



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

– **TELECOM** ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de
Telecomunicación

Simulador de sistemas de comunicaciones ópticas
coherentes

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación

AUTOR/A: Cano Jiménez, Rocío

Tutor/a: Pastor Abellán, Daniel

CURSO ACADÉMICO: 2021/2022

Resumen

El trabajo fin de grado tiene por objeto la puesta en funcionamiento de un simulador de sistemas de comunicaciones coherente basado en Matlab © (u Octave) que permita ejecutar simulaciones de sistemas complejos de forma parametrizada por el usuario reduciendo la complejidad y requerimientos de tiempo. Se propone un entorno como Matlab © por su amplio uso en el contexto científico (así como su disponibilidad en plataforma libre como es Octave). Los objetivos más específicos son:

- 1) La definición de una estructura o arquitectura del simulador que permita su crecimiento modular.
- 2) La definición de los elementos básicos en comunicaciones ópticas como son: Transmisores coherentes, fibras ópticas, componentes pasivos y detectores coherentes.
- 3) La definición de los elementos de visualización de señales en el dominio temporal y frecuencia (tanto electrónicas como ópticas), así como el cálculo de los parámetros de calidad más destacados y comunes.
- 4) La definición de componentes avanzados como amplificadores ópticos, filtros multiplexores y demultiplexores ópticos.
- 5) La implementación de las demostraciones de sistema punto a punto coherente para las distintas modulaciones típicas y sus prestaciones de calidad en función de parámetros de transmisión como distancia de fibra (dispersión y pérdidas), velocidad de símbolo y tipo de codificación.
- 6) Documentación precisa de la arquitectura empleada, documentación de las diferentes funciones y los ejemplos de demostración proporcionados que faciliten la expansión del simulador en futuras ampliaciones.

Palabras clave: Comunicaciones ópticas, Fibras ópticas, Comunicaciones Coherentes, Telecomunicaciones



Resum

El treball fi de grau té per objecte la posada en funcionament d'un simulador de sistemes de comunicacions coherent basat en Matlab © (u Octave) que permeta executar simulacions de sistemes complexos de forma parametritzada per l'usuari reduint la complexitat i requeriments de temps. Es proposa un entorn com Matlab © pel seu ampli ús en el context científic (així com la seua disponibilitat en plataforma lliure com és Octave). Els objectius més específics són:

- 1) La definició d'una estructura o arquitectura del simulador que permeta el seu creixement modular,
- 2) La definició dels elements bàsics en comunicacions òptiques com són: Transmissors coherents, fibres òptiques, components passius i detectors coherents.
- 3) La definició dels elements de visualització de senyals en el domini temporal i freqüència (tant electròniques com òptiques), així com el càlcul dels paràmetres de qualitat més destacats i comunes.
- 4) La definició de components avançats com a amplificadors òptics, filtres multiplexors i demultiplexors òptics.
- 5) La implementació de les demostracions de sistema punt a punt coherent per a les diferents modulacions típiques i les seues prestacions de qualitat en funció de paràmetres de transmissió com a distància de fibra (dispersió i pèrdues), velocitat de símbol i tipus de codificació.
- 6) Documentació precisa de l'arquitectura emprada, documentació de les diferents funcions i els exemples de demostració proporcionats que faciliten l'expansió del simulador en futures ampliacions.

Paraules clau: Comunicacions òptiques, Fibres òptiques, Comunicacions Coherents, Telecomunicacions



Abstract

The objective of the final degree project is the implementation of a coherent communications systems simulator based on Matlab © (or Octave) that allows the execution of complex systems simulations in a parameterized way by the user, reducing complexity and time requirements. An environment such as Matlab © is proposed due to its wide use in the scientific context (as well as its availability in a free platform such as Octave). The more specific objectives are:

- 1) The definition of a structure or architecture of the simulator that allows its modular growth.
- 2) The definition of the basic elements in optical communications such as: Coherent transmitters, optical fibers, passive components, and coherent detectors.
- 3) The definition of the signal visualization elements in the time and frequency domain (both electronic and optical), as well as the calculation of the most important and common quality parameters.
- 4) The definition of advanced components such as optical amplifiers, multiplexer filters and optical demultiplexers.
- 5) The implementation of coherent point-to-point system demonstrations for the different typical modulations and their quality performances as a function of transmission parameters such as fiber distance (dispersion and losses), symbol rate and coding type.
- 6) Accurate documentation of the architecture used, documentation of the different functions and the demonstration examples provided to facilitate the expansion of the simulator in future extensions.

Keywords: Optical Communications, Optical Fibers, Coherent Communications, Telecommunications.



Índice

I Memoria

Capítulo 1.	Introducción	6
Capítulo 2.	Marco teórico	1
2.1	Softwares educativos en telecomunicaciones.....	1
2.2	Softwares simuladores ópticos disponibles	1
2.3	Matlab como lenguaje de programación	2
Capítulo 3.	Proyecto.....	3
3.1	Estructura del código.....	3
3.1.1	Componentes óptico-ópticos (O-O)	3
3.1.2	Componentes electroópticos (E-O)	3
3.1.3	Componentes optoelectrónicos (O-E)	3
3.1.4	Dispositivos generadores electrónicos de señales (-/E).....	4
3.1.5	Visualizadores de señales.....	4
3.1.6	Cálculo de parámetros	4
3.2	Sistemas ópticos coherentes	4
3.3	Transmisores coherentes	5
3.3.1	Interferómetro de Mach-Zehnder	¡Error! Marcador no definido.
3.3.2	Modulador Mach-Zehnder dual-drive	5
3.3.3	Transmisores con doble Modulador de Mach-Zehnder.....	6
3.3.4	Transmisor empleado en el software.....	7
3.4	Mecanismos lineales de dispersión que afectan a la fibra.....	10
3.4.1	Definición y origen.....	11
3.4.2	Descripción matemática	11
3.4.3	Modelado de la dispersión cromática en el software.....	12
3.5	Receptores coherentes	12
3.5.1	Detecciones homodina y heterodina.....	12
3.5.2	Detector empleado en el software	13
3.6	Funciones de representación	16
3.6.1	Explicación de la función IQ_rep.....	16
3.6.2	Explicación de la función osa_rep.....	16
3.6.3	Explicación de la función scope_rep.....	16
3.7	Funciones para el cálculo de parámetros de calidad de señal	17
3.7.1	Parámetro Q.....	17



3.7.2	Magnitud de Vector de Error o EVM.....	18
Capítulo 4.	Análisis y resultados.....	19
4.1	Transmisión.....	19
4.2	Fibra óptica SMF-GVD.....	22
4.3	Receptor	24
Capítulo 5.	Ejemplos de ejecución.....	28
5.1	Calidad en función de la longitud de fibra	28
5.2	Calidad en función de la tasa de símbolo	31
5.3	Calidad en función de la aplicación de filtros	34
5.3.1	Calidad en función del ancho de banda del filtro eléctrico	35
5.3.2	Calidad en función de la longitud de fibra con el filtro óptico aplicado	36
5.4	Calidad en función del retorno o no a cero	38
Capítulo 6.	Conclusiones y trabajo futuro.....	41
Capítulo 7.	Referencias	42

Capítulo 1. Introducción

Los simuladores y herramientas de software técnicas son una herramienta consolidada tanto en el ámbito empresarial tecnológico/industrial, como entre las comunidades científica y académica.

En el ámbito educativo universitario es común el empleo de métodos didácticos complementarios a las lecciones teóricas (ejercicios propuestos, cuestionarios breves, actividades complementarias y prácticas, entre otros). Estas opciones pueden ser favorables en muchos campos en los cuales las anteriores estrategias pueden ser usadas para que los estudiantes empleen determinadas herramientas y se examinen sobre los contenidos en los que se basan.

Sin embargo, las características de otros campos del conocimiento ocasionan que los métodos didácticos anteriores resulten demasiado complejos. Por tanto, es necesario el uso de herramientas de software para llevar a cabo ciertas tareas y poder estudiar los últimos avances en estas áreas [1]. Varios ejemplos de ámbitos en los que se presenta esta necesidad son las redes telemáticas, los circuitos y dispositivos de microondas, la electrónica digital, y los sistemas y circuitos fotónicos.

Otro motivo del uso de simuladores es que son útiles para que los estudiantes refuercen los contenidos impartidos en las clases y los terminen consolidando. Además, potencian la adquisición de habilidades blandas durante la interacción con estos programas informáticos, tales como la resolución de conflictos, el trabajo en equipo, la gestión temporal y la autonomía.

Debido a la importancia de este tipo de recursos, el objetivo elegido de este proyecto es el desarrollo de un software simulador de un circuito óptico usando el software matemático MATLAB que establezca un equilibrio entre alcance en cuanto a sus funcionalidades, modularidad y simplicidad para poder ser empleado con fines educativos.

Capítulo 2. Marco teórico

De manera previa a la programación del software en el que se centra este proyecto, se ha llevado a cabo una fase de investigación. Esta tenía los objetivos de recoger información sobre los softwares educativos de uso extendido en las facultades de telecomunicaciones, investigar los simuladores de comunicaciones ópticas disponibles, y, por último, indagar sobre el software matemático usado como herramienta de programación y explicar el porqué de su elección.

2.1 Softwares educativos en telecomunicaciones

Según el área de las comunicaciones estudiada existe un software de referencia, ya sea en la electrónica (Intel Quartus Prime), el procesado de señales (para el que se pueden usar determinadas funcionalidades de Matlab & Simulink descritas a lo largo de este trabajo), la transmisión de señales (Microwave Office), la telemática (OPNET Network Simulator) o las comunicaciones ópticas (de estos softwares se hablará más adelante).

Intel Quartus Prime es un software de diseño de dispositivos lógicos programables producido por Intel. Quartus Prime permite el análisis y la síntesis de diseños HDL (Hardware description language, o lenguaje de descripción de hardware), lo que permite al desarrollador compilar sus diseños, realizar análisis de temporización, simular la reacción de un diseño a diferentes estímulos y configurar el dispositivo de destino con el programador. Quartus Prime incluye una implementación de VHDL y Verilog para la descripción de hardware, la edición visual de circuitos lógicos y la simulación de formas de onda vectoriales [2].

Por otro lado, el simulador de red OPNET es una herramienta para simular el comportamiento y el rendimiento de cualquier tipo de red. La principal diferencia de Opnet Network Simulator respecto a otros simuladores radica en su potencia y versatilidad. Proporciona modelos pre-construidos de protocolos y dispositivos. Permite crear y simular diferentes topologías de red. El conjunto de protocolos/dispositivos es fijo - no se pueden crear nuevos protocolos ni modificar el comportamiento de los existentes [3].

Finalmente, el software de diseño de circuitos Cadence® Microwave Office® es utilizado por los principales fabricantes para desarrollar electrónica de alta frecuencia (en concreto, de la banda de microondas). El diseño con conciencia de RF, los modelos de alta frecuencia y un potente simulador de equilibrio armónico (HB) garantizan resultados de simulación precisos y rápidos. La interfaz intuitiva, la innovadora automatización del diseño y las funciones de asistencia al diseño promueven una productividad óptima de la ingeniería y aceleran el desarrollo de IP de RF/microondas en tecnologías de IC de microondas monolíticos (MMIC), PCB de RF y módulos como componentes independientes o integrados en complejos sistemas multitecnológicos [4].

2.2 Softwares simuladores ópticos disponibles

La mayoría de los simuladores ópticos utilizados en la actualidad funcionan con licencias de pago tanto para empresas como para estudiantes (en este caso, las licencias son gestionadas a través sus centros formativos).

Varias de las alternativas de pago las proporciona las herramientas creadas por la empresa VPIphotonics. Esta ofrece cuatro tipos de software:

- Link Engineering: proporciona medios sencillos para la configuración rentable de la red óptica y ofrece un enfoque unificado para las bibliotecas de equipos de control y las metodologías de ingeniería.
- Transmission design: aporta medios profesionales para investigar y optimizar las tecnologías de sistemas, y evaluar nuevos diseños de componentes y subsistemas en un contexto de sistemas.

- Component design: ofrece medios profesionales para el desarrollo y la optimización de circuitos integrados fotónicos, componentes optoelectrónicos, así como amplificadores y láseres basados en fibra.
- Device simulation: proporciona un marco de simulación versátil para el análisis y la optimización de guías de onda fotónicas integradas y fibras ópticas [5].

Otra alternativa entre las de pago es el software OptSim. Este programa es una herramienta de software para el diseño y la simulación de sistemas de comunicación óptica a nivel de propagación de señales. Este software está disponible en el mercado desde 1998 y es utilizado por los principales ingenieros de organizaciones académicas e industriales de todo el mundo.

Entre las características que lo diferencian se encuentra que es la única herramienta de diseño con múltiples motores que implementan tanto el método Split Step en el dominio del tiempo como el Split Step en el dominio de la frecuencia para la simulación más precisa y eficiente de cualquier arquitectura de enlace óptico. Además, posee una interfaz MATLAB que facilita el desarrollo de modelos de usuario personalizados mediante el lenguaje m-file y/o el entorno de modelado Simulink, y ofrece co-simulación con motor SPICE integrado, e interfaces con herramientas EDA como Synopsys HSPICE para una simulación eléctrica y óptica de dominio mixto [6].

Por otro lado, en cuanto a programas informáticos de este tipo gratuitos, los fondos europeos HORIZON 2020 financiaron el desarrollo de un módulo para óptica de comunicaciones a incluir en el software básico de código abierto Scilab [7]. Actualmente todas las funciones generadas como resultado están disponibles en un repositorio de Github.

2.3 Matlab como lenguaje de programación

MATLAB (abreviatura de "MATrix LABoratory") es un lenguaje de programación multiparadigma propio y un entorno de cálculo numérico desarrollado por MathWorks. MATLAB permite la manipulación de matrices, el trazado de funciones y datos, la implementación de algoritmos, la creación de interfaces de usuario y la interconexión con programas escritos en otros lenguajes.

Aunque MATLAB está pensado principalmente para el cálculo numérico, un paquete adicional, Simulink, añade simulación gráfica multidominio y diseño basado en modelos para sistemas dinámicos y embebidos. La última versión, MATLAB R2022a, fue publicada el pasado 9 de marzo de 2022 [8].

Los motivos principales de haber elegido este sistema de cómputo numérico para programar el software objeto de este trabajo son su uso extendido en los ámbitos educativo y académico, que es posible usarlo con fuentes de libre acceso (por ejemplo, el software Octave es compatible con archivos MATLAB) y, por último, que, si se dispone de licencia, se garantiza el acceso a innumerables librerías de funciones y recursos.

Emplear MATLAB como herramienta para programar el código que configura este simulador ofrece accesibilidad, facilidad de compartir las funciones que lo forman y crear otras nuevas a partir de ellas, además de un nivel de complejidad y abstracción acorde con las funciones que ofrece el simulador. El hecho de que la complejidad del programa se adapte a su alcance tiene como resultado un programa de ejecución rápida y eficiente, que es menos propenso a errores en su ejecución, y resultará más sencillo de entender por parte de un alumno que lo emplee.

Capítulo 3. Proyecto

En este apartado la intención es explicar detenidamente la base teórica sobre la que está construida este simulador e ilustrar los distintos conceptos a tratar con ejemplos, tanto de ejecución como con fragmentos del código.

3.1 Estructura del código

Desde el comienzo de este proyecto se ha deseado plantear la estructura del código que lo conforma de manera modular, lo cual le aporta la ventaja principal que posee respecto a otros simuladores.

El proyecto está planteado de manera que, mediante el uso de las funciones que se van a describir, el usuario cree sus propias estructuras haciendo uso de un script lineal con las llamadas a las funciones. En el momento de alterar una estructura previa, el tiempo y el esfuerzo que el usuario dedicará serán muy reducidos con respecto a los que implicaría construir una estructura de esas características no modular.

Además, esta modularidad y relativa sencillez pueden ser útiles para que un estudiante no familiarizado con las comunicaciones ópticas coherentes adquiera a la vez una perspectiva completa del sistema y concreta sobre los procesos que tienen lugar en cada punto de la comunicación.

Este deseo de modularidad ha sido determinante a la hora de clasificar las funciones en distintos tipos según ciertos criterios como su función, sus entradas y salidas y su interacción con el resto de los elementos, entre otros.

A continuación, se explicará en qué consiste la clasificación según el tipo de entradas y salidas que se ha elegido seguir en este proyecto. Además, se enumerarán ejemplos de componentes tanto analógicos como digitales que entran dentro de cada clase.

3.1.1 Componentes óptico-ópticos (O-O)

Los componentes óptico-ópticos suelen ocupar un lugar intermedio, conectando transmisores y receptores, e incluso conectando más componentes óptico-ópticos entre sí.

Las fibras ópticas son un ejemplo de componentes cuyas características corresponden a este tipo, los atenuadores genéricos también, los filtros ópticos de tipo general, las redes de difracción de Bragg y, por último, los amplificadores ópticos (tanto de ganancia fija como saturables y de ganancia no fija), entre otros.

3.1.2 Componentes electroópticos (E-O)

Los componentes electroópticos son empleados comúnmente tras los dispositivos generadores electrónicos de señales, con el objetivo de conformar la señal para introducirla en el circuito óptico (de manera general, su función se limita a producir una señal óptica a partir de una señal eléctrica predefinida).

Los transmisores generales con doble MZM, moduladores MZM dual-drive y transmisores basados en láser de modulación directa son ejemplos de componentes electroópticos.

3.1.3 Componentes optoelectrónicos (O-E)

Los componentes optoelectrónicos son similares a lo que acostumbramos a llamar “receptores” en las comunicaciones generales. Se encuentran al final de la comunicación óptica y transforman la señal óptica recibida en una señal de tipo electrónico.

Sin embargo, las limitaciones de este tipo de componente respecto a un receptor al uso es que ni procesa las señales electrónicas para obtener resultados de ellas ni es capaz de representarlas. Las

funciones anteriores las realizan los visualizadores de señales y los componentes dedicados al cálculo de parámetros.

Dos ejemplos dentro de este tipo de componente son el receptor de intensidad simple y el de estructura diferencial.

3.1.4 *Dispositivos generadores electrónicos de señales (-/E)*

Los dispositivos generadores electrónicos de señales se encuentran siempre al principio de la comunicación óptica. Este tipo de componente tiene una función muy similar a la de los transmisores generales, ya que su función es generar secuencias de datos de distintas naturalezas para modular una señal electrónica. Las secuencias de datos a emplear pueden tanto generarse de manera aleatoria como extraerse desde una secuencia de símbolos preestablecida por el usuario o el propio programa.

Dentro de este tipo de componente generador de señal se encuentran como ejemplos los generadores de señal digital pseudo-aleatoria (PRBS), los de señal pulsada y, además, generadores de señales analógicas de radiofrecuencia.

3.1.5 *Visualizadores de señales*

Este tipo de componente tiene como entrada una señal electrónica u óptica y da como resultado una o más figuras con la representación escogida. Los visualizadores de señales representarán la señal de entrada tanto en el dominio del tiempo como el de la frecuencia, y distintos parámetros que se pueden obtener de ésta.

Los principales visualizadores de señales pueden clasificarse en: *scope* eléctrico u óptico en el tiempo (estos *scopes* pueden representar la señal completa, el diagrama de ojos y el diagrama en el plano IQ (fase y cuadratura en modulaciones complejas), y analizador de espectros electrónico u óptico.

3.1.6 *Cálculo de parámetros*

Este tipo de función obtiene a partir de la señal eléctrica que se le introduce distintos parámetros de utilidad para el usuario. Suelen emplearse al final de toda la simulación, pero, al igual que los visualizadores de señales pueden ser llamados por el usuario en cualquier momento (en este caso, siempre que la señal sea de tipo electrónico).

Entre los parámetros disponibles para calcularse están la tasa de error de bit, *Bit Error Rate* (BER), que exclusivamente estará disponible si la modulación escogida es OOK (On-Off Keying), y el vector de error en magnitud (EVM), disponible para todas las opciones de modulaciones coherentes.

