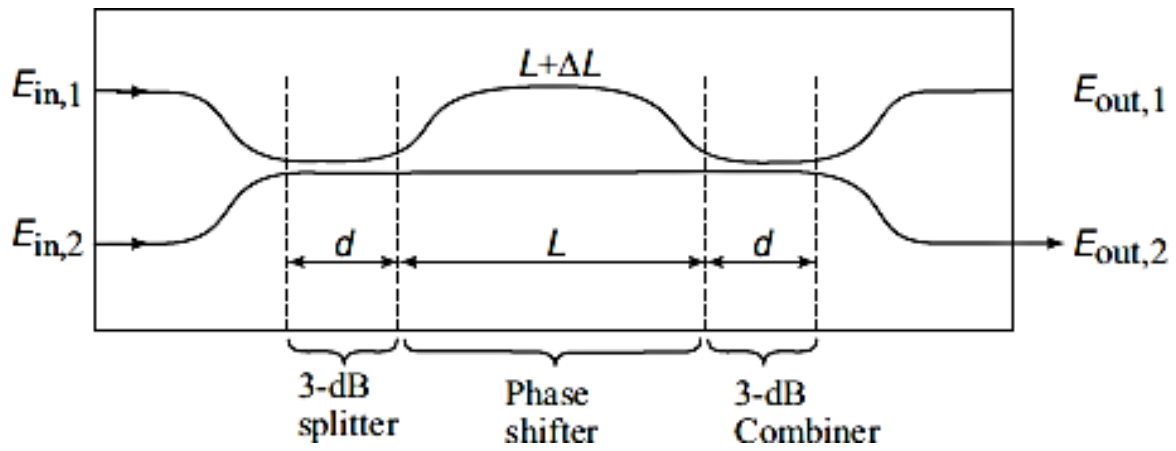


Figura 2.2. Diagrama esquemático de un interferómetro de Mach Zehnder [4, p. 393]

En un sistema IM-DD el transmisor tiene como fuente un láser, por tal razón, la luz puede modularse directamente dentro del mismo o, utilizando un modulador separado (como se mencionó en el párrafo anterior). A continuación, en la Figura 2.3 se ilustra el sistema de transmisión y recepción de detección directa.

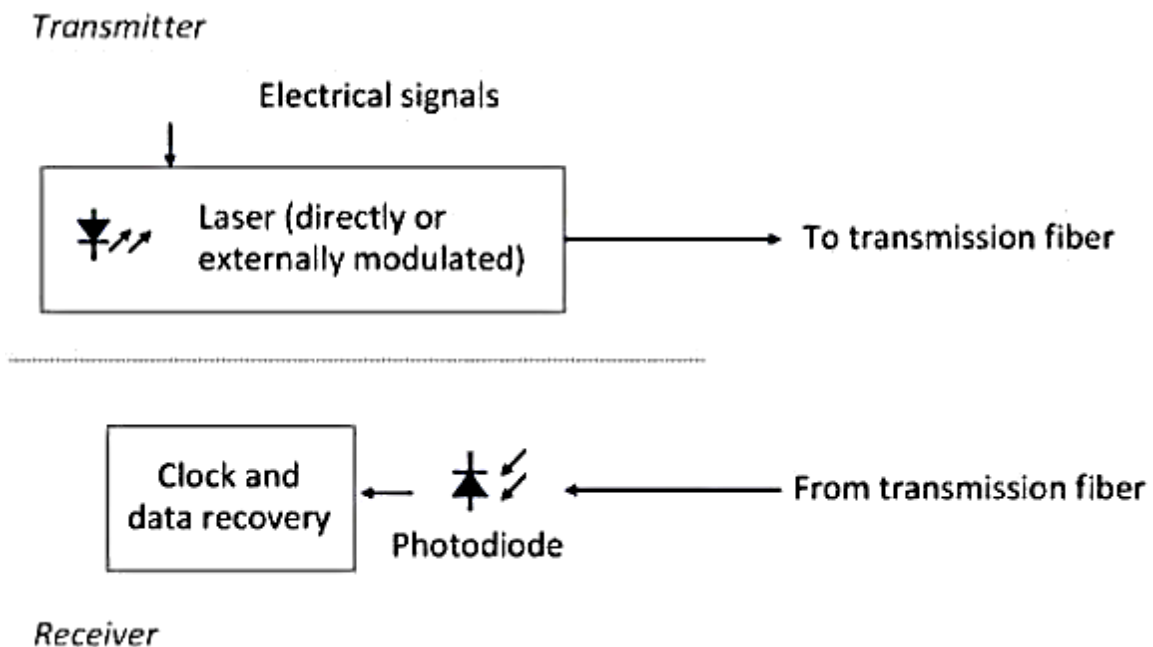


Figura 2.3. Diagrama esquemático de un sistema de comunicación óptica IM-DD [21, p. 420]

Después que la señal de luz viaje por la fibra óptica, el receptor recupera sincronismo y luego establece un umbral adecuado para decidir si el símbolo recibido es un 0 o un 1 lógico. Este circuito electrónico es conocido como unidad de recuperación de datos y reloj. Los sistemas de detección directa constan de circuitos electrónicos más simples, cuya estructura se explica a continuación.

El receptor consta de tres etapas: la sección frontal, la etapa de amplificación y la recuperación de datos o procesamiento de señales digitales, en asociación con un convertidor de analógico a digital [8].

La Figura 2.4 muestra el diagrama de un receptor óptico digital empleado en detección directa en donde el extremo frontal consiste en un fotodetector y un preamplificador electrónico para alcanzar una amplificación mayor de la corriente generada en el paso previo, generalmente en forma de tensión [5]. Luego, un amplificador principal para obtener una ganancia de voltaje mayor seguido de un filtro de paso bajo LPF (Low Pass Filter) compone la etapa de amplificación [8].

El LPF se utiliza para eliminar el espectro de ruido, por lo tanto, es deseable mantener el ancho de banda del filtro paso bajo lo más reducido posible y también se lo debe optimizar para que la relación señal a ruido SNR (Signal to Noise Ratio) sea máxima [8]. A continuación, se dispone de la etapa para regenerar la secuencia de temporización y para muestrear la forma de onda, lo que permite recobrar la secuencia digital transmitida.

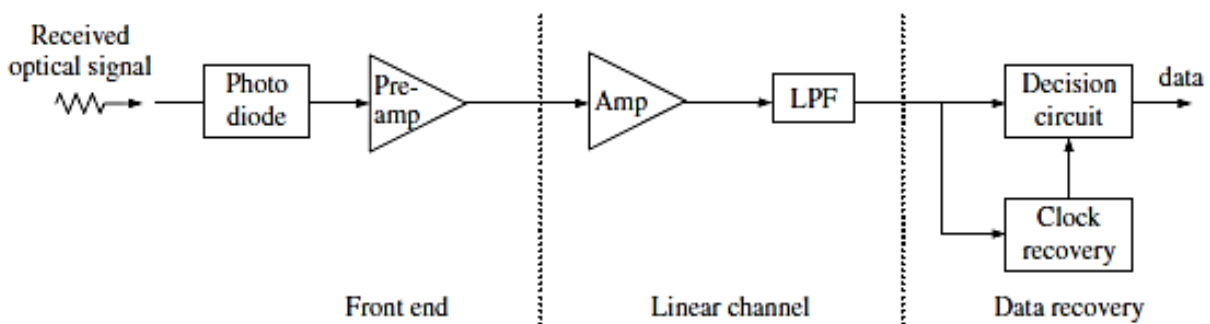


Figura 2.4. Esquema de bloques del receptor IM-DD [8, p. 220]

La señal eléctrica débil a la salida de los fotodetectores se ve afectada por el ruido aleatorio generado por el proceso de fotodetección, por su parte, el preamplificador también agrega sus propios componentes de ruido, corrompiéndola aún más. Por lo tanto, las diversas fuentes de

ruido pueden anular la señal [1] haciendo imposible su detección y generalmente establecen el límite inferior de señal que puede reproducirse de forma fiable. La potencia óptica mínima que puede detectar un fotodiodo es conocida como sensibilidad.

2.2.2 DETECCIÓN COHERENTE

En estos sistemas, la señal de luz es modulada por la información empleando amplitud, fase y frecuencia de la señal portadora de onda luminosa, ya sea directamente o por medio de un modulador externo [23]. Y como se mencionó al inicio del capítulo, a diferencia de la detección directa, este método de detección permite, por lo tanto, recuperar información tanto de amplitud como de fase.

Es conocida como detección coherente, puesto que combina la señal óptica entrante de forma coherente con un campo óptico de onda continua (CW, Continuous Wave) antes de que caiga sobre el detector [3]. Las ventajas del receptor coherente son las siguientes:

- i. El proceso de detección es lineal, la envolvente de la señal óptica se traduce linealmente en un dominio eléctrico y, por lo tanto, la función de transferencia inversa se puede recuperar usando un procesador digital de señales (DSP Digital Signal Processor).
- ii. Se logra eficiencias espectrales más altas utilizando formatos de modulación multinivel que emplean tanto la modulación de amplitud como la de fase [8] (como los formatos de modulación FSK y PSK) porque convierte las variaciones de fase en variaciones de amplitud [3].
- iii. La sensibilidad del receptor está limitada por el ruido de disparo principalmente, puede llegar a alcanzarse con una potencia óptica lo suficientemente grande en el oscilador local [24] y que aproximadamente es de 16 dBm [5].

Sin embargo, dentro de las desventajas de este método de detección se pueden incluir las siguientes:

- i. Los receptores coherentes son sensibles a la polarización y necesitan un monitoreo y seguimiento de ella en la interfaz delantera del receptor.
- ii. Para los receptores homodino y heterodino se emplea un lazo asegurado de fase óptica (OPLL, Optical Phase Locked Loop) y un lazo asegurado de fase (PLL, Phase Locked Loop) respectivamente, eso implica que, se necesita incluir circuitos de control y

retroalimentación, ópticos o eléctricos, que puede llegar a complicar la electrónica del receptor [5].

La detección radica en el producto (mezcla) de la señal modulada de luz recibida con la del oscilador óptico local de onda continua [5], de esta manera se provee de ganancia a la señal óptica de entrada. Este producto que se lleva a cabo en la recepción va a iluminar al fotodiodo [23] y es, por lo tanto, responsable de las dos formas de detección coherente conocidas como: heterodina y homodina [13]

El concepto de mezcla se refiere a que cuando se combinan dos ondas de frecuencias f_1 y f_2 , como resultado se va a obtener señales con frecuencias $2f_1$, $2f_2$ y $f_1 \pm f_2$, de las cuales solo la onda $f_1 - f_2$ no se filtra en el receptor para los sistemas de detección coherente. Por lo que, el ruido dominante en el receptor es el de disparo (proveniente del oscilador local) lo que significa que el receptor tiene una sensibilidad limitada por este ruido [4].

2.2.2.1 Oscilador local

El concepto principal expuesto hasta el momento sobre la detección coherente se representa esquemáticamente en la Figura 2.5. Un campo óptico coherente se genera al emplear un láser de anchura espectral estrecha conocido como oscilador local [3], y cuya frecuencia puede sintonizarse a aproximadamente el valor de una fuente monocromática [5]. A continuación, es combinado con el campo óptico que ingresa al fotodetector usando un divisor de haz, típicamente un acoplador óptico [8] en la práctica.

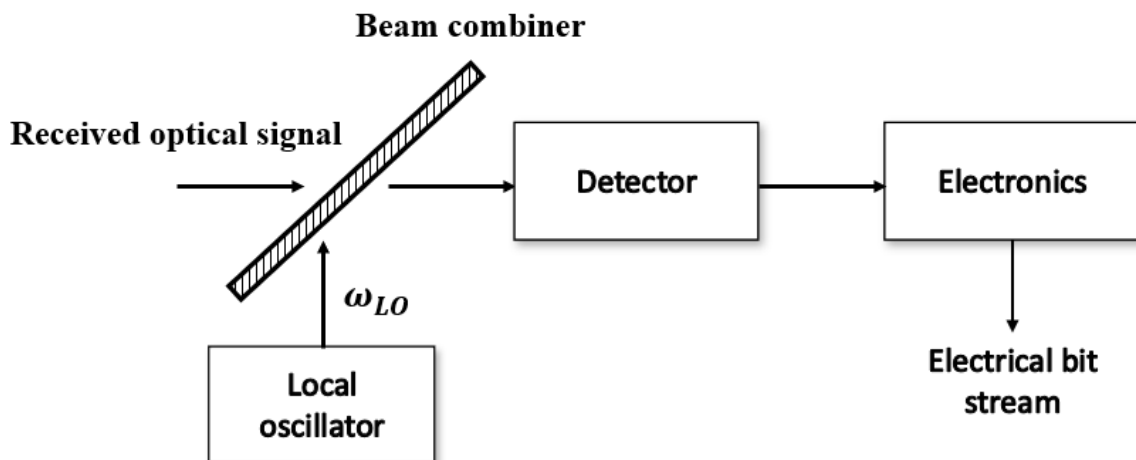


Figura 2.5. Diagrama esquemático de detección coherente [3, p. 158]

Estos sistemas se han vuelto de especial interés por su alta sensibilidad (debido a la habilidad de detección de fase [24]), su selectividad de frecuencia [25]) aunque esto implique mayor complejidad en su diseño. La salida del oscilador óptico local no debe tener necesariamente la misma fase que la de la señal entrante [13].

Para revisar el concepto de mezcla usado en el receptor, se procede a escribir el campo de la señal óptica usando notación compleja así:

$$E(t)_{entrada} = A(t)_{entrada} \exp [-j(\omega_{entrada}(t) + \theta_{entrada})]$$

Ecuación 2.3. Valor del campo de la señal óptica en función del tiempo [3, p. 158]

Por su parte la ecuación del campo complejo del oscilador óptico local queda de la siguiente forma:

$$E(t)_{local} = A(t)_{local} \exp [-j(\omega_{local}(t) + \theta_{local})]$$

Ecuación 2.4. Valor del campo del oscilador óptico local en función del tiempo [3, p. 158]

Donde:

$A_{entrada}, A_{local}$: Corresponden a las amplitudes de los campos tanto de la señal óptica incidente como de la señal del oscilador óptico local.

$\omega_{entrada}, \omega_{local}$: Corresponden a las frecuencias de los campos tanto de la señal óptica incidente como de la señal del oscilador óptico local.

$\theta_{entrada}, \theta_{local}$: Corresponden a las fases de los campos tanto de la señal óptica incidente como de la señal del oscilador óptico local.

Las dos señales son combinadas usando un acoplador de 3 dB antes de pasar por el fotodiodo. La potencia óptica incidente que llega al fotodetector viene dada por:

$$P = |E_{entrada} + E_{local}|^2$$

Ecuación 2.5. Potencia óptica incidente en el fotodetector [3, p. 158]

Y utilizando las ecuaciones 2.3 y 2.4 se puede reescribir la ecuación 2.5 de la siguiente manera:

$$P(t) = P_{entrada} + P_{local} + 2\sqrt{P_{entrada}P_{local}} \cos(\omega(t)_{FI} + \theta_{entrada} - \theta_{local})$$

Ecuación 2.6. Potencia óptica incidente en el fotodetector en función del tiempo [3, p. 158]

Donde:

$$P_{entrada} = A_{entrada}^2$$

$$P_{local} = A_{local}^2$$

ω_{FI} : Frecuencia intermedia de la señal

La frecuencia intermedia (FI) se obtiene como resultado de la diferencia entre la frecuencia de la señal óptica incidente y la del oscilador local, y se la denomina así, porque la señal portadora de información se encuentra en una frecuencia intermedia entre su frecuencia óptica inicial y su forma de banda base final.

La amplitud de la señal de FI es proporcional al producto de la señal óptica de entrada y la del oscilador local y, por lo tanto, los sistemas coherentes se dice que tienen una ganancia de mezcla. El ruido de fase de la señal de FI puede variar desde unos pocos KHz en láseres de cavidad externa hasta muchas decenas de MHz en algunos láseres DFB (Distributed Feedback Laser [20]).

Cuando las fases tanto de la señal de luz incidente como la del oscilador óptico local no son iguales, la señal óptica es demodulada en dos etapas [3]. La frecuencia de la portadora es llevada a la frecuencia intermedia, luego la señal eléctrica resultante se la procesa de forma que se pueda recuperar el flujo de bits.

En base a los valores que la frecuencia intermedia pueda llegar a tener, hay dos esquemas distintos de detección coherente: receptor coherente homodino y receptor coherente heterodino.

2.2.2.2 Receptor coherente homodino

En este primer esquema de detección coherente, el valor de la frecuencia intermedia es igual a 0 ($\omega_{FI} = 0$), es decir, que tanto la frecuencia de la señal óptica incidente como la del oscilador local son iguales [26]. Para llevar a cabo una correcta detección de símbolos en el receptor homodino, las fases también deben coincidir de manera que el ruido de fase sea 0 [13], para lograrlo se puede emplear un lazo asegurado de fase óptica (OPLL).

La estructura general de un receptor homodino se puede apreciar en la Figura 2.6.

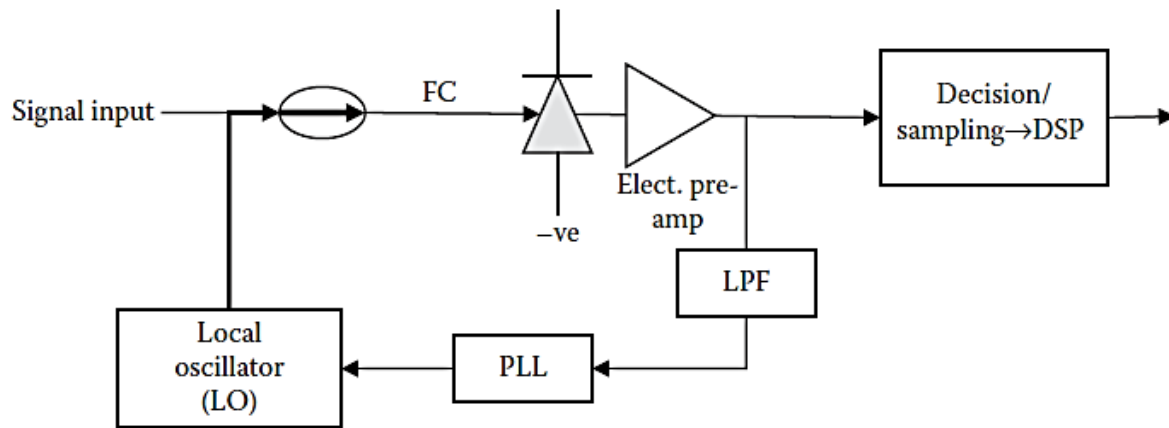


Figura 2.6. Diagrama esquemático de un receptor coherente homodino [5, p. 293]

A la salida del fotodiodo y del preamplificador, la forma de onda eléctrica resultante se filtra por medio de un LPF y también atraviesa un circuito de decisión con el objetivo de recuperar el flujo de datos transmitido [5]. Para el cálculo del valor de la fotocorriente se parte de la siguiente ecuación:

$$I = R * P(t)$$

Ecuación 2.7. Valor de la fotocorriente [26, p. xxi]

Donde:

R : Corresponde al valor de responsividad del fotodetector

$P(t)$: Es el valor de potencia incidente al fotodiodo en función del tiempo

De forma que, utilizando la ecuación 2.6 y 2.7 se obtiene finalmente la fotocorriente:

$$I(t) = R(P_{entrada} + P_{local}) + 2R\sqrt{P_{entrada}P_{local}} \cos(\theta_{entrada} - \theta_{local})$$

Ecuación 2.8. Fotocorriente en función del tiempo [3, p. 159]

Debido a que la componente mostrada en la ecuación es la coseno (que está en fase respecto de la información angular del oscilador local), y la componente seno (de cuadratura) no es detectada al mismo tiempo [27], es lo que vuelve al receptor homodino una opción incapaz de extraer toda la información de la señal compleja [24]. Como la P_{local} es una potencia constante y suele ser mucho mayor que $P_{entrada}$ [4], el último término de la ecuación 2.7 es el que lleva

la información transmitida, adicionalmente al ser la diferencia de fases 0, la ecuación se reduce a:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_{entrada}P_{local}}$$

Ecuación 2.9. Valor final de fotocorriente [3, p. 159]

De esta manera, mientras el valor de P_{local} vaya aumentando, el oscilador local va a actuar como un amplificador y, por lo tanto, se va a obtener una mayor sensibilidad en el receptor en comparación de la detección directa [4]. Adicionalmente, como se puede evidenciar en la ecuación 2.7, el último término contiene la fase de la señal, y como se había indicado al inicio de la sección 2.1, esto permite recuperar la información transmitida empleando frecuencia o fase de la portadora óptica [3]. La magnitud de la fotocorriente de salida es proporcional al producto de la potencia óptica de la señal y la potencia del oscilador local después de la mezcla coherente [26].

De la ecuación 2.8 así mismo se distingue que la detección homodina lleva la señal recibida directamente a banda base, por lo que no se requiere más demodulación eléctrica (que conllevaría a tener circuitos más complicados para la recepción) [13]. Sin embargo, también son los más difíciles de construir, ya que el oscilador local debe ser controlado por el OPLL; y, adicionalmente la necesidad de que la señal de luz incidente y el láser del oscilador local tengan las mismas frecuencias, impone requisitos muy estrictos a estas dos fuentes ópticas [4].

2.2.2.2.1 Receptor homodino y lazo asegurado de fase óptica

Una implementación de este método de fotodetección utilizando el OPLL se muestra en la Figura 2.7.

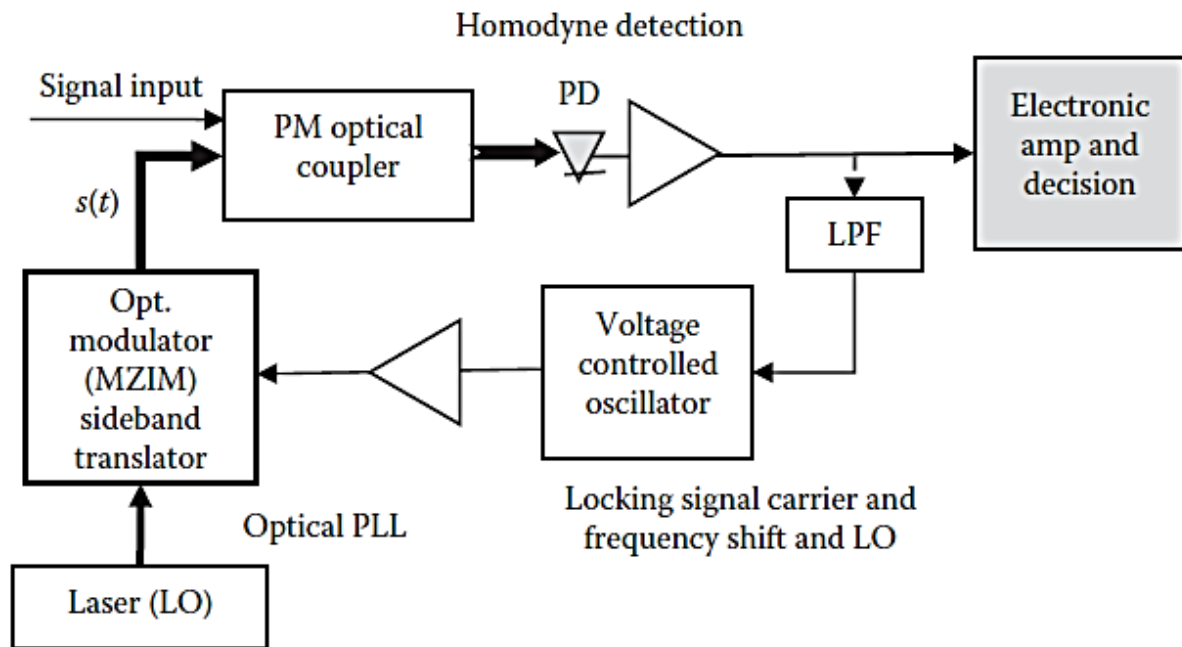


Figura 2.7. Diagrama esquemático de un receptor coherente homodino con OPLL [5, p. 293]

La frecuencia del oscilador local se posiciona en la frecuencia portadora de la señal óptica incidente mediante el uso de un modulador óptico de banda lateral única, aunque también se puede utilizar uno de banda lateral doble. El modulador es alimentado por la salida de un oscilador controlado por voltaje VCO (Voltage Controlled Oscillator) cuya frecuencia está determinada por la tensión de salida de un filtro pasabanda electrónico acondicionado para cumplir con el nivel de voltaje necesario para activar el modulador.

El oscilador local se sintoniza de forma que la diferencia de frecuencias, (con respecto a la portadora óptica de entrada), caiga dentro de la banda de paso del filtro mencionado al final del párrafo anterior. Cuando la diferencia de frecuencia es cero, no hay nivel de voltaje en la salida del filtro y, por lo tanto, el OPLL ha alcanzado la etapa final de aseguramiento [5].

El ancho de banda del modulador óptico es el que permite extender el rango de aseguramiento entre las dos portadoras ópticas. Cualquier desplazamiento de frecuencia entre el oscilador local y la portadora incidente se detecta y se filtra por el filtro paso bajo (LPF). El espectro de salida del modulador consta de dos bandas laterales y la onda de luz del oscilador local; uno de estos componentes luego se asegurará en la frecuencia de la portadora óptica recibida [5].

Además, se desprende de las ecuaciones 2.7 y 2.8 que con la detección homodina, la potencia de la señal eléctrica promedio se incrementa en 4 veces $P_{local}/P_{entrada}$ [26], este aumento puede ser de varios órdenes de magnitud, y aunque también aumenta el ruido de disparo, la SNR mejora en el caso de la detección homodina.

2.2.2.3 Receptor coherente heterodino

Para este esquema, la frecuencia intermedia ω_{FI} tiene un valor distinto de cero (por lo general $\omega_{FI} \gg 2\pi * V_{tx}$), donde V_{tx} es velocidad de transmisión [24]. Este tipo de receptor no necesita un lazo asegurado de fase óptica (OPLL) [4] puesto que como ya se indicó ω_{FI} no tiene que llegar a tener un valor de 0.

