



Trabajo Fin de Grado

Desarrollo de algoritmos de procesado digital de señal para receptores ópticos coherentes de redes ópticas de nueva generación

*Development of digital signal processing algorithms
for coherent optical receivers in new generation
optical networks*

Autor:

Cristina Serón Casabona

Directores:

José Antonio Altabás Navarro
David Izquierdo Núñez

Ponente:

Juan Ignacio Garcés Gregorio

Escuela de Ingeniería y Arquitectura
2017

Desarrollo de algoritmos de procesado digital de señal para receptores ópticos coherentes de redes ópticas de nueva generación

RESUMEN

Este proyecto se ha realizado en colaboración con el Grupo de Tecnologías Fotónicas (GTF) del Instituto de Investigación de Ingeniería de Aragón (I3A).

El proyecto consiste en la implementación de los algoritmos de procesado digital de la señal para receptores ópticos coherentes, así como su verificación en un esquema de recepción coherente homodino.

En primer lugar, se realiza el estudio de los principios de funcionamiento de este tipo de detección. El estudio se basa en las ecuaciones que rigen el sistema así como la infraestructura necesaria para su realización. La parte más importante, es el estudio de las mejoras que proporciona este tipo de detección debido a la inclusión de procesado digital capaz de mitigar errores que se producen a lo largo de la comunicación.

Se ha hecho uso de una herramienta de simulación que ha permitido representar el esquema óptico y el estudio de las prestaciones teóricas del mismo. Se han implementado los bloques en transmisión y recepción, se ha incluido el de un híbrido de 120° no ideal, con desbalanceos, y los bloques de procesado digital de la señal. Con todo ellos se ha estudiado las prestaciones del sistema y resultados numéricos. Se ha comprobado teóricamente el correcto funcionamiento de los algoritmos implementados.

En segundo lugar, se lleva a cabo la implementación física de todo lo descrito anteriormente. Se ha realizado el montaje de un esquema de recepción coherente homodino, donde se ha utilizado un híbrido de 120° real, que ha sido previamente caracterizado. Para el estudio experimental se realizado una modulación QPSK a partir de un modulador Mach Zehnder IQ. En el montaje experimental se ha verificado el funcionamiento de la detección y algoritmos, y se han medido las prestaciones del sistema, se han obtenido parámetros como el BER, SER, EVM, Sensibilidad y otros de interés.

TRABAJOS DE FIN DE GRADO / FIN DE MÁSTER



Escuela de
Ingeniería y Arquitectura
Universidad Zaragoza

DECLARACIÓN DE AUTORÍA Y ORIGINALIDAD

(Este documento debe acompañar al Trabajo Fin de Grado (TFG)/Trabajo Fin de Máster (TFM) cuando sea depositado para su evaluación).

D./Dª. Cristina Serón Casabona

con nº de DNI 73223031R en aplicación de lo dispuesto en el art.

14 (Derechos de autor) del Acuerdo de 11 de septiembre de 2014, del Consejo de Gobierno, por el que se aprueba el Reglamento de los TFG y TFM de la Universidad de Zaragoza,

Declaro que el presente Trabajo de Fin de (Grado/Máster) Grado , (Título del Trabajo)

Desarrollo de algoritmos de procesado digital de señal para receptores ópticos coherentes de redes ópticas de nueva generación.

es de mi autoría y es original, no habiéndose utilizado fuente sin ser citada debidamente.

Zaragoza, 20 de Junio de 2017

Fdo.: .

A mis padres, a mi hermana.

ÍNDICE

Capítulo 1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. Contexto y estado del arte	1
1.2. Objetivos de este proyecto	3
1.3. Estructura del proyecto	4
Capítulo 2. RECEPTOR COHERENTE DIGITAL	5
2.1 Principios de operación de la detección coherente	6
2.2. Funcionamiento del downconverter IQ basado en híbridos de 90° y 120°	9
2.2.1. Downconverter IQ con híbrido de 90°.....	9
2.2.2. Downconverter IQ con híbrido de 120°	11
Capítulo 3. ALGORITMOS DE PROCESADO DIGITAL DE SEÑAL.....	15
3.1. Implementación de algoritmos de corrección de desbalanceos en IQ	16
3.2. Implementación de algoritmos de corrección de la dispersión cromática	18
3.3. Implementación de algoritmos de corrección de frecuencia	19
3.4. Implementación de algoritmos de corrección fase	21
Capítulo 4. SIMULACIÓN	23
4.1. Bloques implementados	23
4.2. Comprobación algoritmos DSP.....	26
4.2.1 Comprobación algoritmo GSOP	26
4.2.2 Comprobación algoritmo compensación CD.....	28
4.2.3 Comprobación algoritmo corrección fase y frecuencia.....	29
4.3. Otros parámetros simulados	31
Capítulo 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES	33
5.1. Esquema experimental.....	33
5.2. Caracterización híbrido 120° real	34
5.3. Resultados obtenidos.....	36
Capítulo 6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	39
BIBLIOGRAFÍA.....	43
ANEXOS	47
A. Interfaz VPI, Conexión VPI-Matlab	47
ÍNDICE DE ACRÓNIMOS	49