3.2 **Sistemas ópticos coherentes**

Los sistemas ópticos coherentes se definen en contrapartida de los esquemas de modulación en intensidad con detección directa. A continuación, se explicará en qué consisten los sistemas de modulación en intensidad con detección directa, se definirán las distintas facetas que integra el concepto de coherencia, y, por último, se describirán las ventajas de la detección coherente y la evolución que ha seguido su adopción.

Ciertos esquemas de modulación presentan esquemas de transmisión en los que se modula la intensidad luminosa de la fuente óptica linealmente respecto a la tensión de la señal eléctrica de entrada. Esta estrategia no tiene en cuenta la frecuencia o la fase de la portadora óptica, porque el fotodetector al final de la comunicación sólo responde a los cambios en el nivel de potencia (intensidad) que recibe directamente. Entonces el fotodetector transforma las variaciones del nivel de potencia óptica de nuevo al formato de señal eléctrica. Aunque estos métodos de modulación en intensidad con detección directa (o IM/DD) ofrecen simplicidad de sistema y relativamente

bajo coste, sus sensibilidades están limitadas por ruidos generados en el fotodetector y el preamplificador en el receptor [9].

De manera general en la física, la coherencia describe todas las propiedades de la correlación entre las cualidades físicas de una única onda, o entre distintas ondas. En este ámbito, las propiedades más usadas son la coherencia espacial (correlación entre ondas en diferentes puntos del espacio) y temporal (correlación entre ondas observadas en distintos instantes de tiempo) [10]. Sin embargo, para esta aplicación interesa más el estudio de la coherencia de fase. Esta es una propiedad ideal de las ondas que permite las interferencias estacionarias y, a su vez, la interferencia es la adición, en el sentido matemático, de dos funciones de onda (con resultado ya sea destructivo, en el caso de que la onda resultante sea de menor amplitud que las originales, o constructivo, cuyo resultado posee amplitud mayor que las ondas sumadas). En este sentido, dos ondas se consideran coherentes si tienen una fase relativa constante [11].

En concreto, la detección coherente ofrece la ventaja de acceder a la amplitud y la fase del campo eléctrico óptico en el dominio electrónico en el receptor. Esta detección de fase y amplitud permite emplear una riqueza de modulaciones avanzadas que combinan eficiencia espectral y tolerancia al deterioro de la señal [12].

Los receptores coherentes fueron estudiados de manera intensiva durante la década de los ochenta debido a su superioridad respecto a los de detección directa, principalmente en términos de sensibilidad y selectividad en frecuencia. Sin embargo, eran considerados poco prácticos en su tiempo, debido a su alto coste y complejidad, además de su vulnerabilidad al ruido de fase y a las rotaciones de polarización. El interés revivido en la detección coherente es debido principalmente a la sustitución de los módulos analógicos electrónicos y optoelectrónicos (los cuales eran abultados, lentos, caros, y extremadamente ineficientes) en los receptores ópticos coherentes por circuitos integrados específicos para su aplicación relativamente económicos y de alta velocidad [13].

Los siguientes apartados incluyen explicaciones detalladas sobre los elementos que conforman un sistema de comunicación óptico coherente, para luego concluir el apartado con la descripción del software análogo en funciones implementado.

3.3 Transmisores coherentes

A continuación, se describen los transmisores coherentes basados en doble MZM y los moduladores MZM dual-drive. Por último, se dedica un apartado a describir el transmisor óptico coherente programado.

3.3.1 Modulador Mach-Zehnder dual-drive

Un modulador de Mach Zehnder o MZM suele estar fabricado con materiales que presentan un fuerte efecto electroóptico (tales como LiNbO₃, GaAs e InP). El efecto electroóptico se caracteriza por la variación en el campo eléctrico aplicado, causando cambios del índice refractivo en los brazos del modulador. La variación del índice refractivo en los brazos del modulador induce un cambio de la constante de propagación del material β , resultando en diferentes fases en ambos brazos del modulador.

Como se puede ver en la Figura 1, la señal óptica de entrada se divide por un acoplador de 3 dB en dos partes iguales, destinadas al brazo superior e inferior del modulador Mach-Zehnder, respectivamente. El modulador está controlado por una señal eléctrica con su correspondiente tasa de datos. Dependiendo de la señal óptica de control, se puede transmitir a distintas velocidades.

La función de transferencia de este modulador, teniendo en cuenta ambas señales de control y de manera simplificada, es la siguiente:

$$E_s = E_e \left[ab \cdot e^{-j\pi \frac{V_1}{V_\pi}} + \sqrt{(1-a^2)(1-b^2)} \cdot e^{-j\pi \frac{V_2}{V_\pi}} \right] \quad (1)$$

Donde E_e es un campo eléctrico de corriente continua de entrada al modulador proveniente de una fuente óptica. Por otro lado, E_s es el campo eléctrico de corriente continua saliente del modulador.

Para la Ecuación 1 se debe tener en cuenta que $a^2 = 1 - b^2$ simboliza la fracción de la potencia de entrada que se encamina al brazo superior. Por otro lado, $b^2 = 1 - a^2$ se refiere a la fracción de potencia que va encaminada al brazo inferior. V_π es la tensión de media onda, es decir, la tensión que produce un cambio de π radianes en el brazo del MZM, que puede observarse en la gráfica de la Figura 1 [14].

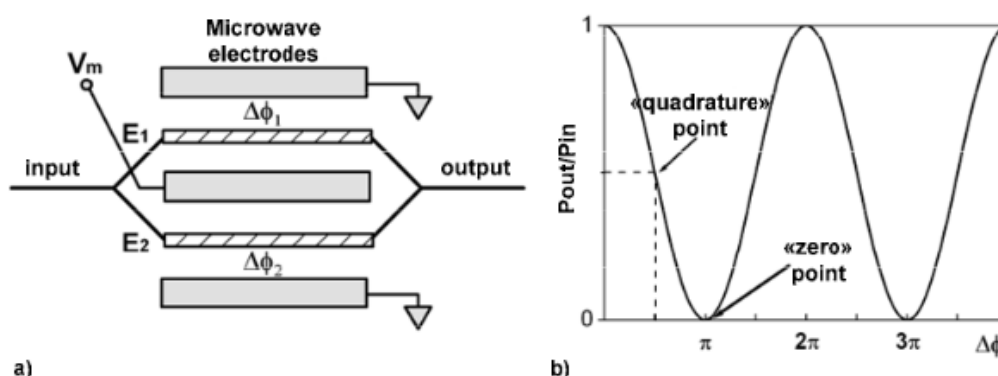


Figura 1. Principios de un modulador Mach-Zehnder (MZM): a) Estructura, y b) Función de transmisión.

3.3.2 Transmisores con doble Modulador de Mach-Zehnder

Este tipo de transmisor consiste en dos MZM combinados por un interferómetro. Su esquema de funcionamiento se puede ver en la Figura 2.

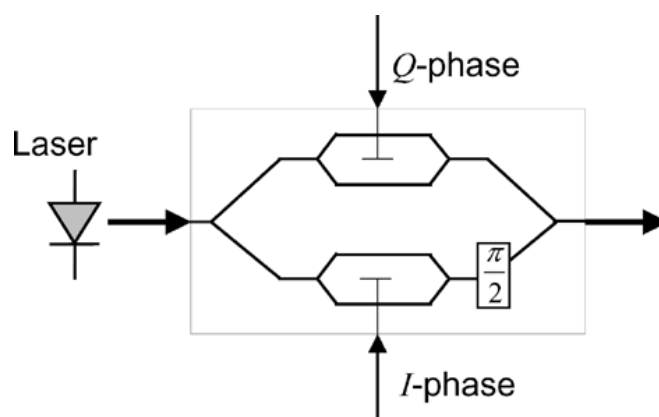


Figura 2. Estructura basada en dos MZM combinados con un interferómetro

En esta disposición, cada MZM divide, modula y recombina uno de los componentes, que estará en cuadratura con el otro por un desfase óptico adicional de $\pi/2$ en uno de los brazos. Se asignan las variables a y b a las señales normalizadas que corresponden a cada brazo. En el caso de poder asegurar que el rango de tensión pico a pico de ambos MZM llega a $2V_\pi$ (es decir, el doble de la tensión de media onda) para que a y b puedan presentar tanto valores positivos como negativos y que la pérdida de señal sea mínima, el campo eléctrico de salida es entonces

$$E_s = \Re\{(a - bj)e^{j\omega_c t}\} = a \cos(\omega_c t) + b \sin(\omega_c t) \quad (2)$$

Donde E_s representa un campo eléctrico de corriente continua saliente del MZM, ω_c representa la frecuencia angular de la portadora óptica y $\Re\{\dots\}$ denota la parte real de un número complejo.

El esquema de doble modulador requiere de dos controladores de polarización, uno por cada MZM, y un control de fase adicional para el desfase de $\pi/2$ en el interferómetro principal.

Si se desean emitir señales de tipo QAM, también es posible transmitir las usando exclusivamente un dual-drive MZM. En cuanto a la modulación QPSK, el uso de un solo dual-drive MZM simplifica en gran medida el diseño del transmisor [15].

3.3.3 Transmisor empleado en el software

El transmisor programado comienza planteando casos según la modulación que elija el usuario al llamar la función. Las funciones disponibles son: OOK, BPSK, QPSK, 16_QAM y 64_QAM. Con la selección de la modulación, el programa genera y almacena el espacio de señales que son los símbolos, en concreto su valor complejo (en fase real y en cuadratura imaginario). Estos valores se representan en una constelación, que se puede observar en la Figura 3.

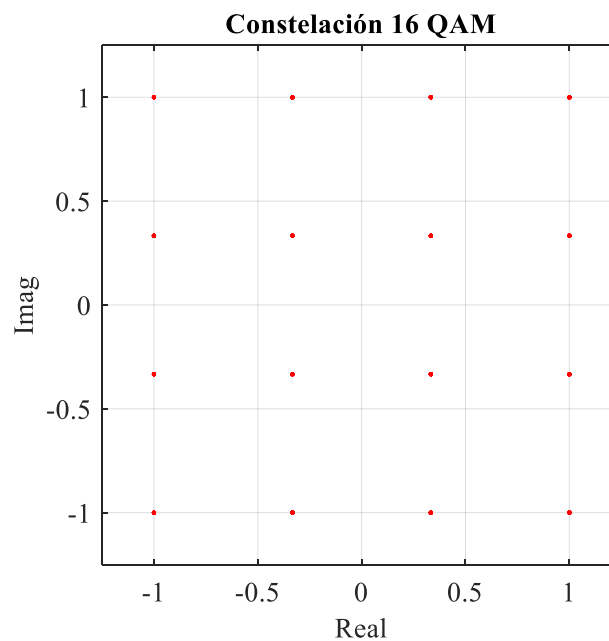


Figura 3. Captura de constelación generada por el programa para la modulación 16QAM.

A continuación, el programa genera una secuencia binaria pseudo aleatoria usando la opción "PRBS" al llamar la función "idinput". A partir de esta secuencia y con el uso combinado de las funciones "bin2dec(num2str())" se generan números enteros positivos que representan el índice del símbolo a utilizar de manera aleatoria.

Se genera un vector para los valores de tensión en fase y cuadratura, y en él se almacenan los valores de símbolo correspondientes a cada índice generado codificados en el plano complejo IQ (posee tanto información en el valor real como en el valor imaginario). Esta variable se llama "valor_IQ".

En este momento, con los valores de símbolo y la tensión de media onda (V_{pi}) (tensión que produce un cambio de radianes en la fase de uno de los brazos del MZM) elegida por el usuario,

se generan las señales de tensión a modular en las señales de entrada a los MZM. Los nombres de los brazos son, en orden del superior al inferior: vI1, vI2, vQ1, vQ2.

El modo de calcular la tensión a modular en las señales de entrada de cada brazo se puede ver en el siguiente fragmento de código. Es visible cómo el criterio que se ha seguido es que, en el brazo inferior de los MZM, la señal de control sea opuesta a la señal en el brazo superior para que el MZM trabaje en modo Dual-Drive minimizando la modulación de fase óptica residual. Este es un criterio común en los transmisores ópticos dado que reduce el ancho de banda óptico de la señal generada, siendo más robusta frente a la dispersión cromática de la fibra óptica.

```
vI1=Vpi*acos((real(valor_IQ)))/pi;  
vI2=-vI1;  
vQ1=Vpi*acos((imag(valor_IQ)))/pi;  
vQ2=-vQ1;
```

A continuación, se modula una señal eléctrica con los valores de tensión obtenidos anteriormente y se normaliza su valor, quedando ajustados sus máximos a la tensión de media onda.

```
e_signal_I1=conv(e_signal_I1,1+cos(pi*[-vent:1:vent]/vent),'same');  
e_signal_I1=e_signal_I1/sum(1+cos(pi*[-vent:1:vent]/vent));
```

En las siguientes figuras pueden verse las señales resultado de la anterior operación, que no son más que las señales de control que se van a aplicar a los brazos del MZM. En el caso de las siguientes dos imágenes, la tensión de media onda es de 5 Voltios, y el brazo a observar es el I1 (amplitud del brazo superior). En las gráficas se pueden observar los niveles que dibujan cada una de sus modulaciones. En el caso de la modulación 16 QAM se pueden distinguir cuatro niveles, y en el caso de 16QAM, ocho.

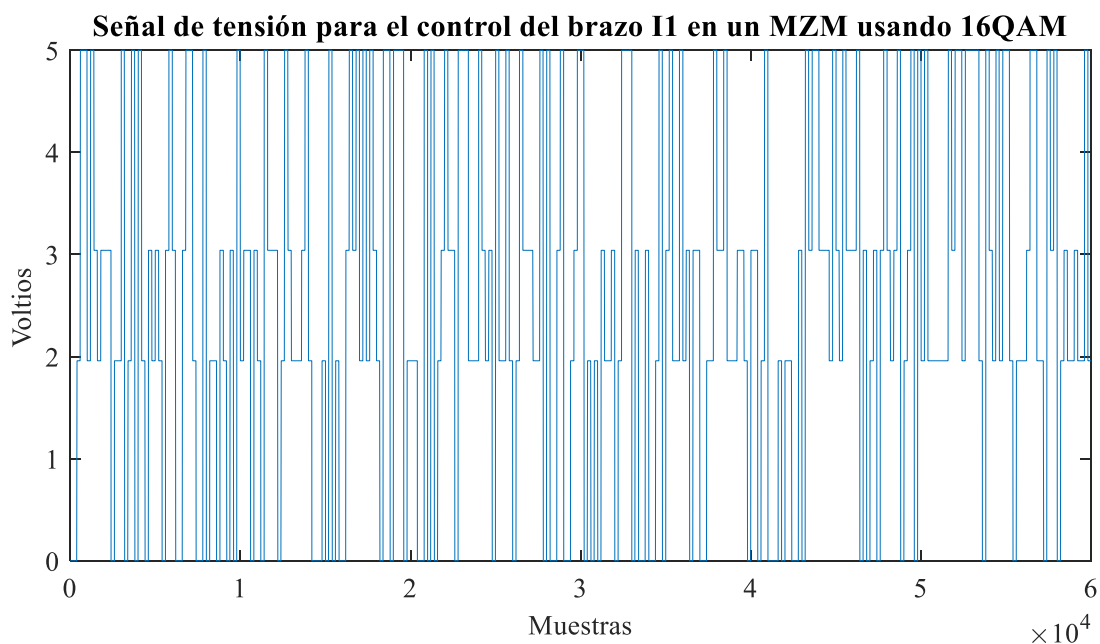


Figura 4. Señal de tensión para el control del brazo I1 en un MZM usando 16QAM.

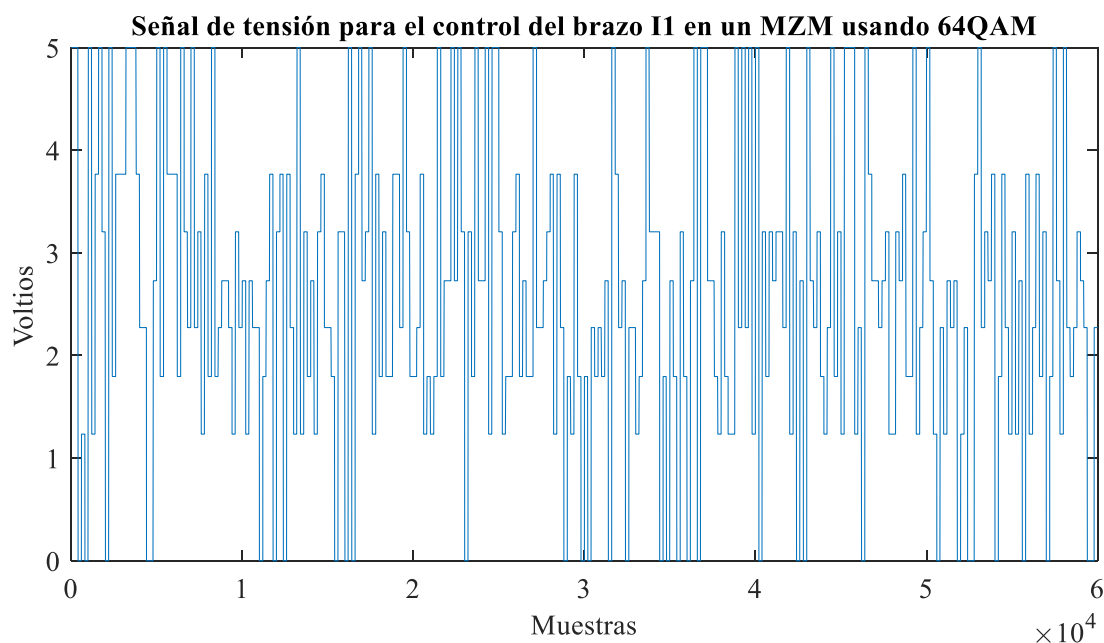


Figura 5. Señal de tensión para el control del brazo I1 en un MZM usando 64QAM.

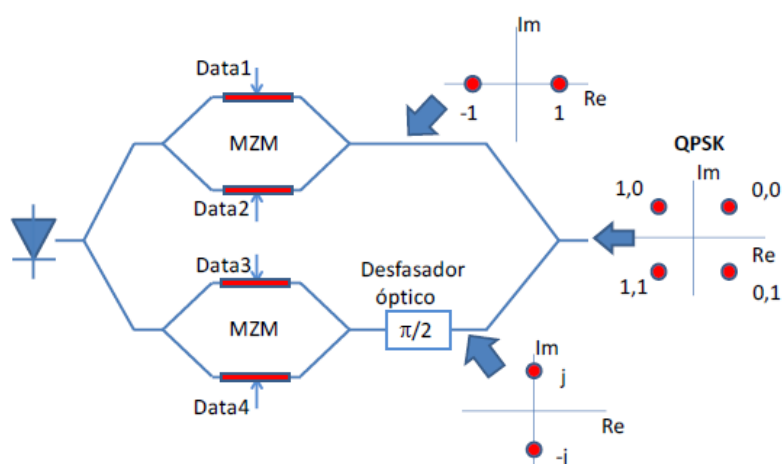


Figura 6. Estructura del transmisor a implementar

En este transmisor, podemos ver cómo se combinan los efectos individuales de un transmisor con doble MZM y el Mach-Zehnder dual-drive. La señal de entrada, además de ver modificada su fase al pasar por cada el brazo de un MZM, experimenta que su parte correspondiente al MZM inferior se desfasa $\frac{\pi}{2}$ radianes para que el brazo inferior del interferómetro principal resulte en cuadratura con el superior.

Las señales eléctricas de entrada V_1 a V_4 (correspondientes de Data1 a Data 4) son las que se aplican a los respectivos puertos de RF para modificar las fases ópticas en los brazos de los MZM. La salida de cada sub modulador MZM se calcula como se muestra en la siguiente ecuación.

$$E_s = E_e \left[e^{j\pi \frac{V_x}{V_\pi}} + e^{j\pi \frac{V_y}{V_\pi}} \right] \quad (3)$$

Siendo V_x la señal de control del brazo superior y V_y la señal de control del brazo inferior.