La frecuencia del oscilador local se elige para que difiera de la frecuencia de la señal de luz recibida ($\omega_{entrada}$), de manera que la frecuencia intermedia esté en la región de microondas [3]. Adicionalmente, para evitar el aliasing espectral se requiere que incluso sea mayor que el ancho de banda de modulación de la señal [11]. En consecuencia, el receptor heterodino es mucho más fácil de implementar que los receptores estudiados en el punto anterior.

La información puede transmitirse modulando la amplitud, fase o frecuencia de la portadora óptica. Al igual que en la detección homodina, el oscilador local amplifica la señal recibida, mejorando significativamente la sensibilidad del receptor y la relación señal a ruido en un factor de 2 (o 3 dB) más que el detector homodino [26].

La configuración básica de la detección óptica heterodina se muestra en la Figura 2.8. El oscilador local, cuya frecuencia puede ser mayor o menor que la de la portadora óptica incidente, se mezcla con la portadora de información, permitiendo así su conversión de las señales al rango de la frecuencia intermedia [8].

Esta onda de luz combinada es convertida por el fotodetector en corriente eléctrica, y será posteriormente filtrada por un LPF. Luego, pasa por el demodulador y de esa forma obtiene los datos en banda base. Suele emplearse un filtro pasabajos para eliminar armónicos de orden superior del proceso de fotodetección [5].

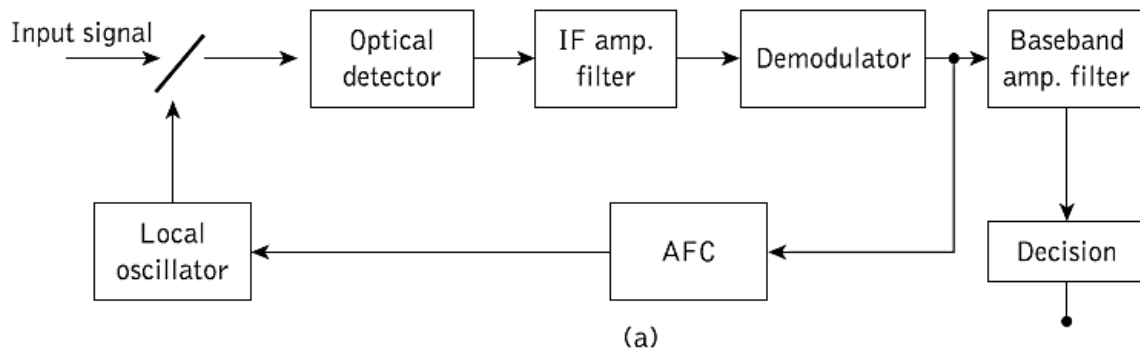


Figura 2.8. Diagrama esquemático de un receptor coherente heterodino [2, p. 852]

2.2.2.3.1 Esquemas de demodulación

El proceso de convertir la señal óptica recibida en una forma eléctrica adecuada para reconstruir el flujo de bits original se denomina demodulación. Cuando la información está contenida en la fase de la portadora óptica, la detección directa no se puede utilizar para la demodulación porque toda la información de fase se pierde durante el proceso de detección.

Se utilizan dos técnicas conocidas como: demodulación coherente y demodulación por detección de envolvente [11] para convertir la información de fase en variaciones de intensidad o también conocidas respectivamente como:

- i. Demodulación sincrónica heterodina
- ii. Demodulación asincrónica heterodina.

El sistema de demodulación asincrónica no necesita recuperar la portadora, se aplica para modulaciones como: ASK, FSK, DPSK, por mencionar algunos ejemplos [28]. En cambio, el sistema de demodulación sincrónico heterodino necesita recuperación de portadora.

i. Receptor coherente heterodino asincrónico

La demodulación asíncrona heterodina es relativamente fácil y no necesita de un lazo asegurado de fase eléctrico (PLL), puesto que, es el método que menos estabilidad de fase y anchura espectral de láser requiere [2]. Los esquemas de modulación que pueden detectarse asincrónicamente son ASK y FSK.

La señal de frecuencia intermedia se envía (después de que se mezclan la portadora óptica incidente con la portadora del oscilador local) al fotodetector para que posterior a ello, la

corriente generada pase a través del amplificador y un filtro pasabanda (BPF, Band Pass Filter) encargado de restaurar la señal a banda base [26] mediante el detector de envolvente. El sistema de comunicación óptica coherente asíncrono heterodino se muestra en la Figura 2.9.

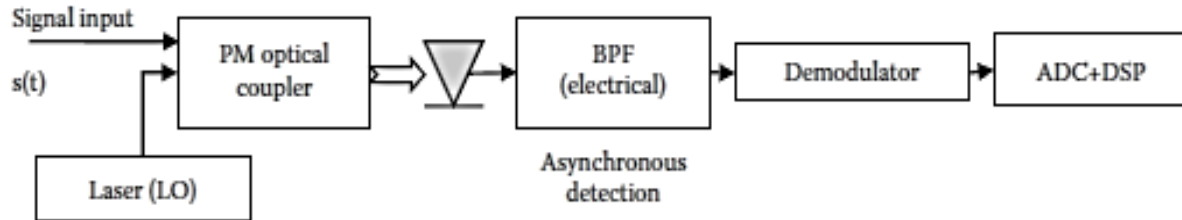


Figura 2.9. Diagrama esquemático de un receptor coherente heterodino asíncrono [5, p. 287]

El bloque demodulador es un detector de envolvente, posterior a este, se encuentra un circuito conversor de analógico a digital (ADC, Analog to Digital Converter) y seguido el DSP el cual establece un instante de muestreo con un circuito de recuperación de reloj. La envolvente demodulada de amplitud se puede muestra en la ecuación 2.10:

$$A(t) = 2R\sqrt{P_{entrada}P_{local}} \cos(\omega(t)_{FI}) + \vartheta_x \cos \omega(t)_{FI} + \vartheta_y \sin \omega(t)_{FI}$$

Ecuación 2.10. Valor de la envolvente demodulada en detección coherente asíncrona [5, p. 288]

Donde:

ϑ_x, ϑ_y : Son variables aleatorias que representan los valores esperados de los componentes de potencia de ruido ortogonal.

La demodulación asíncrona no puede utilizarse para modulaciones de fase PSK, pues la fase del láser transmisor y la del oscilador local no están aseguradas y pueden variar con el tiempo [3]. El receptor asíncrono heterodino puede afectar las componentes en fase y en cuadratura del ruido del receptor, y por lo tanto, se va a reducir la relación señal-ruido (SNR) lo que conlleva a que la sensibilidad del receptor disminuya, aproximadamente 0,5 dB [26].

ii. Receptor coherente heterodino sincrónico

La detección óptica síncrona necesita una estimación de fase de la señal de frecuencia intermedia al llevarla a banda base. Por lo general se requiere el uso de técnicas de

aseguramiento de fase en el receptor para rastrear las fluctuaciones de fase [2] en las señales del oscilador local y de entrada.

La Figura 2.10 muestra el diagrama de un receptor coherente heterodino sincrónico, donde la corriente generada en el fotodiodo pasa por el filtro pasabanda que se encuentra centrado en ω_{FI} ; luego se implementa un mezclador eléctrico que sirve para dar seguimiento a la fase de la señal detectada [5].

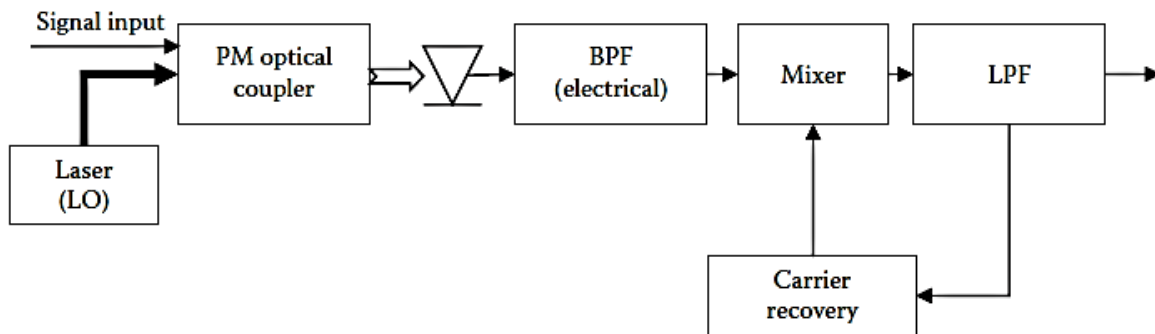


Figura 2.10. Diagrama esquemático de un receptor coherente heterodino sincrónico [5, p. 287]

La señal recibida luego de pasar por el filtro pasa banda se puede expresar mediante la ecuación 2.11:

$$A(t) = 2R\sqrt{P_{entrada}P_{local}} \cos(\omega(t)_{FI} + \phi(t)) + \vartheta_x \cos \omega(t)_{FI} + \vartheta_y \sin \omega(t)_{FI}$$

Ecuación 2.11. Valor de la envolvente demodulada en detección coherente sincrónica [5, p. 290]

Donde:

$\phi(t)$: Es la diferencia de fases entre la señal de luz recibida y la señal óptica del oscilador local.

Este tipo de demodulación requiere la recuperación de la portadora de microondas en la frecuencia intermedia. Para el efecto, se va a utilizar un oscilador que genere una onda eléctrica cuya frecuencia sea ω_{FI} y que mediante un multiplicador eléctrico se mezcle con la señal obtenida de la ecuación 2.10.

De esta manera, se pueda generar una onda resultante de la forma $\cos(\omega(t)_{FI})^2$ y cuyo ancho de banda sea igual a $2\omega_{FI}$ [3]. Cabe mencionar que ambas señales que pasan por el proceso

de multiplicación tienen fases idénticas. De modo que la señal resultante en este se presenta en la ecuación 2.12:

$$A(t) = 2R\sqrt{P_{entrada}P_{local}}\cos^2(\omega(t)_{FI} + \phi(t)) = \frac{2R\sqrt{P_{entrada}P_{local}}}{2}(1 + \cos(2(\omega(t)_{FI} + \phi(t))))$$

Ecuación 2.12. Valor de la envolvente demodulada en detección coherente sincrónica [8, p. 231]

Tomando en cuenta el resultado que se encuentra a la derecha de la ecuación, el término constante es el que corresponde a la señal en banda base y el otro es una onda cuyo espectro está centrado en $2\omega_{FI}$. A continuación, se tiene un LPF cuyo objetivo es filtrar la componente alterna de la ecuación precedente como se puede apreciar en la Figura 2.11, de manera que para una señal transmitida $x(t)$, la señal banda base finalmente se expresa como en la ecuación 2.13:

$$A(t) = \frac{2R\sqrt{P_{entrada}P_{local}}}{2}x(t)$$

Ecuación 2.13. Valor final de la señal en banda base [8, p. 231]

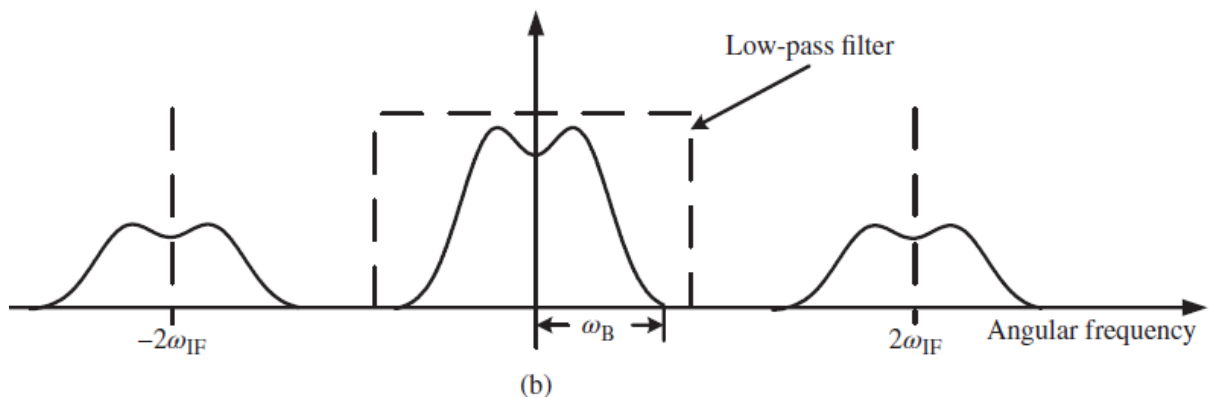


Figura 2.11. Espectro de la señal después de pasar por el multiplicador eléctrico [8, p. 232]

En la Figura 2.12 se muestra el ancho de banda que ocupa tanto el receptor homodino y heterodino. Para el primer caso (como se aprecia en la Figura 2.12b) va a ser igual a BW, que es igual al de la señal banda base transmitida. Por otro lado, para el detector coherente heterodino es $\omega_{FI} + BW$ como se visualiza en la Figura 2.12a. Para evitar el aliasing espectral debe cumplirse que $\omega_{FI} \geq BW$, de modo que el ancho de banda del sistema de detección coherente heterodino es de al menos $2BW$.

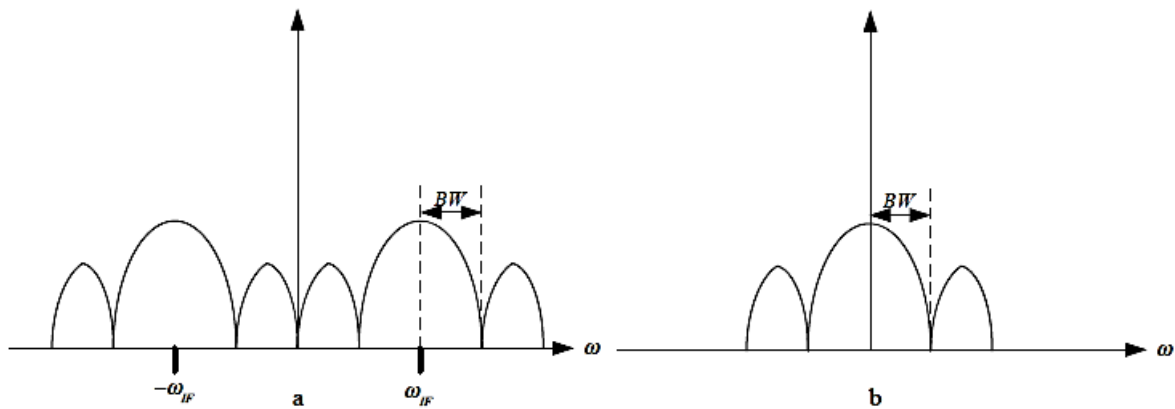


Figura 2.12. Ancho de banda de la detección coherente a) para el receptor heterodino b) para el receptor homodino [26, p. 310]

Una ventaja que solo se obtiene con la demodulación sincrónica es la habilidad de detectar información contenida tanto en las componentes en fase y en cuadratura, incrementando la eficiencia espectral [38].

2.2.2.4 Receptor coherente balanceado

Un receptor coherente balanceado es aquel en que las dos señales ópticas son detectadas usando fotodiodos idénticos [29] y es usado generalmente para rechazar la componente de modo común presente entre dos señales (en aplicaciones prácticas logran un grado de rechazo de 30 dB), el cual se cuantifica a través de la razón de rechazo del modo común (CMRR, Common Mode Rejection Ratio). También se utilizan para suprimir la componente de corriente continua y minimizar el ruido de intensidad relativa¹ (RIN, Relative Intensity Noise) [30] del oscilador local [31]. Requieren menos energía que las configuraciones donde se emplea un único fotodiodo.

La Figura 2.13 muestra el diagrama de bloques del receptor coherente balanceado. Las señales ópticas, tanto del oscilador local como la de luz recibida, se encuentran en los puertos de entrada. Luego, son combinadas por un acoplador direccional de 3 dB (el cual añade un desplazamiento de fase de 180 grados [8]) que actúa como splitter distribuyendo equitativamente la potencia en ambos puertos de salida. Esto permite obtener detección

¹ Ruido de intensidad relativa: Se define como la relación entre la densidad espectral de potencia del ruido y la potencia total [40, p. 263]

balanceada óptima [29] en base a los valores del espaciamento d y la longitud L tal y como se tiene en la Figura 2.14.

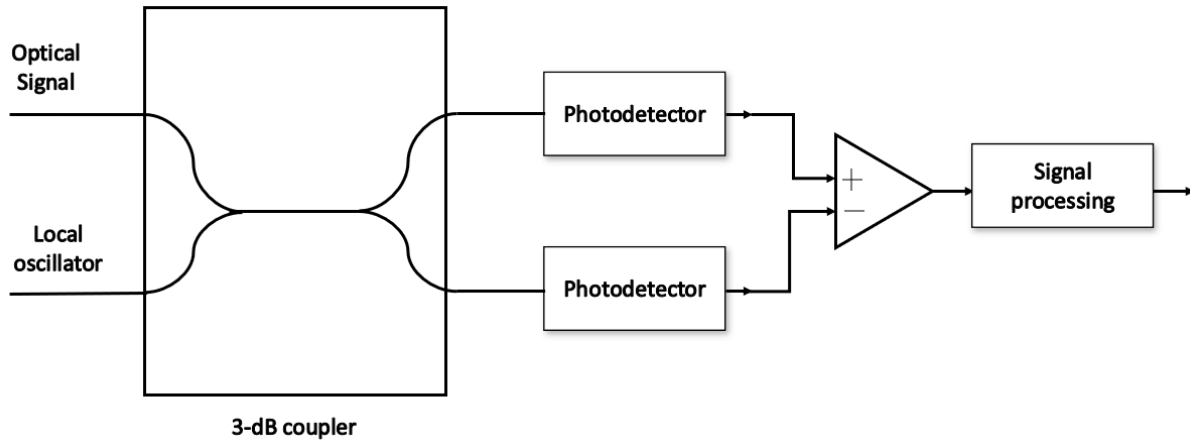


Figura 2.13. Diagrama esquemático de un receptor coherente balanceado [3, p. 466]

El acoplador direccional se puede fabricar acercando dos guías de ondas ópticas. La señal óptica en el puerto de entrada se representa por q_j^{in} y en la salida está dada por q_j^{out} . Cuando las entradas ópticas en el acoplador son diferentes de cero, se tiene como formas de onda en la salida:

$$q_1^{out} = \frac{(q_1^{in} - iq_2^{in})}{\sqrt{2}}$$

Ecuación 2.14. Señal óptica presente en el puerto de salida 1 [8, p. 233]

$$q_2^{out} = \frac{(-iq_1^{in} + q_2^{in})}{\sqrt{2}}$$

Ecuación 2.15. Señal óptica presente en el puerto de salida 2 [8, p. 233]

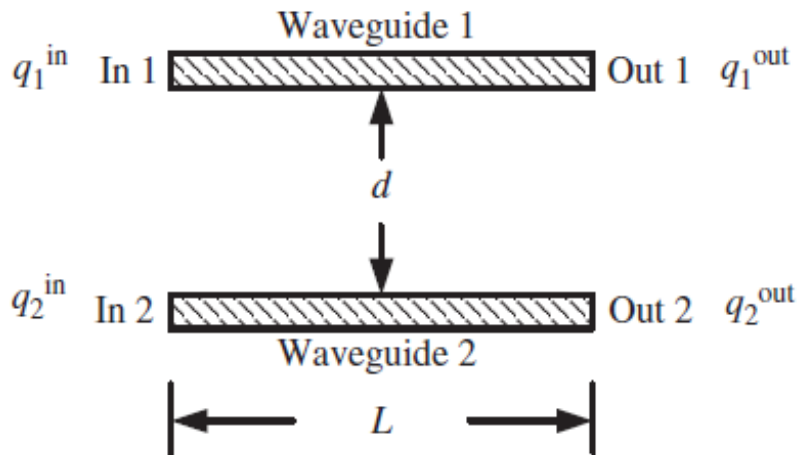


Figura 2.14. Constitución interna de un acoplador direccional [8, p. 233]

Como se mencionó en el primer párrafo de esta sección, las señales de los puertos de salida del acoplador se alimentan a dos fotodetectores similares con igual valor de responsividad los que a su vez van a producir fotocorrientes que se van a representar por las ecuaciones 2.16 y 2.17 respectivamente:

$$I_+ = R|q_1^{out}|^2$$

Ecuación 2.16. Valor de fotocorriente presente en el primer fotodetector [8, p. 233]

$$I_- = R|q_2^{out}|^2$$

Ecuación 2.17. Valor de fotocorriente presente en el segundo fotodetector [8, p. 233]

Posterior a ello, se tiene un amplificador diferencial en donde se va a llevar a cabo la diferencia de estas fotocorrientes ($I_+ - I_-$) eliminando por completo el valor de corriente continua [3]. Cabe mencionar que el receptor balanceado usa toda la potencia de la señal incidente de luz, por lo que evita la penalización de potencia de 3 dB intrínseca a cualquier receptor de un solo puerto.

2.3 BER PARA LOS MÉTODOS DE FOTODETECCIÓN

Cuando se analiza el BER para la detección directa y coherente, un factor determinante es el número de fotones recibidos durante 1 bit (N_p), dado que, mientras más pequeño es su valor,

mejor sensibilidad y BER presenta el sistema de comunicaciones. En la Tabla 2.1 se expone los valores de BER para los métodos de detección de la señal óptica.

Tabla 2.1. Valores teóricos de BER para detección directa y coherente en función de N_p [3, p. 473]

Modulation Format	Bit-Error Rate	N_p
ASK heterodyne	$\frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{\eta N_p/4})$	72
ASK homodyne	$\frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{\eta N_p/2})$	36
PSK heterodyne	$\frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{\eta N_p})$	18
PSK homodyne	$\frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{2\eta N_p})$	9
FSK heterodyne	$\frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{\eta N_p/2})$	36
Direct detection	$\frac{1}{2}\exp(-\eta N_p)$	20

En la práctica estos valores se ven afectados principalmente por el ruido, ya que para la detección directa va a influir el ruido de disparo, así como el térmico, mientras que, para la detección coherente, a medida que la potencia del oscilador local va aumentando, la única componente de ruido presente es la de disparo.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este capítulo se presenta la implementación de los escenarios de simulación para la detección directa y coherente (dentro de este último se tiene el receptor homodino y heterodino). Se contrasta el comportamiento teórico que tiene cada uno de los receptores con lo que se obtiene en las simulaciones, y así, se consigue una comparación del desempeño de los dos métodos de detección de la señal óptica. Para el desarrollo de los escenarios anteriormente mencionados se empleará el software de simulación OptiSystem de la empresa Optiwave.

En las simulaciones desarrolladas en este capítulo, se varían parámetros como: tasa de bits, potencia de transmisión, longitud de onda y distancia del enlace. El propósito es llegar a determinar en cada caso parámetros importantes de desempeño, como: la tasa de bits errados (BER), relación señal a ruido óptica (OSNR) y la visualización del diagrama del ojo, con el fin de determinar el método de fotodetección más adecuado.

3.1 SOFTWARE DE SIMULACIÓN OPTISYSTEM

OptiSystem de Optiwave es un programa que permite la simulación de sistemas de comunicación ópticos, así también, otorga al usuario la posibilidad de realizar el diseño, prueba y optimización de cualquier tipo de enlace óptico en la capa física [32]. Este software es un simulador basado en el modelado realista de enlaces de fibra óptica, posee un entorno de simulación bien completo y una definición completamente jerárquica de componentes y sistemas.

Su funcionalidad puede ser expandida fácilmente puesto que, OptiSystem admite la adición de componentes de usuario y una gama de herramientas ampliamente utilizadas. El simulador es compatible con las herramientas de diseño OptiAmplifier y OptiBPM de Optiwave, además, sirve para una amplia gama de aplicaciones, desde el diseño de redes CATV (Community Antenna Television)/WDM hasta el diseño de anillos SONET (Synchronous Optical Network)/SDH (Synchronous Digital Hierarchy) [33]. Adicionalmente, el programa permite que el usuario invoque a MATLAB dentro de su propio entorno para incorporar nuevos modelos en el desarrollo de los proyectos.

El programa dispone de una versión de evaluación de 30 días, en los que se puede probar las distintas funcionalidades que cuenta el simulador, posterior a este tiempo, se tiene que adquirir una licencia para continuar con el uso. En el presente trabajo de titulación se empleó la versión de evaluación OptiSystem 18 y, consecutivamente, por gestión propia del autor junto con el representante de ventas y marketing de Optiwave, el ingeniero Sawyer Jie Ge, se obtuvo una licencia de 3 meses que permitió el desarrollo completo del proyecto.

A continuación, se presenta detalladamente el software, empezando por el proceso de descarga e instalación, seguido de una descripción de las bibliotecas y componentes a utilizarse en los distintos escenarios.

3.1.1 REQUERIMIENTOS MÍNIMOS

Dentro de los requisitos de hardware y software que se deben cumplir para el correcto desempeño del simulador se tienen:

- i. Sistema operativo Windows 10 en arquitectura de 64 bits
- ii. Procesador Intel® Core™ i7 o superior
- iii. Espacio en disco de 1 GB
- iv. Memoria RAM de 16 GB
- v. CPU que disponga de un adaptador gráfico que soporte OpenGL [34]

3.1.2 INSTALACIÓN DEL SIMULADOR OPTISYSTEM 18

Para instalar la versión 18 de OptiSystem es necesario garantizar la conexión a Internet en todo momento, ya que es indispensable para el uso de su licencia. Adicionalmente, se debe crear una cuenta con el correo institucional al cual llegarán dichas credenciales por parte del fabricante. A continuación, se numeran los pasos tomados en la instalación:

- i. Descargar e instalar el Optiwave Licensing Manager de la página web oficial de OptiSystem, como se aprecia en la Figura 3.1. Una vez instalado, se procede a ingresar el Customer ID y PCID que se tiene proporcionado por Optiwave. Posteriormente, se ejecuta el programa de licencia.
- ii. Dirigirse a la pestaña Cloud License en donde se encuentra la lista de licencias disponibles, seleccionar la opción OptiSystem y hacer clic en Get License, tal y como se tiene en la Figura 3.2.

- iii. Descargar el software de la página de OptiSystem, como se visualiza en la Figura 3.3. Finalizada la descarga, ejecutar el programa.
- iv. Acto seguido, aceptar las condiciones del programa, seleccionar la carpeta de destino de la instalación y continuar con el proceso, como se aprecia en la Figura 3.4.
- v. Para finalizar, instalar la carpeta con ejemplos proporcionados por el fabricante, como se muestra en la Figura 3.5.
- vi. Al abrir el programa se presenta una interfaz gráfica, como la que se exhibe en la Figura 3.6.