Capítulo 1. INTRODUCCIÓN

1.1. Contexto y estado del arte

El espectacular crecimiento de la demanda de ancho de banda y alcance en los últimos años ha generado un interés masivo por las redes ópticas. La principal razón de este crecimiento es la necesidad de dar respuesta a un número, cada vez más alto, de usuarios y servicios. La investigación y el desarrollo de los sistemas de comunicación por fibra óptica empezaron en la primera mitad de los años setenta. Los primeros sistemas se basaban en modulaciones de intensidad en láseres de semiconductor, transmitidos a través de fibra óptica y detectados por un fotodiodo. La primera generación probada en el campo de la telefonía fue en 1977, donde se usó un par de fibras multimodo transmitiendo a 850 nanómetros. Este enlace posibilitaba la transmisión digital a 140 Mbps a una distancia de varios kilómetros sin repetidor, pero estaba limitado por las pérdidas de aproximadamente 5 dB/km. En transmisión se utilizó un sencillo esquema de modulación en intensidad de la fuente óptica (IM, intensity modulation, también conocido como OOK, on-off keying) y, en recepción, la detección directa mediante fotodetector (DD, direct-detection). Durante los últimos años de 1970 y 1980 se llevaron a cabo investigaciones en detecciones heterodinas, esquemas que aumentaban la sensibilidad de los receptores al hacer uso de un láser extra en recepción, siendo el origen de la detección coherente. Sin embargo, el interés en este tipo de detección fue interrumpida con la aparición de los amplificadores de fibra dopada con erbio (EDFA) en 1990, ya que estos permitían aumentar la capacidad de transmisión y el alcance de los enlaces ópticos con receptores basados en detección directa.

El desarrollo de nuevas tecnologías y conceptos como amplificación óptica Raman, formatos de modulación resistentes a distorsiones lineales y no-lineales, módulos de compensación de la dispersión cromática y códigos de corrección de errores, entre otros, han permitido incrementar la capacidad de transmisión por fibra óptica hasta las tasas actuales. En este punto, donde la principal motivación es encontrar métodos que permitan satisfacer la demanda de un mayor ancho de banda y sensibilidades más altas, los receptores ópticos coherentes surgen como la principal opción. La combinación del procesado digital de señal (DSP), la detección coherente y los formatos de modulación más robustos han derivado en un incremento de las distancias de transmisión y de altas eficiencias espectrales, muy demandadas hoy en día en las redes ópticas de nueva generación.

El concepto fundamental de la detección coherente es la combinación de la señal óptica recibida con la de un láser emitiendo en continua que actúa como oscilador local (OL). Esta combinación se lleva a cabo en combinadores 2xN, también conocidos como híbridos, los más frecuentes son los combinadores 2x4 ó híbrido de 90°, y los 2x3 ó híbrido de 120°. Este tipo de detección permite la detección de fase de la señal transmitida permitiendo el uso de esquemas de modulación más complejos que los basados en modulación de amplitud tradicionalmente usados. Permite además la

amplificación de la señal recibida por su mezcla con el oscilador local, la sintonización del canal a detectar, posibilitando el mayor aprovechamiento espectral mediante multiplexado ultra-denso en longitud de onda (UDWDM) con canales de usuario de hasta 5Ghz; todo ello a costa de una mayor complejidad y coste del receptor.

El esquema de un receptor óptico coherente completo se presenta en la Figura 1.1. de forma simplificada. Como ya se ha comentado, la señal óptica, S, recibida se combina con la de un oscilador local (OL) y el primer bloque del receptor realiza la descomposición de la señal y el oscilador en dos polarizaciones ortogonales (x e y). Esta red de diversidad de polarización, basada habitualmente en PBS (Polarization Beam Splitter), permite transmitir información en ambas componentes de la polarización. Cada componente ortogonal de polarización de la señal recibida se combina con la correspondiente del oscilador local en sendos downconverters IQ, que habitualmente están formados por un híbrido de 90°, fotodiodos que obtienen las corrientes eléctricas y por último conversores analógico-digitales (ADC). A la salida del downconverter se obtienen las componentes de fase y cuadratura (IQ) de la señal para su posterior procesado digital. Todo este procesado se explicará en el capítulo 2 más detalladamente y será el objetivo del presente trabajo.

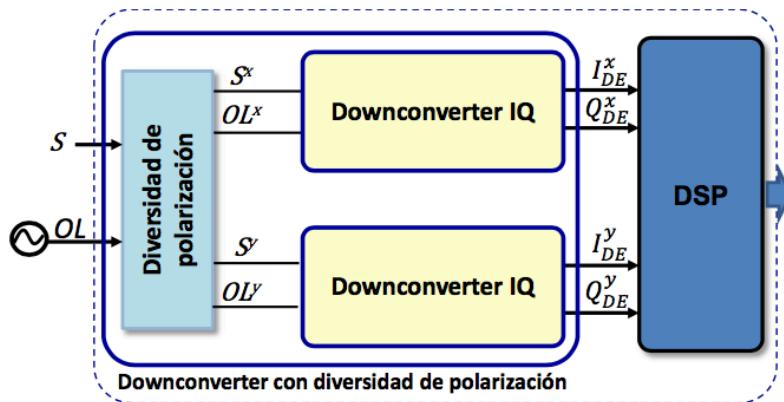


Figura 1.1. Esquema receptor óptico coherente con híbrido 90°. [1]

Esta última parte del receptor coherente que consiste en los algoritmos de procesado digital de la señal, es fundamental para el funcionamiento del receptor ya que permitirá la compensación de efectos ópticos lineales y no lineales como la dispersión cromática (CD) y la dispersión del modo de polarización (PMD). Efectos y fenómenos que son altamente complejos de corregir, o incluso imposibles, con otras técnicas. Un posible orden de aplicación de estos algoritmos es el mostrado en la Figura 1.2., el orden y el número de bloques implementados puede diferir entre receptores coherentes. En este proyecto se han implementado todos ellos salvo el '*Adaptive equalization*'.