En este momento, se introduce la señal “carver”, que dará forma al pulso de salida del transmisor y se usará siempre que se seleccione que el código deseado es con retorno a cero.

```
carver=sin((pi/2)*(1+sin(pi*(t-Tsim/2)/Tsim)));
```

Siendo “Tsim” en el anterior fragmento de código el tiempo de símbolo, o duración de cada símbolo.

De este modo, y teniendo en cuenta la utilidad de la señal “carver”, la salida del modulador Mach-Zehnder que engloba los otros dos se ha programado como se puede ver en el siguiente fragmento de código.

```
if RZ==1 % Si no tenemos retorno a cero, carver se tiene que
desactivar
salida=(1/2)*(brazo_I+1j*brazo_Q).*carver;
else
salida=(1/2)*(brazo_I+1j*brazo_Q);
end
```

En el que “brazo_I” y “brazo_Q” son las señales de salida del MZM superior e inferior, respectivamente.

La señal “salida” se normaliza respecto a su máximo, y se configura para que se devuelva como señal de salida al llamar a la función del transmisor.

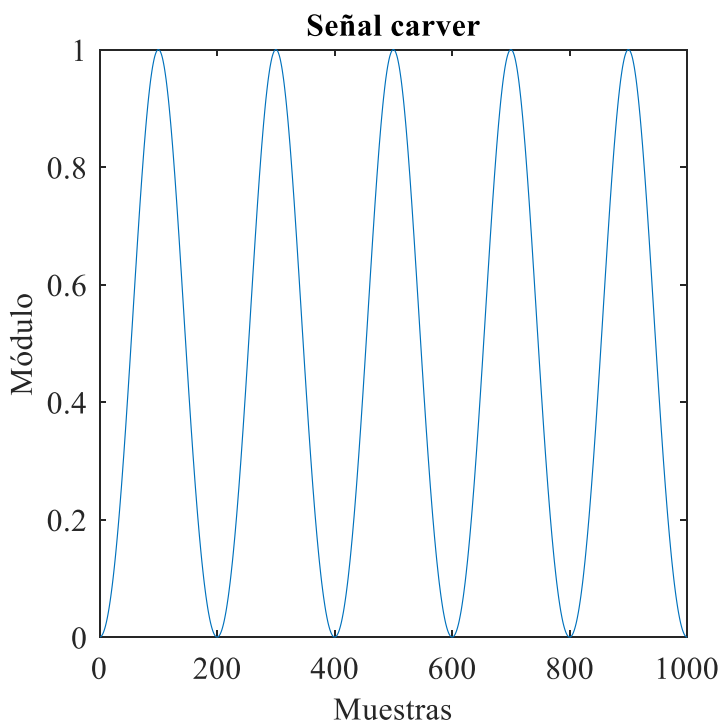


Figura 7. Gráfica que representa las primeras 1000 muestras de la señal carver.

3.4 Mecanismos lineales de dispersión que afectan a la fibra

La dispersión cromática es uno de los fenómenos físicos que va a modelar el programa objeto de este trabajo. La simulación de la dispersión cromática se lleva a cabo dentro de un módulo de fibra SMF-GVD (es decir, fibra monomodo que incluye dispersión para la velocidad de grupo).

3.4.1 Definición y origen

En cualquier medio (que no sea el vacío) y en cualquier estructura de guía de onda (que no se corresponda con el espacio libre infinito), diferentes frecuencias electromagnéticas viajan a distintas velocidades.

La luz que “viaja” a través de cualquier medio siempre presentará una velocidad de propagación menor que en el vacío. Idealmente, el índice de refracción no muestra dependencia con la longitud de onda, simplemente reduce la velocidad de propagación a través del material según la Ley de Snell.

Sin embargo, se observa que la constante de propagación del modo fundamental y, a su vez, el índice efectivo del modo, dependen de la longitud de onda.

$$\beta_{01}(\lambda) = \overline{n_{01}}(\omega) \frac{\omega}{c} \quad (4)$$

Siendo $\overline{n_{01}}$ el índice efectivo del modo fundamental.

Existen, además, dos mecanismos que generan esta dependencia de la constante de propagación del modo con la longitud de onda de la señal, los cuales son el carácter dispersivo del dieléctrico o material que compone la fibra, y el efecto que sobre la constante de propagación tiene el hecho de embutir el dieléctrico en una estructura de guía de onda.

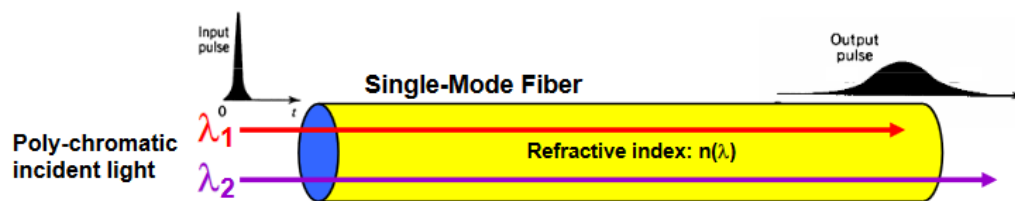


Figura 8. Esquema del efecto de la dispersión cromática en una SMF [16].

3.4.2 Descripción matemática

Un modo inicial de cuantificar la magnitud de la dispersión cromática fue el número de Abbe, sin embargo, en estos momentos se emplea una aproximación en serie de Taylor, en base a la constante de propagación del modo en función de la pulsación. De esta serie de Taylor, se consideran los cuatro primeros términos.

$$\beta(\lambda) = \frac{\overline{n}}{c} \omega \sim \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \beta_3(\omega - \omega_0)^3 \quad (5)$$

Siendo ω_0 la frecuencia angular central respecto de la cual se realiza la expansión del pulso.

Cada término de la anterior serie se calcula del siguiente modo:

$$\beta_n = \frac{d^n \beta}{d\omega^n}, (\omega - \omega_0) \ll \omega_0 \quad (6)$$

En esta serie de Taylor cada uno de los términos define uno de los efectos que tiene la dispersión cromática sobre la propagación de la señal:

- El término de primer orden contiene el retardo de grupo por unidad de longitud. Describe un retardo temporal generalizado, sin efectos en la forma del pulso.
- El término de segundo orden (o cuadrático) contiene la dispersión de primer orden, o dispersión de retardo de grupo (GVD: *Group Velocity Dispersion*) por unidad de longitud.
- Por último, el término de tercer orden contiene la dispersión de segundo orden por unidad de longitud [17].

Por otro lado, se han definido parámetros de dispersión, relacionados con la dispersión de primer y segundo orden, respectivamente.

$$D \left[\frac{ps}{km \cdot nm} \right] = - \frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \left[\frac{ps^2}{km} \right] \quad (7)$$

$$S \left[\frac{ps}{km \cdot nm^2} \right] = \frac{dD}{d\lambda} = \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2} \right)^2 \beta_3 \left[\frac{ps^3}{km} \right] \quad (8)$$

Estos parámetros son los que, por simplicidad, el usuario va a seleccionar en la ejecución del código.

3.4.3 Modelado de la dispersión cromática en el software

El software omite el cálculo de orden cero y uno, y se centra en la dispersión cromática relacionada tanto con la dispersión de retardo de grupo como con la dispersión de segundo orden.

En primer lugar, el programa calcula las dispersiones seleccionadas del siguiente modo, siendo D y S los parámetros de dispersión cromática de primer y segundo orden definidos por el usuario al principio de la simulación. El cálculo se realiza a partir de las ecuaciones 9 y 10.

$$\beta_2 \left[\frac{ps^2}{km} \right] = - \frac{\lambda^2}{2\pi c} \cdot D \left[\frac{ps}{km \cdot nm} \right] \quad (9)$$

$$\beta_3 \left[\frac{ps^3}{km} \right] = \left(\frac{\lambda^2}{2\pi c} \right)^2 \cdot S \left[\frac{ps}{km \cdot nm^2} \right] \quad (10)$$

A continuación, la dispersión cromática en picosegundos al cuadrado por kilómetro se multiplica por la distancia que tiene que recorrer la señal a través de la fibra para obtener la dispersión en potencias de picosegundos.

El espectro de la señal tras haber recorrido la fibra se obtiene multiplicando la señal de entrada a la fibra en el dominio de la frecuencia (`fftshift(fft(salida))`) por dos exponenciales, cada una con el término de la serie de Taylor correspondiente a la dispersión de segundo y tercer orden. El fragmento de código que realiza esta función es el siguiente:

```
espectro_salida_fibra=fftshift(fft(salida)).*exp(j*(1/2)*beta2L.*dw.^2).  
.*exp(j*(1/6)*beta3L.*dw.^3);
```

Antes de devolver la señal de salida de la fibra, se aplica sobre su espectro la función “`fftshift`”, que reordena una Transformada de Fourier de una señal de modo que el componente de frecuencia central esté centrado en el vector de muestras. Al resultado de “`fftshift`” se le aplica la transformada de Fourier discreta inversa para que la señal devuelta por la función esté en el dominio del tiempo.

Finalmente indicar que la fibra óptica se considera en su propagación puramente lineal (no hay dependencias con la potencia transportada) y que no se consideran mecanismos de atenuación centrando el interés en los mecanismos dispersivos.

3.5 Receptores coherentes

En el caso de los receptores coherentes, se comenzará explicando un concepto base. Este concepto incluye se refiere a la diferencia entre la detección heterodina y homodina (la usada exclusivamente en el simulador). Por último, se describirá la función de receptor implementada, junto a los filtros eléctrico y óptico, y la recuperación de fase en la detección que incluye.

3.5.1 Detecciones homodina y heterodina

El concepto de detección homodina o heterodina surge cuando se desea bajar de frecuencia la señal óptica pasobanda recibida, para convertirla en una señal eléctrica banda base.

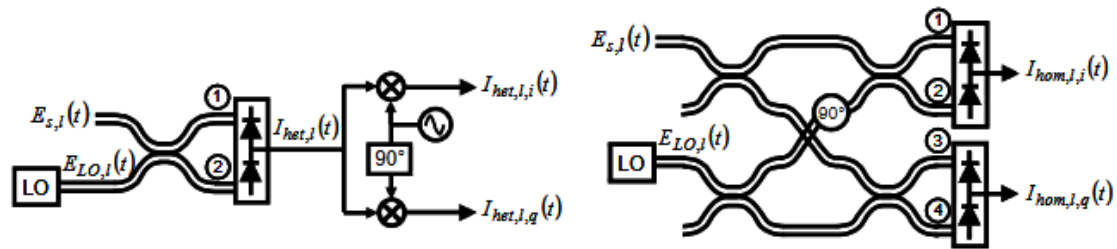


Figura 9. Sistema de reducción de frecuencia empleando diseños heterodino (izquierda) y homodino (derecha).

En el caso del receptor homodino, la frecuencia del láser que forma parte del oscilador local es la misma que la del transmisor para que la salida del fotodetector esté en paso banda. Por otro lado, en un receptor heterodino, las frecuencias de los láseres del transmisor y el oscilador local difieren por una frecuencia intermedia, y un oscilador eléctrico adicional es empleado para reducir la frecuencia intermedia de la señal a banda base [16].

3.5.2 Detector empleado en el software

Esta función tiene las entradas mostradas en la siguiente tabla.

Tipo de modulación de la señal	Señal tras la fibra	Diferencia de fase señal recibida y oscilador local	BW filtro eléctrico
Vector de símbolos enviados	Diferencia de frecuencia entre pulso a recibir y portadora óptica	BW filtro óptico	Vector de selección filtro óptico/eléctrico

Tabla 1. Señales de entrada al receptor implementado en el software.

Siempre que el bit del vector de selección de filtros correspondiente al filtro óptico esté a uno, la función correspondiente al detector comienza con el filtrado óptico.

- Filtro óptico

Se trata de un filtro óptico con perfil de tipo Super-Gaussiano que se puede ajustar en anchura (FWHM), y fuerza del decaimiento lateral mediante el parámetro “m”.

```
FWHM=bw_filtro_optico;
W_1_e=FWHM/1.665;
filtro=sqrt(exp(-(dw/(2*pi*W_1_e)).^(2*m)));
filtro=filtro/max(abs(filtro));
```

Una vez se ha creado, se aplica el filtro multiplicando su función de transferencia por la señal, ambas en el dominio de la frecuencia. Finalmente, se reconvierte el pulso al dominio del tiempo.

En este momento, comienza el cuerpo del detector y es el punto en el cual comienza a ejecutarse la función si el usuario selecciona que el filtro óptico esté inactivo.

El cuerpo del detector se inicia creando el oscilador local, siendo éste un vector de unos a no ser que la diferencia de fase entre la señal recibida y el oscilador local sea no nula.

Para obtener la forma final del oscilador local, además de la variable anterior de la diferencia de fase entre la señal recibida y el oscilador local, se debe tener en cuenta la cantidad de giro que ha sufrido la constelación de la señal por su propagación si se ha utilizado cualquier componente pasivo o tramo de fibra previamente a la detección. Esta magnitud es la fase recuperada, y la calcula la función de “IQ_giro”, que es llamada siempre por el receptor en cada iteración.

- Recuperación de fase

En primer lugar, se crea un vector de tiempo de cada de símbolo, con el objetivo de recuperar la fase solamente de esa muestra. La muestra a elegir dentro de cada intervalo de símbolo está determinada por la variable “muestreo”, introducida por el usuario. Esta variable debe tener un valor entre 0 (centro del símbolo) y 1 (comienzo de símbolo).

```
t_muestras=Tb*(1:1:N_simbols)-(Tb*muestreo);
```

A continuación, se empleará la función “interp1”, que devuelve un vector con valores interpolados tomando como entrada los valores en los ejes x e y de la señal con información para interpolar respecto de ella, y los valores del eje x de la señal que se desea obtener mediante interpolación.

En este punto, el código distingue entre si la modulación usada es OOK o cualquiera de las otras disponibles (BPSK, QPSK, 16_QAM, y 64_QAM).

En el caso de OOK, el programa selecciona los valores del vector por interpolación correspondientes al símbolo “1” y obtiene la media de su ángulo como se observa en el siguiente fragmento de código.

```
giro=-mean(unwrap(angle(sampled_unos)));
```

En esta línea la función “angle” devuelve el ángulo de fase en radianes para cada elemento de un vector complejo, y su resultado está entre π y $-\pi$.

Por otro lado, en el caso de usar cualquier modulación que no sea OOK, la línea que calcula la fase acumulada del pulso es la siguiente:

```
giro=-mean(unwrap(angle(sampled(1:end))-  
angle(simbols(1:length(simbols)-1))));
```

Este modo de calcular la fase es similar al estudiado para OOK, sin embargo, se tiene en cuenta la fase de los símbolos de referencia. Es especialmente adecuado para modulaciones cuyos símbolos son complejos, ya que no calcula la fase absoluta, sino el giro respecto de los símbolos transmitidos al inicio de la comunicación.

Como salida, “IQ_giro” devuelve la variable giro, en este caso al cuerpo del receptor, que es la función que la ha llamado.

Una vez se obtiene la fase recuperada de la señal tras la fibra, se calcula el oscilador local definitivo. Al oscilador local generado en el apartado anterior se le multiplica una exponencial con la fase correspondiente al giro opuesta a la recuperada. De este modo, se invierte el giro experimentado por la señal, que volverá a presentar la fase con la que salió del transmisor.

En el siguiente esquema se muestra el híbrido de 90 grados empleado en el receptor coherente, siendo “a” la señal tras la fibra (y tras el filtro óptico si éste está activo), y siendo “b” el oscilador local. Los dos brazos de salida superiores se aplican a un par de detectores en configuración diferencial proporcionando la señal en fase (I) en el dominio electrónico y de la misma forma los dos últimos la señal en cuadratura (Q).

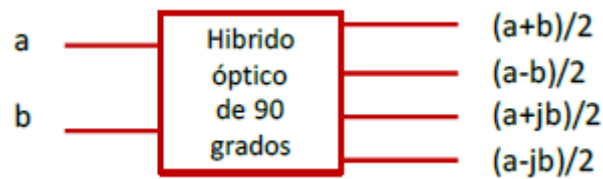


Figura 10. Esquema que representa al receptor coherente.

A continuación, se calcula la corriente en fase y cuadratura para conseguir la “*corriente compleja*” total. Este proceso se puede observar en el siguiente fragmento de código.

```
a=tras_fibra;
b=oscilador_local;

s1=(a+b)/2;
s2=(a-b)/2;
s3=(a+1j*b)/2;
s4=(a-1j*b)/2;

i1=abs(s1).^2;
i2=abs(s2).^2;
i3=abs(s3).^2;
i4=abs(s4).^2;

i_I=i1-i2;
i_Q=i3-i4;
i_total=i_I+1j*i_Q;
```

Por último, cuando el bit del vector de selección de filtros correspondiente al filtro eléctrico esté a uno, la función correspondiente al detector finaliza con un filtrado digital Butterworth sobre la señal de corriente detectada.

En este punto existen dos opciones en la ejecución. Si el usuario ha decidido no activar el filtrado eléctrico, la única señal de salida del receptor sería la señal de corriente calculada en el anterior fragmento de código. No obstante, si el filtro eléctrico está activado comenzará su ejecución y la señal filtrada por éste será el resultado que arroje el receptor.

- Filtro digital o eléctrico

El filtro eléctrico Butterworth comienza reuniendo la frecuencia de corte (la cual se iguala al ancho de banda introducido por el usuario) y la frecuencia de muestreo (obtenida invirtiendo el tiempo de muestreo del sistema) para crear el filtro.

Los coeficientes de la función de transferencia del filtro paso bajo Butterworth se crean con la función “butter”, que tiene como entrada el orden del filtro y la frecuencia de corte normalizada del filtro. La frecuencia de corte normalizada del filtro se obtiene dividiendo la frecuencia de corte entre la mitad de la frecuencia de muestreo, y se elige un orden del filtro de cuatro unidades. La función “butter” devuelve dos vectores con los coeficientes de la función de transferencia en z del filtro digital, que formarán parte de uno u otro vector según si corresponden al nominador o el denominador de la función de transferencia.

La última línea de las que forman el filtro eléctrico y, por tanto, el receptor, es el uso de la función “filter”. Este filtrado se sirve de los coeficientes calculados y la señal de corriente como entradas. La salida de este filtro es el único resultado que arroja la función del receptor en caso de que el usuario active el filtro eléctrico.

3.6 Funciones de representación

Este capítulo trata de funciones con características, objetivos y estructura muy diferentes. Por la complejidad que esto aporta, va a estar dedicado únicamente a describir su implementación en el código.

3.6.1 Explicación de la función *IQ_rep*

Esta función representa la constelación de una señal. Los diagramas de constelación muestran los estados de la señal (en magnitud y en fase) en el tiempo de muestreo. Son útiles para visualizar los distintos estados o símbolos para un esquema de modulación concreto.

Los parámetros de entrada necesarios para llamarla son la señal cuya constelación se desea obtener, el tiempo de símbolo, el número de símbolos que compone la señal, y el punto de muestreo dentro del intervalo de símbolo.

La función crea un vector muestreando los símbolos según se indique con el parámetro de entrada y representa en el plano complejo.

3.6.2 Explicación de la función *osa_rep*

Esta función representa el espectro de una señal, y sus entradas son la propia señal que representar, el vector de tiempos del pulso, y el tiempo de símbolo.

Esta función de espectro empieza calculando el rango horizontal de la gráfica, el cual se calcula a partir del tiempo de símbolo:

$$\text{rango}=4*(1/T_{\text{sim}})/1e9;$$

Se obtiene además un vector de frecuencias a partir de invertir el vector de tiempos, centrarlo y multiplicarlo por diez elevado a nueve (esto último es para que la gráfica sea más adecuada al mostrar gigahercios).