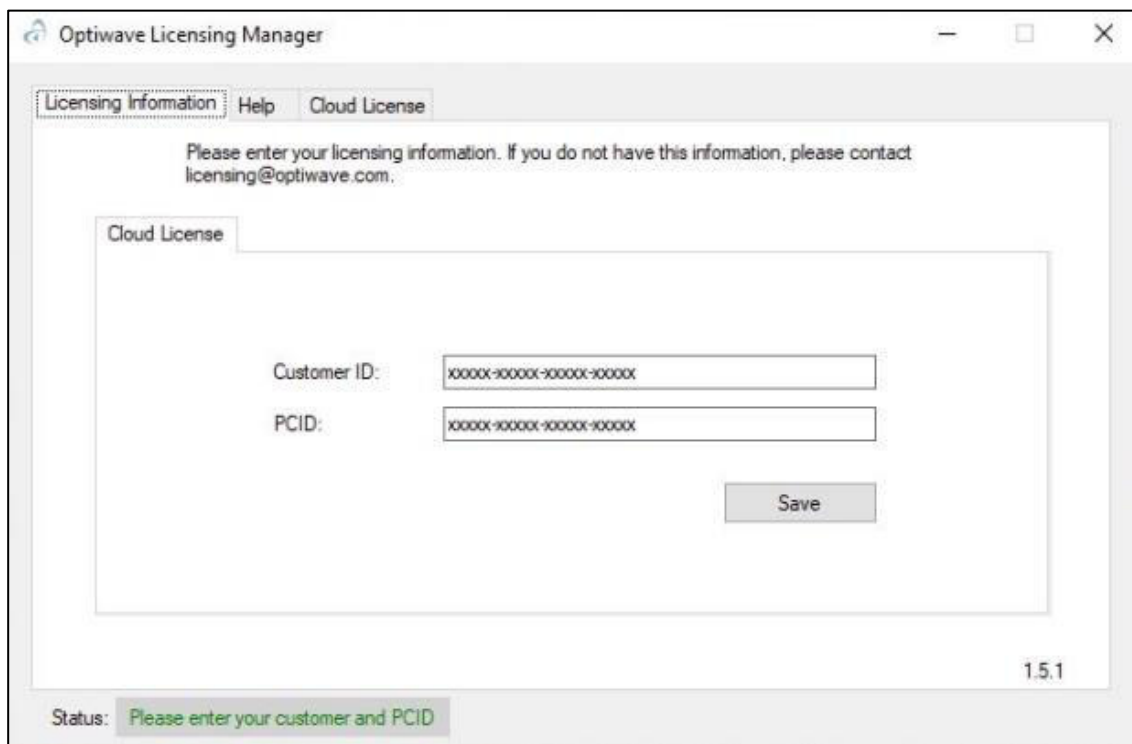


Figura 3.1. Optiwave Licensing Manager

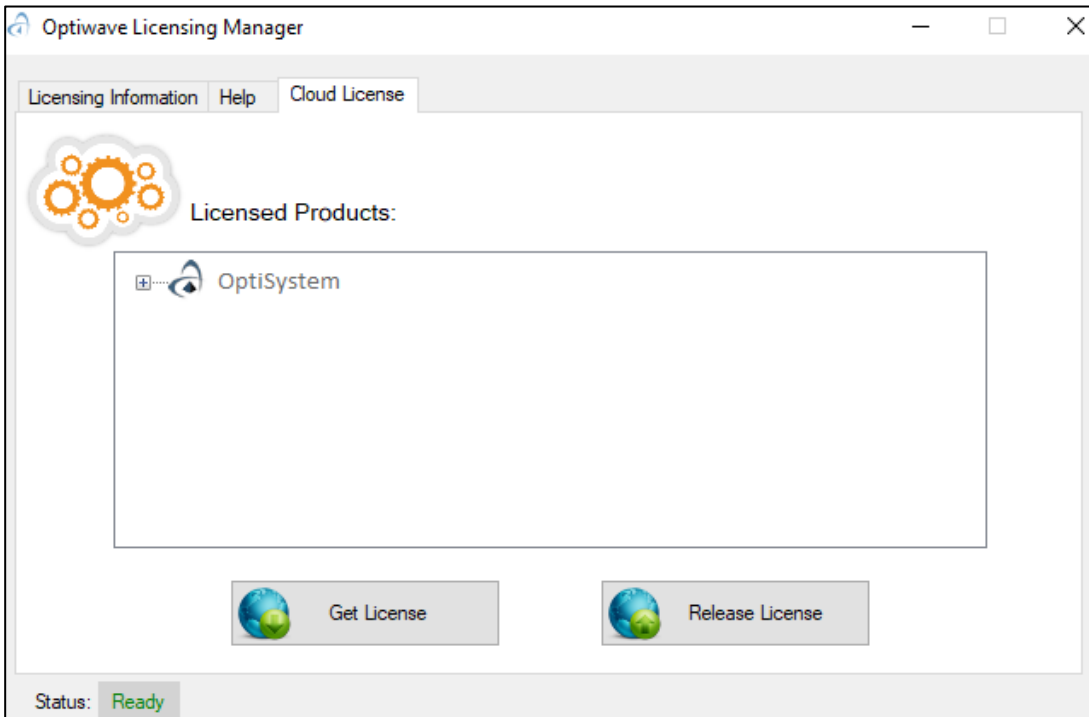


Figura 3.2. Adquisición de licencia mediante el Licensing Manager

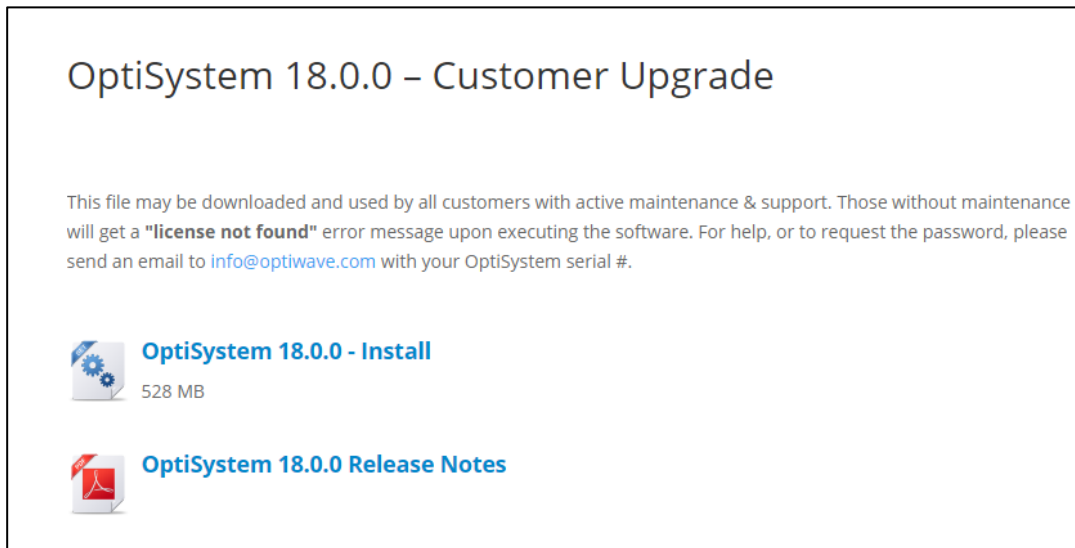


Figura 3.3. Versión 18 a instalar de OptiSystem

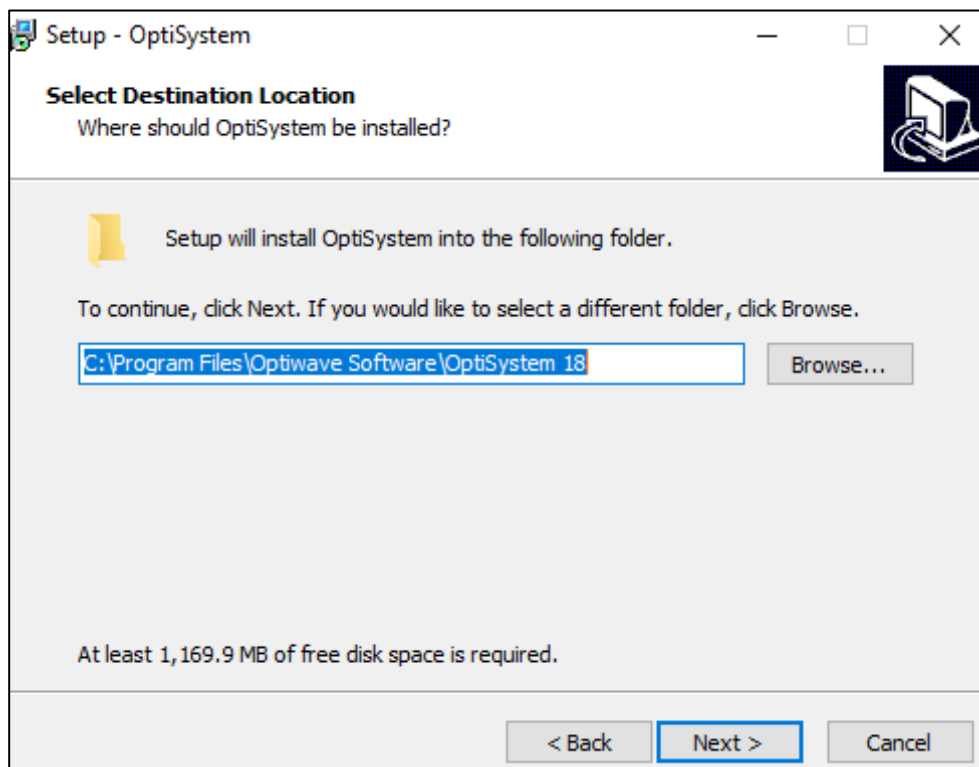


Figura 3.4. Instalación del simulador en PC

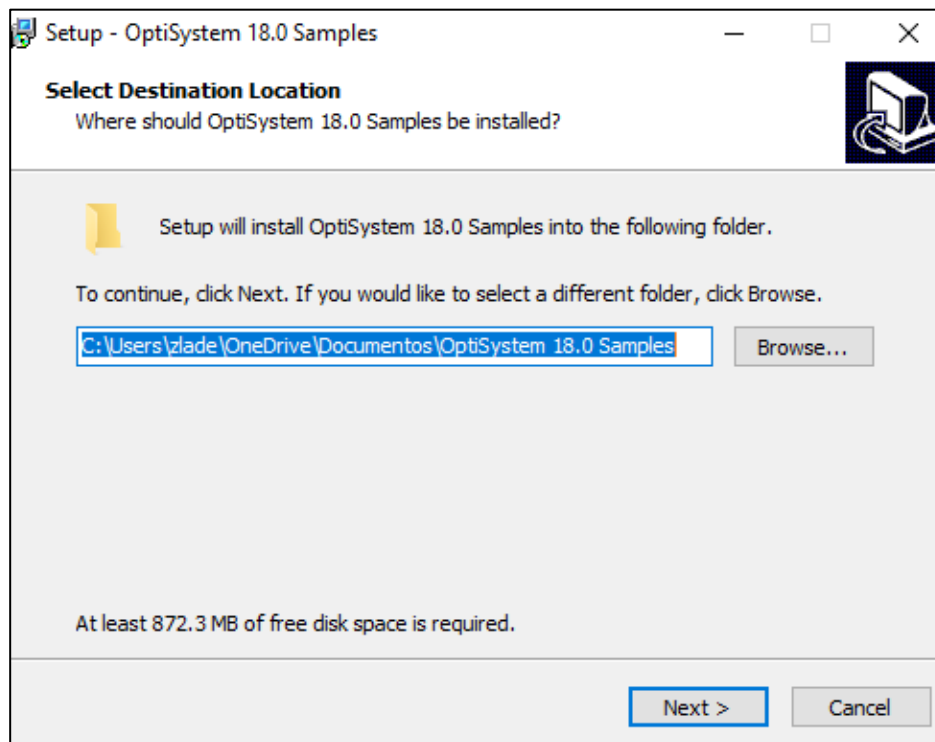


Figura 3.5. Carpeta de ejemplos proporcionados por OptiSystem

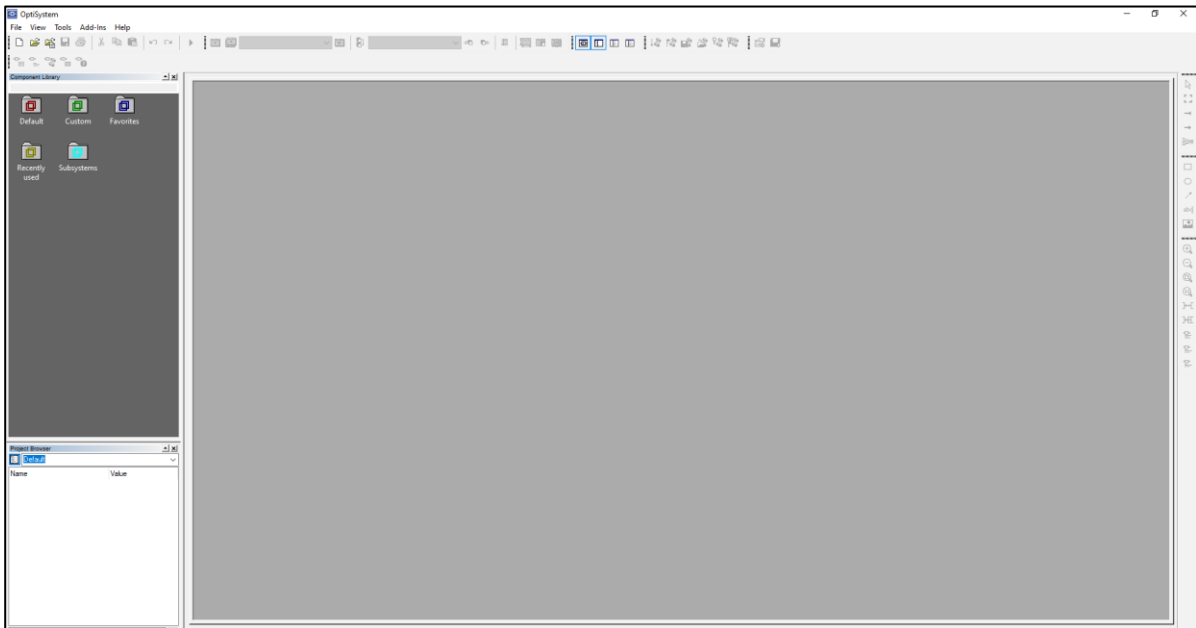


Figura 3.6. Interfaz gráfica de inicio de OptiSystem 18

3.1.3 LIBRERÍAS Y COMPONENTES UTILIZADOS PARA LA SIMULACIÓN

En esta sección se presentan los componentes que serán usados para los escenarios de simulación, y, adicionalmente, se señalan las librerías de las que se obtuvieron. OptiSystem provee una gran cantidad de elementos para realizar las simulaciones, así como herramientas que permiten la visualización y comparación de los resultados.

Tomando como punto de partida la librería de receptores ópticos (*Receivers Library*), se debe ingresar en el subdirectorio denominado *Photodetectors*, una vez dentro, se tienen dos tipos de fotodetectores: el fotodiodo PIN y el APD, tal como se puede visualizar en la Figura 3.7. En el caso del componente *PIN Photodiode*, se permite configurar parámetros como responsividad, ruido y respuesta en frecuencia. El *APD Photodiode* por su parte, permite configurar una ganancia que representa el factor de multiplicación de avalancha, siendo esta la diferencia más notable de ambos componentes.

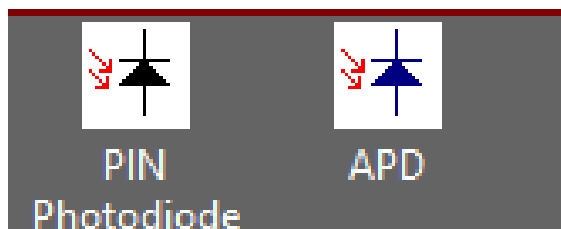


Figura 3.7. Subdirectorio de fotodetectores disponible en OptiSystem 18

Dentro de la misma librería, el subdirectorio *Regenerators* contiene el componente *Data recovery*, que sirve para recuperar la secuencia de datos binaria a partir de la señal eléctrica que entregan los fotodetectores. Se visualiza este componente en la Figura 3.8.

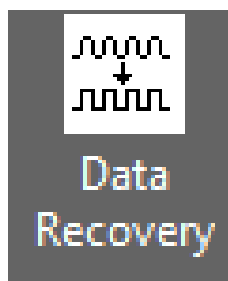


Figura 3.8. Componente de recuperación de la secuencia de bits

Por otra parte, en *Optical Sources*, situado dentro de la librería de transmisores (*Transmitters Library*), se emplea el láser de onda continua *CW Laser*, el cual permite configurar: potencia, frecuencia de trabajo, fase inicial, ruido y anchura espectral. Este componente funciona muy bien para los escenarios planteados y será utilizado en conjunto con el modulador correspondiente para la parte de transmisión. Se lo observa en la Figura 3.9.



Figura 3.9. Láser de onda continua a emplear en la simulación

En el subdirectorio *Optical*, contenido en la misma librería, los dos tipos de moduladores que se van a emplear son: de amplitud (para la detección directa y receptor homodino) y de fase (para el receptor heterodino), como se puede visualizar en la Figura 3.10.

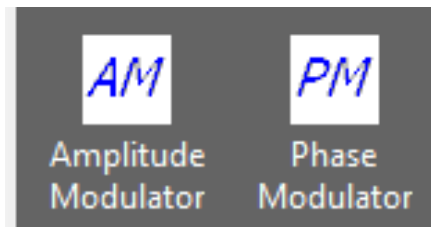


Figura 3.10. Moduladores de fase y amplitud para los escenarios

Continuando en *Transmitters Library*, el subdirectorio *Bit Sequence Generators* contiene el componente *Pseudo-Random Bit Sequence Generator*, mostrado en la Figura 3.11, el cual va a ser el encargado de generar la secuencia de bits de información a transmitir.

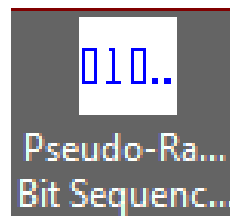


Figura 3.11. Generador bits pseudo-aleatorio empleado en transmisión

Así mismo, el subdirectorio *Pulse Generators*, en el dominio eléctrico contiene el componente *NRZ Pulse Generator*, encargado de generar pulsos rectangulares usando codificación sin retorno a cero (NRZ, Non Return to Zero). El componente se visualiza en la Figura 3.12.

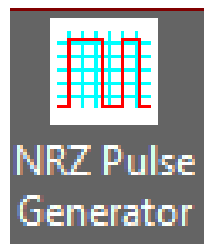


Figura 3.12. Generador de pulsos eléctricos NRZ

Otra librería de suma importancia es la que contiene los elementos de visualización (*Visualizer Library*), ya que estos componentes permiten apreciar y comparar las formas de onda obtenidas de las simulaciones. Dentro de esta se tiene el subdirectorio *Electrical*, del cual se emplearán los bloques *RF Spectrum Analyzer* y *BER Analyzer*; tal como se tiene en la Figura 3.13a y 3.13b.

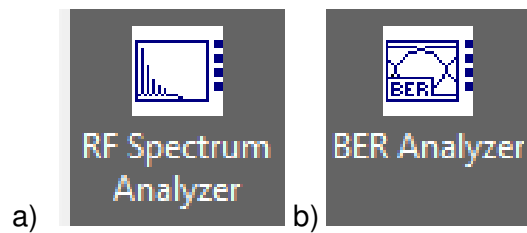


Figura 3.13. Elementos visualizadores a) eléctricos b) ópticos

Los filtros ópticos son escogidos de la librería *Filters Library*, al interior de esta hay subdirectorios tanto para señales ópticas como eléctricas. En la Figura 3.14a se adjunta el filtro óptico a utilizarse (el cual es de Bessel) y en la Figura 3.14b el filtro eléctrico (el cual es de coseno levantado).

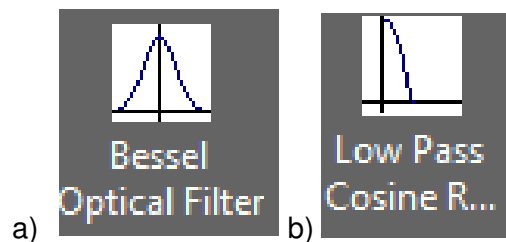


Figura 3.14. Filtros para emplearse en los escenarios a) ópticos b) eléctricos

Por su parte, en la librería *Optical Fibers Library* se elige el componente *Optical Fiber* para representar el tramo de fibra óptica, donde no se va a considerar el efecto introducido por la dispersión. Se tomará en cuenta únicamente el valor de atenuación presente mediante el coeficiente de atenuación, empleándolo como en la fibra óptica G.652.D. Esta fue escogida porque en el rango de longitudes de onda de 1550 a 1625 nm permite manejar un rango más amplio de longitudes de onda, tiene menor coeficiente de atenuación, exhibe un menor valor de dispersión, y su costo es inferior, en comparación a la G.655. En la Figura 3.15 se presenta el componente mencionado.

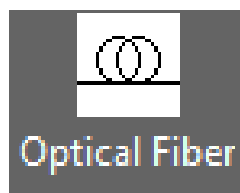


Figura 3.15. Fibra óptica para las simulaciones

En el interior del dominio óptico de la librería *Amplifiers Library*, se utilizará el componente *Optical Amplifier*, el cual se va a emplear para dotar de ganancia a la señal óptica como amplificador de línea o amplificador en recepción. Se considera un espaciamiento entre amplificadores de 100 km, ya que es la distancia que las señales pueden viajar antes de volverse demasiado ruidosas para ser detectadas [35]. Se puede observar este bloque en la Figura 3.16.

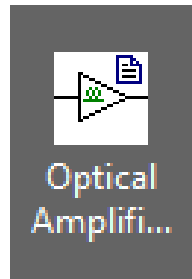


Figura 3.16. Amplificador EDFA utilizado en los escenarios de simulación

Finalmente, en el dominio eléctrico del subdirectorio *Arithmetic*, situado en la librería *Signal Processing Library*, se localizan componentes que llevan a cabo el procesamiento de las señales. Para el presente trabajo se emplearán los componentes *Electrical Subtractor* y *Electrical Multiplier*, con el fin de realizar la diferencia de señales y la multiplicación de ondas respectivamente. Estos bloques se exponen en las Figuras 3.17a y 3.17b.

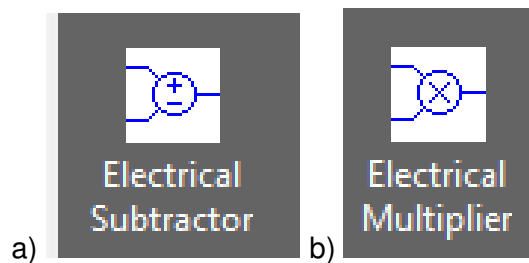


Figura 3.17. Procesadores de señal eléctricos empleados a) substractor de señales b) multiplicadores de onda

3.2 ESCENARIOS DE SIMULACIÓN DE LOS MÉTODOS DE DETECCIÓN

Para llevar a cabo las simulaciones se establecieron tres escenarios: dos para detección coherente (receptor heterodino y homodino) y uno para la detección directa. Con el fin de poder contrastar el desempeño de cada método de detección se medirá la relación señal a ruido óptica (OSNR) y la tasa de bits errados (BER). Se tomaron como referencia los escenarios provistos por OptiSystem en [41], luego, se los acopló para que se ajusten a las necesidades de: instrumentos de medición, bloques a utilizar e instrumentos de visualización.

En cada escenario se variarán los siguientes parámetros:

- i. Tasa de bits: Se escogieron las velocidades de 100 y 250 Gbps para el respectivo análisis, debido a que son velocidades que se utilizan frecuentemente en sistemas de comunicación ópticos modernos y se pueden encontrar en equipos comerciales.
- ii. Potencia de transmisión: Se considera una potencia en el rango de 0 a 18 dBm, porque está disponible en transmisores ópticos comerciales.
- iii. Frecuencia de operación: Las simulaciones de los escenarios se realizarán en 1550 nm (tercera ventana o banda C) y 1625 nm (cuarta ventana o banda L), muy utilizadas en los sistemas de comunicaciones ópticas actuales.
- iv. Longitud del enlace: Se empleará fibra óptica monomodo estándar *SMF-28@ Ultra Optical Fiber* del fabricante *Corning* correspondiente a una fibra G.652.D de la UIT-T, el datasheet se adjunta en el Anexo A.

Por medio de la visualización del diagrama del ojo, la salida del osciloscopio, la gráfica del analizador de espectro eléctrico, juntamente con los valores de OSNR y BER, se pretende contrastar el desempeño de cada escenario de fotodetección.

En las próximas secciones se darán a conocer los resultados más representativos de las simulaciones ejecutadas y que para fines del presente trabajo se consideran de utilidad. Por este motivo se ocuparán valores específicos de: frecuencia de operación, potencia, tasa de datos y longitud de enlace, con el propósito de obtener conclusiones acertadas. Además, el resto de las simulaciones efectuadas se distribuyen en 3 gráficas que se adjuntan en los anexos B, C y D.

3.2.1 ESQUEMA GENERAL PARA EL ESCENARIO DE SIMULACIÓN DE DETECCIÓN DIRECTA

En esta sección se presenta un enlace de comunicación óptico utilizando un fotodetector PIN, por su simplicidad, su bajo costo frente al fotodiodo APD y porque para fines del estudio permite realizar la comparación de los métodos de fotodetección. El esquema que se exhibe en la Figura 3.18 consta de un segmento de generación de bits mediante el bloque *Pseudo-Random Bit Sequence Generator*, del cual se va a modificar el parámetro *Bit Rate* que se configura con la tasa de datos del escenario. Después, la formación de pulsos eléctricos está a cargo del componente *NRZ Pulse Generator*, todos sus parámetros se asignan por defecto.