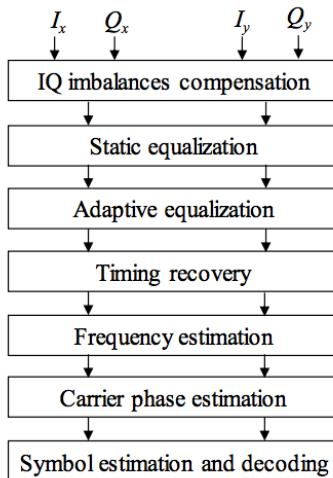


Figura 1. 2. Secuencia típica de operación de algoritmos DSP en un receptor coherente. [6]

Cabe mencionar que habitualmente se hace uso de un combinador 2x4 a 90° , pero en este proyecto se va a estudiar la alternativa basada en el 2x3 a 120° , debido a las ventajas que este presenta, como son:

1. Menor número de interconexiones óptico-eléctricas
2. La fotodetección balanceada es sustituida por estructuras más simples de fotodetección.
3. Con los algoritmos de procesado digital posteriores se consiguen corregir errores que para el híbrido de 90° son más complejos.
4. Menor coste.
5. Mayor ancho de banda y tolerancia a errores.

1.2. Objetivos de este proyecto

Este proyecto se basa en el estudio de receptores ópticos coherentes de redes ópticas de nueva generación, centrándose más concretamente en los algoritmos de procesado digital que se aplican a la señal para mejorar las prestaciones. A continuación se exponen los diferentes objetivos que se pretenden conseguir.

- i. Modelado de un enlace óptico coherente. El enlace se implementará en un entorno de co-simulación MathWorks Matlab® y VPItransmissionMaker que permitirá estudiar el comportamiento del receptor coherente haciendo uso tanto del híbrido de 90° como el de 120° , además permitirá estudiar el efecto de los bloques de procesado digital.
- ii. Implementación de un modelo en Matlab de un híbrido 2x4 a 90° y de uno 2x3 a 120° que permita ampliar las simulaciones anteriormente nombradas
- iii. Implementación de los algoritmos de procesado digital posteriores a la recepción y su estudio en el entorno de simulación.
- iv. Caracterización experimental de un híbrido 2x3 a 120° real en el laboratorio.

- v. Comprobación experimental de los algoritmos de procesado implementados sobre el híbrido caracterizado anteriormente.

1.3. Estructura del proyecto

El proyecto está organizado de la siguiente manera,

- Capítulo 2. Se definen los principios de operación de la recepción coherente haciendo uso tanto del híbrido de 90° como el de 120° y se muestra la conversión óptica-eléctrica a partir de las expresiones de los campos de las señales ópticas hasta la obtención de componentes IQ de la señal recibida.
- Capítulo 3. Una de las principales ventajas de la detección coherente es el uso de algoritmos de procesado digital (DSP). En este capítulo se definen los principios de operación de éstos y se presentan los que han sido implementados.
- Capítulo 4. Se muestra el entorno de co-simulación utilizado para el estudio de los algoritmos de procesado de señal y se presentan los principales resultados obtenidos de la verificación de los mismos.
- Capítulo 5. Una vez estudiado el modelo en simulación, se verificarán los algoritmos desarrollados en un entorno real. Se utilizará un sistema de comunicaciones coherentes en laboratorio en el que se implementarán los distintos algoritmos y se caracterizará un híbrido real de 120° .
- Capítulo 6. Conclusiones a las que se ha llegado con la realización de este trabajo y se exponen los principales resultados. Adicionalmente se comentan las líneas futuras del trabajo desarrollado.

Capítulo 2. RECEPTOR COHERENTE DIGITAL

La recepción coherente se basa en la detección de la señal óptica resultante de combinar la señal de información recibida con la de un láser emitiendo en continua que actúa como oscilador local (OL) de referencia. Los receptores ópticos coherentes fueron estudiados extensamente en la década de los ochenta debido a que su alta sensibilidad podía alargar la distancia de transmisión sin necesidad de repetidores. Sin embargo, la investigación y el desarrollo de estos sistemas fue interrumpida en la década de los noventa por el desarrollo comercial de sistemas de multiplexado de longitud de onda de alta capacidad (WDM) los cuales hacían uso de amplificadores de fibra dopada de erbio (EDFA). La inicial aplicación del EDFA como preamplificador permitió entonces a los esquemas de detección directa igualar la sensibilidad de los receptores coherentes, en tanto que la SNR de ambos sistemas pasaría a estar limitada fundamentalmente por el ruido ASE. Todo ello junto a un esquema de detección más económico y sencillo en el que no era necesario control alguno de la fase y polarización del OL provocó un periodo de veinte años en el que se abandonó todo interés en la recepción óptica coherente debido a las posibilidades que presentaba la amplificación EDFA.