El siguiente paso que seguir es calcular el espectro de la señal en decibelios, multiplicando por veinte el logaritmo de la transformada de Fourier centrada con “fftshift” de la señal a representar. Además, se normaliza este espectro de modo que el valor máximo equivalga a 0 dB.

Se usa la función “plot” para representar el espectro en función del eje de frecuencias, ambos obtenidos anteriormente, y se ajusta el eje horizontal de la representación usando la función “axis” y el rango calculado a partir del tiempo de símbolo.

3.6.3 Explicación de la función *scope_rep*

Esta función tiene el objetivo de representar un diagrama de ojos de la señal de entrada. Para esto necesita el vector de tiempos de la señal, la señal a representar, el número de ojos que representará el diagrama y las muestras por símbolo.

Esta función opera de manera similar a una máquina de escribir. El texto sería, en este caso, la señal dada como entrada y el ancho de página, es decir, la cantidad de muestras que se representen de la señal viene definida por las muestras por símbolo y el número de ojos, ya que cada ojo corresponde a la representación de un símbolo. Cuando la función ha representado de izquierda a derecha cada muestra correspondiente al número de ojos indicado “salta” al principio de la representación, y sigue el mismo proceso de representación tomando los datos consecutivos a los dibujados de la señal de entrada.

En el código de la función el primer paso es calcular la cantidad total de puntos o de muestras que va a representar la función hasta volver al extremo izquierdo de la gráfica, lo que se calcula multiplicando los puntos por símbolo por el número de ojos a representar.

A partir de los puntos por “línea” se calcula un eje de tiempos propio de la función centrado en cero como se indica en el siguiente fragmento de código.

$$t_eje = -(puntos/2) + 1 : 1 : puntos/2 * t_s * 10e9;$$

Se calcula también la cantidad de símbolos totales de la simulación dividiendo la longitud del vector de tiempos total de la simulación (que incluye la duración en muestras de transmitir todos los símbolos) entre los puntos o muestras por símbolo.

El siguiente paso es la creación de un bucle de tantas iteraciones como el resultado de dividir la cantidad total de símbolos entre el número de ojos a representar. Dentro de este bucle, se crea un vector de selección de muestras a representar (con la longitud de los puntos totales por “línea”). Por último, se representa una gráfica con el eje de tiempos propio de la función como eje x y las muestras de la señal correspondientes a los índices que marca el vector anterior de selección de muestras como eje y.

Tras finalizar el bucle, esta función toma los valores de los ejes con la función “axis” y usa la amplitud tanto en tiempo como en magnitud para ajustarlos al tamaño que tendrá la gráfica.

3.7 Funciones para el cálculo de parámetros de calidad de señal

Estas funciones tienen el objetivo de, a partir de una señal determinada de datos e información relativa a la simulación, calcular parámetros de calidad de la señal que se le ha introducido como entrada. En concreto, se ha implementado el cálculo de los parámetros de calidad Q y EVM.

3.7.1 Parámetro Q

El parámetro Q que refleja la calidad de una señal digital óptica de comunicaciones. Su fórmula según el ITU [18] es la siguiente:

$$Q = \frac{(\mu_1 - \mu_0)}{(\sigma_1 + \sigma_0)} \quad (11)$$

Donde μ_1 y μ_0 son los valores medios de tensión o corriente correspondientes al símbolo “1” y “0”, respectivamente. Por otro lado, σ_1 y σ_0 son las desviaciones estándar de tensión o corriente correspondientes al símbolo “1” y “0”. Cuanto mayor sea el valor de parámetro Q, mejor calidad de señal óptica se está detectando.

En el caso del código objeto de este trabajo, se ha elegido aplicar la medida de calidad del parámetro Q únicamente a la constelación OOK. Para el resto de modulaciones coherentes se utiliza el EVM.

En cuanto al cálculo del parámetro Q en el código, se lleva a cabo por la función “calcula_q”. Esta función tiene como entradas la señal de la cual se quiere calcular el parámetro, un vector con el valor de los símbolos que se toman como referencia en el transmisor, el tiempo de símbolo y el punto relativo de muestreo para los pulsos.

La función “calcula_q” comienza creando un vector de tiempos para el punto de muestreo de cada símbolo en la señal aplicada.

A continuación, se usa la función de MATLAB “find” para encontrar las posiciones de los símbolos correspondientes a “1” en el vector de símbolos de referencia. Con el vector de posiciones que arroja como resultado, se extraen los valores correspondientes de todos los símbolos que codifican en el “1”. El siguiente paso es calcular la media y la desviación típica del valor real de las muestras en la señal correspondientes al símbolo “1”.

De manera paralela, se siguen los pasos anteriores hasta obtener la media y la desviación típica del valor real de las muestras en la señal correspondientes al símbolo “0”.

Con todos los valores de media y de desviación típica se calcula el parámetro Q como el cociente entre la diferencia de medias y la suma de desviaciones típicas correspondientes a “1” y a “0”, respectivamente.

3.7.2 Magnitud de Vector de Error o EVM

La magnitud del vector de error (EVM) es una popular métrica de rendimiento a nivel de sistema que se define en muchos estándares de comunicación, como las redes de área local inalámbricas (WLAN 802.11), las comunicaciones móviles (4G LTE, 5G), y muchos más, como prueba de conformidad. Más allá de esto, es una métrica de sistema extremadamente útil para cuantificar el impacto combinado de todas las posibles deficiencias en un sistema a través de un valor único y fácil de entender [19].

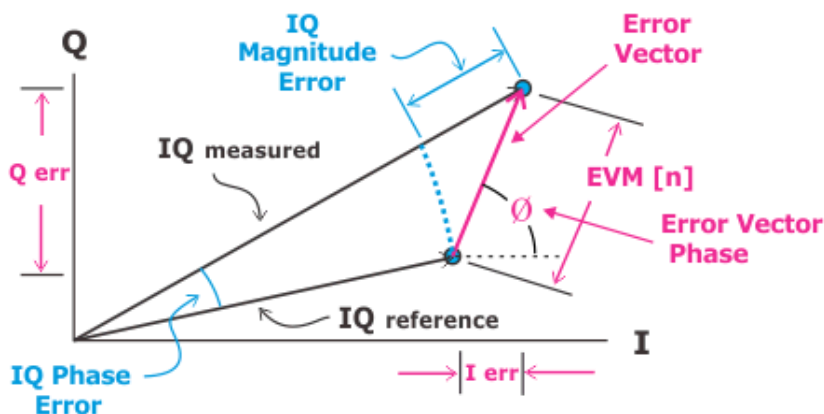


Figura 11. Diagrama que ilustra el cálculo de la Magnitud del Vector de Error para un punto concreto.

El parámetro EVM es la longitud del vector que conecta el vector de la señal I/Q de referencia con el vector I/Q de la señal medida. En la anterior figura, es visible el cálculo del EVM para un solo punto de manera gráfica. De manera analítica, el cálculo se realiza usando la siguiente fórmula:

$$EVM (\%) = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} I_{err}[n]^2 + Q_{err}[n]^2}}{\text{Señal de referencia}} \quad (12)$$

Donde n es el índice de símbolo, N el número de símbolos que tiene ambos vectores, I_{err} es el error o diferencia entre ambos puntos en fase, y Q_{err} la diferencia entre puntos en cuadratura [20].

Capítulo 4. Análisis y resultados

El objetivo de este capítulo es el de estudiar minuciosamente la ejecución del programa realizado. Este proceso va a consistir en construir incrementalmente un análisis básico para cierta modulación y distancia de comunicación, desde la transmisión de una señal hasta su detección.

Los datos escogidos para la ejecución que se desea estudiar en este apartado son los siguientes:

- Tasa de símbolo de $8 * 10^9$ baudios o símbolos por segundo
- 300 símbolos a transmitir
- Longitud de onda de 1550 nm
- 200 puntos o muestras por símbolo
- Transmisor que modula con retorno a cero
- Tensión de media onda de 5 V
- Diferencia de frecuencias del oscilador local (receptor) respecto de la señal modulada (transmisor) nula
- Parámetro de dispersión de primer orden de $D = 17 \frac{\text{ps}}{\text{km} \cdot \text{nm}}$
- Parámetro de dispersión de segundo orden de $S = 0.08 \frac{\text{ps}}{\text{km} \cdot \text{nm}^2}$
- Filtros óptico y eléctrico desactivados
- Diferencia de fase entre la señal que alcanza el receptor y el oscilador local de éste nula (caso de recuperación de fase en el receptor perfecta)
- Modulación QPSK
- Longitud de fibra de 40 km

4.1 Transmisión

La señal más representativa del módulo de transmisión es la señal de datos emitida a su salida, justo antes de introducirse en la fibra. Es eso por lo que se ha elegido para ser la entrada de los módulos de representación construidos en el software, de los cuales el diagrama de constelación será el primero del cual se explicarán sus resultados.

La constelación de esta señal puede verse en la siguiente imagen, con los cuatro símbolos correspondientes a QPSK representados en fase y cuadratura. Se ha usado la función “IQ_rep” para obtener esta gráfica.

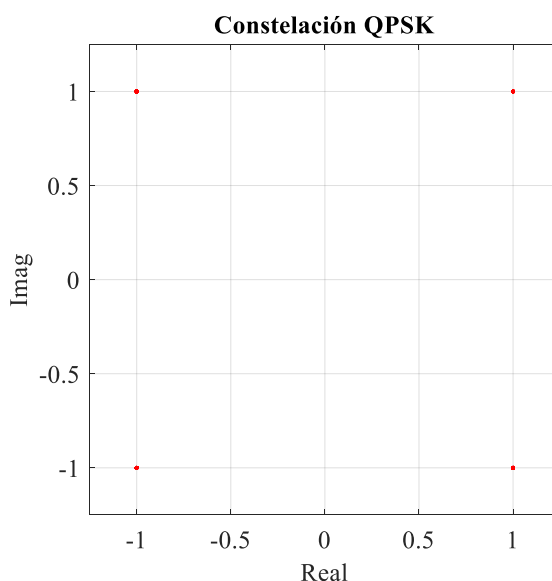


Figura 12. Constelación QPSK tras el transmisor.

Otra manera de analizar la señal de salida del transmisor por el que se ha optado es representarla de manera directa en función de las muestras.

De este modo, se puede ver cómo la señal a la salida del transmisor es una combinación pseudo aleatoria de todos los símbolos presentes en la anterior constelación. Como estos símbolos tienen partes tanto en fase como en cuadratura, la señal será compleja. En la siguiente figura pueden verse separadas las dos componentes de la señal, de las cuales se extraen los primeros 25 símbolos.

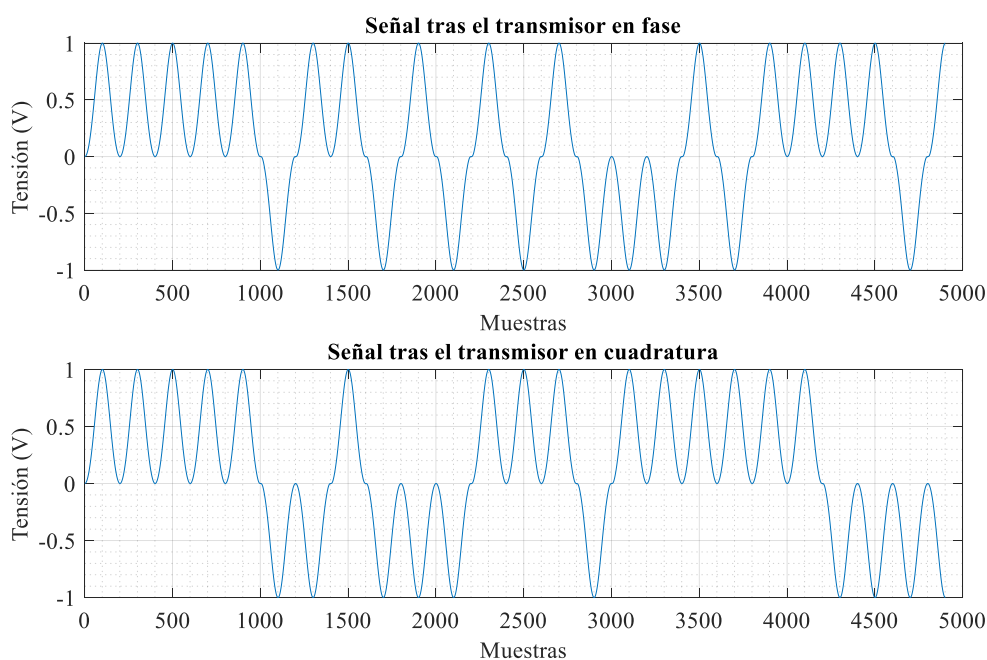


Figura 13. Gráfica con las componentes de la señal tras el transmisor.

Otra gráfica de interés de la señal es la del diagrama de ojos, salida de la función “scope_rep”. Un diagrama de ojos es una superposición sincronizada de todas las posibles trayectorias de la señal de interés (en este caso la señal de salida del transmisor) observada durante un intervalo de señal concreto. El diagrama de ojos permite analizar las formas de onda de los pulsos que se propagan en un enlace de comunicaciones, para lograr observar sus formas, desfases, niveles de ruido, potencias de las señales... y con ello apreciar la distorsión del canal, la severidad del ruido o interferencia y los errores de sincronismo en el receptor. En este apartado, estos fenómenos no se pueden observar dado que se trata de la señal de salida del transmisor sin afectar por otro componente. Sin embargo, el siguiente diagrama de ojos puede tomarse como referencia o diagrama de ojos ideal para esta modulación con forma del pulso RZ (retorno a cero).

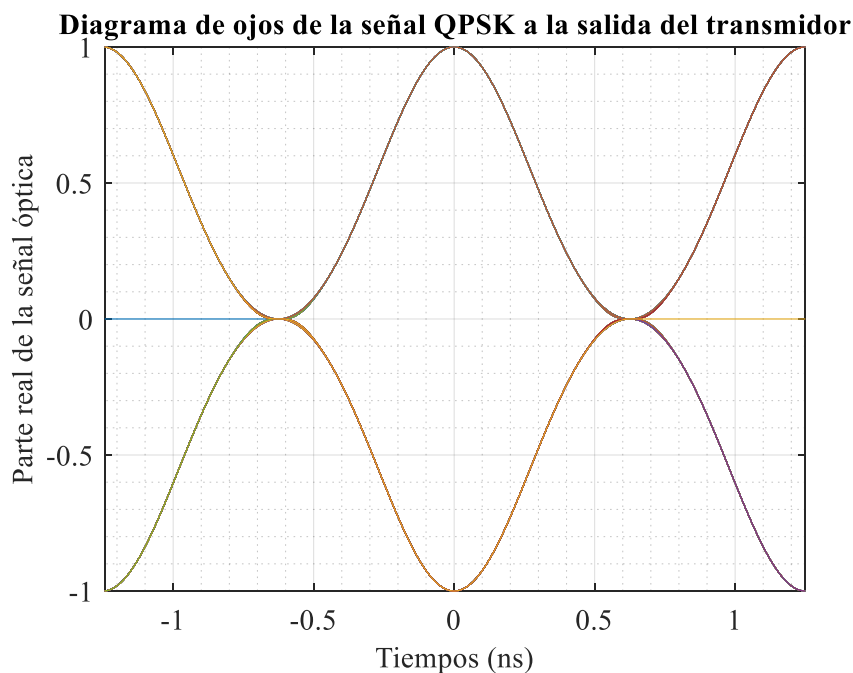


Figura 14. Diagrama de ojos de la señal tras el transmisor.

Por último, se ha usado la función “osa_rep” para obtener el espectro en frecuencia de la señal de salida del transmisor, que es visible en la siguiente imagen. Se representa el eje de frecuencias normalizado a la frecuencia central (193.548 THz), y su ancho de banda a -3 dB es igual que la tasa de símbolo elegida por el usuario que es, en este caso, de 8 GHz.

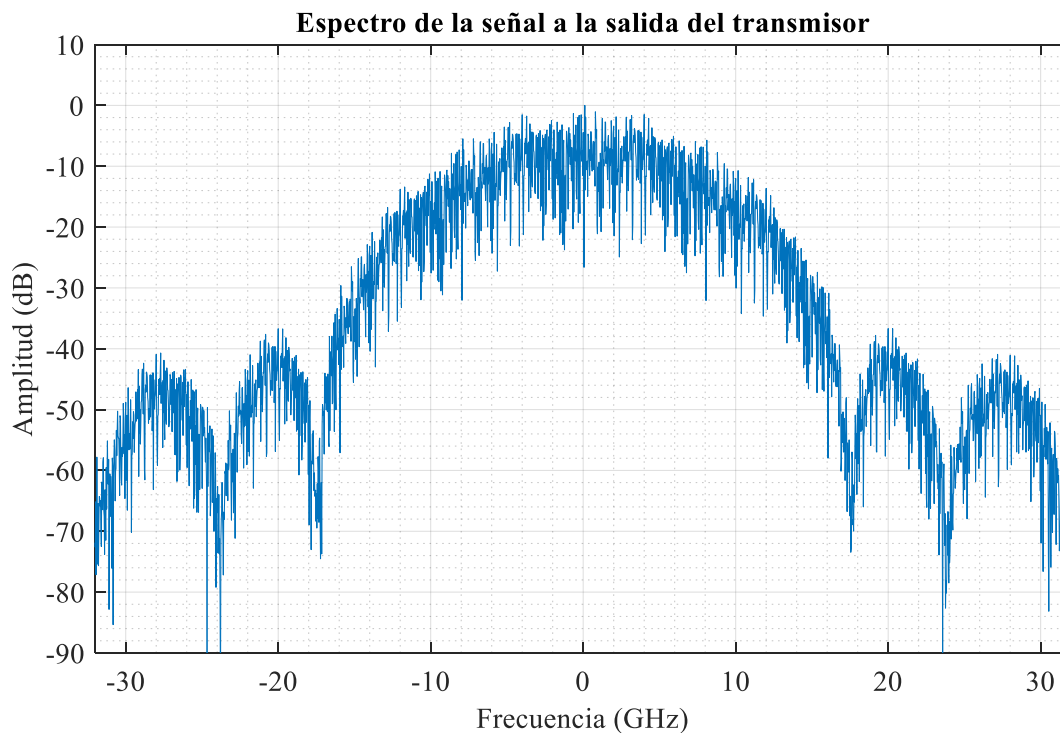


Figura 15. Espectro en frecuencia de la señal tras el transmisor.

En la siguiente imagen se puede apreciar mejor el alcance del ancho de banda a -3 dB. La traza anaranjada horizontal marca el valor del espectro de -3 dB y las dos trazas verticales los límites del ancho de banda de la señal.

4.2 Fibra óptica SMF-GVD

Este apartado seguirá la misma estructura que el anterior. Esto significa que el análisis se centrará en la señal emitida a la salida de la fibra, y partirá de las mismas representaciones que en anterior módulo para extraer conclusiones sobre los efectos de la fibra óptica elegida sobre la señal a la salida del transmisor.

En la siguiente imagen se puede ver la constelación de la señal detectada tras a travesar la fibra óptica, en ella son visibles las diferencias en forma y posición de cada símbolo en la constelación respecto de la constelación ideal del anterior apartado. A continuación, se explicarán los fenómenos modelados por el programa causantes de estas alteraciones y su efecto concreto sobre el diagrama de ojos.