A la salida del bloque anterior, se tiene una etapa de modulación externa (que es la adecuada para las velocidades con las que se trabajará) mediante *Amplitude Modulator*, de forma que la intensidad de la portadora óptica es modulada por los pulsos eléctricos de datos obtenidos previamente. Por otra parte, se escogen los parámetros por defecto de este bloque en el cual se tiene un índice de modulación igual a 1. Posteriormente, la señal de luz viaja por la fibra óptica, cuyo coeficiente de atenuación se va a escoger en base a la frecuencia (ventana) de operación empleada (0.18 dB/km en 1550 nm o 0.2 dB/km en 1625 nm).

Al final del tramo de fibra, el elemento *Optical Amplifier* actúa como un amplificador de línea óptico o como un amplificador en recepción, cuya ganancia será de 12 dB. Este último debe proporcionar una ganancia apropiada y debe tener una figura de ruido baja (en el rango de 4 a 5 dB) para asegurar una detección libre de errores, el amplificador tiene una ganancia en el rango de 10 a 25 dB [35, p. 4]. Se elige 12 dB debido a que compensa las pérdidas introducidas por la fibra óptica y permite que la señal pueda ser detectada por el fotodiodo.

A continuación, el filtro óptico de Bessel (que permite obtener una mejor respuesta transitoria debido a su fase lineal [36, p. 27]) es el encargado de filtrar componentes de frecuencia no deseadas y para ello, el ancho de banda del filtro toma un valor de dos veces el ancho de banda de la señal transmitida; el resto de los parámetros de este bloque quedan por defecto.

Posteriormente, la señal filtrada pasa al fotodetector tipo PIN, el cual la convierte en eléctrica; dentro de este componente se escogen los valores de responsividad en base al tipo de fotodiodo. Para el fotodetector PIN se escoge 0.8 A/W de responsividad y 10 nA de corriente de oscuridad en 1550 nm, por otro lado, se elige 0.9 A/W y 15 nA para 1625 nm en base a la

tabla de referencia mostrada en [3, p. 135] que corresponde a un material semiconductor InGaAs muy utilizado.

En adelante, la señal eléctrica es amplificada mediante *Electrical Amplifier* cuya ganancia se deja predeterminada ya que, con base en las simulaciones realizadas permite obtener buenos resultados al recuperar la onda transmitida. Seguidamente, la señal atraviesa un filtro paso bajo, cuya frecuencia de corte está determinada por defecto en el bloque utilizado.

Finalmente, la forma de onda resultante se envía al bloque de recuperación de reloj, cuya función principal es reconstruir la secuencia de bits transmitida; en este bloque también se ocupan los parámetros por defecto y únicamente se configura la velocidad de transmisión del esquema para la recuperación de la señal.

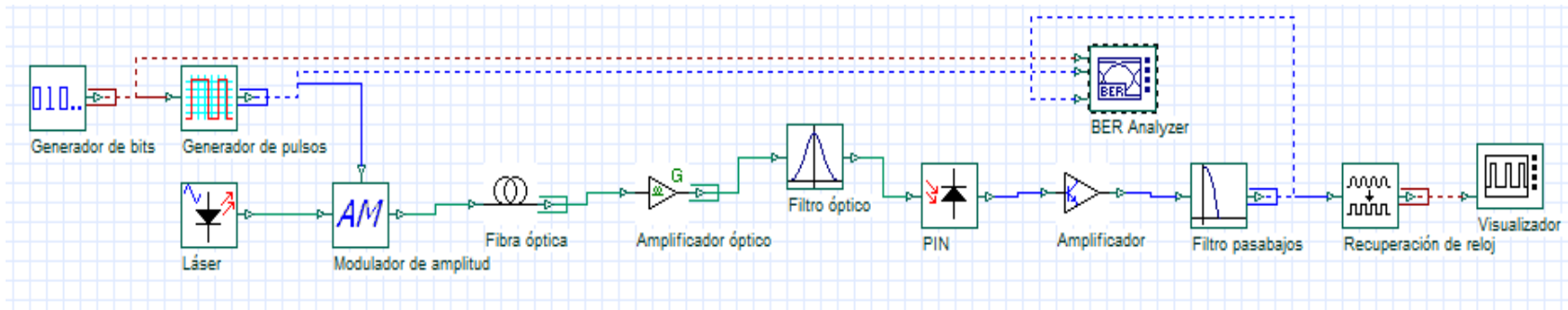


Figura 3.18. Esquema del escenario de fotodetección directa

3.2.2 ESQUEMA GENERAL PARA LOS ESCENARIOS DE SIMULACIÓN DE DETECCIÓN COHERENTE

En comparación con la sección anterior, el esquema a utilizar es similar en las etapas de generación de bits, formación de los pulsos eléctricos y en el láser de onda continua. Para el caso del detector homodino se va a emplear un modulador de amplitud y para el detector heterodino, uno de fase mediante el bloque *Phase Modulator*.

La transmisión de la señal óptica por el canal de comunicación es igual que en el escenario de la detección directa hasta la salida del filtro óptico, que, en este caso, llega a un acoplador equipotencial de 3 dB mediante el elemento *X Coupler*. En este bloque la potencia es dividida equitativamente para ambos puertos de salida del acoplador [4, p. 383].

Ulteriormente, la señal es repartida a ambos fotodetectores (configuración conocida como detección balanceada) y cuyo objetivo, tal y como se expuso en el estudio teórico, es suprimir la componente de corriente continua [27, p. 161]. La clave está en el uso del acoplador mencionado en el párrafo anterior (en este punto se llevará a cabo la medición de OSNR como la diferencia entre el valor de la potencia óptica de la señal y la del ruido).

El oscilador óptico local utilizado tiene una potencia constante e igual a 15 dBm, ya que, en la sección 2.2.2 se indicó que es aproximadamente 16 dBm, además que la potencia de este elemento debe ser mucho mayor que la de la señal incidente que está en el orden de los -20 dBm.

Por consiguiente, las salidas de los fotodetectores se van a substraer mediante el bloque *Electrical Subtractor* para posteriormente pasar por un filtro pasabanda eléctrico (en el caso del detector heterodino) cuyo ancho de banda va a ser numéricamente igual al del filtro óptico, la idea es no dejar pasar componentes de ruido existentes y obtener un mejor BER.

Al ser un tipo de detección síncrona la señal va a multiplicarse mediante el bloque *Electrical Multiplier* con una portadora eléctrica, cuya frecuencia toma el valor numérico de la frecuencia intermedia. Para obtener la señal en banda base esta salida atraviesa un filtro pasa bajo, tal como se manifestó en la sección 2.2.2. Por último, el componente *Clock Recovery* se encarga de recobrar la señal transmitida.

En la Figura 3.19 se muestra el esquema general del detector coherente heterodino detallado. En este caso no se va a incluir gráfico a la salida de *Dual Port Oscilloscope Visualizer*, puesto que se necesita de un bloque demodulador de fase que afecta completamente los resultados obtenidos.

Se sabe que la información va a estar contenida en la fase de la señal y su amplitud va a ser menor que en la detección homodina, ya que la onda pasa por un multiplicador eléctrico y por la matemática involucrada en el proceso, la amplitud va a reducirse a la mitad.

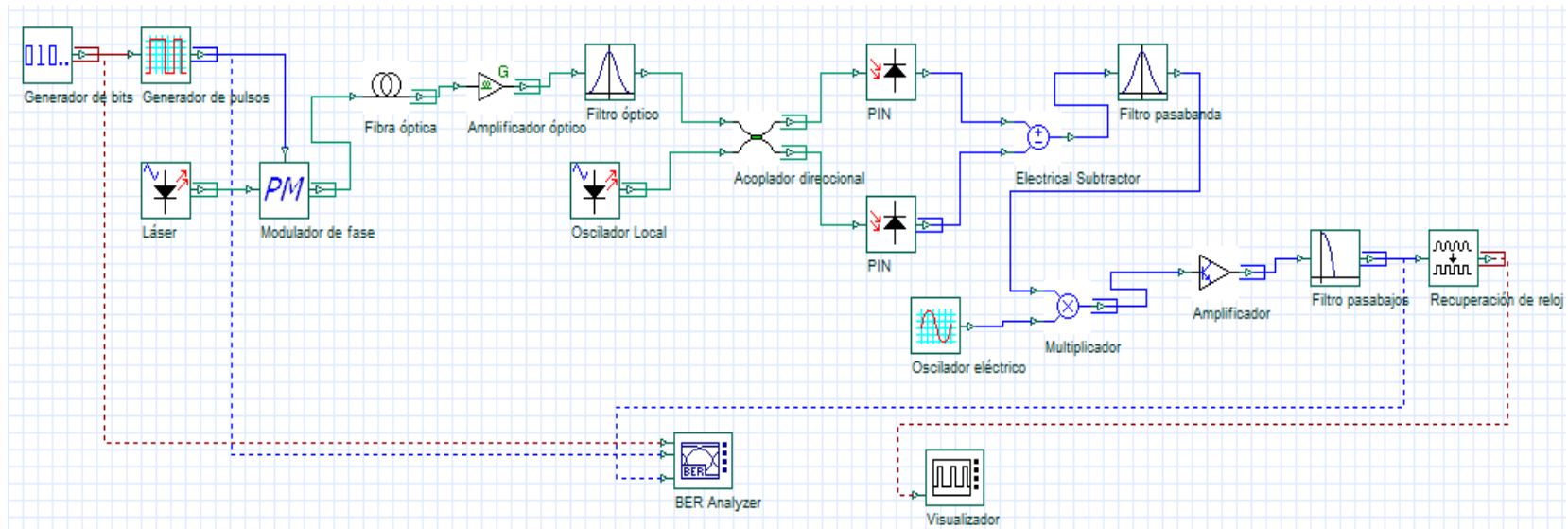


Figura 3.19. Esquema del escenario de fotodetección coherente heterodina

La diferencia con el receptor heterodino es que la señal resultante del *Electrical Subtractor* es entregada a la etapa de amplificación, filtrado y recuperación de reloj para obtener la secuencia de bits en la recepción. Su esquema se exhibe en la Figura 3.20.

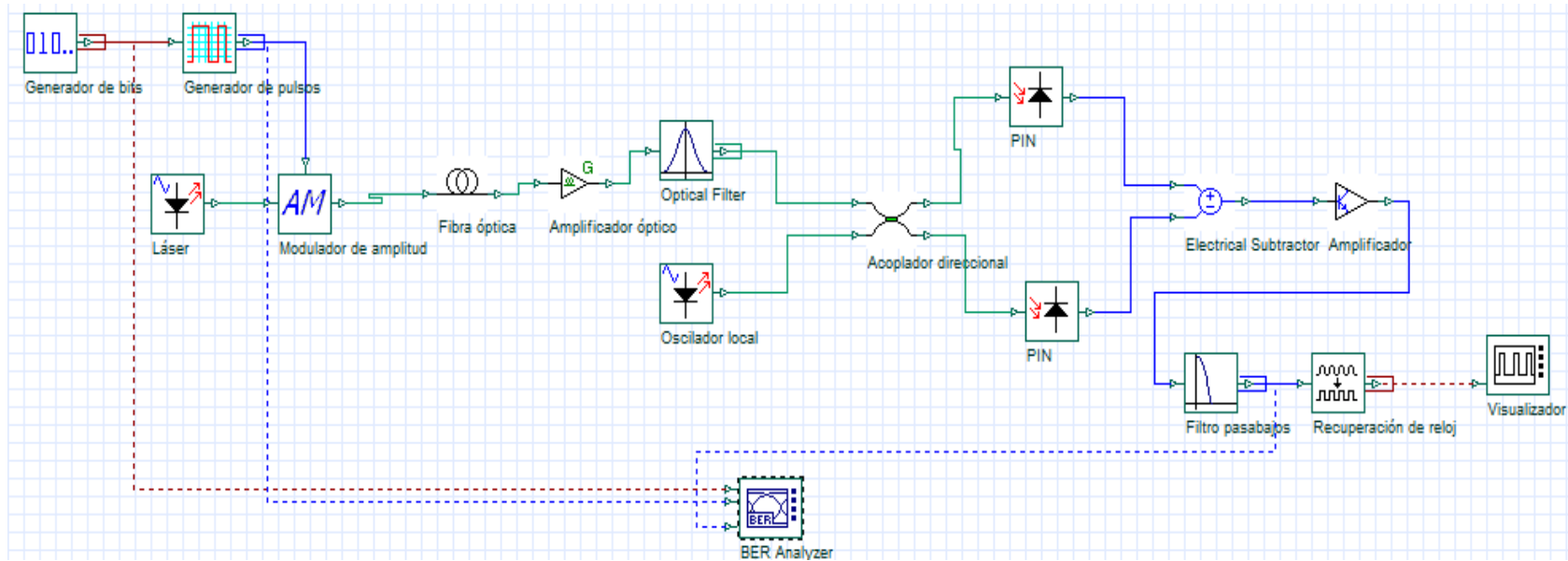


Figura 3.20. Esquema del escenario de detección coherente homodina

3.3 RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES

3.3.1 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN DIRECTA A 100 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN DE 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA DE 1550 nm

Para la simulación de este escenario se emplean dos segmentos de fibra óptica: uno de 100 km y otro de 50 km, al final de cada tramo se cuenta con un amplificador óptico. La potencia de transmisión va a ser de 4 dBm, ya que, incluso para la distancia propuesta se está utilizando amplificación que compensa las pérdidas del medio de transmisión.

Los resultados obtenidos tras la simulación son presentados en la tabla 3.1.

Tabla 3.1. Resultados obtenidos para detección directa a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

FOTODETECTOR	OSNR [dB]	BER
PIN	32.29	25.12 e-093

En la Figura 3.21 se muestra el diagrama del ojo, el cual tiene una altura de 0.0085545 a.u (unidad de medida utilizada por el software OptiSystem para medir la amplitud de una señal ya sea de voltaje o corriente), visualmente se muestra con asimetría y distorsión en su parte superior. El SNR de este escenario medido a la salida del fotodiodo es de 45.23 dB donde la potencia de la señal es de -33.84 dBm.

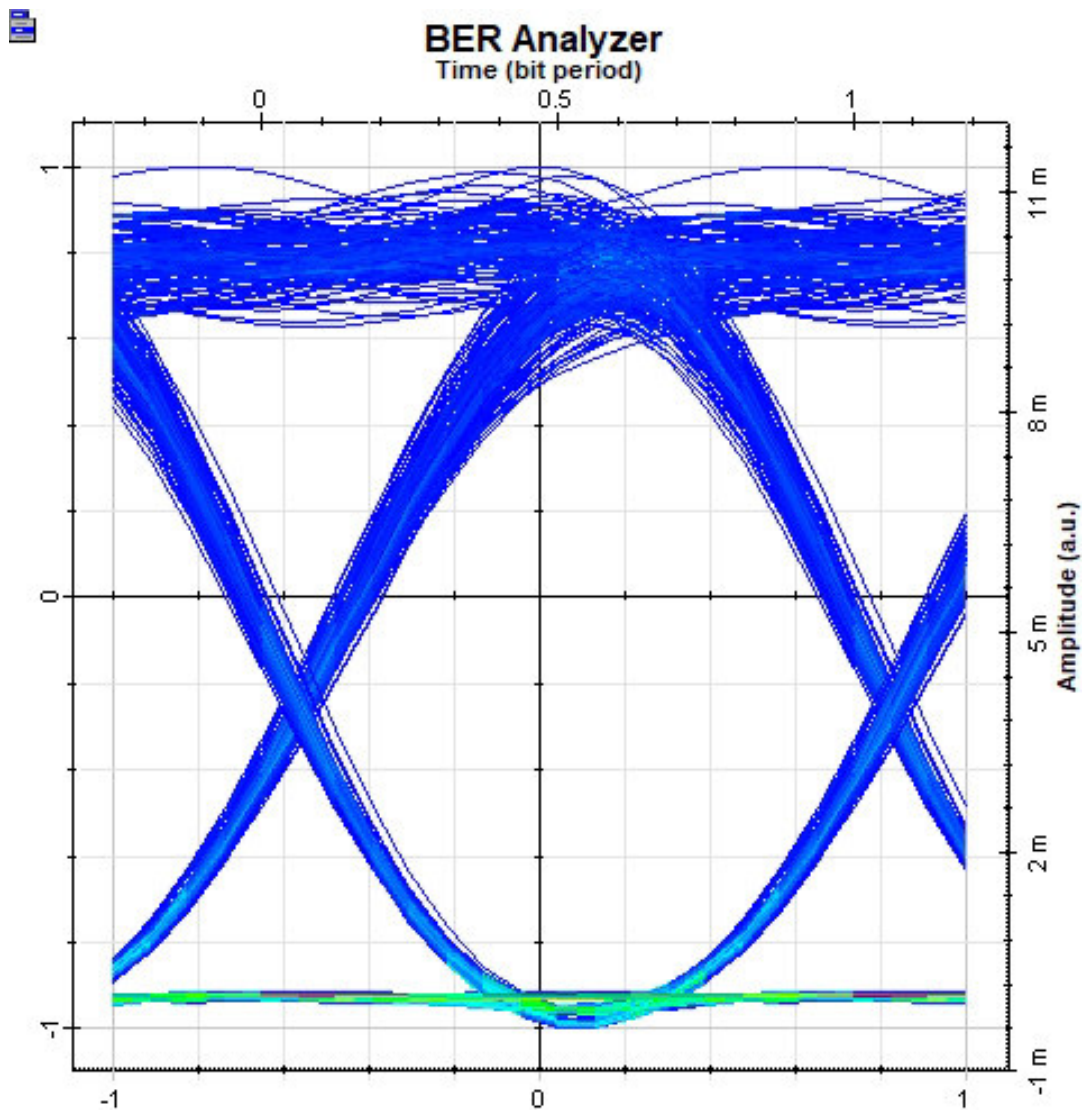
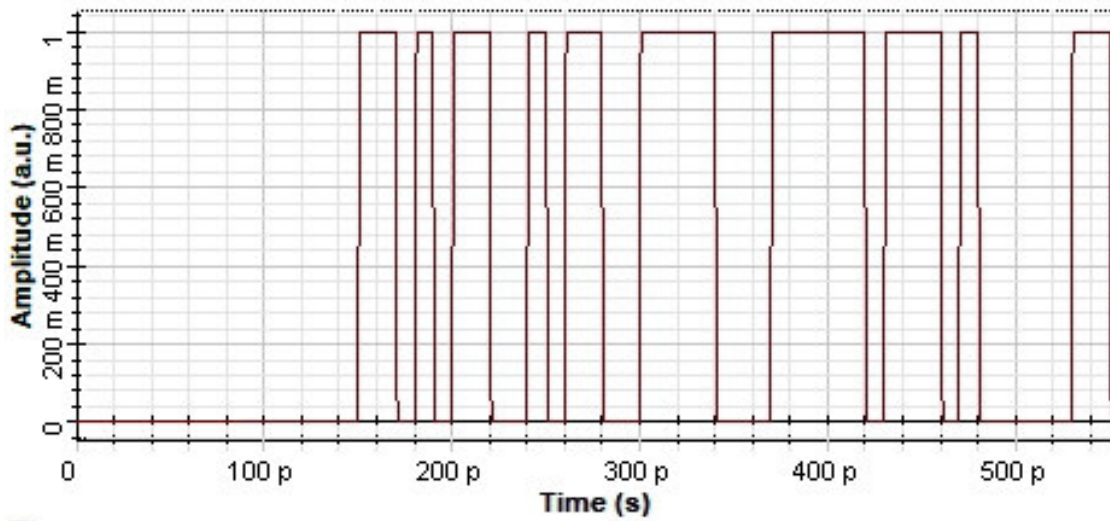


Figura 3.21. Diagrama del ojo obtenido para la detección directa a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

En cuanto al deterioro de la señal, en la Figura 3.22 el tiempo se muestra en segundos y la amplitud se expresa en a.u. La onda recuperada (azul) tiene una amplitud de 11m a.u., por lo cual se evidencia que es mucho menor que la de la señal transmitida (rojo). Adicionalmente, en la Figura 3.23 se visualiza que la potencia de la señal (azul) es 48 dB más grande que la del ruido (verde).



Dual Port Oscilloscope Visualizer



Dual Port Oscilloscope Visualizer

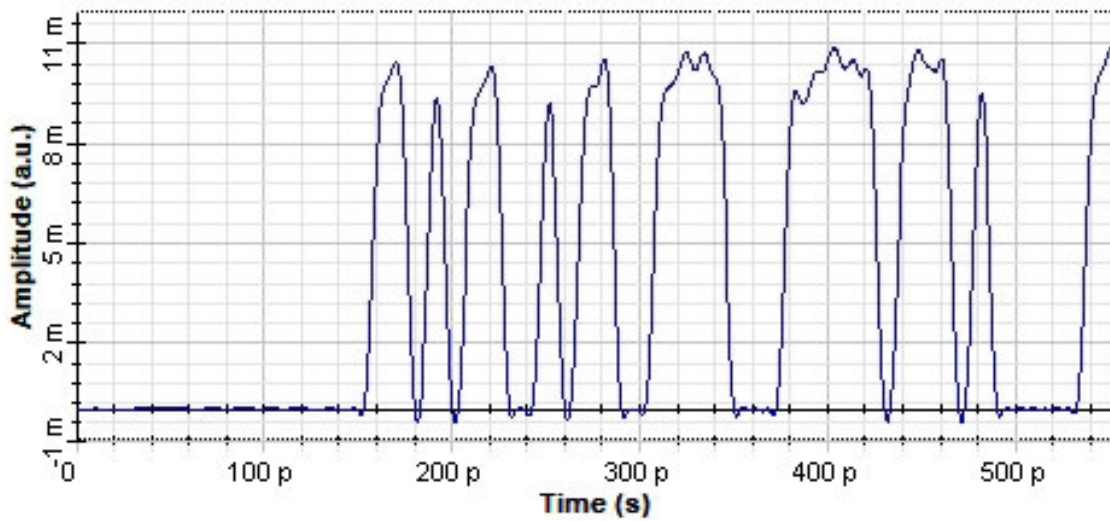


Figura 3.22. Señal recuperada a la salida del circuito con detección directa (azul) frente a la señal transmitida (rojo) a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm



RF Spectrum Analyzer

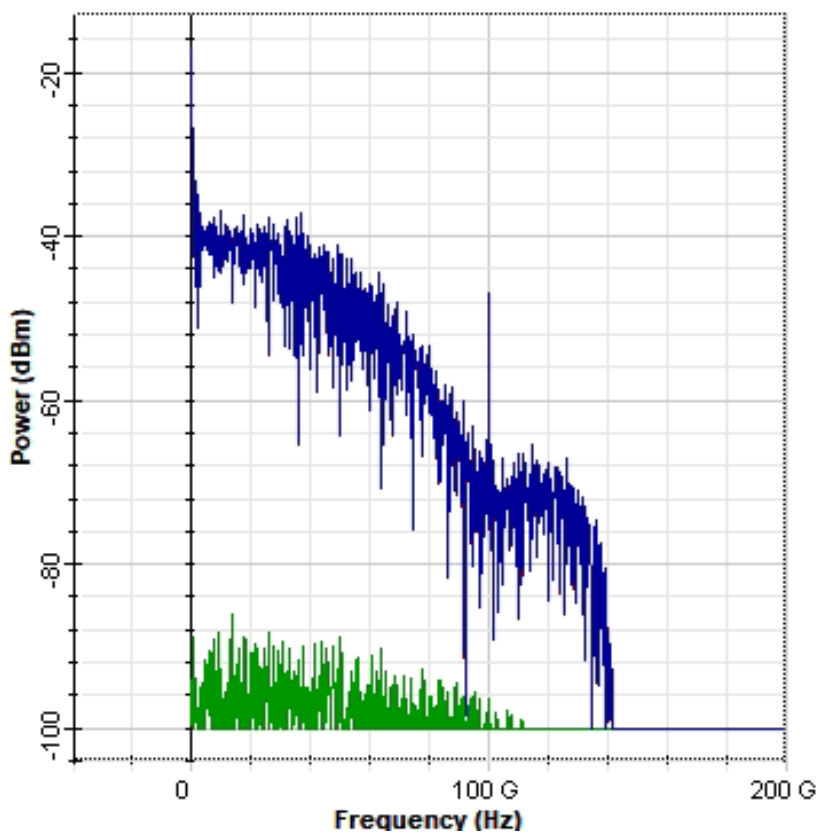


Figura 3.23. Espectro de potencia de la señal (azul) con respecto al de la potencia del ruido (verde) a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

3.3.2 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HOMODINA A 100 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 KM, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm

En este escenario se emplean las mismas condiciones de transmisión que en el literal anterior y modulación ASK, los valores obtenidos tras la simulación respectiva se pueden encontrar en la tabla 3.2.

Tabla 3.2. Resultados obtenidos para el receptor homodino a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

FOTODETECTOR	OSNR [dB]	BER
PIN	50.67	0.29 e-150

Se tiene un incremento del OSNR de 18.38 dB y una mejora del BER de 10^{-57} respecto a la detección directa. En el análisis teórico de la sección 2.2.2.4 se expuso que la configuración balanceada permite obtener mejores resultados debido a que se logra reducir las diferentes componentes de ruido (producidos por el oscilador local) y también la potencia de ruido térmico [37, p. 13].

El SNR (medido a la salida del *Electrical Subtractor*) es de 50.21 dB (4.98 dB superior al receptor IM-DD) con potencia de señal de -13.45 dBm, 20.39 dB por encima que la de detección directa, es por lo que, se corrobora con la teoría el hecho que el oscilador local provee de amplificación a la forma de onda. El diagrama del ojo obtenido a la salida de *Ber Analyzer* se puede visualizar en la Figura 3.24.