No fue hasta la pasada década, con la demostración de la estimación digital de la fase de la portadora en receptores coherentes, que se generó nuevamente un interés por las comunicaciones ópticas coherentes. Esto es debido también al hecho de que los receptores digitales coherentes permiten emplear una variedad de formatos de modulación espectralmente eficientes, como son los formatos M-PSK o QAM, frente a los tradicionales esquemas OOK ó el actual 4-PAM usados en detección directa (DD).

Además de formatos de modulación más eficientes, la recepción coherente digital ha recuperado el interés como alternativa a la detección directa posibilitando desarrollar redes reconfigurables en las que es clave la recepción ‘colorless’ ofrecida por este tipo de recepción. Posibilitando demodular cualquier canal desde la simple sintonización del OL y beneficiarse de una mayor selectividad en frecuencia sobre la señal demodulada en banda base. Un ejemplo de red reconfigurable es aquella basada en la transmisión de una fuente UDWDM, o de multiplexación por longitud de onda ultra densa [4]. Este tipo de receptores proporciona ganancia suficiente para aislar la señal de los canales adyacentes sin necesidad de usar filtros. Estas redes son completamente reconfigurables, ya que todos los canales son enviados a los receptores, y cada uno de ellos lleva a cabo el proceso de demodulación de la señal deseada. Además este tipo de recepción permite ecualizar digitalmente los efectos dinámicos del canal haciendo uso de algoritmos digitales.

En este capítulo se va a describir los principios de operación de esta detección y los conceptos del receptor digital coherente.

2.1 Principios de operación de la detección coherente

La Figura 2.1. muestra un esquema básico de recepción coherente.



Figura 2.1. Esquema de recepción coherente con híbrido de 90°. [1]

El concepto fundamental detrás de la detección coherente es la combinación de la señal de entrada con la de un oscilador local de idéntica frecuencia en un híbrido, en este caso de 90° de 2x2. Las intensidades de campo eléctrico de las señales $e_S(t)$ y $e_{OL}(t)$ se pueden representar de la forma,

$$\begin{aligned} e_S(t) &= \operatorname{Re}\{\tilde{e}_S e^{j\omega_0 t} \cdot \hat{e}_S\} \\ e_{OL}(t) &= \operatorname{Re}\{\tilde{e}_{OL} e^{j\omega_0 t} \cdot \hat{e}_{OL}\} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 2.1})$$

Siendo \hat{e}_S y \hat{e}_{OL} sus estados de polarización y \tilde{e}_S y \tilde{e}_{OL} las envolventes complejas, definidas como,

$$\begin{aligned} \tilde{e}_S &= \sqrt{P_s} e^{j(\theta_s + \theta_{ns})} \\ \tilde{e}_{OL} &= \sqrt{P_{OL}} e^{j\Delta\omega t} e^{j\theta_{nOL}} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 2.2})$$

donde P_s y P_{OL} son las potencias ópticas de señal de entrada y oscilador local. La modulación de la señal en fase está contenida en θ_s . θ_{ns} y θ_{nOL} son el ruido de fase debido respectivamente a las fuentes láser de señal y OL empleadas. Estas componentes serán mayores cuanto mayor sea la anchura espectral o ‘Linewidth’ de los láseres. Por último el término $\Delta\omega$ indica una posible diferencia entre las frecuencias de OL y señal.

La señal de entrada y OL se combinan en el híbrido de 90° ideal, cuya matriz de Scattering $\bar{S}_{90^\circ ideal}$, define la relación entre sus dos puertos de entrada y salida,

$$\begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} = \bar{S}_{90^\circ ideal} \cdot \begin{bmatrix} e_S \\ e_{OL} \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 2.3})$$

$$\bar{\bar{S}}_{90^\circ ideal} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix}$$

(Ec. 2.4)

Y a su vez, las photocorrientes obtenidas a la salida de los fotodiodos, de responsividad R, quedan definidas de la siguiente manera,

$$i_4^3 = R \cdot |e_4^3|^2 = \frac{R}{2} \{ P_s + P_{OL} \pm 2\sqrt{P_s P_{OL}} \sin(\Delta\omega t + \Delta\theta_n + \theta_s) \cdot \hat{e}_s \cdot \hat{e}_{OL} \}$$

(Ec. 2.5)

donde $\Delta\theta_n = \theta_{ns} - \theta_{nOL}$, es la diferencia entre los ruidos de fase de señal y OL.

Los dos primeros términos de la suma corresponden a la detección directa de la señal y OL, pudiendo cancelarse por la electrónica posterior. A la salida del detector balanceado, mostrado en la Figura 2.1. se obtiene,

$$I_{DE} = i_3 - i_4 = 2R\sqrt{P_{OL}P_s} \sin(\Delta\omega t + \Delta\theta_n + \theta_s) \cdot \hat{e}_s \cdot \hat{e}_{OL}$$

(Ec. 2.6)

Las componentes de fase y cuadratura pueden ser controladas a partir de la potencia aplicada al oscilador local. Los principios de funcionamiento que definen a los sistemas coherentes son sus características de modulación y la amplificación de la señal recibida por medio del OL.