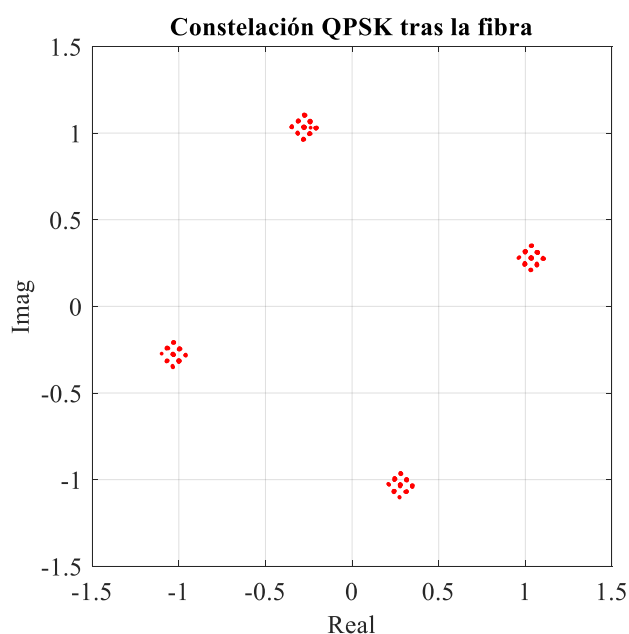


Figura 16. Constelación QPSK tras la fibra.

Tal y como se ha explicado en el apartado de Proyecto, uno de los efectos de la dispersión cromática de un material óptico es el fenómeno de que la velocidad de grupo de la luz que se propaga en un medio transparente dependa de la frecuencia óptica. Esta variación de la velocidad de grupo provoca un patrón de puntos alrededor de donde debería estar el símbolo en la constelación [21]. Los diagramas de constelación que muestran dispersión cromática pueden ser muy distintos dependiendo del tiempo de muestreo usado, en concreto, este programa muestrea las señales en el momento de máxima apertura del diagrama de ojos (esto produce también que las nubes de puntos sean simétricas para los cuatro símbolos).

Por otro lado, la dispersión cromática está relacionada con una dependencia del cambio de fase con el desplazamiento de frecuencia. Esta dependencia produce cambios de fase indeseados en la señal, llamados ruido de fase. El ruido de fase provoca que la constelación rote alrededor de su origen, trazando una forma circular [22]. El diagrama de constelación es el tipo de gráfica en el cual más destacan los efectos del ruido de fase.

El siguiente tipo de gráfico a analizar es la señal captada a la salida de la fibra óptica, antes de su detección. En la Figura 17 se pueden ver las diferencias de las señales captadas a la salida de la fibra tanto en fase como en cuadratura para los primeros 8 símbolos en tres casos: si la fibra fuera de longitud nula (0 km), con una fibra con la mitad de la longitud de fibra deseada (20 km), y una fibra de la longitud elegida comparadas (40 km).

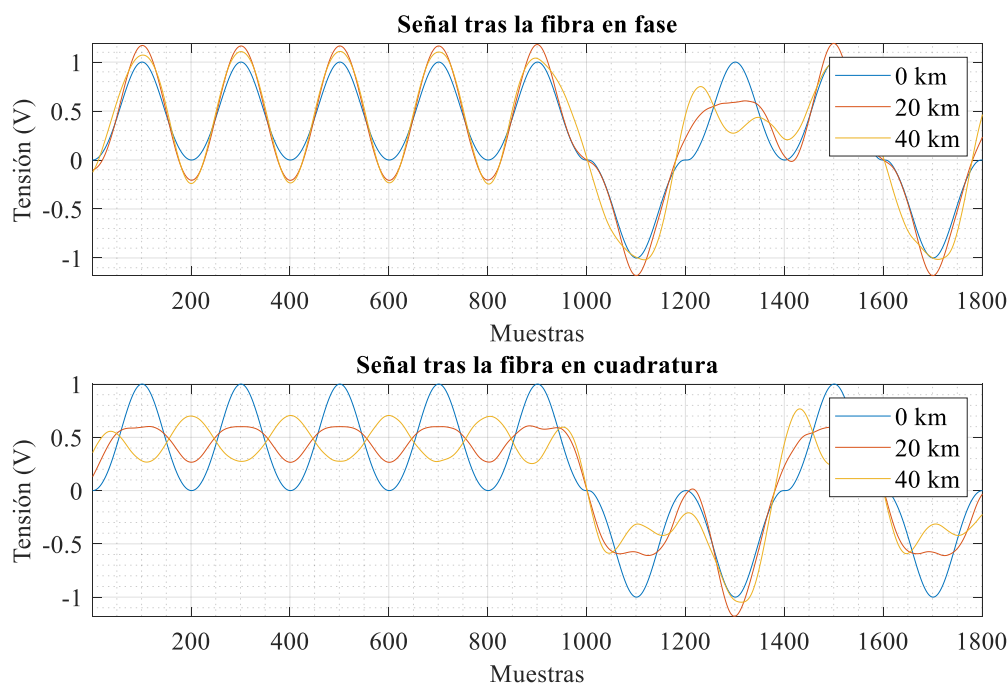


Figura 17. Gráficas con los primeros 9 símbolos de la señal de datos tras la fibra.

Es visible en la forma de la señal cómo a partir de cierta longitud de fibra se acumula el ruido de fase de la señal, llegando a darle valor negativo al pulso, además de ensancharse progresivamente los picos que dibuja debido a la variación de la velocidad de grupo, la cual ensancha la señal (este efecto es reconocible porque la señal se deforma especialmente en los picos y valles de mayor amplitud).

La siguiente representación que se desea estudiar es la del diagrama de ojos, sin embargo, no se pueden calcular magnitudes relacionadas con él en este instante de la comunicación porque el alto ruido de fase hace que ciertas señales se solapen en medio de la apertura y no aparezcan en su posición real. Sus propiedades teniendo en cuenta la dispersión cromática se calcularán tras la detección, en el siguiente apartado.

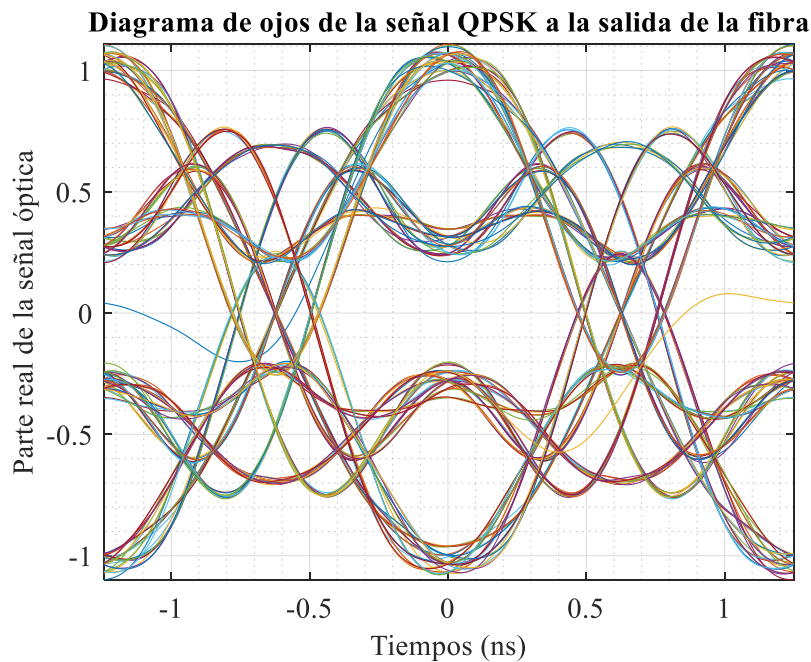


Figura 18. Diagrama de ojos de la señal tras la fibra.

Por último, el espectro en frecuencia es idéntico al mostrado en la salida del transmisor. En la Figura 19 se puede comprobar cómo la dispersión cromática modelada tiene efectos en el dominio del tiempo, pero no en la amplitud de las frecuencias, dado que se la fibra se ha modelado como un filtro de fase puro son variaciones de amplitud.

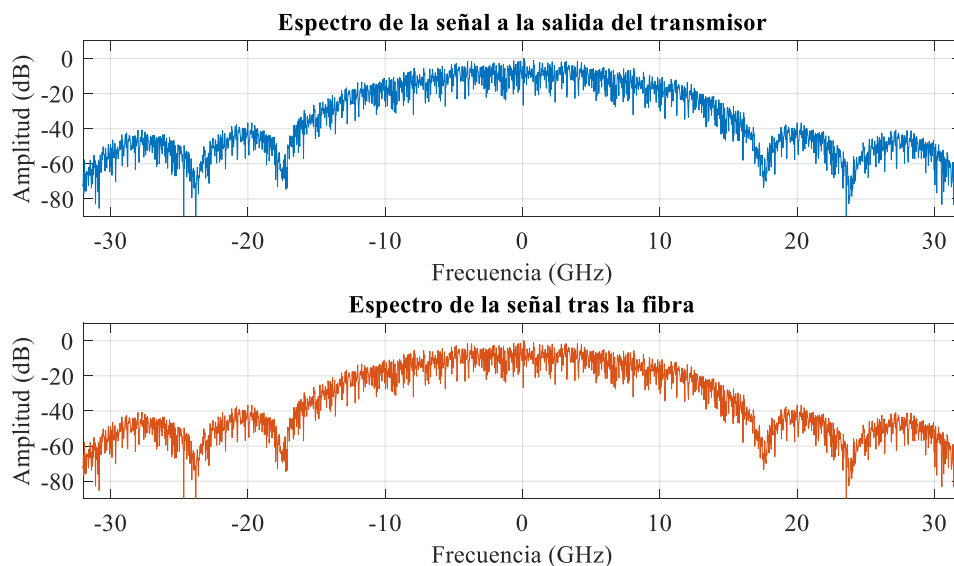


Figura 19. Gráfica comparativa de los espectros de la señal tras el transmisor y tras la fibra.

4.3 Receptor

Este último apartado seguirá la estructura de los dos anteriores en cuanto a la disposición de las gráficas a estudio. En primer lugar, en el diagrama de constelación se observa cómo se corrige el

ruido de fase y se mantienen los efectos de la dispersión cromática sobre la constelación (en forma de nubes de puntos alrededor del símbolo siguiendo un patrón marcado por la forma de la constelación empleada).

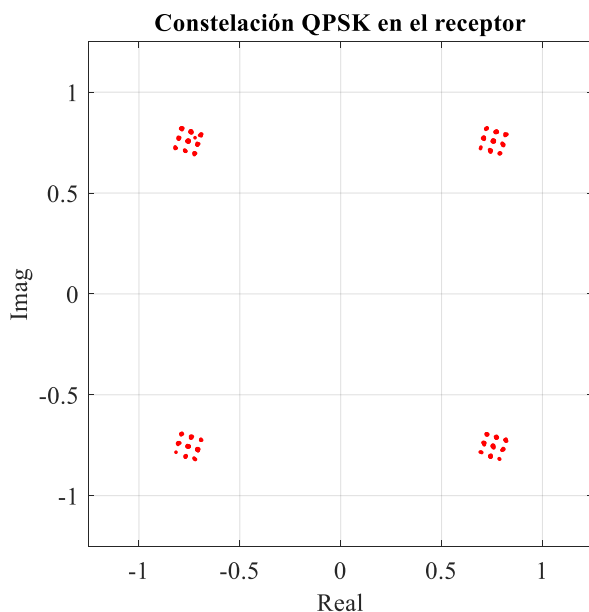


Figura 20. Constelación de la señal tras ser captada en el receptor.

Pasando a las señales tras el proceso de detección y mejora de la señal, estas son visibles en la Figura 21. Tras solucionar el factor del error de fase, se aprecia mejor el efecto de la dispersión cromática sobre la velocidad de grupo en la forma de ensanchamiento de los pulsos, deformación de los picos hacia alguno de los lados, aunque manteniendo la posición de su centro y la división de los picos más intensos en dos pulsos distintos o la aparición de pequeños picos indeseados en los valles.

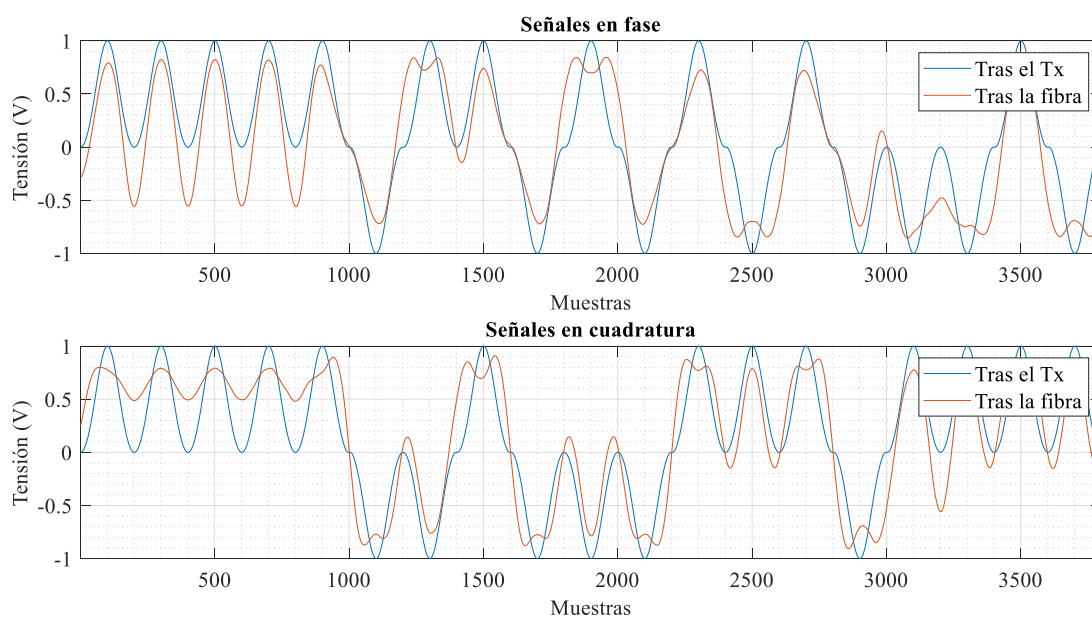


Figura 21. Primeros 19 símbolos de la señal en el receptor.

A continuación, se van a analizar los parámetros que se pueden extraer del diagrama de ojos con la fase reparada, dejado disponible para analizar solamente los efectos de la dispersión cromática. Para este apartado se han generado el diagrama de ojos correspondiente a esta señal, que presenta codificación con retorno a cero. El diagrama de ojos sin retorno a cero es muy distinto y nos puede aportar información adicional sobre todo en los símbolos con nivel lógico “uno”. Sin embargo, la codificación con retorno a cero se ha mostrado en los ensayos más resistente a la dispersión cromática y en su caso se aprecian más nítidamente las señales representadas en el diagrama de ojos.

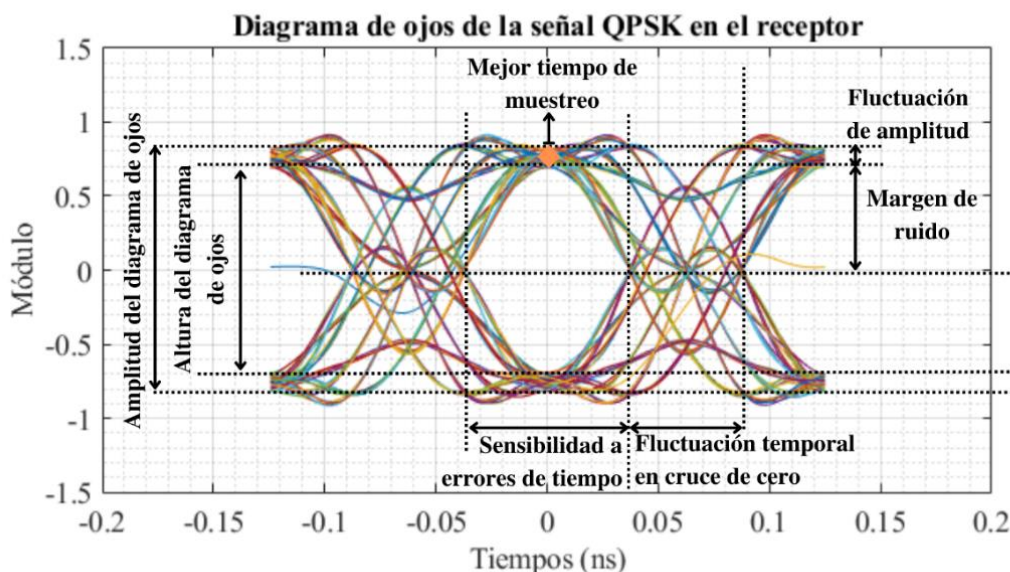


Figura 22. Diagrama de ojos de la señal en el receptor con retorno a cero y con parámetros señalados.

El primer parámetro que se desea comentar es la altura del diagrama de ojos. En este caso, la apertura reducida del 70% respecto de la original es un signo de interferencia entre símbolos (ISI), producida presumiblemente por la dispersión temporal. La diferencia entre símbolos ocasiona una reducción de la amplitud, la altura y, a su vez, el margen de ruido del diagrama de ojos debido a que los símbolos de signo opuesto se expanden en el tiempo y crean interferencias sobre los pulsos adyacentes. Se puede concluir que la ISI está presente en el pulso, pero este mantiene una calidad de señal aceptable, ya que el resultado del valor medio del vector de error de magnitud o EVM es de 4.03% o -27.9 dB, y para la modulación QPSK a 1/2 de tasa de codificación y tasa de símbolo de 6Mb/s el EVM según el estándar IEEE 802.11p es de -10 dB [23]. Otro efecto de la ISI es introducir fluctuación en la amplitud, ya que el efecto de la interferencia varía con el instante de muestreo. La fluctuación de amplitud en el instante de muestreo ideal (lo que la convierte en la mínima del diagrama) es del orden de 0.1 V, no demasiado elevada. Sin embargo, en otros instantes de muestreo puede llegar a los 0.3 V, lo cual reduciría drásticamente el margen de ruido.

Otro parámetro destacado es la fluctuación de tiempo en el cruce de cero o error de tiempo. Este parámetro es un signo de la variación de la velocidad de grupo que provoca la dispersión cromática, lo cual resulta en una variabilidad temporal en el pulso de aproximadamente 0.05 ns. Teniendo en cuenta este dato, la sensibilidad a errores de tiempo, es decir, el margen de tiempo disponible para un correcto muestreo (marcado en tiempo por el último flanco de subida y el primer flanco de bajada de las señales que forman el ojo) queda de aproximadamente 0.7 ns, un valor reducido teniendo en cuenta la alta fluctuación temporal de los pulsos.

Para concluir el capítulo, es visible cómo, tal y como ha ocurrido en los anteriores dos apartados, la detección sigue sin alterar el espectro en frecuencia de la señal transmitida a lo largo del canal de comunicación.

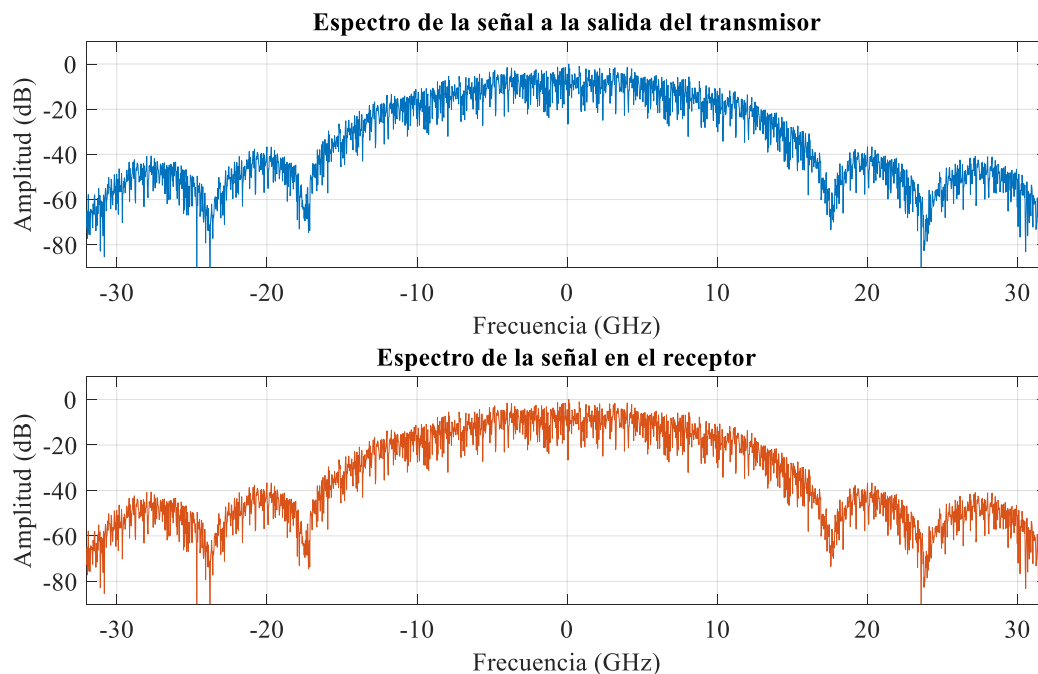


Figura 23. Gráfica comparativa de los espectros de la señal tras el transmisor y en el receptor.