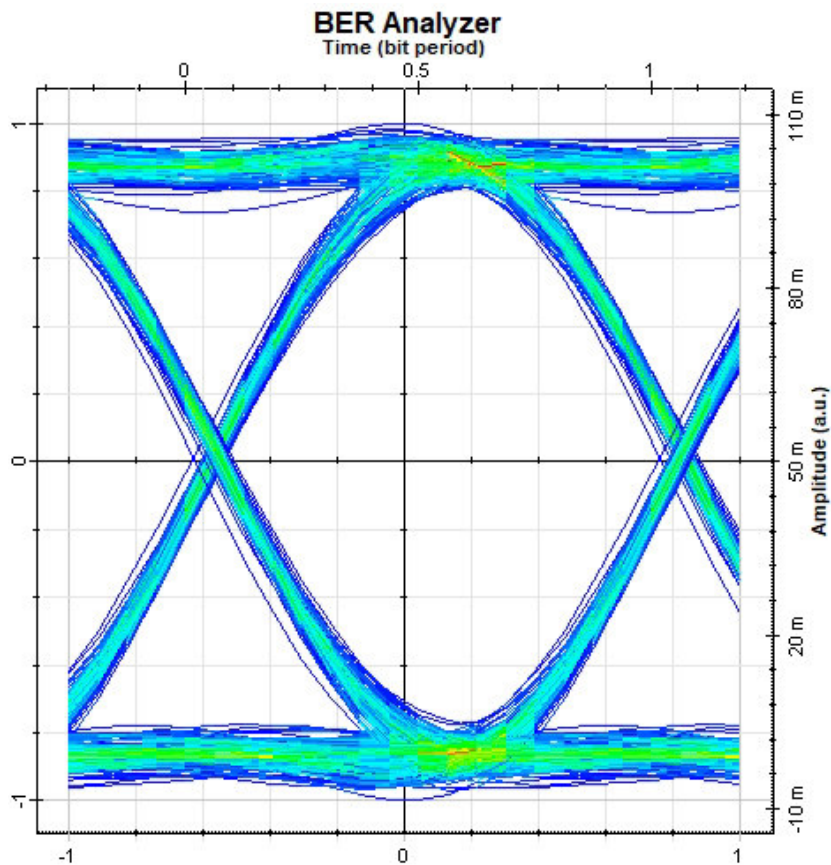


Figura 3.24. Diagrama del ojo obtenido para el receptor homodino a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

En comparación con la simulación del literal 3.3.1, se tiene una mejor conformación del diagrama del ojo, pues este presenta una altura de 0.0901685 a.u, mostrándose más abierto y ratificando aún más los valores de desempeño que fueron obtenidos.

Por otra parte, en la Figura 3.25 la señal eléctrica recuperada (azul) tiene una amplitud de 110 m a.u, que es 10 veces mayor que en la detección directa y a pesar de que el ruido de disparo también se amplifica, la degradación es menor.

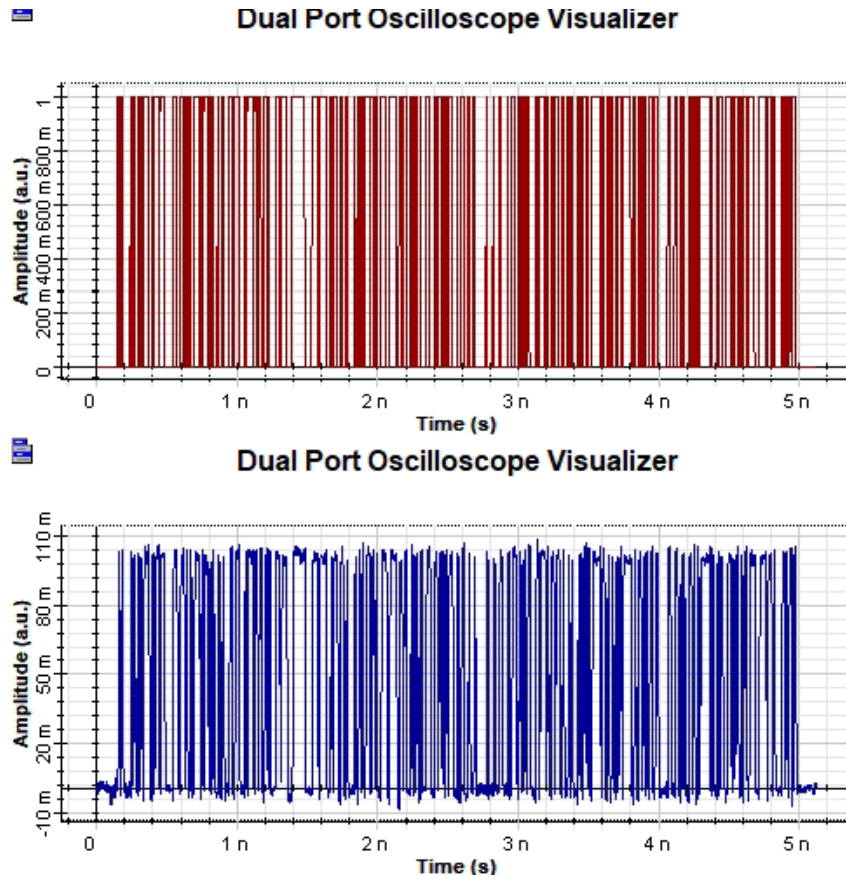


Figura 3.25. Señal recuperada a la salida del circuito del detector homodino (azul) a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

En la Figura 3.26 se tiene el espectro a la salida del filtro pasabajos, donde es apreciable que, la potencia de la señal es superior en 56 dB respecto a la del ruido y 22 dB respecto a la de la señal de detección directa, lo que comprueba lo visto en el estudio teórico donde el incremento en potencia llega a ser de 20 dB aproximadamente [3].



RF Spectrum Analyzer

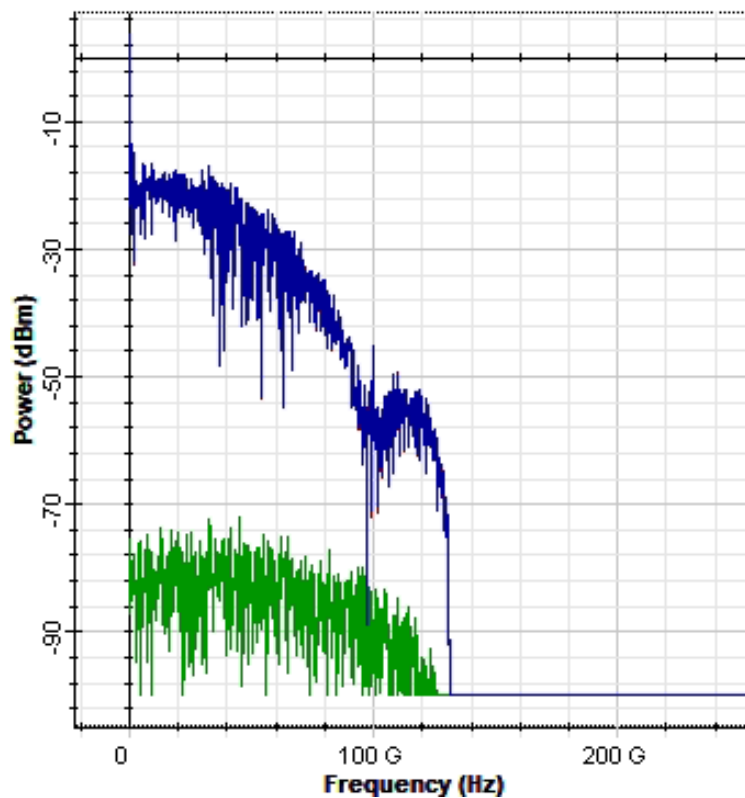


Figura 3.26. Espectro de la señal previo a la fase de recuperación de reloj (azul), potencia del ruido (verde) a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

En esta parte del escenario se varía la potencia del oscilador local de 15 a 20 dBm con el objetivo de determinar la amplificación de señal comentada en el desarrollo teórico. Los resultados son los siguientes: el BER es de 0.13×10^{-153} , mientras que el SNR es de 50.50 dB y la potencia de la señal es de -8.41 dBm, mayor a los -13.45 dBm obtenidos anteriormente.

3.3.3 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HETERODINA A 100 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm

Para el receptor heterodino con modulación PSK, los resultados de la simulación se pueden apreciar en la tabla 3.3.

Tabla 3.3. Resultados obtenidos para el receptor heterodino a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

FOTODETECTOR	OSNR [dB]	BER
PIN	59.92	0.53 e-255

El OSNR es 27.63 dB superior comparándolo con la detección directa simulada en el literal 3.3.1, y como fue comentado en la simulación 3.3.2, el oscilador local ayuda a amplificar la señal óptica recibida, por lo tanto, permite incrementar este parámetro [3]. Así mismo, el BER es mejor en un factor de 10^{-162} , tomando en cuenta los valores de la Tabla 2.1, en donde se aprecia que el detector heterodino PSK es más sensible que el homodino ASK. El diagrama del ojo obtenido se presenta en la Figura 3.27.

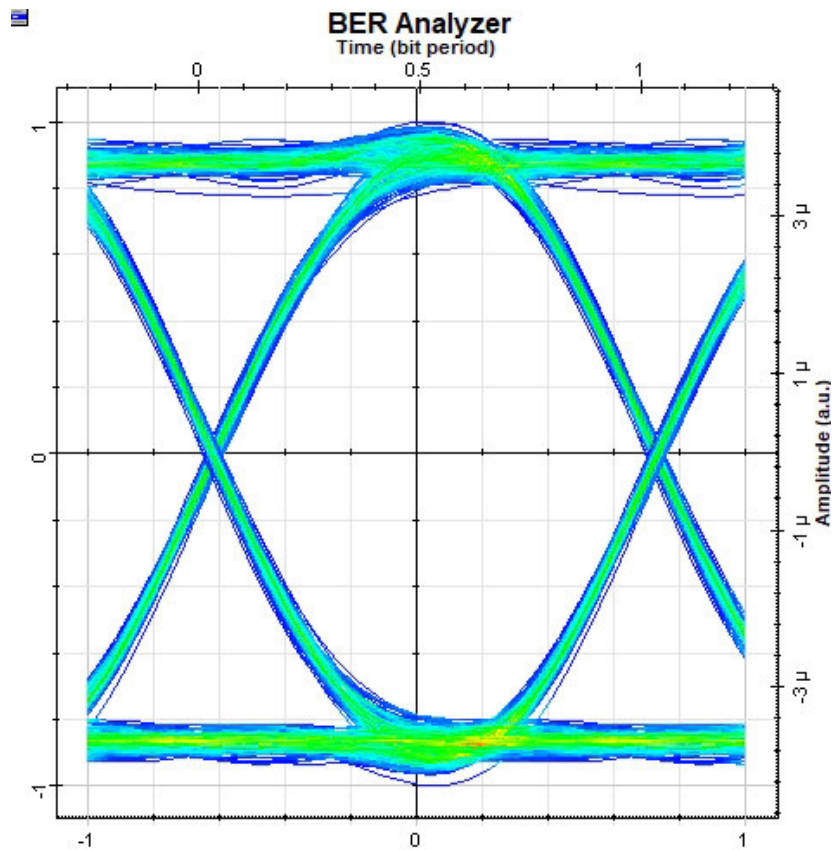


Figura 3.27. Diagrama del ojo obtenido para el receptor heterodino a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

La abertura del ojo es mayor que en 3.3.1 y 3.3.2 ya que su altura es de 0.6715390 a.u. Los parámetros de desempeño del receptor heterodino son mejores, principalmente, debido a lo comentado en el último párrafo de la sección 2.2.2.3.1 en el punto ii.

En lo que concierne a la degradación de la señal en el dominio del tiempo, esta se puede observar en la Figura 3.28, donde la amplitud de la onda recuperada (rojo) es mucho menor que en la detección directa, debido a que la señal pasa por un multiplicador eléctrico, y como se expuso en la teoría, esto implica la reducción de amplitud.

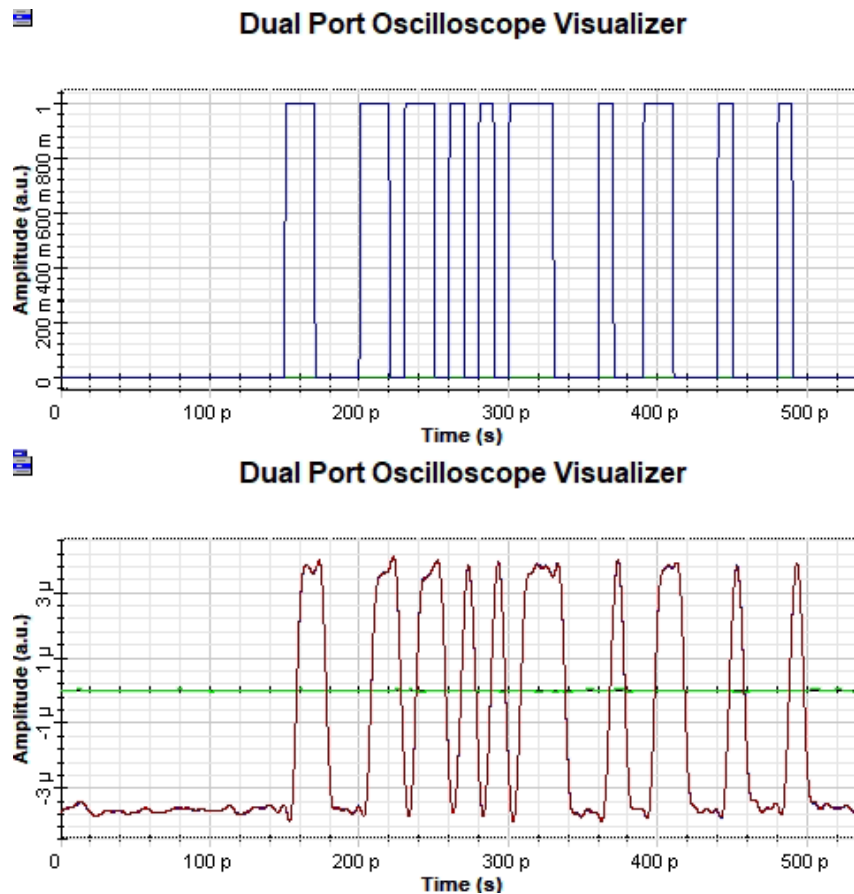


Figura 3.28. Señal recuperada a la salida del circuito del detector heterodino (rojo) a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

Al igual que en las dos simulaciones anteriores, la potencia de la señal es superior a la del ruido, motivo por el cual no se adjunta ninguna gráfica. El SNR que fue medido a la salida del *Electrical Subtractor* es de 50.44 dB (5.21 dB más que la detección directa) y la potencia de la señal es de -16.15 dBm.

Se procede de la misma forma que en el escenario 3.3.2, se registran los resultados al aumentar la potencia del oscilador local a 20 dBm: el BER es de 3.44×10^{-258} , la potencia de señal aumenta a -8.48 dBm. Si se compara con los resultados del detector homodino previo, se puede apreciar que, si se hace más grande la potencia del oscilador local se incrementa la potencia de la señal recibida.

Esto resulta ser una ventaja cuando la señal a la entrada de recepción tiene una potencia muy baja. Es por eso, que la detección coherente a diferencia de la detección directa permite detectar correctamente las señales débiles [26].

3.3.4 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN DIRECTA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 250 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm

Para este escenario se emplea una potencia de 4 dBm y se aumenta en 150 Gbps la velocidad de transmisión. Se va a trabajar con 3 segmentos de fibra: 2 de 100 km y uno de 50 km con su respectivo amplificador al final de cada de tramo. Los resultados de la correspondiente simulación se presentan en la tabla 3.4.

Tabla 3.4. Resultados obtenidos para detección directa a 250 Gbps, 250 km, 4 dBm y 1550 nm

FOTODETECTOR	OSNR [dB]	BER
PIN	23.99	3.22 e-015

Existe una disminución de OSNR de 8.29 dB a comparación del OSNR expuesto en el literal 3.3.1, principalmente por el aumento de la longitud del enlace en 100 km y el incremento de la velocidad de transmisión de 150 Gbps. El diagrama del ojo para este escenario se muestra en la Figura 3.29.

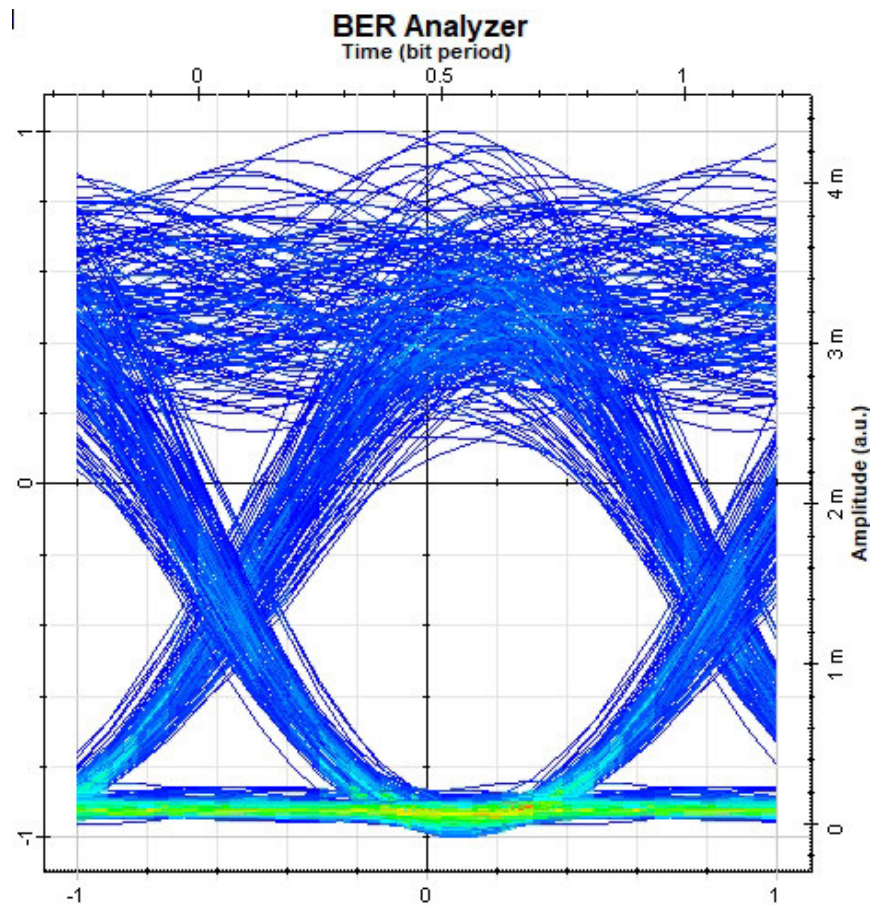


Figura 3.29. Diagrama del ojo obtenido para detección directa a 250 Gbps, 250 km, 4 dBm y 1550 nm

Visualmente se tiene un diagrama de ojo más reducido, distorsionado y asimétrico; tomando el valor de la altura del ojo, que es de 0.0019365 a.u., se evidencia que es menor que la primera simulación. El SNR correspondiente es de 33.86 dB.

Por otra parte, se expone la degradación de la señal recuperada (rojo) en la Figura 3.30, con un valor de amplitud aproximadamente entre 2.8 a 3.8 m a.u. La secuencia de bits en el dominio del tiempo se ve distorsionada y con desfase respecto a la señal transmitida (azul); de este modo, se ratifican los efectos introducidos por las pérdidas para este enlace de comunicaciones.

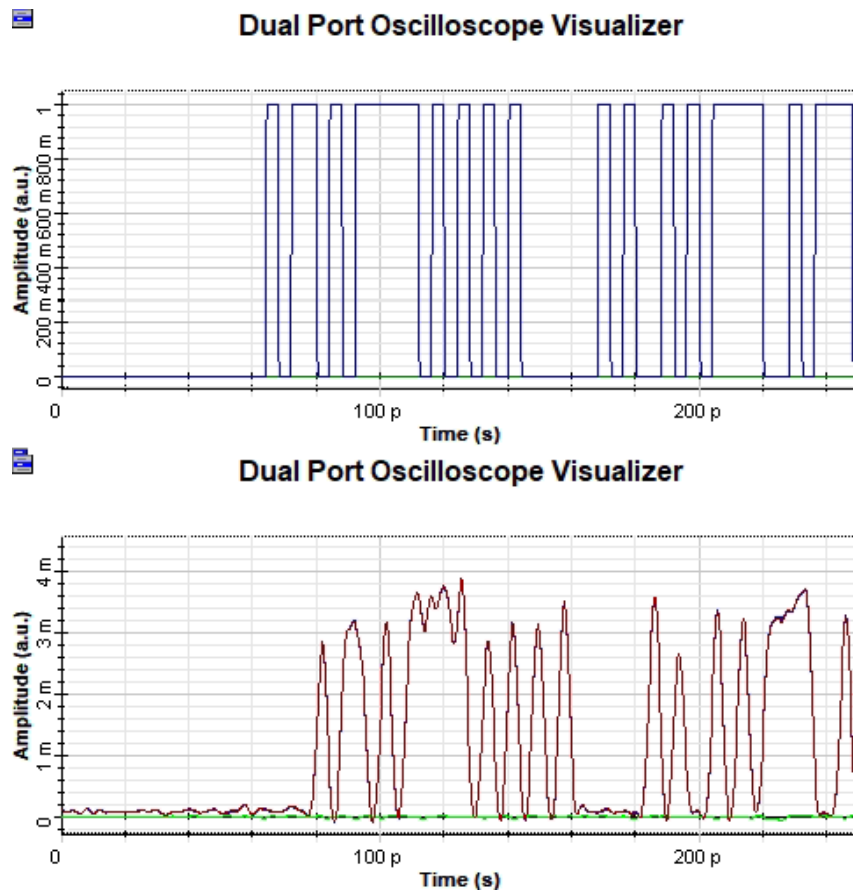


Figura 3.30. Señal recuperada (rojo) a la salida del receptor de detección directa a 250 Gbps, 250 km, 4 dBm y 1550 nm

3.3.5 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HOMODINA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 250 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm

En este escenario se usan las mismas condiciones establecidas que en el literal 3.3.4 para la transmisión. Los resultados se indican en la tabla 3.5.

Tabla 3.5. Resultados obtenidos para el receptor homodino a 250 Gbps, 250 km, 4 dBm y 1550 nm

FOTODETECTOR	OSNR [dB]	BER
PIN	46.72	23.22 e-018

Se puede contrastar que, en comparación a la detección directa de la simulación anterior, el OSNR es superior por 22.73 dB, y a pesar de tener una reducción de 3.95 dB respecto al valor obtenido en el escenario 3.3.2, sigue siendo superior. Sin embargo, el BER por un factor de 10^{-3} continúa siendo mejor, pero a diferencia de los escenarios simulados a 100 Gbps y 150 km para la detección directa y coherente homodina, es evidente que a mayor longitud del enlace el BER del detector homodino no guarda una diferencia amplia con el receptor IM-DD.

El diagrama del ojo obtenido para este escenario se muestra en la Figura 3.31.

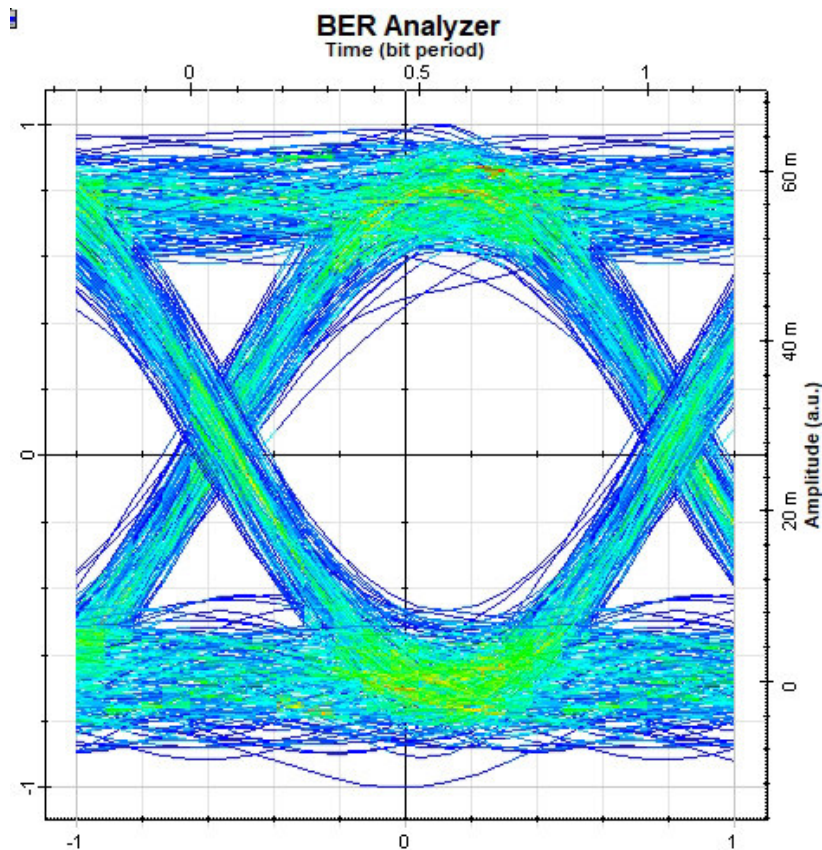


Figura 3.31. Diagrama del ojo obtenido para el receptor homodino a 250 Gbps, 250 km, 4 dBm y 1550 nm

Adicionalmente, se puede apreciar que, hay una apertura mucho más simétrica en el extremo superior e inferior del diagrama a comparación del escenario de detección directa (3.3.4), esto se ve reflejado en la altura del ojo cuyo valor es de 0.0367409 a.u. En la Figura 3.32 se exhibe el deterioro de la señal.