Si el esquema anterior se extiende para las componentes en fase y cuadratura de la señal (I_{DE}, Q_{DE}), que se obtienen a la salida del downconverter IQ, y se omiten los términos de ruido y diferencia de frecuencias $\Delta\omega$, las expresiones quedan definidas como se muestra a continuación,

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix} = R\sqrt{P_{OL}P_s} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \hat{e}_s \cdot \hat{e}_{OL}$$

(Ec. 2.7)

La recepción coherente puede desarrollarse mediante tres tipos de técnicas en función del valor de $\Delta\omega$. Las photocorrientes detectadas dependen de este valor según Ec.2.5.

- i. Detección homodina, Figura 2.2 (a). La señal de entrada y OL tienen la misma frecuencia de emisión central, por tanto, la demodulación de la información se hace en banda base ($\Delta\omega = 0$).
- ii. Detección heterodina, Figura 2.2 (b). La frecuencia de OL y la de la señal son distintas, de manera que es necesaria una demodulación eléctrica adicional

de la señal paso banda resultante a la frecuencia intermedia $\omega_{IF} = \Delta\omega$. Esta técnica, además de una reducción de la energía de señal recibida, presenta una limitación adicional en tanto que la frecuencia intermedia debe superar el ancho de banda de la señal modulada.

- iii. Detección intradina, Figura 2.2. (c). Similar a la homodina, pero ésta mantiene una mínima diferencia entre las frecuencias de señal y OL, siempre menor que el tasa de símbolo, R_s , ($\Delta\omega < R_s$). Como consecuencia, la fase de la señal demodulada se incrementará con el tiempo, describiendo el símbolo demodulado una rotación en el plano IQ, sobre la que se superpondrá el ruido de fase $\Delta\theta_n$.

HOMODINO	HETERODINO	INTRADINO
----------	------------	-----------

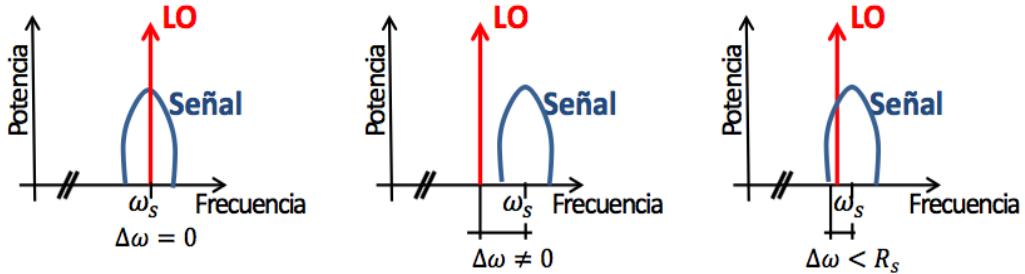


Figura 2.2. Técnicas de detección coherente. [1]

Además de la Ec.2.5. también se extrae una dependencia de las photocorrientes con la polarización de la señal óptica recibida y OL. Esta dependencia se muestra en forma de producto escalar, y por tanto, a la salida del downconverter IQ, es necesario que la señal de entrada y la del OL presenten la misma polarización con el objetivo de maximizar la componente de señal en las photocorrientes obtenidas. Teóricamente se asume que la polarización de la señal recibida siempre está alineada con la del OL, sin embargo, en los sistemas prácticos, la polarización de la señal no siempre coincide con el estado de polarización del oscilador local debido a que la propagación por fibra puede rotar en el tiempo el estado de polarización de la señal recibida. Por lo que, uno de los problemas más serios de este tipo de receptores es la dependencia de la sensibilidad del receptor con el estado de polarización de la señal de entrada.

Aunque esta es una desventaja de los receptores coherentes frente a los directos, en la Figura 2.3. se muestra el esquema de un receptor con diversidad de polarización que hace uso de esta dependencia para aumentar la tasa de transmisión. El esquema se basa en divisores de polarización PBS que separan la señal en dos componentes de polarización ortogonales de entrada a cada downconverter IQ. La multiplexación en polarización de la información presenta la ventaja de permitir duplicar la capacidad del canal, siempre que el receptor pueda realizar la demultiplexación correctamente.

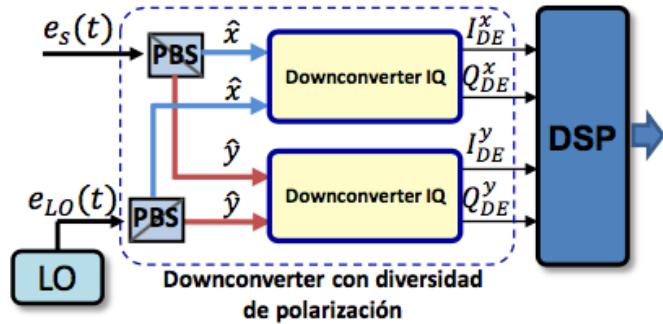


Figura 2. 3. Recetor coherente digital con red de diversidad de polarización con dos divisores de polarización PBS. [1]

2.2. Funcionamiento del downconverter IQ basado en híbridos de 90° y 120°

Tras describir en la sección anterior los conceptos básicos del funcionamiento de la detección coherente, en este apartado se muestra el esquema del downconverter convencional basado en la recepción con diversidad de polarización haciendo uso de un híbrido de 90° o 120° y detección balanceada o diferencial. Además se exponen las principales diferencias entre ellos.

2.2.1. Downconverter IQ con híbrido de 90°

El esquema del downconverter IQ basado en un híbrido de 90° 2x4 es el mostrado en la Figura 2.4. Este acoplador está formado por la unión de dos acopladores 2x2 como los expuestos en el apartado 2.1.