Capítulo 5. Ejemplos de ejecución

Este capítulo se plantea como una colección de ejemplos de cómo se pueden implementar análisis de barrido en el software estudiado para obtener información adicional de las simulaciones. Se emplearán las medidas de calidad explicadas (el parámetro de calidad Q y la media del vector de error) para evaluar el efecto de los barridos a lo largo de distintos parámetros sobre la señal detectada.

5.1 Calidad en función de la longitud de fibra

Uno de los parámetros de importancia que se ha decidido analizar es el comportamiento de la señal detectada a la salida de la fibra, asignando valores incrementales de longitud de fibra. Para los barridos de esta sección se han fijado los parámetros que aparecen en la siguiente tabla:

Tasa de símbolo	Número de símbolos	Longitud de onda	Puntos por símbolo
8 GBaudios	300	1550 nm	200
Retorno a cero	Tensión media onda	Parámetro D	Parámetro S
Sí	5 V	17	0.08

Tabla 2. Valores de los parámetros de ejecución para el cálculo de parámetros de calidad en función de la longitud de la fibra.

Se observará el comportamiento de la señal sin tener en cuenta los filtros.

En la siguiente figura se observa la magnitud del vector de error en función de la modulación y la distancia recorrida por el pulso (o longitud de fibra). Es visible cómo el valor de EVM sigue una trayectoria parabólica con el aumento de la distancia. Además, se observa cómo el valor general de EVM aumenta con la cantidad de símbolos que presenta la constelación.

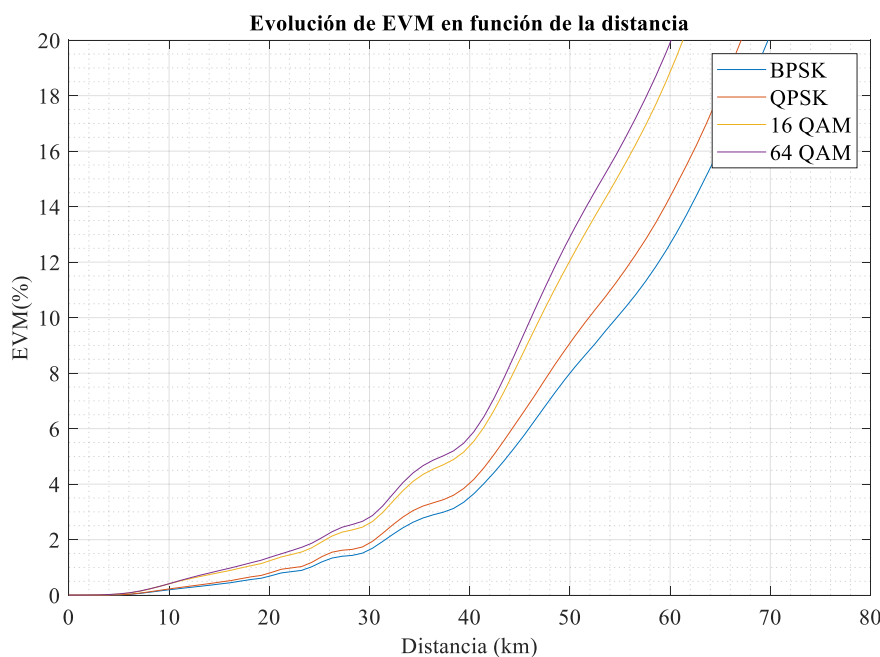


Figura 24. Gráfica con la evolución del parámetro EVM según la distancia.

Las siguientes gráficas son los diagramas de constelación con diferencia de 10 km entre ellos para la modulación 16-QAM. La degradación es gradual, sin embargo, a partir de los 60 km los puntos correspondientes a un símbolo empiezan a ocupar el espacio del símbolo contiguo debido a la dispersión, y el error en la detección aumenta, lo cual es especialmente visible en el cambio de la forma de las constelaciones del diagrama 5 al diagrama 6. Esto produce que la pendiente de aumento del EVM en la gráfica aumente para todas las modulaciones en el intervalo de 50 a 60 km de longitud de fibra.

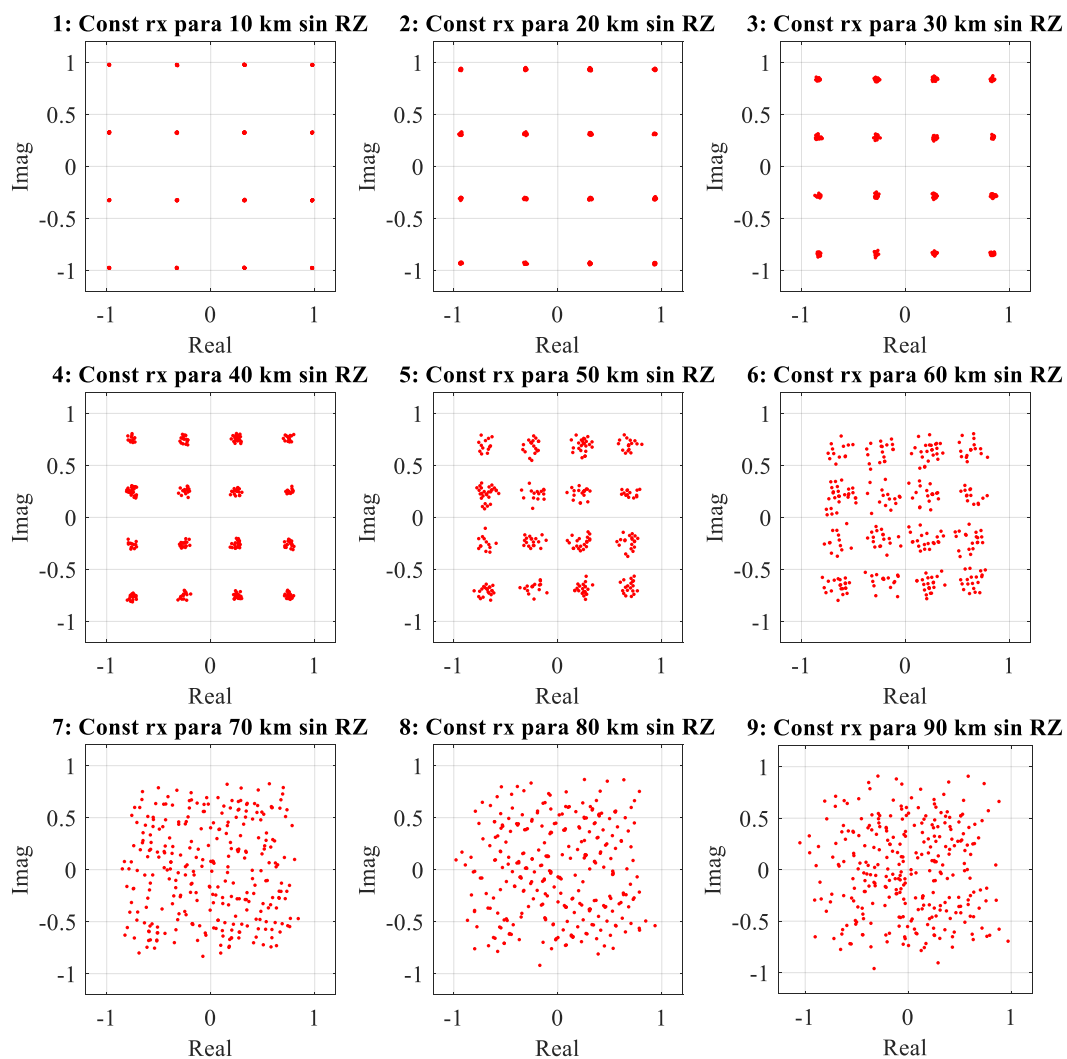


Figura 25. Gráfica con diagramas de constelación para diversas distancias usando modulación 16QAM.

Po otro lado, se mide también el parámetro calidad Q en función de la distancia, asociado a la modulación OOK, y presente en la siguiente figura. Este parámetro presenta habitualmente picos y fluctuaciones que no se corresponden con la medida real de la calidad de la señal.

Estos picos o fluctuaciones son recurrentes a lo largo de este documento. El motivo de que se produzcan es que, por el modo en que se calcula el parámetro Q , si a su cálculo no se le aporta un determinado nivel de ruido en la señal, su denominador (correspondiente a la suma de desviaciones típicas del símbolo original y el detectado) disminuye tanto que la medida general se dispara (aunque su numerador, la diferencia de medias, también se vea muy reducido).

De este modo, añadiendo distintos tipos de ruido a las señales a las que se aplica el parámetro Q , las fluctuaciones deben desaparecer. Aunque sin ruidos el cálculo del parámetro Q en este contexto carece de utilidad por sí mismo, sí que se ha considerado que posee sentido en el contexto del proyecto.

Debido a las anteriores circunstancias, se ha decidido representar diagramas de ojos para distancias correspondientes a picos, valles y puntos intermedios del valor del parámetro Q para observar la degradación gradual esperada de la señal captada por el detector.

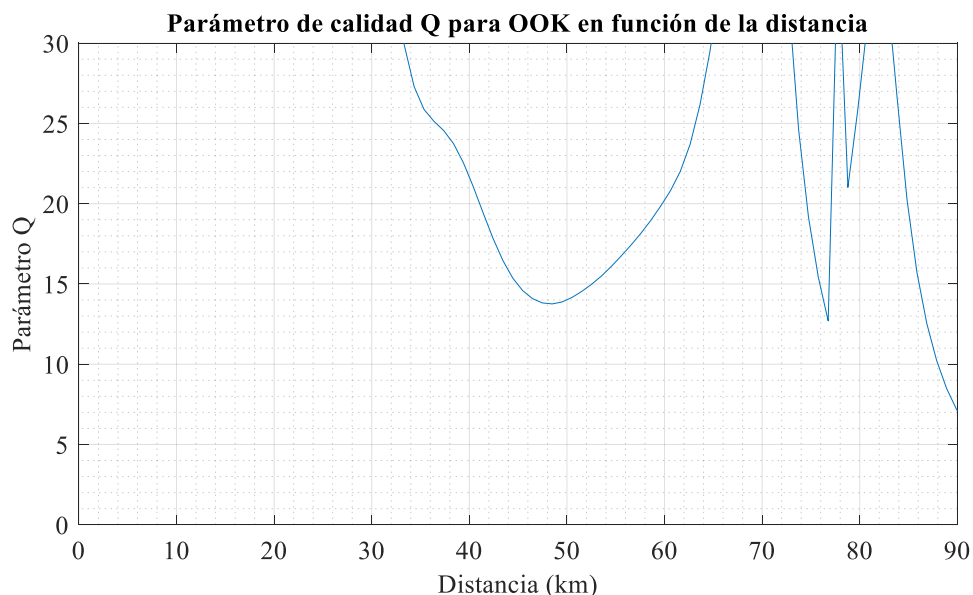


Figura 26. Gráfica con la evolución del parámetro Q en modulación OOK según la distancia.

Observando de manera detallada las siguientes gráficas dentro de la Figura 27, es visible como los picos de parámetro de calidad Q (ya sean en los kilómetros 12, 22 y 69) no corresponden con un aumento drástico de la calidad de la señal, ya sea en forma de mayor amplitud del diagrama de ojos, menor sensibilidad temporal y menores fluctuaciones tanto temporales como en tensión. Tampoco se observan grandes diferencias comparando la calidad de la señal correspondiente a $Q=150$ (medido en 25 km) y $Q=46$ (medido en 30 km). Los siguientes diagramas de ojos en la Figura 27 muestran una degradación paulatina de la señal, siendo el punto donde el diagrama de ojos comienza a reducir su apertura con más intensidad a partir de los 77 km, donde se baja del umbral de $Q=12$. Estos valores y comportamientos de la señal son aproximados a los que sistemas de comunicaciones ópticas fibras reales de características similares.

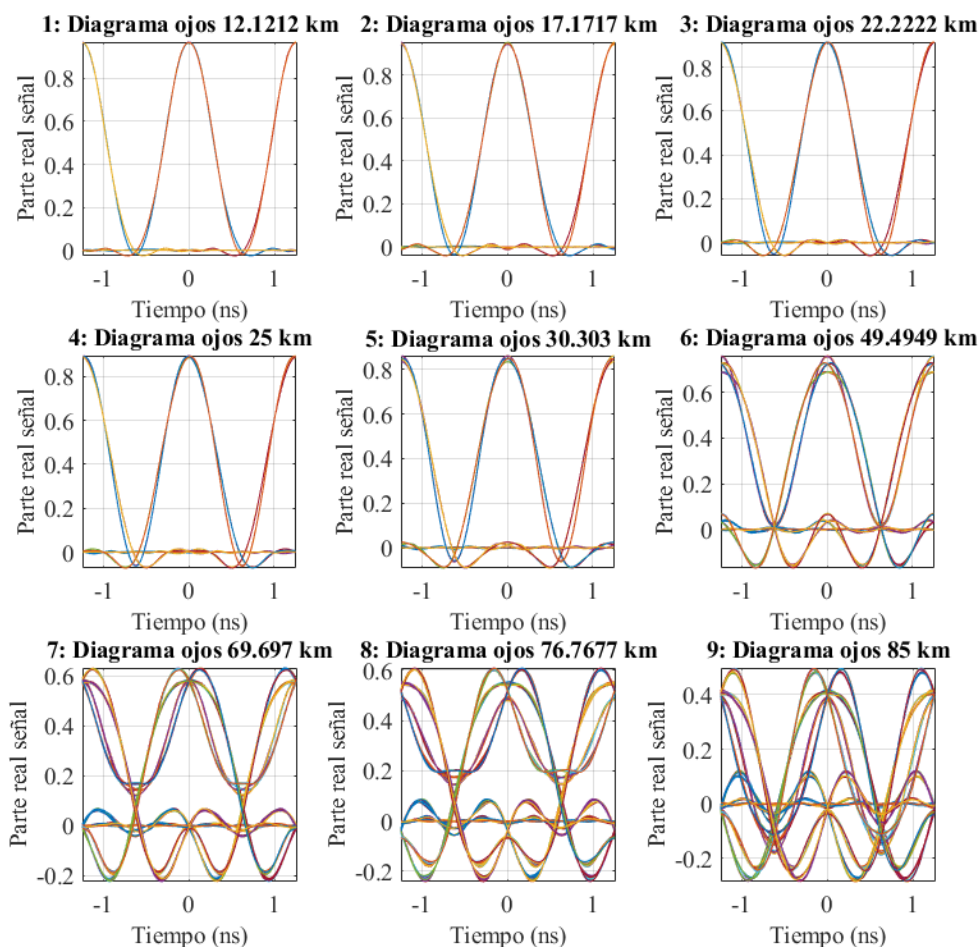


Figura 27. Gráfica con diagramas de ojos en función de la distancia para la modulación OOK.

5.2 Calidad en función de la tasa de símbolo

Otro parámetro clave para el comportamiento de las señales está relacionado con los símbolos por segundo emitidos por el transmisor. Este parámetro marca el ancho de banda de la señal en frecuencia y, por tanto, influye en el comportamiento de la dispersión cromática sobre las señales.

El objetivo del apartado es observar el efecto del aumento de la tasa de símbolo empleando una longitud de fibra fija. Para los barridos de esta sección se han fijado los parámetros que aparecen en la siguiente tabla, similares a los del apartado anterior:

Longitud de fibra	Número de símbolos	Longitud de onda	Puntos por símbolo
40 km	300	1550 nm	200
Retorno a cero	Tensión media onda	Parámetro D	Parámetro S
Sí	5 V	17	0.08

Tabla 3. Valores de los parámetros de ejecución para el cálculo de parámetros de calidad en función de la tasa de símbolo.

Se observará el comportamiento de la señal sin tener en cuenta los filtros.

En la siguiente figura se observa la magnitud del vector de error para la longitud $L=40$ km en función de la modulación y la tasa de símbolo dentro de un rango determinado de tasas de símbolo (se ha seguido el criterio de representar EVMs de hasta un 60%, a partir de ese punto la señal deja de ser dibujada por el programa y se avanza de modulación o se termina de ejecutar la función).

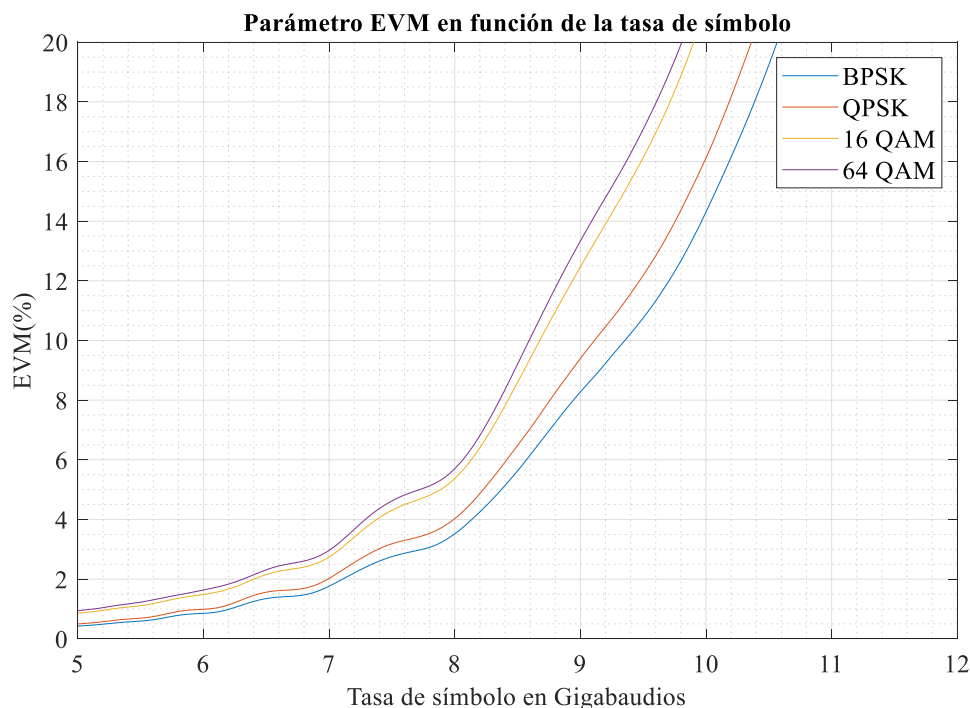


Figura 28. Gráfica con la evolución del parámetro EVM según la tasa de símbolo.

En la anterior imagen se observa un incremento parabólico, con gran parecido a la variación del EVM en función del aumento de la longitud de fibra óptica. Destaca cómo, solamente con duplicar la menor tasa binaria estudiada (de 5 Gbaudios a 10 Gbaudios), la magnitud del vector de errores aumenta de <1% a más del 20%. A continuación, se pueden observar los diagramas de constelación para tasas de símbolo progresivas, en los cuales se aprecia una degradación muy gradual.