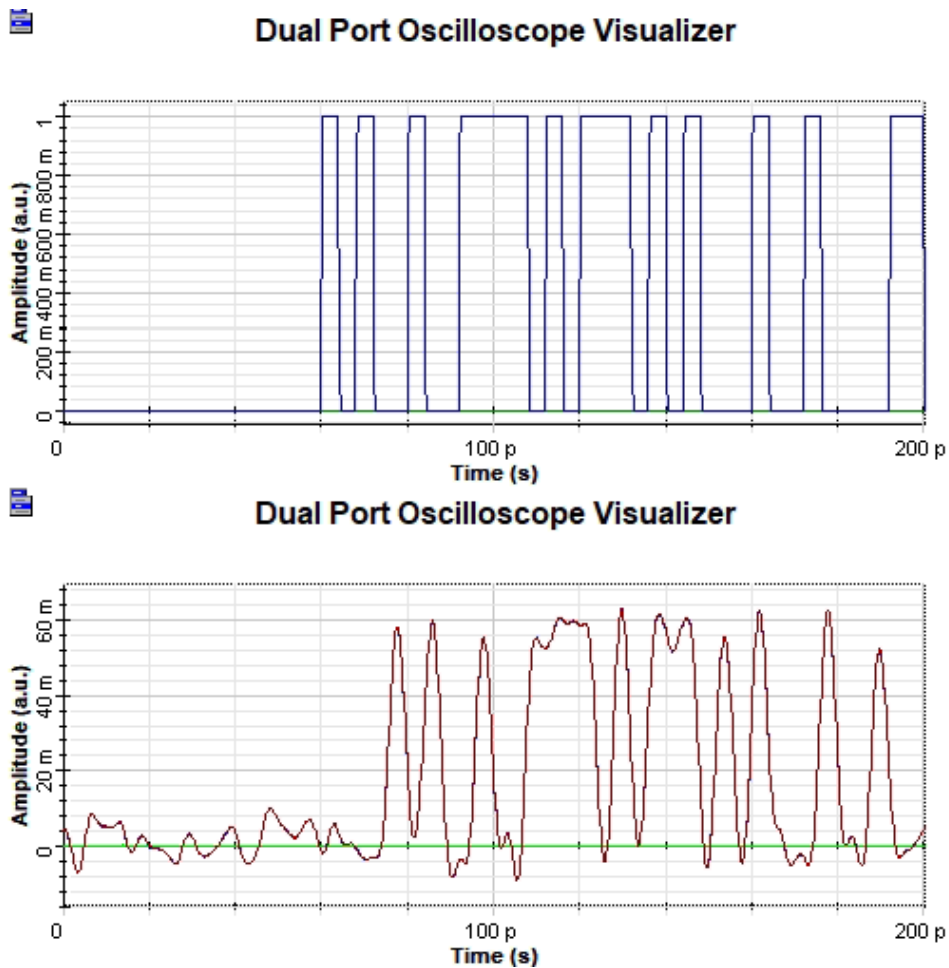


Figura 3.32. Señal recuperada (rojo) a la salida del receptor homodino a 250 Gbps, 250 km, 4 dBm y 1550 nm

Al comparar la amplitud de la señal recuperada (rojo) con la del receptor IM-DD, tanto para los literales 3.3.1 y 3.3.4, es notorio que la detección homodina tiene un incremento de amplitud de 49 y 46 m a.u respectivamente. Como se indicó en la sección 2.2.2.2, al tener una potencia del oscilador local mucho mayor que la de la señal recibida, los detectores homodino y heterodino se comportan de forma similar a un amplificador. El valor de SNR es de 41.33 dB.

3.3.6 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HETERODINA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 250 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm

De igual manera, para este escenario se usan las mismas condiciones de transmisión que en las dos últimas simulaciones. En la tabla 3.6. se muestran los resultados.

Tabla 3.6. Resultados obtenidos para el receptor heterodino a 250 Gbps, 250 km, 4 dBm y 1550 nm

FOTODETECTOR	OSNR [dB]	BER
PIN	112.03	0.24 e-039

Existe un aumento significativo de OSNR de 83.04 dB en comparación con el receptor IM-DD simulado en el escenario 3.3.4. Esto se debe a que, bajo las condiciones de transmisión utilizadas, se logra que la respuesta en frecuencia de los fotodiodos dominen al ruido y se obtenga una potencia reducida de este y, por lo tanto, un incremento notable de la OSNR [5]. El diagrama del ojo es presentado en la Figura 3.33.

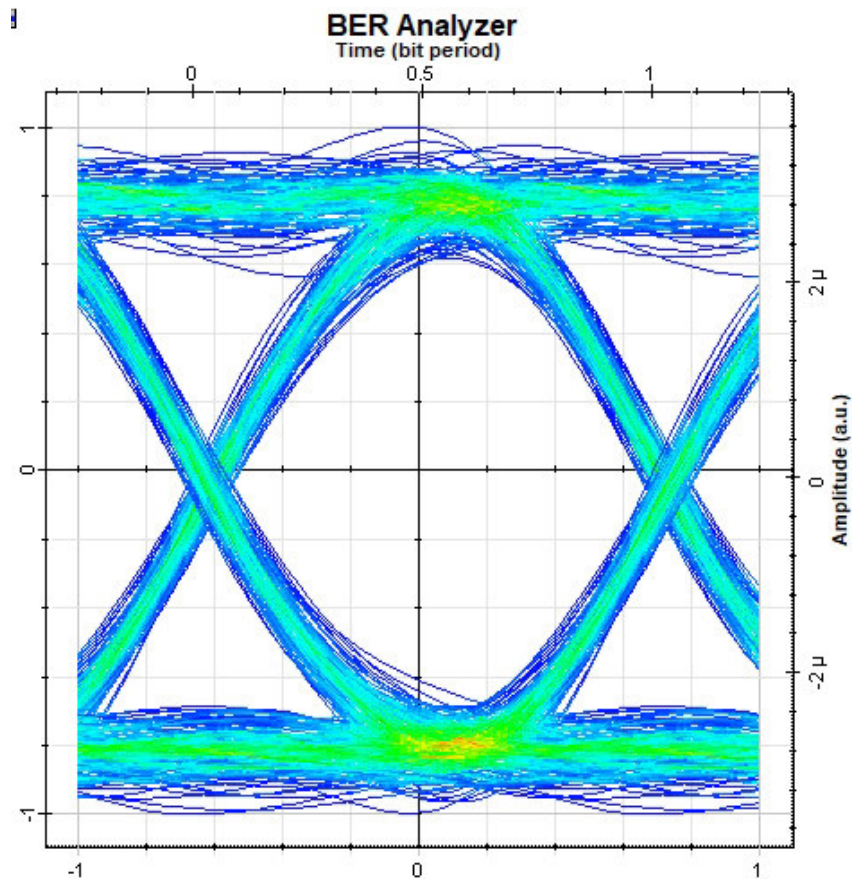


Figura 3.33. Diagrama del ojo obtenido para el receptor heterodino a 250 Gbps, 250 km, 4 dBm y 1550 nm

La apertura mostrada para esta simulación es mucho más definida que en los dos literales anteriores, ya que la altura del ojo es de 0.0440745 a.u. El SNR para esta simulación va a ser de 95.31 dB que es por 61.45 dB más grande que la detección directa y 53.98 dB superior al receptor homodino.

3.3.7 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN DIRECTA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm

En esta simulación y para las tres siguientes, se emplea una distribución de: tramos de fibra óptica, potencia de transmisión y amplificadores, idéntica a como se presentó en los escenarios 3.3.1, 3.3.2 y 3.3.3. Los resultados obtenidos para este escenario se adjuntan en la tabla 3.7.

Tabla 3.7. Resultados obtenidos para detección directa a 250 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

FOTODETECTOR	OSNR [dB]	BER
PIN	29.43	0.35 e-039

El valor de OSNR decae en 2.96 dB, el BER se incrementa en 10^{-54} en comparación al escenario 3.3.1, se evidencia que al aumentar la velocidad de transmisión y mantener fija la potencia del transmisor, así como la distancia del enlace, se tiene una degradación de los parámetros de desempeño debido a que el ruido total del sistema es dependiente de la velocidad de transmisión. El diagrama del ojo obtenido se muestra en la Figura 3.34.

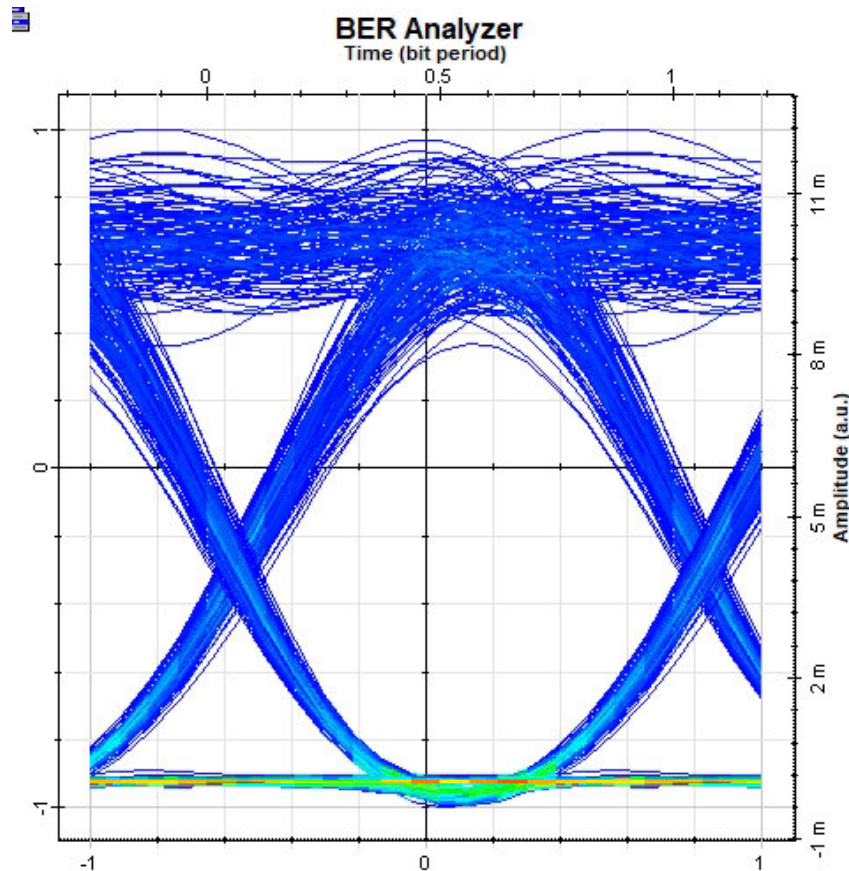


Figura 3.34. Diagrama del ojo obtenido detección directa a 250 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

El diagrama presenta irregularidad en la parte superior del ojo y asimetría, su altura es de 0.0077677 a.u. Por otro lado, en la Figura 3.35 se exhibe el deterioro de la señal.

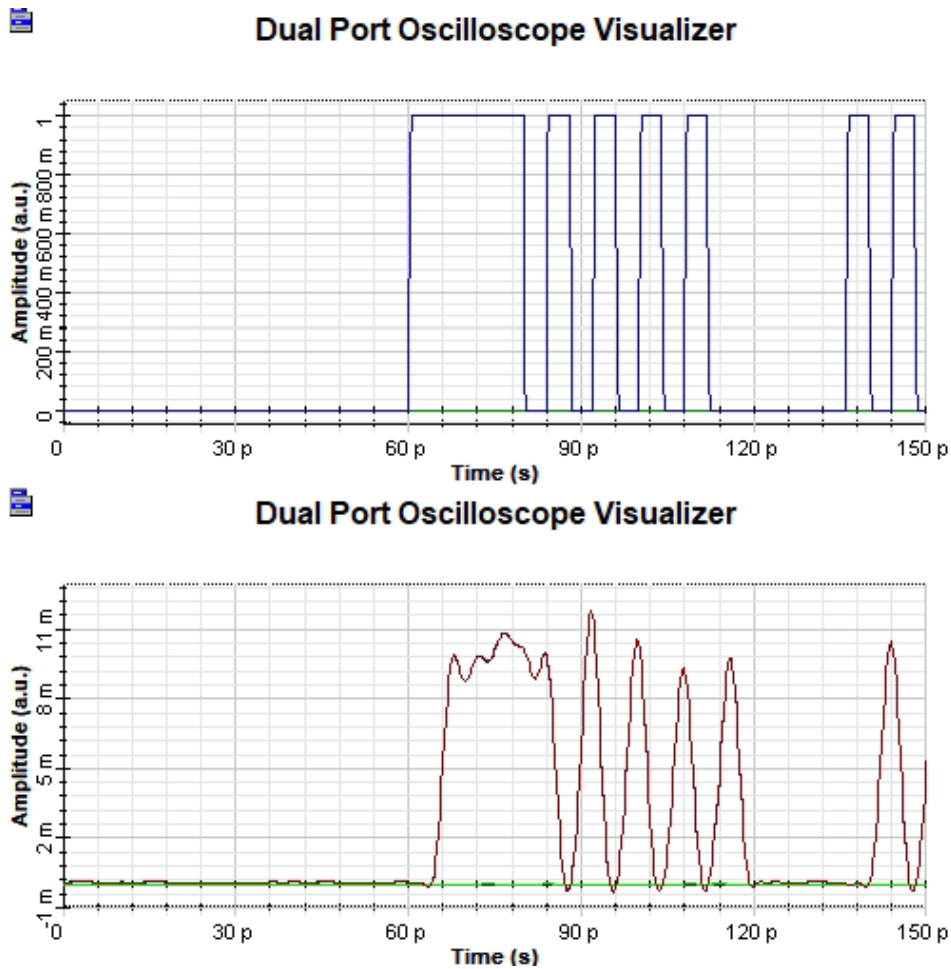


Figura 3.35. Señal recuperada (rojo) a la salida del receptor de detección directa a 250 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

La amplitud de la señal recuperada es de 11 m a.u., al igual que su contraparte simulada en 3.3.1, donde, la señal recuperada (rojo) presenta desfase respecto de la onda transmitida (azul). El valor del SNR es de 41.38 dB.

3.3.8 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HOMODINA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm

Los resultados para el BER y OSNR del escenario se encuentran en la tabla 3.8.

Tabla 3.8. Resultados obtenidos para el receptor homodino a 250 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

FOTODETECTOR	OSNR [dB]	BER
PIN	46.76	57.16 e-060

Se tiene un aumento de 17.33 dB de OSNR y un BER superior por un factor de 10^{-21} a diferencia del punto 3.3.7, por lo que es notorio que la detección coherente, a medida que aumenta la velocidad de transmisión, presenta mejores resultados de desempeño frente a la detección directa.

Esto representa una ventaja ya que puede ser utilizado en ambientes de centro de datos (por mencionar un ejemplo) donde la cantidad de tráfico que circula está en las centenas de Gbps. El diagrama del ojo se muestra en la Figura 3.36.

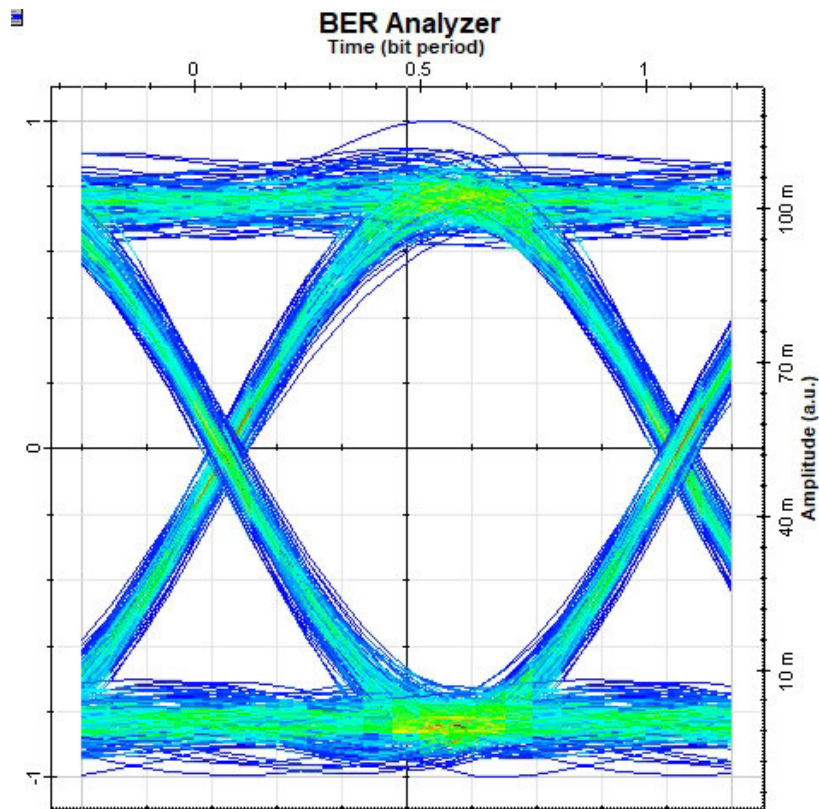


Figura 3.36. Diagrama del ojo obtenido para el receptor homodino a 250 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

En cuanto a la apertura del ojo se refiere, es mucho más simétrica que en el receptor IM-DD del literal anterior, debido a que se ve reflejado en su altura del ojo, que es de 0.0828839 a.u.; y, por lo tanto, se ratifica la superioridad este método de fotodetección. El SNR para el escenario es de 46.18 dB.

En la Figura 3.37, se aprecia el deterioro que tiene la señal recuperada en la recepción (rojo), donde se observa una amplitud de 100 m a.u., que es aproximadamente 9 veces más grande que la forma de onda recuperada en la detección directa del literal 3.3.1 (azul) y 3.3.7 (rojo).

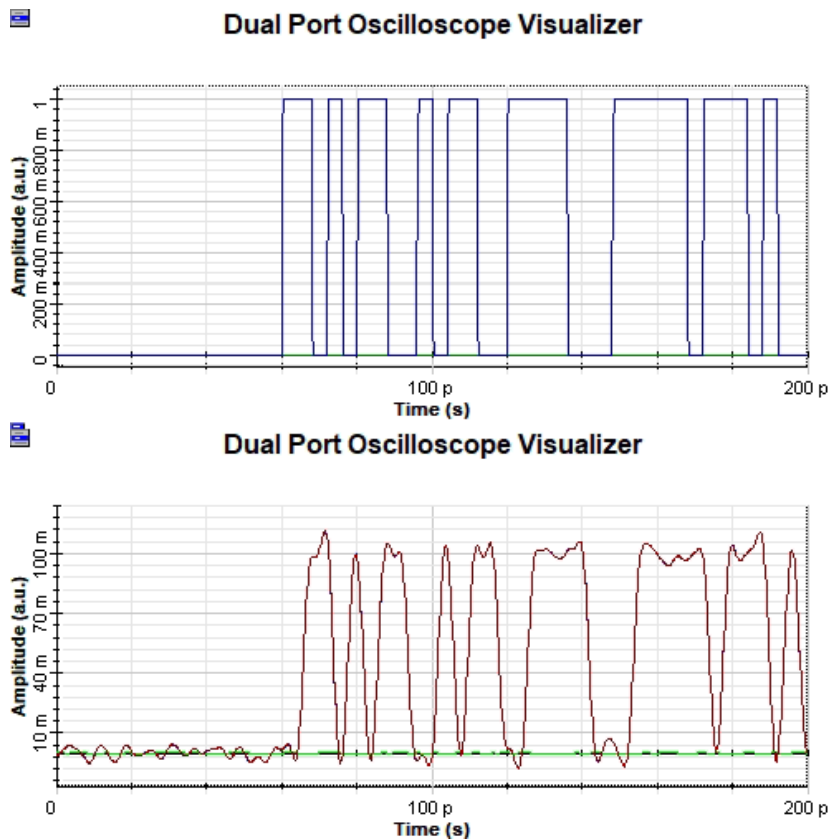


Figura 3.37. Señal recuperada (rojo) a la salida del receptor homodino a 250 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1550 nm

3.3.9 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN DIRECTA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 250 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 2 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm

Para este escenario se va a utilizar una potencia de transmisión de 2 dBm, y una distribución de segmentos de fibra óptica y amplificadores, como se empleó en el literal 3.3.4. Tras la simulación los resultados se presentan en la tabla 3.9.

Tabla 3.9. Resultados obtenidos para detección directa 250 Gbps, 250 km, 2 dBm y 1550 nm

FOTODETECTOR	OSNR [dB]	BER
PIN	21.27	29.90 e-009

El OSNR es menor en 2.7 dB mientras que, el BER se incrementa en un factor de 10^6 en comparación al escenario de detección directa simulado a 250 Gbps, 250 km y 1550 nm, pero con 4 dBm de potencia en el transmisor. El diagrama del ojo se muestra en la Figura 3.38.

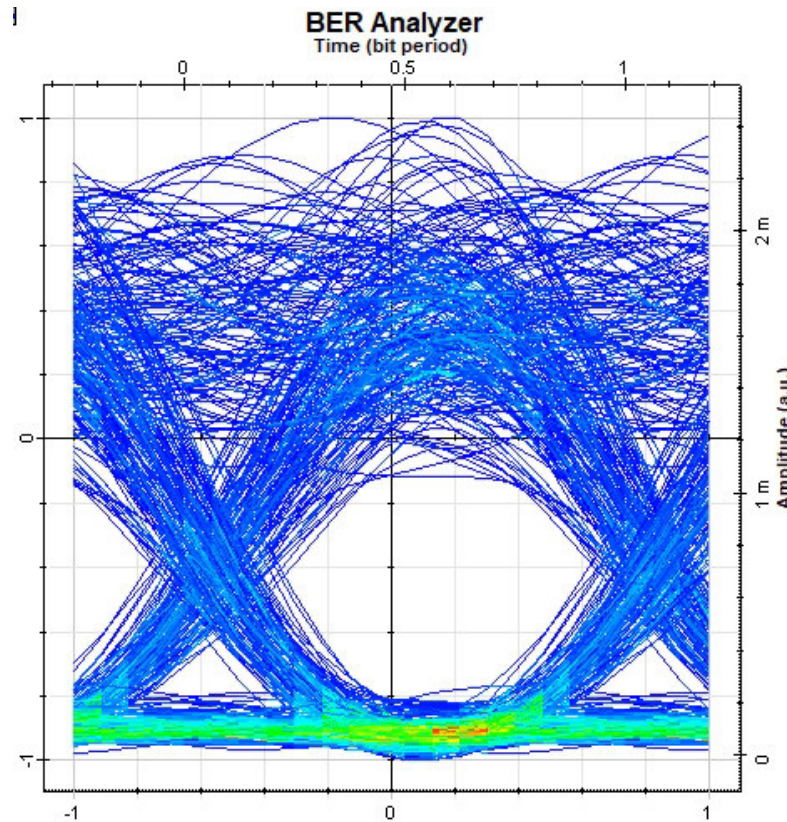


Figura 3.38. Diagrama del ojo obtenido detección directa a 250 Gbps, 250 km, 2 dBm y 1550 nm

La altura del ojo para este caso es de 0.0006968 a.u, mucho menor de lo que se obtuvo en el escenario 3.3.4, el diagrama visualmente es mucho más asimétrico y distorsionado, por lo que se evidencia el efecto de reducir la potencia de transmisión que se ve reflejado en la disminución de potencia disponible en la recepción. El SNR para este escenario es de 28.98 dB.

En la Figura 3.39 se expone la degradación de la señal recuperada (rojo), el deterioro hace que la señal tenga una forma irregular y muy desfasada, donde los pulsos difícilmente se pueden reconocer con una amplitud máxima de 2 m a.u, en comparación con la señal transmitida (azul).

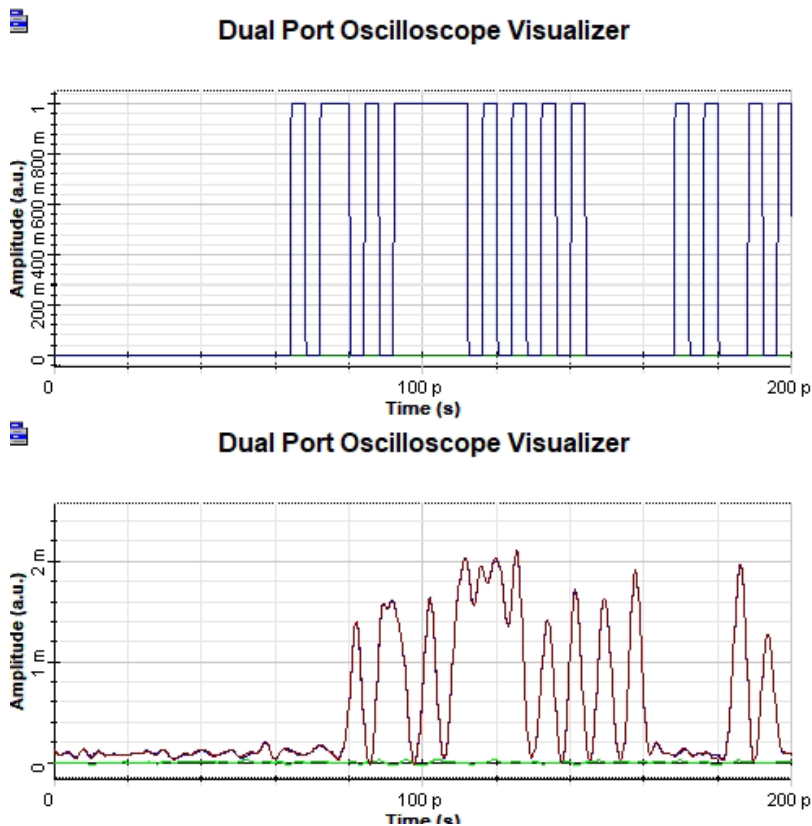


Figura 3.39. Señal recuperada (rojo) a la salida del receptor de detección directa a 250 Gbps, 250 km, 2 dBm y 1550 nm

3.3.10 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HOMODINA A 250 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 250 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 2 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1550 nm

Los resultados de la simulación se presentan en la tabla 3.10.

Tabla 3.10. Resultados obtenidos para el receptor homodino a 250 Gbps, 250 km, 2 dBm y 1550 nm

FOTODETECTOR	OSNR [dB]	BER
PIN	46.59	1.18 e-009

El OSNR es mayor que la detección directa en 25.2 dB, por otro lado, el BER es mejor con una diferencia mínima. Esto permite identificar que el rendimiento del detector coherente homodino es comparable con el del receptor IM-DD. El efecto de disminuir la potencia de transmisión destaca el hecho de que hay condiciones de transmisión (como las utilizadas en el presente escenario) bajo las cuales la detección coherente (en este caso el receptor

homodino) no es la opción ideal para la fotodetección. En la Figura 3.40 se muestra el diagrama del ojo de esta simulación.