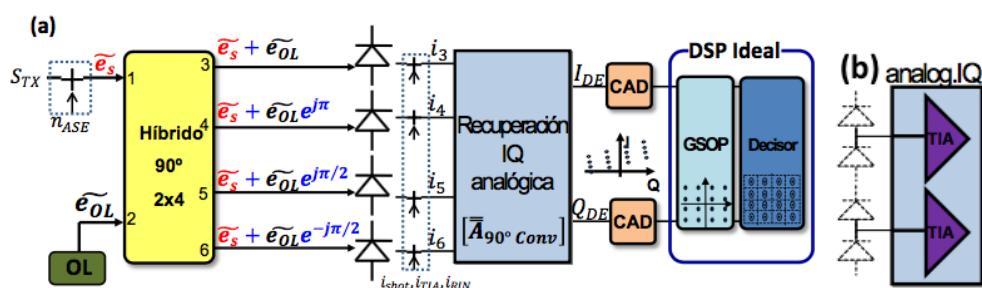


Figura 2. 4. (a) Downconverter IQ con híbrido de 90°, (b) recuperación balanceada. [1]

En primer lugar, los campos eléctricos escalares incidentes de señal de entrada y OL se representan de la misma forma que Ec.2.1., suponiendo ahora que presentan una misma polarización ($\hat{e}_S = \hat{e}_{OL}$) y una misma frecuencia (recepción homodina).

$$e_S(t) = \operatorname{Re}\{\tilde{e}_S e^{j\omega_0 t} \cdot \hat{e}_S\}$$

(Ec. 2.8)

$$e_{OL}(t) = \operatorname{Re}\{\tilde{e}_{OL} e^{j\omega_0 t} \cdot \hat{e}_{OL}\}$$

El siguiente elemento presente en el downconverter es el híbrido de 90° , como ya se ha nombrado anteriormente, éste es un elemento clave para la detección coherente. La función del híbrido es producir la interferencia entre la señal y el oscilador local y proporcionar unos desfases relativos, entre las entradas y salidas, múltiplos de 90° . Puede ser caracterizado por sus parámetros de Scattering ideales, siendo

$$\bar{\bar{S}}_{90^\circ ideal} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & e^{j0} \\ 1 & e^{j\pi} \\ 1 & e^{j\pi/2} \\ 1 & e^{j3\pi/2} \end{bmatrix}$$

(Ec. 2.9)

Haciendo uso de estos parámetros, se obtienen cuatro salidas definidas como,

$$\begin{bmatrix} \tilde{e}_3 \\ \tilde{e}_4 \\ \tilde{e}_5 \\ \tilde{e}_6 \end{bmatrix} = \bar{\bar{S}}_{90^\circ ideal} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{e}_S \\ \tilde{e}_{OL} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \\ S_{31} & S_{32} \\ S_{41} & S_{42} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{e}_S \\ \tilde{e}_{OL} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{e}_S \\ \tilde{e}_{OL} \end{bmatrix}$$

(Ec. 2.10)

De manera, que las photocorrientes a la salida de los fotodiodos, que presentan una responsividad R_i , se pueden describir como,

$$i_i = R_i |\tilde{e}_i|^2 = R_i |S_{i1}\tilde{e}_S + S_{i2}\tilde{e}_{OL}|^2; \text{ con } i = 3, 4, 5, 6$$

(Ec. 2.11)

Posteriormente, una red analógica resta las photocorrientes dos a dos, existiendo dos posibles formas de implementarlo, la primera consiste en una recuperación diferencial, o recuperación balanceada. En este proyecto se ha hecho uso de la segunda opción, mostrada en la Figura 2.4. (b). De este modo,

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{90^\circ conv} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} = \bar{\bar{A}}_{90^\circ conv} \cdot \bar{i}$$

(Ec. 2.12)

De forma general, las componentes IQ se pueden expresar de la siguiente manera,

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{90^\circ conv} = \begin{bmatrix} i_3 - i_4 \\ i_5 - i_6 \end{bmatrix} = P_{OL} \begin{bmatrix} \alpha_I \\ \alpha_Q \end{bmatrix} + 2\sqrt{P_{OL}P_S} \begin{bmatrix} u_I & u_Q \\ v_I & v_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} + P_S \begin{bmatrix} \gamma_I \\ \gamma_Q \end{bmatrix} (I^2 + Q^2) \quad (\text{Ec. 2.13})$$

Los términos antes presentados se pueden describir en función de los parámetros de los fotodiodos y el híbrido a 90° . Siendo un desplazamiento en continua (α_I, α_Q), una transformación de los ejes de referencia (u, v) y una distorsión no lineal (γ_I, γ_Q). Estos parámetros quedan definidos a partir de los parámetros de Scattering y las responsividades como se muestra en la Tabla 2.1.

Componente continua	Coeficiente distorsión no lineal	Transformación IQ ($u = u_I + ju_Q$, $v = v_I + jv_Q$)
$\alpha_I = R_3 S_{32} ^2 - R_4 S_{42} ^2$	$\gamma_I = R_3 S_{31} ^2 - R_4 S_{41} ^2$	$u = R_3S_{32}S_{31}^* - R_4S_{42}S_{41}^*$
$\alpha_Q = R_5 S_{52} ^2 - R_6 S_{62} ^2$	$\gamma_Q = R_5 S_{51} ^2 - R_6 S_{61} ^2$	$v = R_5S_{52}S_{51}^* - R_6S_{62}S_{61}^*$

Tabla 2. 1. Parámetros que caracterizan al downconverter con híbrido 90° .