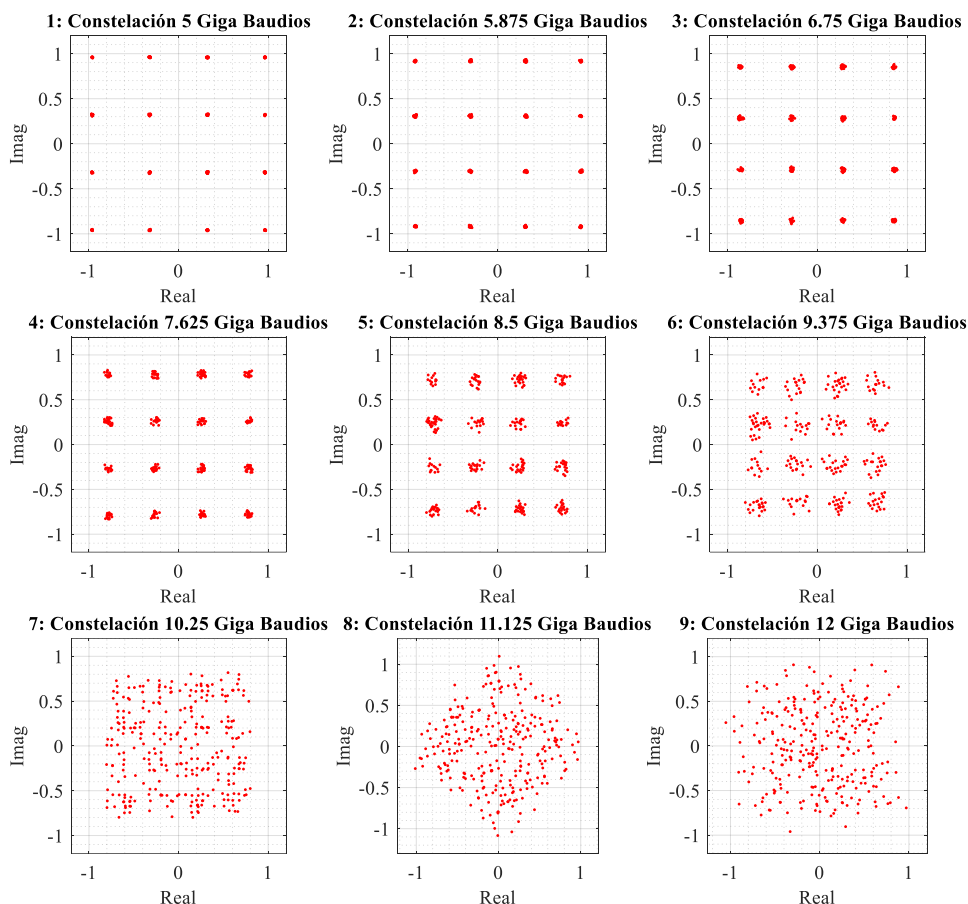


Figura 29. Gráfica con diagramas de constelación para diversas distancias usando modulación 16QAM.

Queda una de las constelaciones disponibles en el programa por probar su parámetro de calidad en función de la tasa de símbolo empleada. De este modo, en la siguiente imagen puede verse el parámetro de calidad Q usado para medir la modulación OOK. Como se explicó con anterioridad, en el parámetro Q se produce fluctuación, tal y como ocurrió midiendo el parámetro en función de la longitud de fibra óptica. Puede verse como, omitiendo las fluctuaciones, mantiene un valor de $Q=12$ hasta aproximadamente los 10 Gigabaudios.

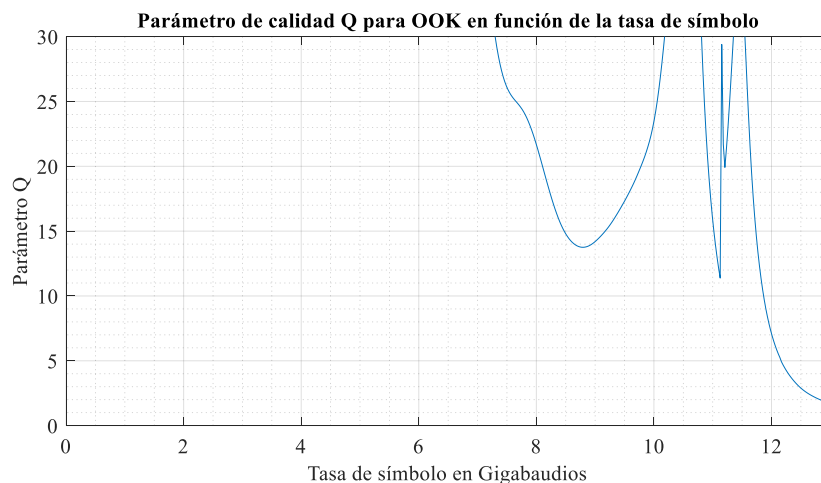


Figura 30. Gráfica con la evolución del parámetro Q según la tasa de símbolo.

Se ha decidido, tal y como en los anteriores apartados, representar el diagrama de ojos de la señal en función de la variable que empeora su calidad para mostrar la gradualidad de este proceso. Sin embargo, en los siguientes diagramas de ojos se observa cómo a partir de la tasa de símbolo de 11.13 Gigabaudios, el diagrama de ojos comienza a distorsionarse a mayor velocidad.

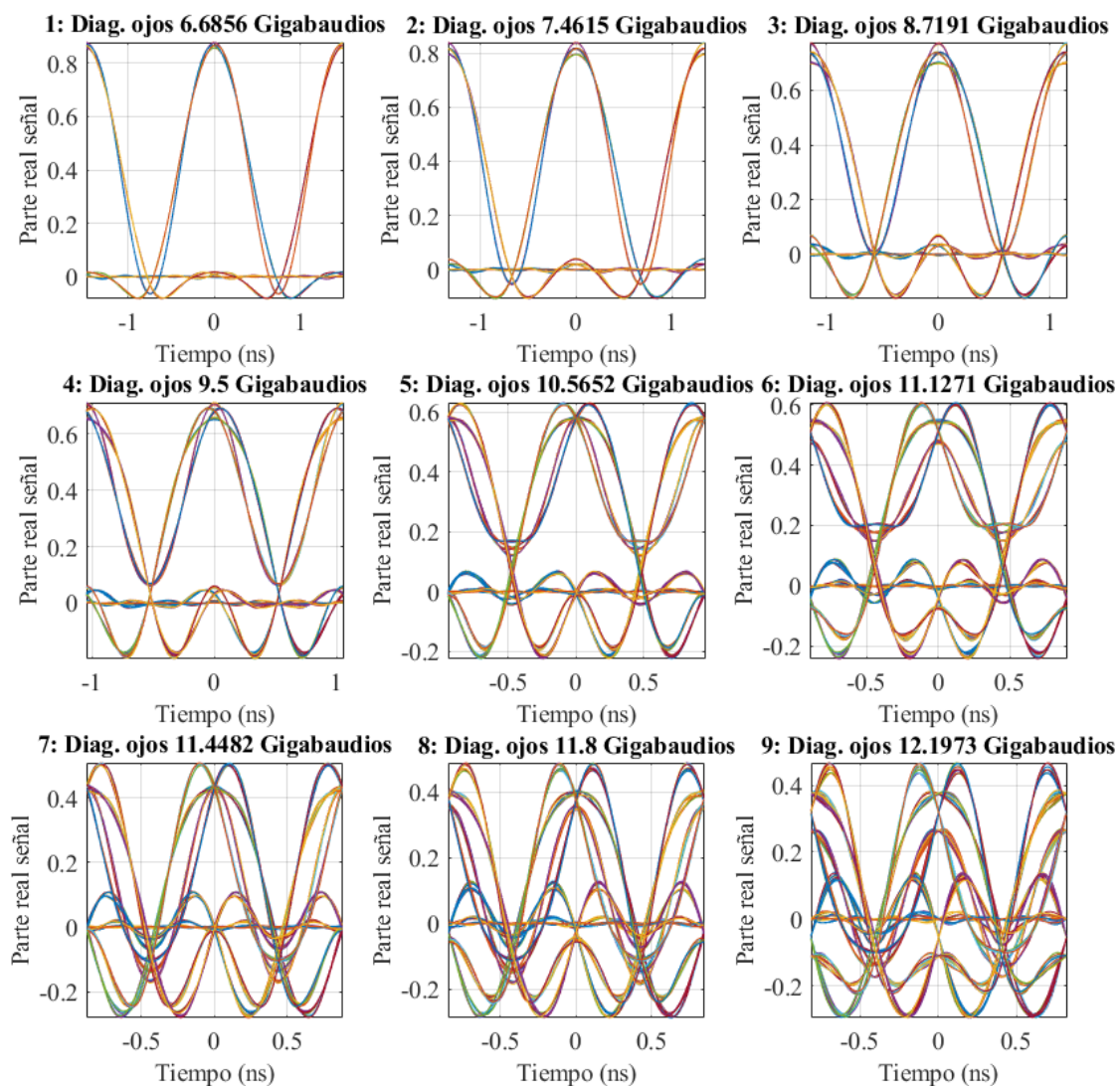


Figura 31. Gráfica con diagramas de ojos en función de la tasa binaria para la modulación OOK.

5.3 Calidad en función de la aplicación de filtros

En este software están implementados dos filtros de distinto tipo: uno óptico y otro eléctrico. El objetivo de este apartado es escoger un ancho de banda adecuado para cada tipo de filtro y observar su respuesta en frecuencia. Para las siguientes simulaciones se van a tomar los siguientes valores:

Longitud de fibra	Número de símbolos	Longitud de onda	Puntos por símbolo	Tasa de símbolo
40 km	300	1550 nm	200	8 GBaudios
Retorno a cero	Tensión media onda	Parámetro D	Parámetro S	Modulación
Sí	5 V	17	0.08	64 QAM

Tabla 4. Valores de los parámetros de ejecución para el cálculo de parámetros de calidad en función de la aplicación de filtros.

5.3.1 Calidad en función del ancho de banda del filtro eléctrico

En este apartado se va a variar el ancho de banda de filtro. Para ello, se ha ejecutado una simulación de cálculo de la magnitud del vector de errores según la modulación fijando una longitud de fibra intermedia de $L=40$ km.

Como se puede observar en la siguiente figura, el EVM en función del ancho de banda del filtro eléctrico se reduce según se incrementa el ancho del filtro para las modulaciones probadas, y es invariante prácticamente para un ancho de banda mayor que 15 GHz. Esto se debe a que para anchos muy superiores a las componentes de la señal (tasa de símbolo de 8 Gbaudios) éstas no se ven recortadas. En una situación más realista donde también se consideren las componentes de ruido térmico del receptor los anchos de banda elevados estarían afectados por mayor potencia de ruido y por lo tanto resulta deseable emplear un valor intermedio óptimo.

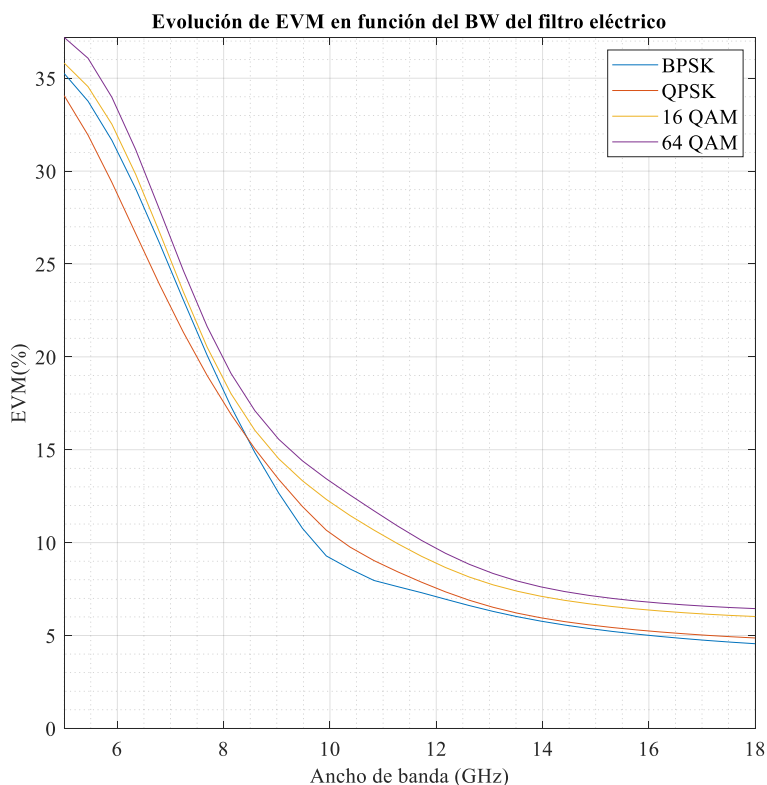


Figura 32. Gráfica con la evolución del EVM según el ancho de banda del filtro eléctrico.

Con el ancho de banda de filtro eléctrico fijado a 12GHz y usando la modulación 64 QAM, en la siguiente figura se puede observar una comparación del espectro en frecuencia del pulso con y sin filtrado eléctrico. Es visible cómo la forma del espectro es similar del centro hasta los 12 GHz,

punto en el cual la caída del espectro correspondiente a la señal con el filtro eléctrico aplicado se intensifica. También es apreciable la alta atenuación de las bandas laterales a partir de los 18 GHz de ancho de banda principal que presenta el espectro original.

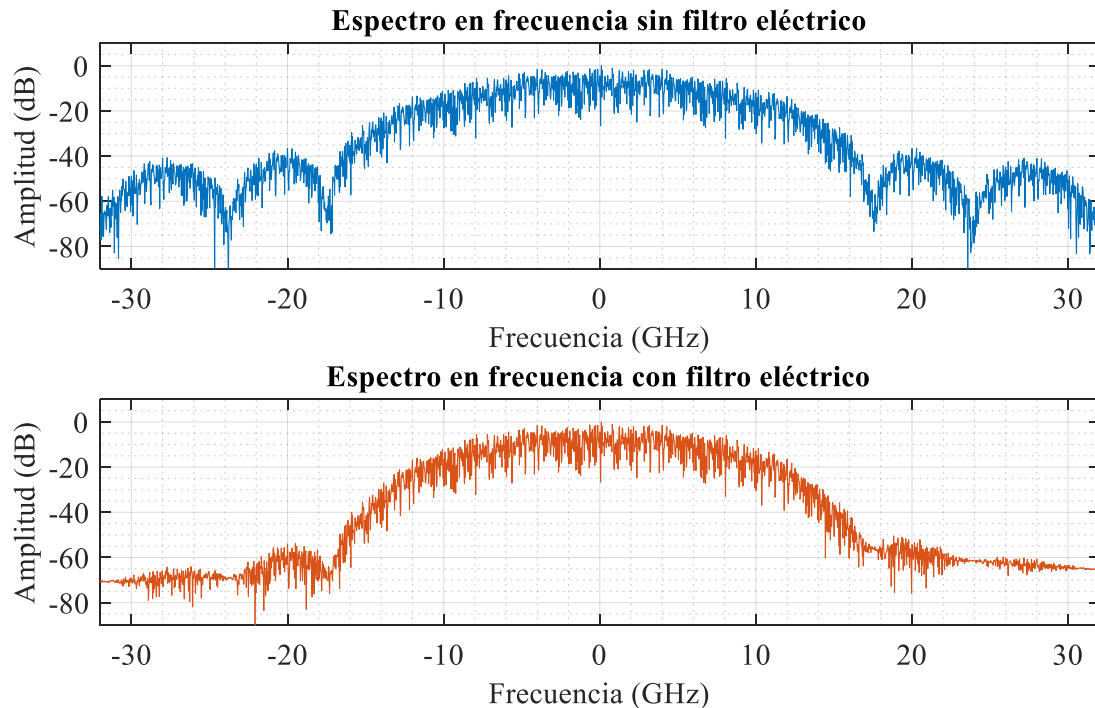


Figura 33. Gráfica con una comparativa del espectro en frecuencia con y sin filtrado eléctrico.

5.3.2 Calidad en función de la longitud de fibra con el filtro óptico aplicado

De forma similar al filtro electrónico, la reducción del filtro óptico previo a la detección reduce las componentes espectrales, esta vez sobre la señal óptica, produciendo una distorsión de los símbolos que se traduce en interferencia inter-simbólica y aumento de EVM.

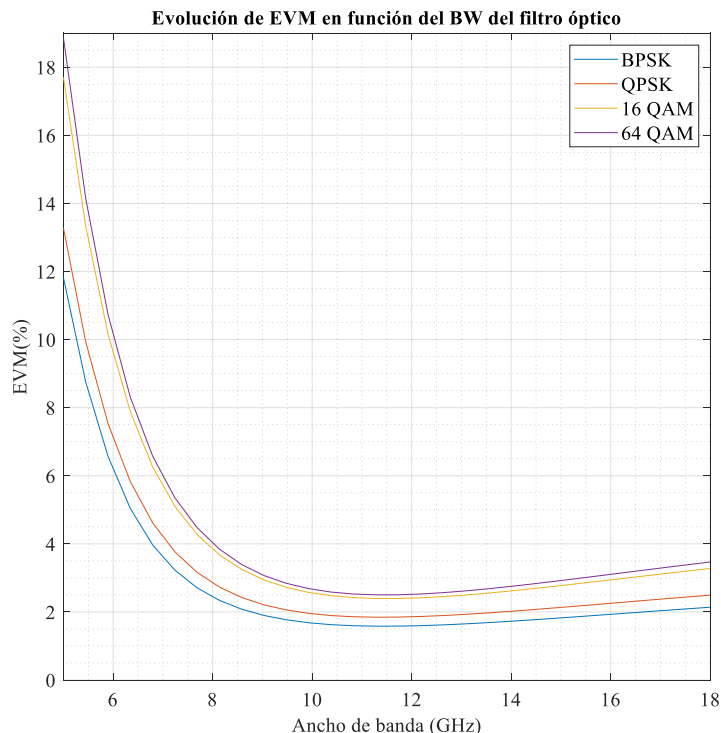


Figura 34. Gráfica con la evolución del EVM según el ancho de banda del filtro óptico.

En la siguiente gráfica se puede ver una comparativa entre los espectros en frecuencia de la señal original y a la que se le ha aplicado el filtro óptico de 9 GHz de ancho de banda. Salta a la vista la reducción total de los flancos de señal de menor amplitud a partir de los 16 GHz, además de la mayor pendiente del espectro filtrado, que comienza a caer con intensidad desde el centro del ancho de banda.

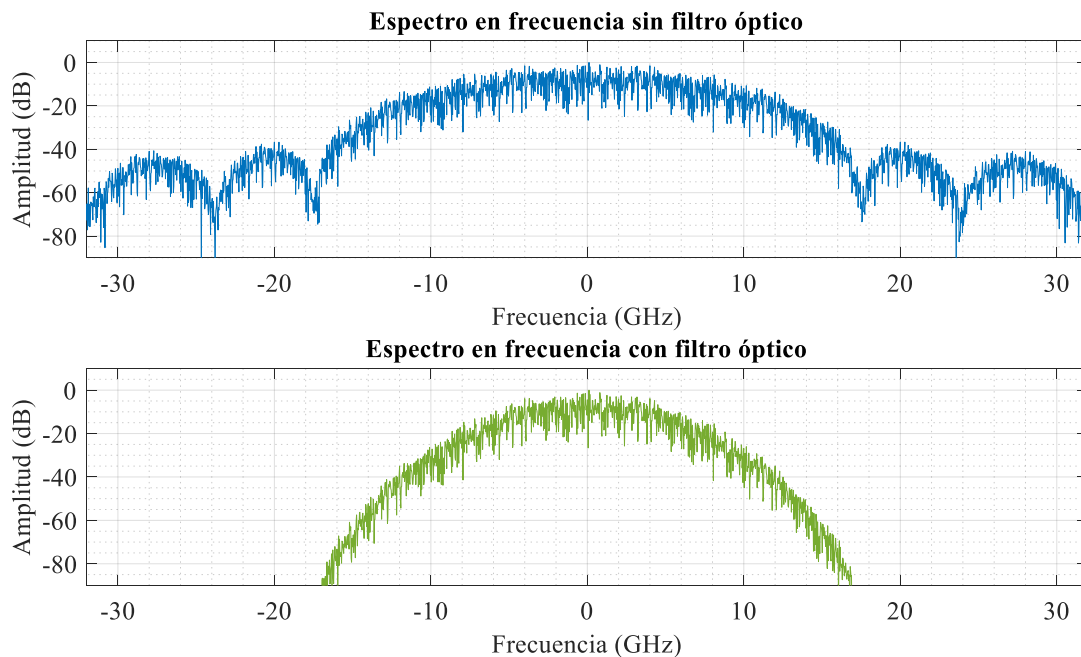


Figura 35. Gráfica con una comparativa del espectro en frecuencia con y sin filtrado óptico.