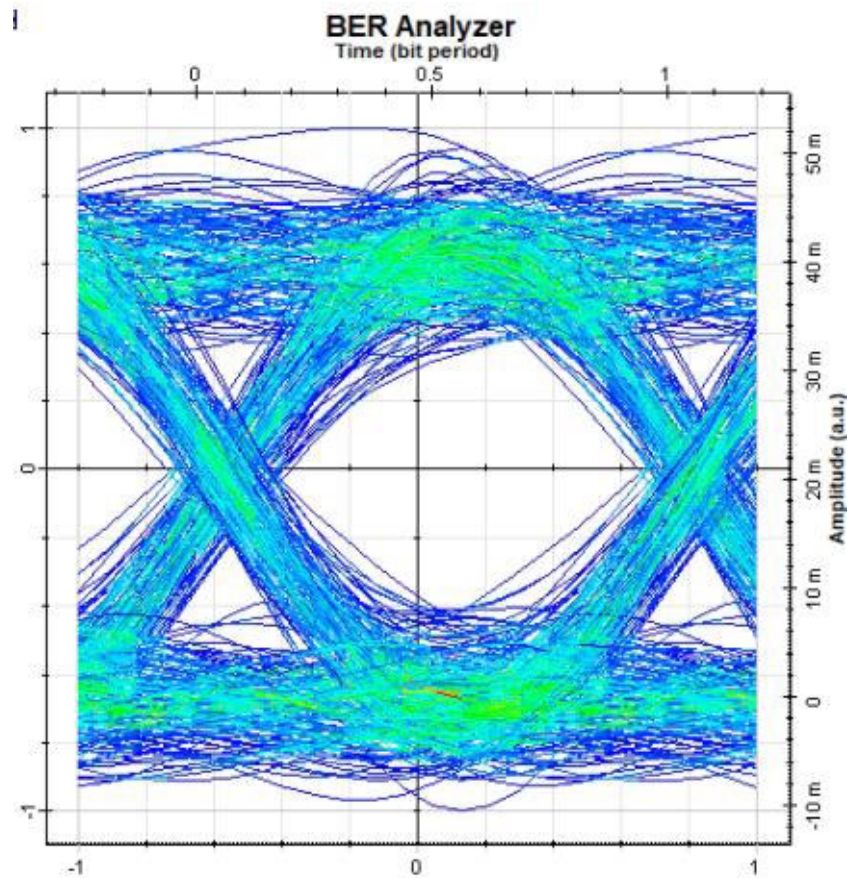


Figura 3.40. Diagrama del ojo obtenido para el receptor homodino a 250 Gbps, 250 km, 2 dBm y 1550 nm

El diagrama muestra una apertura reducida y una forma muy distorsionada, la altura del ojo es de 0.0202477 a.u (menor que la del literal 3.3.5 pero mayor a la del punto 3.3.9), ratificando aún más lo comentado en el párrafo anterior. El SNR resultante de la simulación es de 46.60 dB y si bien es mayor que el SNR del escenario previo, podría considerarse como alternativa práctica al receptor heterodino. El deterioro de la señal se tiene en la Figura 3.41.

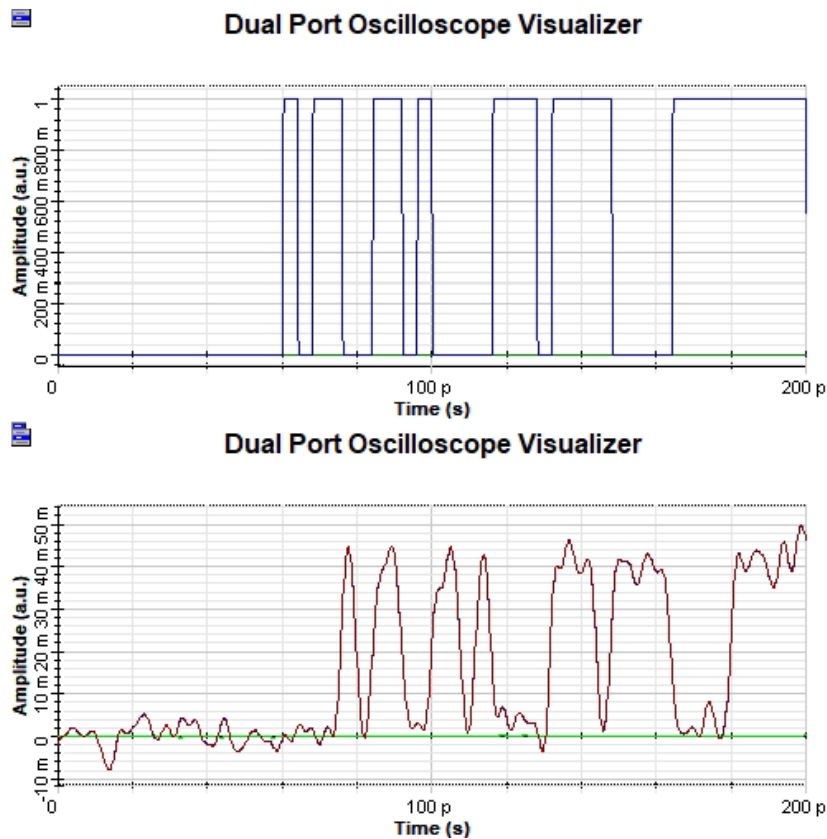


Figura 3.41. Señal recuperada (rojo) a la salida del receptor homodino a 250 Gbps, 250 km, 2 dBm y 1550 nm

La amplitud de la señal recuperada (rojo) es de 44 m a.u (aproximadamente 22 veces mayor al literal preliminar).

3.3.11 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN DIRECTA A 100 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1625 nm

En este escenario se emplea la misma distribución de tramos y amplificadores como en la primera simulación, correspondiente al literal 3.3.1, pero la longitud de onda de operación a emplearse es de 1625 nm, de tal manera que, se evidencie la variación este parámetro.

Los resultados de tasa de bits errados y OSNR obtenidos, constan en la tabla 3.11.

Tabla 3.11. Resultados obtenidos para detección directa a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1625 nm

FOTODETECTOR	OSNR [dB]	BER
PIN	30.13	0.22 e-060

Para esta simulación, el diagrama del ojo se presenta en la Figura 3.42.

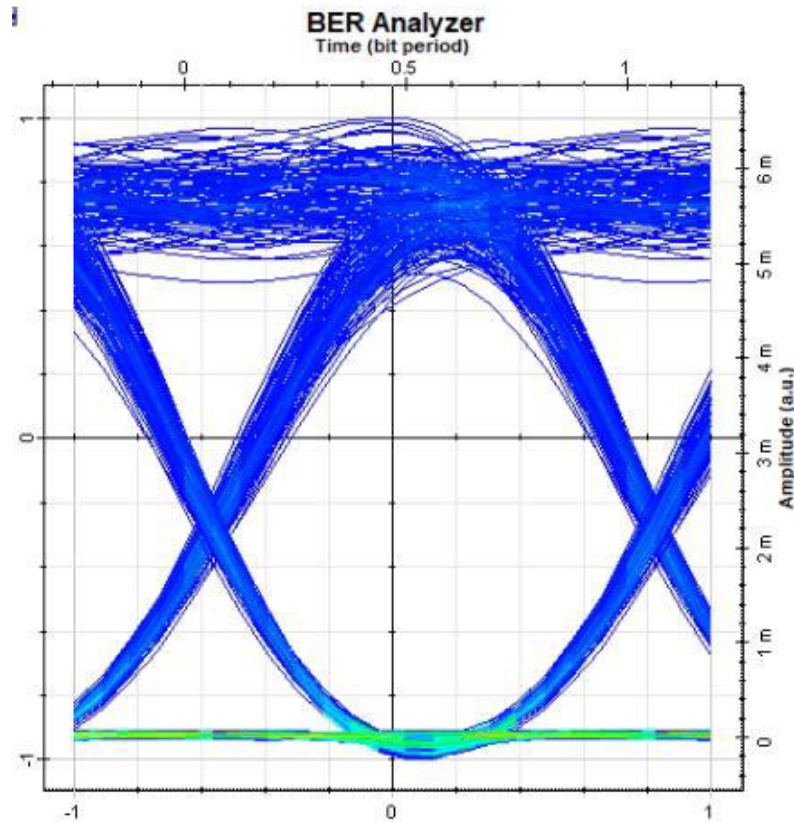


Figura 3.42. Diagrama del ojo obtenido para detección directa a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1625 nm

El diagrama del ojo tiene una altura de 0.00461559 a.u., visualmente sigue siendo asimétrico como en los demás escenarios de detección directa. Adicionalmente, se demuestra un incremento del BER en un factor de 10^{-33} . Por otro lado, el SNR es de 41.72 dB, lo que permite identificar una reducción de OSNR y SNR en 2.16 dB y 3.51 dB respectivamente, en comparación con el literal 3.3.1.

Todo esto exhibe los efectos de las pérdidas introducidas con el coeficiente de atenuación de la fibra óptica de 0.2 dB/km. El deterioro de la señal se presenta en la Figura 3.43.

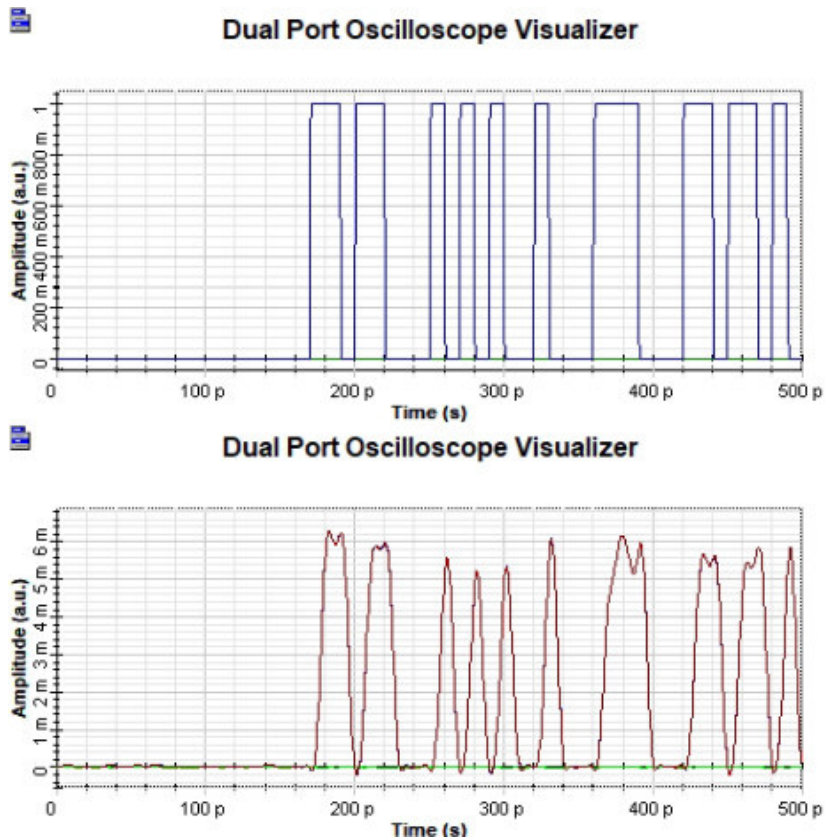


Figura 3.43. Señal recuperada (rojo) a la salida del receptor de detección directa a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1625 nm

3.3.12 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HOMODINA A DE 100 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITU DE ONDA 1625 nm

En la tabla 3.12 se presentan los resultados de la simulación bajo las mismas condiciones de enlace que el literal anterior.

Tabla 3.12. Resultados obtenidos para el receptor homodino a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1625 nm

FOTODETECTOR	OSNR [dB]	BER
PIN	47.43	0.43 e-087

Con respecto a la simulación de detección directa del escenario previo, se puede apreciar un incremento de 17.30 dB, el BER también es mejor en un factor de 10^{-27} pero comparado con

el del literal 3.3.1, resulta que el receptor IM-DD a 1550 nm presenta un mejor BER por 10^{-6} y es una opción con mejor desempeño que la detección coherente. El diagrama del ojo a la salida del *BER Analyzer* se presenta en la Figura 3.44.

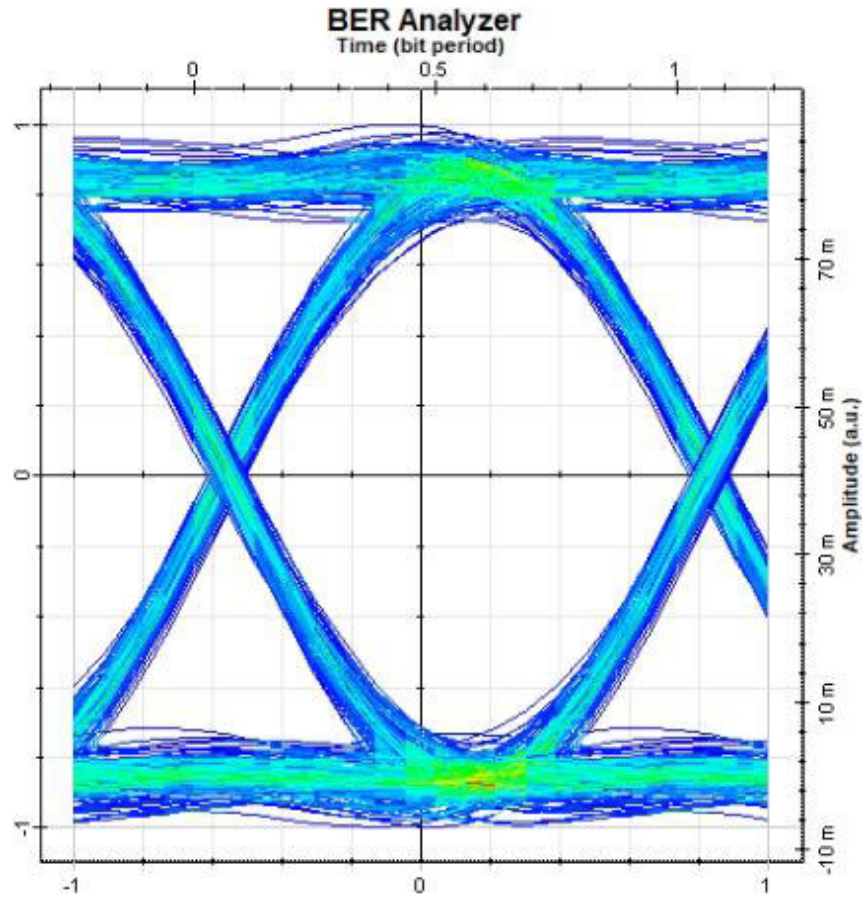


Figura 3.44. Diagrama del ojo obtenido para el receptor homodino a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1625 nm

La altura del ojo es de 0.0690361 a.u, superior a lo alcanzado por la detección directa del escenario precedente, incluso visualmente es mucho más simétrico y no presenta distorsión en su parte superior. La degradación de la señal se exhibe en la Figura 3.45.

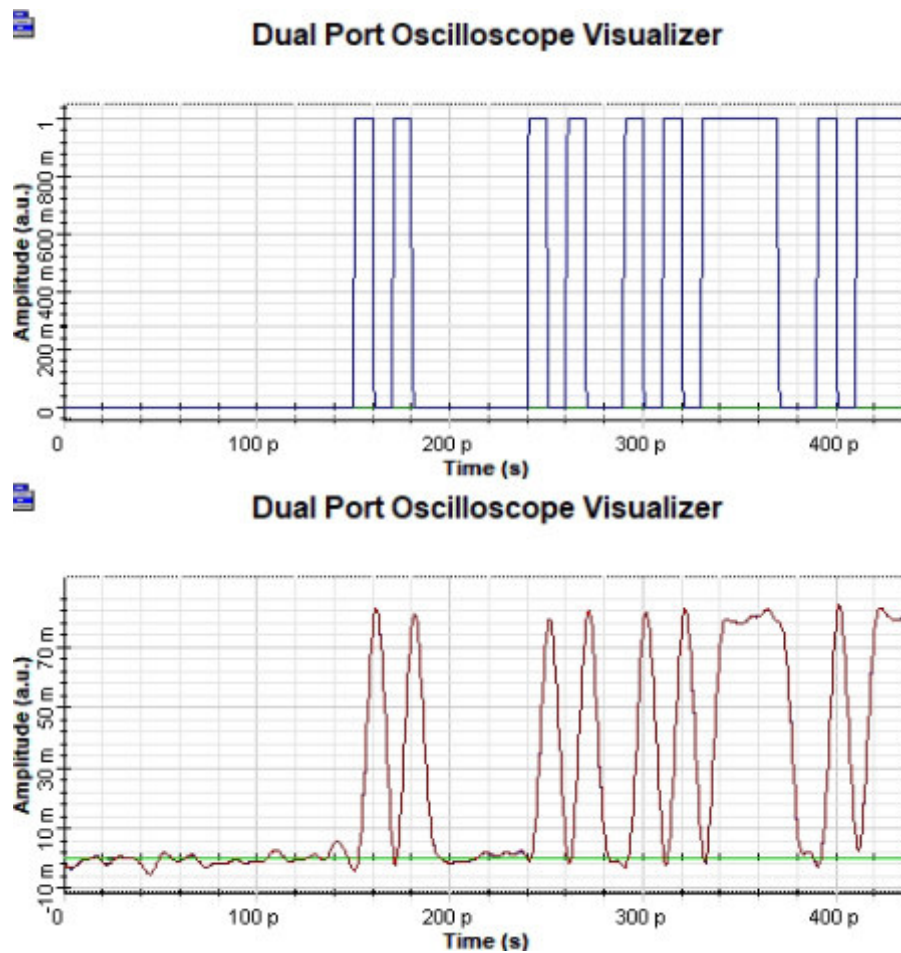


Figura 3.45. Señal recuperada a la salida del circuito del detector homodino (rojo) a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1625 nm

La amplitud de la señal en recepción (rojo) es de 82 m a.u, la cual está 71 m a.u por encima que la obtenida en el escenario 3.3.1, pero a pesar de poseer mayor amplitud la mejor opción a implementar es el receptor IM-DD, por su BER. Principalmente porque este método de fotodetección presenta mejor desempeño para distancias de aproximadamente 150 km o menos y velocidades de transmisión en el rango de 40 a 100 Gbps [21].

3.3.13 SIMULACIÓN DE DETECCIÓN HETERODINA A 100 GBPS, LONGITUD DE ENLACE 150 km, POTENCIA DE TRANSMISIÓN 4 dBm Y LONGITUD DE ONDA 1625 nm

En este escenario, luego de la simulación se llega a tener los resultados que se incluyen en la tabla 3.13.

Tabla 3.13. Resultados obtenidos para el receptor heterodino a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1625 nm

FOTODETECTOR	OSNR [dB]	BER
PIN	55.71	5.80 e-155

El OSNR es superior en 25.58 dB y el BER en un factor de 10^{-95} , a comparación del literal 3.3.11. A diferencia del detector homodino de la simulación anterior, este escenario tiene mejores parámetros de desempeño y resultaría una opción ideal en la práctica; pero hay que tomar en cuenta también, que el costo va a ser un factor decisivo, ya que, para detección coherente se necesita láseres de anchura espectral angosta y térmicamente estables [21], por lo que resultan ser mucho más caros que los utilizados en detección directa.

Esta mejora en los resultados presentados hasta el momento son fruto de una ventaja propia del detector heterodino, debido a que, el oscilador local de microondas filtra todo tipo de ruido que no esté en el ancho de banda de la frecuencia intermedia [26]; es por eso que, la potencia del ruido luego de su paso por el multiplicador eléctrico es de -98.78 dBm (a diferencia de -54.89 dBm previo a esta etapa), para el resto de esquemas (IM/DD y homodino) la potencia del ruido es -41.27 y -48.89 dBm respectivamente.

En cuanto al diagrama del ojo obtenido, se lo muestra en la Figura 3.46.

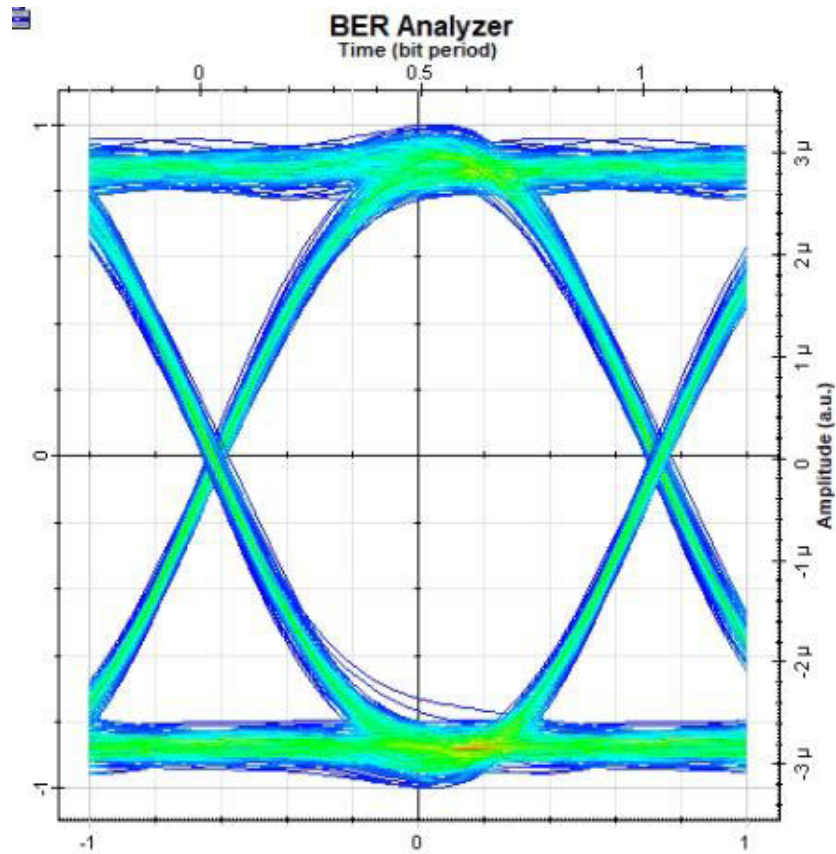


Figura 3.46. Diagrama del ojo obtenido para el receptor heterodino a 100 Gbps, 150 km, 4 dBm y 1625 nm

En cuanto a la altura del ojo se refiere, esta es de 0.0872236 a.u., al contrastar con los escenarios de los literales 3.3.1 y 3.3.11 resulta ser más grande y visualmente más definida; es así como, se corrobora la superioridad de la detección coherente heterodina frente al detector IM-DD, puesto que, al aumentar la longitud de onda de operación este método presentó mejor BER y OSNR.

3.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS

En base a los resultados de las simulaciones realizadas en la sección 3.3, para el receptor con detección directa, receptor homodino y receptor heterodino, el esquema de fotodetección con mejor desempeño (por el BER y OSNR) es el coherente heterodino. Esta afirmación se respalda por el uso de la configuración balanceada, que elimina cualquier ruido correlacionado que pueda estar presente en los fotodetectores, además de posibles fluctuaciones de intensidad causadas por el RIN en el oscilador local.

En las simulaciones llevadas a cabo en los literales 3.3.1, 3.3.2 y 3.3.3 se expuso los valores de potencia de la señal para los 3 casos, y, el detector homodino alcanzó la potencia más alta (ya que obtuvo -13.45 dBm) a comparación del receptor IM-DD (con -33.84 dBm). Esto representa una ventaja de la detección coherente frente a la detección directa, cuando la señal que llega a recepción es débil.

Por otro lado, cuando se aumenta la velocidad de transmisión y la longitud de onda de operación, la detección coherente (homodina y heterodina) presenta los mejores valores de desempeño (BER y OSNR) a diferencia de la detección directa. Se sostiene por los valores de la Tabla 2.1 y sumado a lo que se mencionó en el primer párrafo de esta sección.

Se tuvo una excepción al disminuir la potencia de transmisión a 2 dBm ya que, para esas condiciones la detección directa y coherente homodina presentaron un BER similar y, por lo tanto, se emplearía el receptor coherente heterodino en la práctica. En el Anexo B se adjunta una gráfica que es resultado de simular a 250 Gbps, 250 km y 1550 nm, los 3 receptores.

Se incrementa la potencia de transmisión desde 0 a 12 dBm puesto que, si se la hace más grande, comienza a incrementarse el BER debido a los efectos no lineales en el sistema de comunicaciones ópticas. A los 2 dBm el receptor heterodino tiene un BER de 1.34×10^{-21} lo que lo convierte en la mejor opción para la fotodetección.

Para ratificar los argumentos expuestos hasta este momento, en el Anexo C se adjunta la simulación del escenario a 100 Gbps, 4 dBm y 1550 nm, del cual se va a ir aumentando la longitud del enlace hasta los 330 km. Esta distancia se escoge debido a que en este punto los 3 receptores tienen un BER igual a 1. El receptor heterodino llega hasta los 270 km con un BER de 1.89×10^{-11} (todavía aceptable en un enlace de comunicaciones óptico).

En el Anexo D en cambio se muestra el incremento de la velocidad de transmisión desde 40 a 240 Gbps, estos valores se tomaron a consideración ya que se pueden encontrar en aplicaciones prácticas comerciales. Los valores de BER para el receptor homodino son mejores en un factor de 10^{-4} a comparación de los del receptor IM-DD, a excepción de los resultados a 40 y 80 Gbps donde la mejoría es por 10^{-12} .

El receptor coherente heterodino muestra una tendencia óptima, por lo que, al acaparar más área geográfica y exponer mejor desempeño al subir la velocidad de transmisión, se podría emplear este tipo de detector en redes *long-haul*; principalmente, por el hecho que posibilitaría interconectar ciudades a tasas de datos elevadas, lo que representa una ventaja para este método de fotodetección. [39, p. 79].

Una desventaja de la detección coherente y que se evidencia de los esquemas empleados en las simulaciones es la complejidad del receptor. Puesto que, consiste en un acoplador direccional, un oscilador local, un sustractor de señales (para el receptor homodino), un oscilador eléctrico y un multiplicador de señales (para el receptor heterodino) a diferencia del receptor IM-DD que se compone del fotodiodo.

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En el presente capítulo se incluyen las conclusiones y recomendaciones producto del análisis teórico, así como de las simulaciones realizadas para la comparación de la detección directa contra la detección coherente utilizadas en los sistemas ópticos.