2.2.2. Downconverter IQ con híbrido de 120°

Hasta ahora, la detección coherente clásica hacía uso de híbridos ópticos de 90° para combinar la señal de entrada con la del oscilador local y así detectar la amplitud y fase de la señal. Sin embargo, ante la inevitable distorsión no lineal que se produce en la recepción de modulaciones de orden superior M-QAM en un downconverter convencional, se propone una nueva alternativa que consiste en el uso de un híbrido de 120° . En comparación con el híbrido de 90° , los híbridos de 120° presentan una serie de ventajas,

- i. Menor coste. La detección basada en estructuras de fotodetección o amplificación utilizada en los híbridos de 120° frente a la detección balanceada en los híbridos de 90° supone un menor coste, esto se debe a varios factores como son el uso de tres fotodetectores en el primer caso, frente a los cuatro usados en el segundo, y se necesitan menos conexiones entre los dominios óptico-eléctrico.
- ii. La habilidad de mitigar las imperfecciones del receptor en los conversores analógico-digitales y a través del procesado digital posterior. En los híbridos de 90° que hacen uso de una detección balanceada, la conversión de campo eléctrico a componentes IQ la controla el dispositivo. Es decir, no hay matriz de calibración, sino que la fija el propio dispositivo. Sin embargo, en el caso de 120° la matriz no está fijada, sino que se calibra y adapta a los posibles desbalanceos.

- iii. Presenta mayor ancho de banda óptico y una mayor tolerancia de fabricación [1].
- iv. Permite recepción ‘colorless’. En la recepción ‘colorless’ si la longitud de onda cambia, la matriz de parámetros Scattering también lo hace. En el caso del híbrido de 120° las componentes IQ se obtienen a través de la matriz de calibración A (proceso digital) por lo que es más fácil el procesado y corrección de posibles errores.

El esquema de un downconverter IQ basado en un híbrido de 120° se presenta en la Figura 2.5.

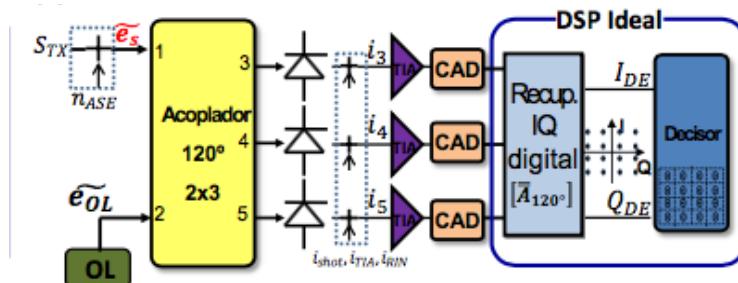


Figura 2.5. Downconverter IQ con híbrido de 120° . [1]

De manera similar al caso anterior, que hacía uso del híbrido de 90° , para el caso basado en un híbrido de 120° , la señal de entrada y la señal de OL definidas como Ec.2.1. , se combinan en un acoplador con una matriz de parámetros de Scattering definidos entre los puertos de entrada y salida. La matriz ideal se define de la siguiente forma,

$$\bar{\bar{S}}_{120^\circ ideal} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \\ S_{31} & S_{32} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j \cdot 120^\circ} \\ 1 & 1 \\ 1 & e^{-j \cdot 120^\circ} \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 2.14})$$

Obteniendo a la salida de los fotodiodos, unas photocorrientes definidas como,

$$i_i = R_i |S_{i1}\tilde{e}_S + S_{i2}\tilde{e}_{OL}|^2; \text{ con } i = 3, 4, 5 \quad (\text{Ec. 2.15})$$

De manera análoga al híbrido de 90° , las photocorrientes quedan definidas de la siguiente manera,

$$\begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} = P_{OL} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix} + P_S \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \end{bmatrix} (I^2 + Q^2) + \sqrt{P_{OL}P_S} \begin{bmatrix} u_{1I} & u_{1Q} \\ u_{2I} & u_{2Q} \\ u_{3I} & u_{3Q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 2.16})$$

Siendo α_i un desplazamiento en continua, γ_i la detección directa de la potencia de señal y u_{iI}, u_{iQ} una combinación lineal de las componentes IQ de señal. Todo esto se recoge en la Tabla 2.2.

Componente continua	Coeficiente de detección directa	Transformación IQ
$\alpha_i = R_i S_{i2} ^2$	$\gamma_i = R_i S_{i1} ^2$	$u_{iI} + j u_{iQ} = 2R_i S_{i2} S_{i1}^*$

Tabla 2.2. Parámetros que caracterizan al downconverter con híbrido 120°.