5.4 Calidad en función del retorno o no a cero

Esta sección tiene el objetivo de estudiar la evolución de la señal a lo largo de la distancia según posea una modulación con retorno a cero o no.

Tasa de símbolo	Número de símbolos	Longitud de onda	Puntos por símbolo
8 GBaudios	300	1550 nm	200
Longitud de fibra	Tensión media onda	Parámetro D	Parámetro S
40 km	5 V	17	0.08

Tabla 5. Valores de los parámetros de ejecución para el cálculo de parámetros de calidad en función del retorno o no a cero.

Tal y como se ha llevado a cabo en el resto de los apartados se muestran los resultados para OOK y resto de modulaciones por separado.

En la Figura 36 se pueden ver el elevado valor de magnitud de error que presentan las modulaciones coherentes con forma de símbolo NRZ frente a las RZ.

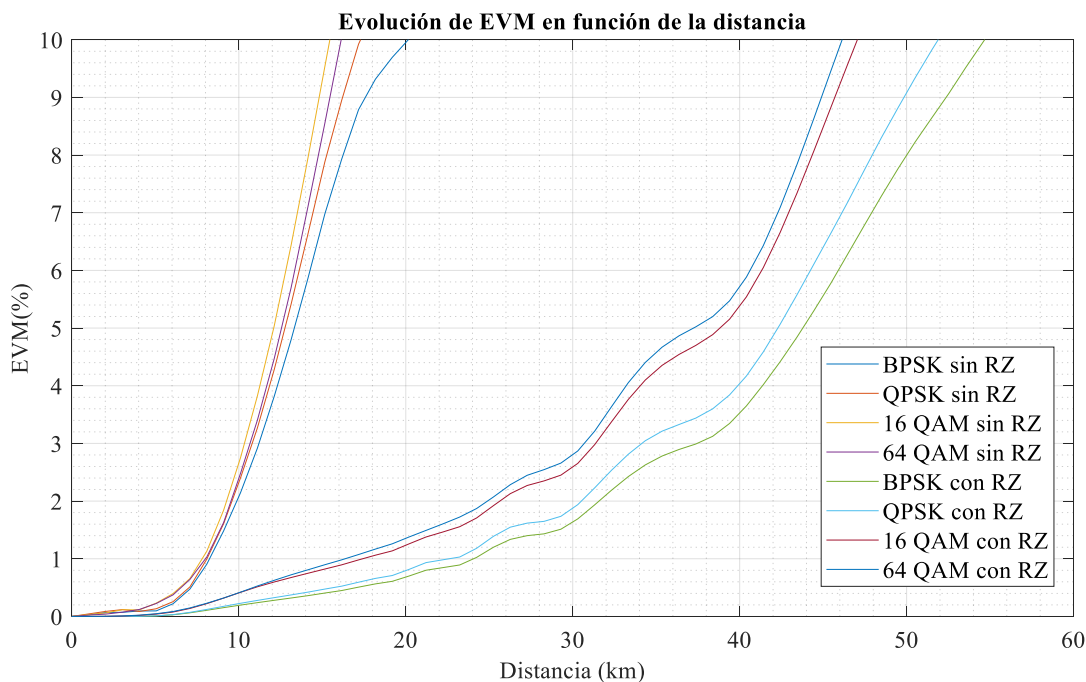


Figura 36. Gráfica con las evoluciones del EVM en función de la distancia para retorno o no a cero.

Con el objetivo de comprobar los resultados del parámetro de calidad EVM y ver la diferencia del ritmo de degradación para ambos modos de modulación, se han representado en la siguiente figura los diagramas de constelación para diferentes distancias eligiendo la modulación 16 QAM. Al comparar visualmente las gráficas en las filas superiores e inferiores, se puede deducir que, aunque presente menor amplitud, la modulación con retorno a cero tiene un inicio de distorsión

muy posterior y más gradual. Por tanto, usar modulaciones con retorno a cero será más adecuado en este simulador para las modulaciones BPSK, QPSK, 16 QAM y 64 QAM.

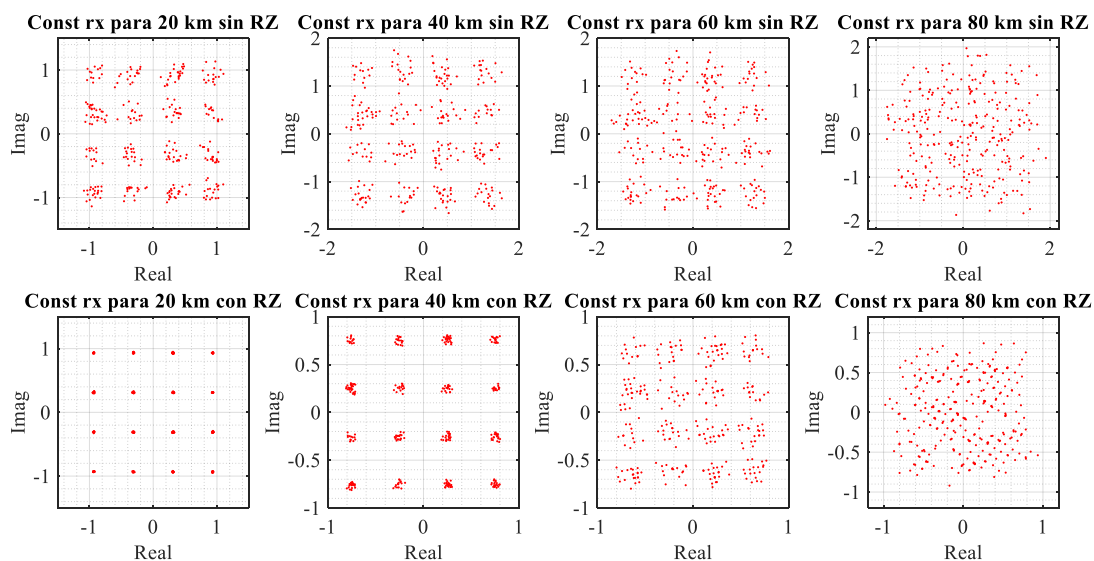


Figura 37. Diagramas de constelación de modulación 16QAM para distintas longitudes de fibra en función del retorno o no a cero.

Por otro lado, el valor del parámetro de calidad Q arroja resultados muy similares para el caso de los dos modos de una modulación OOK. En este caso, la OOK con retorno a cero es la que presenta más fluctuaciones en el valor de Q , sobre todo para distancias a partir de los 60 km. Sin embargo, mantiene de manera generalizada mayor Q (excepto para valores superiores a 90 km de longitud de fibra óptica).

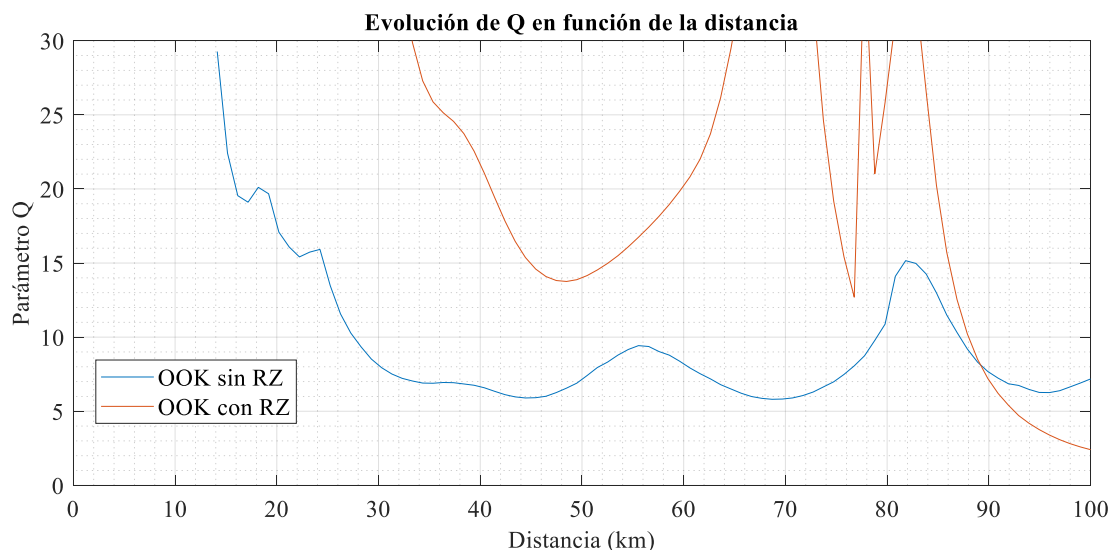


Figura 38. Gráfica con la evolución del parámetro Q en función de la distancia para retorno o no a cero.

En este caso también se ha querido corroborar los valores que arrojan los parámetros de calidad usando las funciones de representación del programa. De este modo, se han representado

diagramas de ojos para distintas longitudes en función de si se ha modulado en OOK con o sin retorno a cero.

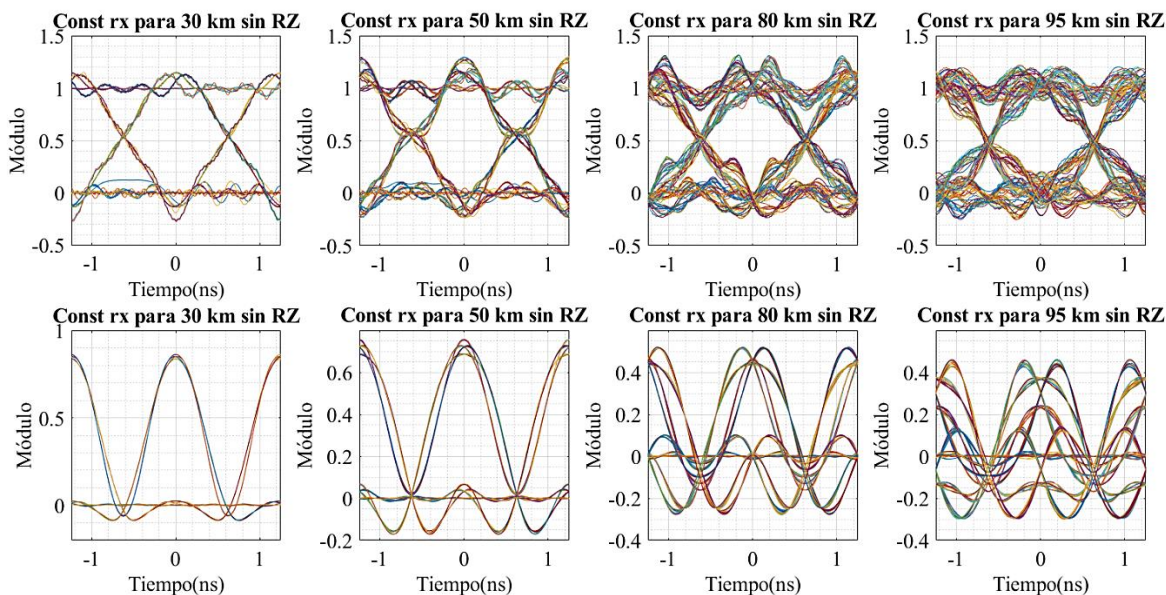


Figura 39. Diagramas de ojos para distintas longitudes de fibra en función del retorno o no a cero.

Estas discrepancias entre los resultados NRZ y RZ básicamente se deben a la forma de la propia señal generada. Para el caso de señal RZ empleamos la función “carver” que suaviza los flancos de subida y bajada de los símbolos y por lo tanto reduce el “ancho de banda óptico” transportado y propagado en la fibra. Este menor ancho de banda es más robusto ante la dispersión cromática.

En conclusión, al presentar un comportamiento más ventajoso para todas las longitudes de fibra óptica y modulaciones, y no aportar un coste computacional adicional considerable, se ha decidido usar en todo momento modulaciones con retorno a cero para estudiar el comportamiento del código.

Capítulo 6. Conclusiones y trabajo futuro

En este proyecto se ha conseguido alcanzar la mayoría de los objetivos propuestos originalmente.

El primer objetivo está más relacionado con la programación, y ha sido conseguir que la estructura del código generado conserve su modularidad, la cual es de vital importancia porque es una característica diferenciadora de este simulador. Además, la implementación de los componentes básicos análogos a una comunicación óptica “real” (transmisor, medio conducido o fibra óptica, componentes pasivos y receptor) se ha llevado a cabo de manera favorable.

Otro hito al que se ha llegado, en este caso en la memoria, es documentar de manera minuciosa la arquitectura que se ha empleado, las funciones que forman parte de ella, y los resultados generados por la ejecución del programa bajo unos parámetros de entrada concretos. Estos resultados de simulación se muestran y explican apoyándose en gráficas generadas por el mismo programa.

Por último, existe un propósito que se ha alcanzado parcialmente. Se ha podido representar el comportamiento del sistema punto a punto coherente para las distintas modulaciones típicas y variaciones en distintos parámetros. El comportamiento representado incluye sus prestaciones o parámetros de calidad en función de diferentes parámetros de transmisión. No obstante, al carecer de implementación de ruidos, los cálculos de los parámetros arrojan resultados anómalos.

De este modo, el trabajo futuro más necesario y urgente sería añadir distintos tipos de ruido correspondientes a los componentes que se han implementado (por ejemplo, los ruido térmico y shot en detectores, RIN en fuentes láser) que pueden seleccionarse y deseleccionarse, para así evaluar su impacto sobre la calidad integral del sistema.

Por otro lado, este programa ya es apto para trabajar como un sistema WDM. Sería interesante y relativamente sencillo estudiar su comportamiento al ser usado para simular un sistema que transmitiera, condujera y detectara pulsos a distintas frecuencias. Para este estudio las funciones de representación y cálculo de parámetros de calidad ya implementadas aportarían un valor añadido.

Otra línea de trabajo que aportaría funciones adicionales al programa es la definición de componentes avanzados como amplificadores ópticos, y filtros multiplexores y demultiplexores ópticos. Con los amplificadores ópticos implementados, también sería de interés incluirles la opción de aportar o no ruido ASE.

Además, se podría haber empleado la medida de calidad de OSNR y haber creado un modelo de propagación en fibras incluyendo no linealidades por efecto Kerr empleando el Split Step Method.

Capítulo 7. Referencias

- [1] Garcia-Pineda, Miguel & Coll, Hugo & Bri, Diana & Lloret, Jaime. (2008). Software tools and simulators in the education of engineering of telecommunications. Proceeding of 5th WSEAS/IASME International Conference on Engineering Education and Research. 337-342.
- [2] Wikipedia contributors. (2022, February 1). Intel Quartus Prime. In *Wikipedia, The Free Encyclopedia*. Retrieved from https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Intel_Quartus_Prime&oldid=1069305904
- [3] *OPNET Network Simulator*. (s. f.). Opnet Projects. <https://opnetprojects.com/opnet-network-simulator/>
- [4] *AWR Microwave Office*. (s. f.). Cadence. https://www.cadence.com/en_US/home/tools/system-analysis/rf-microwave-design/awr-microwave-office.html
- [5] VPIphotonics. (s. f.). *VPIphotonics™ design automation*. Copyright 2021 VPIphotonics. <https://www.vpi Photonics.com/Tools/>
- [6] *OptSim for Optical Communication | Synopsys Photonic Solutions*. (s. f.). Synopsys: OptSim for Optical Communication. <https://www.synopsys.com/photonic-solutions/optsim/single-mode-network.html>
- [7] *CORDIS | European Commission*. (s. f.). Open-Source Freeware for Fiber Optic Communication and Sensing Simulations. <https://cordis.europa.eu/project/id/748767>
- [8] MATLAB. (2022, 30 de abril). *Wikipedia, La enciclopedia libre*. <https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=MATLAB&oldid=143229599>.
- [9] Keiser, G. (2021). *Fiber Optic Communications*. Springer Singapore. <https://doi.org/10.1007/978-981-33-4665-9>
- [10] Photon Optics. (s. f.). En *Fundamentals of Photonics* (pp. 384-422). John Wiley & Sons, Inc. <https://doi.org/10.1002/0471213748.ch11>
- [11] Wikipedia contributors. (2022, May 24). Coherence (physics). In *Wikipedia, The Free Encyclopedia*. Retrieved 22:57, July 23, 2022, from [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Coherence_\(physics\)&oldid=1089480252](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Coherence_(physics)&oldid=1089480252)
- [12] Roberts, K., O'Sullivan, M., Kuang-Tsan Wu, Han Sun, Awadalla, A., Krause, D. J., & Laperle, C. (2009). Performance of Dual-Polarization QPSK for Optical Transport Systems. En *Journal of Lightwave Technology* (Vol. 27, Issue 16, pp. 3546-3559). Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <https://doi.org/10.1109/jlt.2009.2022484>
- [13] WDM Systems and Networks. (2012). En N. Antoniades, G. Ellinas, & I. Roudas (Eds.), *Optical Networks*. Springer New York. <https://doi.org/10.1007/978-1-4614-1093-5>
- [14] Porins, J., Bobrovs, V., & Ivanovs, G. (2012). Realization of HDWDM Transmission System with the Minimum Allowable Channel Interval. En *Optical Communications Systems*. InTech. <https://doi.org/10.5772/28784>
- [15] Keang-Po Ho, & Han-Wei Cui. (2005). Generation of arbitrary quadrature signals using one dual-drive Modulator. En *Journal of Lightwave Technology* (Vol. 23, Issue 2, pp. 764-770). Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <https://doi.org/10.1109/jlt.2004.838855>
- [16] Anritsu Corporation. (s. f.). *Dispersion in Optical Fibers*. ANRITSU. https://dl.cdn-anritsu.com/en-us/test-measurement/files/Technical-Notes/White-Paper/Disp_in_Opt_Fibers_PMD_CD.pdf



- [17] Paschotta, R. (2022b, julio 30). *Chromatic Dispersion*. 2022 RP Photonics AG. https://www.rp-photonics.com/chromatic_dispersion.html
- [18] Test methods applicable to optical fiber submarine cable systems. (2014, mayo). International Telecommunication Union. <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.976-201405-I/en>
- [19] Acar, E. *How Error Vector Magnitude (EVM) Measurement Improves Your System-Level Performance*. Analog Devices. <https://www.analog.com/en/technical-articles/how-evm-measurement-improves-system-level-performance.html>
- [20] *EVM (Digital Demod)*. Keysight Technologies, Inc. https://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600b/webhelp/subsystems/digdemod/content/digdemod_symlerrdata_evm.htm
- [21] Arbab, V. R., Wu, X., Christen, L. C., Yang, J.-Y., Dennis, T., Williams, P., & Willner, A. E. (2009). Analysis of Fiber Dispersion Effects on Phase Modulated Signals Using Constellation Diagram. En Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference. National Fiber Optic Engineers Conference. OSA. <https://doi.org/10.1364/nfoec.2009.jtha45>
- [22] Ciciora, W., Farmer, J., Large, D., & Adams, M. (2004). Digital Modulation. En Modern Cable Television Technology (pp. 137-181). Elsevier. <https://doi.org/10.1016/b978-155860828-3/50006-0>
- [23] Abbasi, Mahdi. (2022). Characterization of a 5GHz Modular Radio Frontend for WLAN Based on IEEE 802.11p.