4.1 CONCLUSIONES

- Se logró cumplir con los objetivos propuestos en el presente estudio técnico por medio del desarrollo teórico y las simulaciones de cada escenario expuesto en el capítulo 3.
- Mediante las simulaciones realizadas y tomando como base la teoría, se llegó a determinar que, el receptor coherente heterodino es el método de fotodetección más adecuado a largas distancias y altas tasas de datos, por otro lado, la detección directa resulta una buena alternativa para longitudes de enlace cortas y velocidades de transmisión de hasta 100 Gbps.
- Conforme se incrementa la distancia total del enlace, el BER del receptor homodino aumenta su valor más rápido a diferencia del receptor heterodino, de forma que llega a acercarse al BER obtenido con el receptor IM-DD, y es por ello, que el receptor heterodino es la opción ideal para implementarse en enlaces de largas distancias.
- Se puede apreciar que la detección coherente también es la alternativa ideal cuando se va aumentando la potencia de transmisión, sin embargo, para potencias bajas (0-2 dBm) el desempeño del receptor homodino es muy similar al receptor de detección directa y por eso, el receptor heterodino es el método de fotodetección adecuado incluso cuando la potencia de transmisión se hace más grande.
- Los efectos no lineales en el sistema de comunicaciones ópticas, producto de incrementar sin criterio la potencia de transmisión, también quedaron expuestos en el anexo B, donde se observó que el BER de los 3 receptores comienza a aumentar su valor (pasado los 12 dBm) degradando su desempeño, por lo que no es una opción adecuada elevar desmesuradamente la potencia en el transmisor.
- Al aumentar la potencia del oscilador local (como fue mencionado en el desarrollo teórico) permite que este tenga un comportamiento muy similar al de un amplificador de la señal óptica recibida, por lo tanto, al acrecentar su valor, la potencia de la señal que alimenta a los fotodetectores y el SNR se incrementan.

- El oscilador local eléctrico que es parte del diseño del receptor heterodino sincrónico reduce la potencia del ruido a la salida del *Electrical Multiplier*, como se pudo apreciar en la simulación, lo que conlleva a que el BER sea superior a comparación del receptor IM-DD y el receptor homodino. Esto corrobora lo que se expuso en la teoría acerca del filtrado en el receptor heterodino.
- Al variar la velocidad de transmisión el desempeño del receptor homodino es muy similar al del receptor IM-DD ya que la diferencia entre sus valores de BER es mínima. Por otro lado, el receptor heterodino exhibe un mejor comportamiento para este incremento de la velocidad de transmisión, lo que finalmente termina de ratificar que es el método de fotodetección apropiado para tasas de datos y longitudes de enlace en el orden de las centenas de Gbps y km respectivamente.

4.2 RECOMENDACIONES

- La comparación entre la detección directa y coherente fue realizada mediante un ambiente de simulación provisto por el software OptiSystem, por lo que sería recomendable en un trabajo futuro, implementar un sistema óptico que utilice componentes reales, de forma que se pueda contrastar los resultados obtenidos de las simulaciones con los que se llegarían a tener en un ambiente práctico.
- Para el presente estudio técnico se empleó el esquema de demodulación sincrónico en el receptor coherente heterodino, una posible investigación que llegue a complementar el trabajo actual podría enfocarse en el esquema asincrónico, tal y como se mencionó en la sección 2.2.2.3.1, ya que su estructura es más simple que la sincrónica. Se pueden establecer escenarios para llegar a determinar sus parámetros de rendimiento y contrastar con los resultados obtenidos, de esa manera se podría identificar en qué condiciones resulta más favorable utilizar uno de los dos esquemas de demodulación.
- Una implementación adicional al presente estudio sería emplear esquemas de modulación diferentes a los PSK y ASK, bajo los cuales se desarrollaron las simulaciones, de manera que se pueda medir los parámetros de BER y OSNR para determinar el esquema de modulación más adecuado en cada escenario.
- Para mantener una uniformidad con los bloques empleados, los valores que se pueden modificar dentro de estos y la compatibilidad de los archivos, es recomendable usar una sola versión de OptiSystem de forma que no se tenga problemas con la compatibilidad de bloques a utilizarse.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] P. Chakrabarti, *Optical Fiber Communication*. India, 2015.
- [2] S. John, *Optical Fiber Communications Principles and Practice*, 3rd ed., vol. 1. 2011.
- [3] A. Govind, *Fiber-optic Communication Systems*. 1979.
- [4] G. Keiser, *Optical Fiber Communications (Fourth Edition)*, vol. 53, no. 9. 2013.
- [5] L. N. Binh, *Optical modulation: Advanced techniques and applications in transmission systems and networks*. 2017.
- [6] S. William and Djordjevic Ivan, *OFDM for Optical Communications*. 1967.
- [7] A. Al Azzawi, *Fiber Optics: Principles and Advanced Practices*. 2017.
- [8] D. J. K. Shiva, *Fiber Optic Communications Fundamentals and Applications*.
- [9] Wartark Marek, *Computational Photonics*. 2010.
- [10] N. Grote and H. Venghaus, *Fiber Optic Communication Devices*. 2001.
- [11] R. Hui, *Introduction to fiber-optic communications*. .
- [12] J.-M. Liu, *Principles of Photonics*. 2016.
- [13] O. W. Communications, *Ghassemlooy, Z._ Popoola, W._ Rajbhandari, S - Optical Wireless Communications_ System and Channel Modelling with MATLAB@-CRC Press LLC (2019).pdf*. .
- [14] A. Ghatak and K. Thyagarajan, "Single-mode optical fiber sensors," *Introduction to fiber optics*. pp. 397–410, 2013.
- [15] S. Matthew, *Optical and Wireless Communications*, Primera. CRC Press, 2002.
- [16] G. Giovanni, *Semiconductor Devices for High-Speed Optoelectronics*. CAMBRIDGE University Press.
- [17] M. Nada *et al.*, "Inverted p-down pin photodiode exceeding 70-GHz bandwidth featuring low operating bias voltage of 2 v," *2020 Eur. Conf. Opt. Commun. ECOC 2020*, Dec. 2020.
- [18] D. Wu, "Development of high-speed P-i-N photodetector for 50Gb/s optical link in data centers," Jul. 2019.
- [19] K. Leonid, C. Ning, S. Wei-Tao, G. David, and W. Shing-Wa, *Broadband Optical Access Networks*. John Wiley & Sons, 2011.
- [20] S. Alexander, *Optical Communication Receiver Design*. SPIE.
- [21] W. Alan, *Optical Fiber Telecommunications VII Edited*, vol. 3, no. 2. Elsevier, 2015.
- [22] H. Keang-Po, *Phase-Modulated Optical Communication Systems*. Springer, 2005.
- [23] B. Wilson and Z. Ghassemlooy, *Analogue optical fibre communications*, vol. 140, no. 6. 1993.

- [24] I. Kaminow, T. Li, and A. Willner, *Optical Fiber Telecommunications V B*. 2008.
- [25] R. Noé, *Essentials of Modern Optical Fiber*. 2016.
- [26] J. Yu and N. Chi, *Digital Signal Processing In High-Speed Optical Fiber Communication Principle and Application*. 2020.
- [27] K. Kikuchi, "Fundamentals of coherent optical fiber communications," *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 1, pp. 157–179, 2016.
- [28] B. Zheng and S. Tong, "Performance simulation of heterodyne synchronous receiving system in coherent optical communication," *Sel. Pap. from Conf. Photoelectron. Technol. Comm. Chinese Soc. Astronaut. 2014, Part I*, vol. 9521, p. 952106, 2015.
- [29] Y. Painchaud, M. Poulin, M. Morin, and M. Têtu, "Performance of balanced detection in a coherent receiver," *Opt. Express*, vol. 17, no. 5, p. 3659, 2009.
- [30] C. Calvin, *Optical Performance Monitoring Advanced Techniques for Next-Generation Photonic Networks*, vol. 3, no. 2. Elsevier, 2010.
- [31] I. P. Kaminow, T. Li, and A. E. Willner, *Optical Fiber Telecommunications V A*. 2008.
- [32] "OptiSystem - Optical communication system design software - Third-Party Products & Services - MATLAB & Simulink." [Online]. Available: https://www.mathworks.com/products/connections/product_detail/OptiSystem.html. [Accessed: 02-Aug-2021].
- [33] Y. V. Padilla Tituaña and A. C. Pavón Avila, "Análisis comparativo entre los amplificadores ópticos EDFA, RAMAN y SOA mediante simulación," 2018.
- [34] Optiwave, "Minimum System Requirements." [Online]. Available: <https://optiwave.com/resources/system-requirements/minimum-and-recommended/>. [Accessed: 20-Oct-2021].
- [35] F. Corporation, "White Paper Introduction to Optical Amplifiers What Are Optical Amplifiers? Properties of Optical Amplifiers," no. June 2010, pp. 1–6, 2012.
- [36] H. Uhrmann, R. Kolm, and H. Zimmermann, "Analog Filters," *Springer Ser. Adv. Microelectron.*, vol. 45, pp. 3–11, 2014.
- [37] E. Huerta Ortiz, "Recepción cuántica intradina Tesis," 2015.
- [38] F. Enrico, *Optical Communication Theory and Thecniques*. Springer, 2005.
- [39] H. Willebrand and B. S. Ghuman, "Free space optics: enabling optical connectivity in today's networks," p. 259, 2002.
- [40] R. Hui and M. O. Sullivan, *Fiber Optic Measurement Techniques*. 2009.
- [41] *Optical Coherent Receiver Analysis*, Optiwave, Nepean, ON, Canada, 2009

ANEXOS

Anexo A. Datasheet de fibra SMF-28 ULL Optical Fiber de Corning.

Anexo B. Gráfica comparativa del BER vs Potencia de transmisión en un enlace de 250 Gbps, 250 km y 1550 nm

Anexo C. Gráfica comparativa del BER vs Longitud recorrida en un enlace de 100 Gbps, 4 dBm y 1550 nm

Anexo D. Gráfica comparativa del BER vs Velocidad de transmisión en un enlace de 4 dBm, 250 km y 1550 nm

ANEXO A DATASHEET DE FIBRA SMF-28 ULL OPTICAL FIBER DE CORNING

Corning® SMF-28® Ultra Optical Fiber Product Information



Corning® SMF-28® Ultra optical fiber is an ITU-T Recommendation G.652.D compliant optical fiber with Corning's enhanced low-loss and bend fiber technologies. This full-spectrum fiber has bend performance that exceeds the ITU-T Recommendation G.657.A1 standard and still splices the same as the installed base of standard single-mode fibers such as SMF-28e+ fiber. SMF-28 Ultra fiber offers industry-leading specifications for attenuation, macrobend loss, and polarization mode dispersion values, which provide a solid foundation for new network deployments as well as upgrades to existing networks. Since Corning brought the first fiber to market more than 40 years ago, Corning's leadership in single-mode fiber innovation has been unparalleled.

Optical Specifications

Maximum Attenuation

Wavelength (nm)	Maximum Value* (dB/km)
1310	≤ 0.32
1383**	≤ 0.32
1490	≤ 0.21
1550	≤ 0.18
1625	≤ 0.20

* Alternate attenuation offerings available upon request.

** Attenuation values at this wavelength represent post-hydrogen aging performance.

Attenuation vs. Wavelength

Range (nm)	Ref. λ (nm)	Max. α Difference (dB/km)
1285 - 1330	1310	0.03
1525 - 1575	1550	0.02

The attenuation in a given wavelength range does not exceed the attenuation of the reference wavelength (λ) by more than the value α.

Macrobend Loss

Mandrel Radius (mm)	Number of Turns	Wavelength (nm)	Induced Attenuation* (dB)
10	1	1550	≤ 0.50
10	1	1625	≤ 1.5
15	10	1550	≤ 0.05
15	10	1625	≤ 0.30
25	100	1310, 1550, 1625	≤ 0.01

*The induced attenuation due to fiber wrapped around a mandrel of a specified radius.

Point Discontinuity

Wavelength (nm)	Point Discontinuity (dB)
1310	≤ 0.05
1550	≤ 0.05

Cable Cutoff Wavelength (λ_{cc})

λ_{cc} ≤ 1260 nm

Mode-Field Diameter

Wavelength (nm)	MFD (μm)
1310	9.2 ± 0.4
1550	10.4 ± 0.5

Dispersion

Wavelength (nm)	Dispersion Value [ps/(nm·km)]
1550	≤ 18.0
1625	≤ 22.0

Zero Dispersion Wavelength (λ₀): 1304 nm ≤ λ₀ ≤ 1324 nm

Zero Dispersion Slope (S₀): S₀ ≤ 0.092 ps/(nm²·km)

Polarization Mode Dispersion (PMD)

	Value (ps/√km)
PMD Link Design Value	≤ 0.04*
Maximum Individual Fiber PMD	≤ 0.1

*Complies with IEC 60794-3: 2001, Section 5.5, Method 1, (m = 20, Q = 0.01%), September 2001.

The PMD link design value is a term used to describe the PMD of concatenated lengths of fiber (also known as PMD₀). This value represents a statistical upper limit for total link PMD. Individual PMD values may change when fiber is cabled.

How to Order

Contact your sales representative, or call the Optical Fiber Customer Service Department:
Ph: 1-607-248-2000 (U.S. and Canada)
+44-1244-525-320 (Europe)
Email: cofic@corning.com
Please specify the fiber type, attenuation, and quantity when ordering.



Dimensional Specifications

Glass Geometry		Coating Geometry	
Fiber Curl	≥ 4.0 m radius of curvature	Coating Diameter	242 ± 5 μm
Cladding Diameter	125.0 ± 0.7 μm	Coating-Cladding Concentricity	< 12 μm
Core-Clad Concentricity	≤ 0.5 μm		
Cladding Non-Circularity	≤ 0.7%		

Environmental Specifications

Environmental Test	Test Condition	Induced Attenuation
		1310 nm, 1550 nm, and 1625 nm (dB/km)
Temperature Dependence	-60°C to +85°C*	≤ 0.05
Temperature Humidity Cycling	-10°C to +85°C up to 98% RH	≤ 0.05
Water Immersion	23°C ± 2°C	≤ 0.05
Heat Aging	85°C ± 2°C	≤ 0.05
Damp Heat	85°C at 85% RH	≤ 0.05

*Reference temperature = +23°C

Operating Temperature Range: -60°C to +85°C

Mechanical Specifications

Proof Test

The entire fiber length is subjected to a tensile stress ≥ 100 kpsi (0.69 GPa).*

*Higher proof test levels available.

Length

Fiber lengths available up to 63.0 km/spool.

Performance Characterizations

Characterized parameters are typical values.

Core Diameter	8.2 μm
Numerical Aperture	0.14 NA is measured at the one percent power level of a one-dimensional far-field scan at 1310 nm.
Effective Group Index of Refraction (N_{eff})	1310 nm: 1.4676 1550 nm: 1.4682
Fatigue Resistance Parameter (N_d)	20
Coating Strip Force	Dry: 0.6 lbs. (3N) Wet, 14-day room temperature: 0.6 lbs. (3N)
Rayleigh Backscatter Coefficient (for 1 ns Pulse Width)	1310 nm: -77 dB 1550 nm: -82 dB

CORNING

Corning Incorporated
One Riverfront Plaza
Corning, NY 14831 U.S.A.
Ph: 607-248-2000 (U.S. and Canada)
+44-1244-525-320 (Europe)
Email: cofic@corning.com
www.corning.com/opticalfiber

Corning, SMF-28 and SMF-28e+ are registered trademarks of Corning Incorporated, Corning, NY.

© 2014 Corning Incorporated. All Rights Reserved.

ANEXO B GRÁFICA COMPARATIVA DEL BER VS POTENCIA DE TRANSMISIÓN EN UN ENLACE DE 250 GBPS, 250 km Y 1550 nm

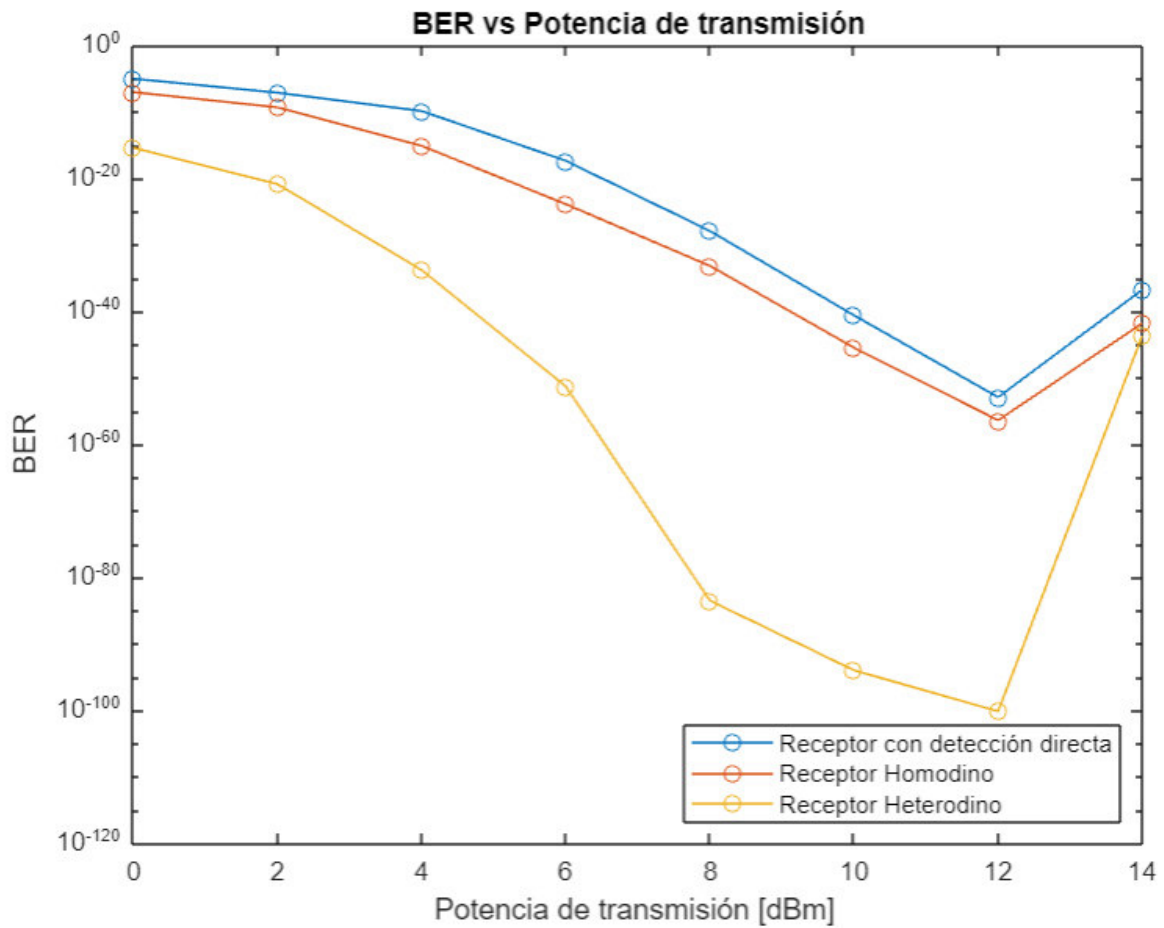


Figura 6.1. BER vs Potencia de transmisión a 250 Gbps, 250 km y 1550 nm

ANEXO C GRÁFICA COMPARATIVA DEL BER VS LONGITUD RECORRIDA EN UN ENLACE DE 100 GBPS, 4 dBm Y 1550 nm

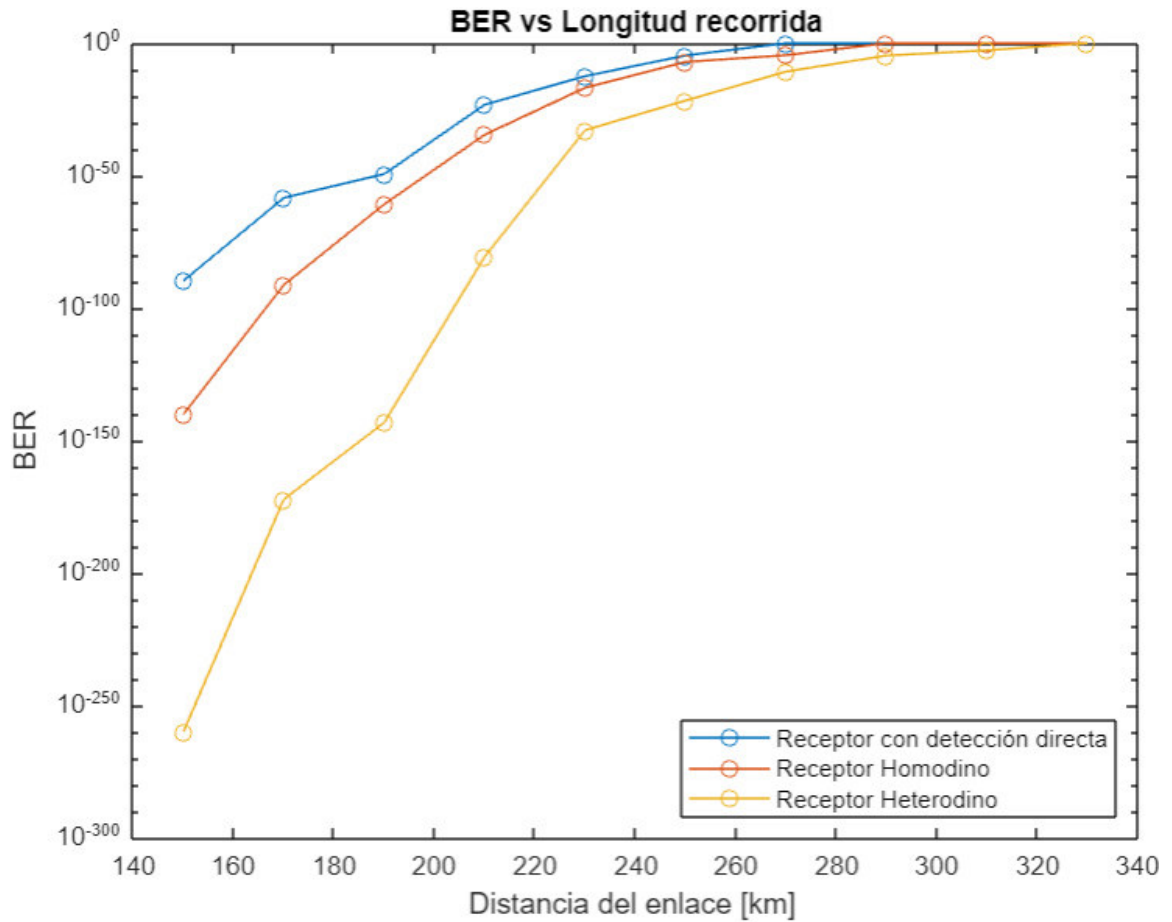


Figura 6.2. BER vs Longitud recorrida a 100 Gbps, 4 dBm y 1550 nm

ANEXO D GRÁFICA COMPARATIVA DEL BER VS VELOCIDAD DE TRANSMISIÓN EN UN ENLACE DE 4 dBm, 250 km Y 1550 nm

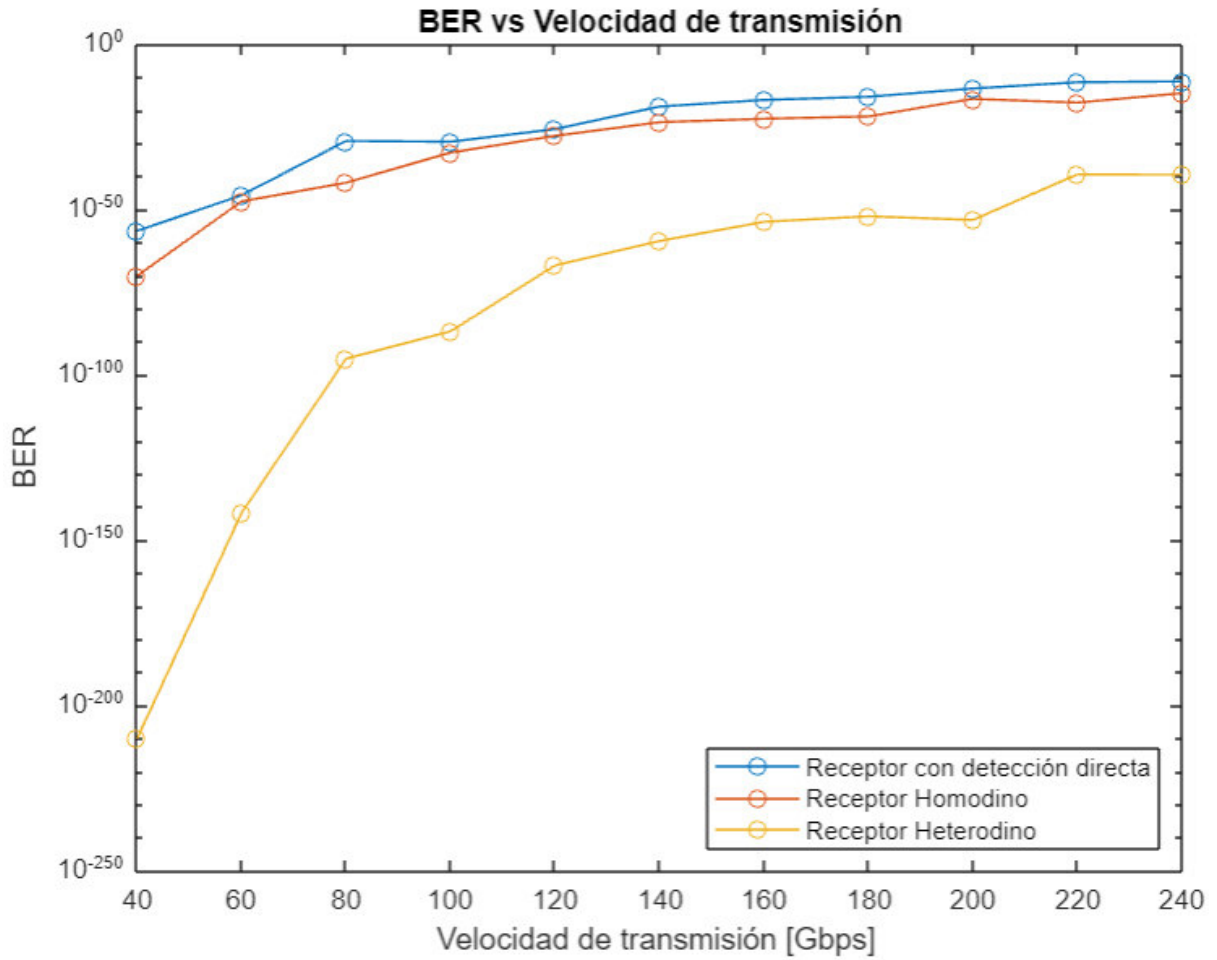


Figura 6.3. BER vs Velocidad de transmisión a 4 dBm, 250 km y 1550 nm

ORDEN DE EMPASTADO