Las componentes IQ de la señal demodulada podrán obtenerse a partir del producto de una matriz de calibración A y las photocorrientes detectadas,

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{120^\circ} = \bar{A}_{120^\circ} \cdot \bar{i} = \begin{bmatrix} A_{I3} & A_{I4} & A_{I5} \\ A_{Q3} & A_{Q4} & A_{Q5} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 2.17})$$

Para el caso ideal, la matriz de calibración A presenta los siguientes coeficientes,

$$\bar{A}_{ideal\ 120^\circ} = \begin{bmatrix} -1/2 & 1 & -1/2 \\ \sqrt{3}/2 & 0 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

Se hace uso de esta matriz en el caso de no producirse desbalanceos IQ, ya que, al no haber proceso de calibración la obtención de las componentes IQ a partir de ella no compensa las distorsiones.

En general los coeficientes de la matriz A de calibración se determinan resolviendo el sistema anterior Ec.2.16. a partir de tres símbolos transmitidos conocidos. El procedimiento utilizado se detalla a continuación y es aplicable tanto en el dominio digital como analógico [27], [28].

Partiendo de la expresión antes definida, Ec.2.17., el objetivo es resolver las tres incógnitas propuestas en el sistema de la ecuación Ec.2.16., $I, Q, I^2 + Q^2$. Para ello, se aplica al receptor tres símbolos complejos de calibración conocidos y distintos entre sí, $\Gamma_{n\ cal}$,

$$\Gamma_{n\ cal}(k) = I_{cal}(k) + j Q_{cal}(k); k = 1, 2, 3 \quad (\text{Ec. 2.18})$$

Siendo $i_i(k)$ las photocorrientes de salida obtenidas para cada uno de estos símbolos, se plantea el siguiente sistema de ecuaciones lineales,

$$\begin{bmatrix} i_3(1) & i_4(1) & i_5(1) \\ i_3(2) & i_4(2) & i_5(2) \\ i_3(3) & i_4(3) & i_5(3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{I3} + j A_{Q3} \\ A_{I4} + j A_{Q4} \\ A_{I5} + j A_{Q5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{n\ cal}(1) \\ \Gamma_{n\ cal}(2) \\ \Gamma_{n\ cal}(3) \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 2.19})$$

La corrección de la componente en continua del símbolo demodulado, primera columna Tabla 2.2. no aparece, ya que, se asume que es eliminada por condensadores de desacoplo o por la propia amplificación eléctrica.

Capítulo 3. ALGORITMOS DE PROCESADO DIGITAL DE SEÑAL

Como ya se ha mencionado anteriormente, la detección coherente ha causado una revolución en el diseño de los sistemas de transmisión óptica. Gracias a una combinación de la detección coherente, modulaciones más eficientes espectralmente y algoritmos de procesado digital de señal, se ofrece una mejor funcionalidad comparada con otras técnicas anteriores.

En este capítulo se definen los algoritmos de procesado digital de señal (DSP) que han sido implementados y utilizados en simulación, y más tarde en la verificación experimental. Se tratarán los algoritmos que permiten la corrección de imperfecciones en la conversión de óptico a eléctrico, incluyendo los desbalanceos en IQ, también aquellos que corren la diferencia de frecuencia y fase entre la señal transmitida y el oscilador local, y algoritmos de corrección de la dispersión en la fibra. Hay que destacar que los algoritmos implementados actúan sobre las componentes IQ. Lo que los hace independientes del tipo de híbrido utilizado, siendo igual de válidos para el caso del híbrido de 90° como el de 120° .

Para el downconverter convencional, el bloque de conversión analógica-digital (ADC) es la entrada al procesado digital de la señal (DSP), tal y como muestra la Figura 3.1. La velocidad de muestreo se debe fijar a más del doble de la tasa de símbolo, cumpliendo así el criterio de Nyquist. La salida del bloque de recepción, formado por el downconverter y los conversores ADC, son las componentes IQ discretas, siendo dos (I_{DE} , Q_{DE}) o cuatro (I_{DE}^X , Q_{DE}^X , I_{DE}^Y y Q_{DE}^Y) dependiendo de si el receptor tiene diversidad de polarización. En la Figura 3.2. se muestran los bloques implementados así como el orden de aplicación de los mismos.

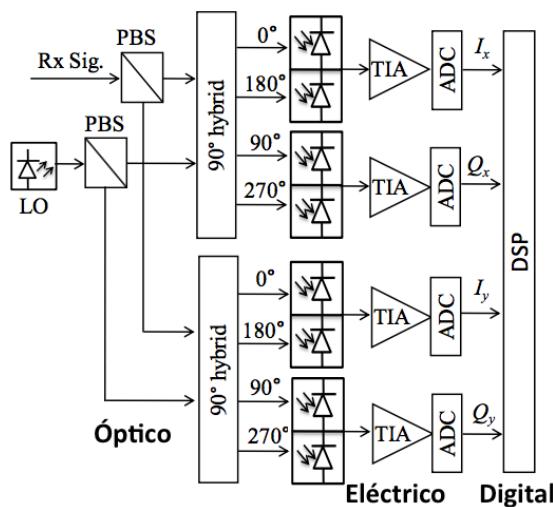


Figura 3.1. Receptor coherente con algoritmos DSP. [6]



Figura 3. 2. Orden de aplicación algoritmos DSP.

3.1. Implementación de algoritmos de corrección de desbalanceos en IQ

En el híbrido de 90° se pueden introducir desbalanceos en fase y amplitud, debidos a operar lejos de la frecuencia de diseño o por errores de fabricación. Estos desbalanceos provocan que la matriz de Scattering del híbrido deje de ser la ideal, presentada Ec. 2.9., y presentar un escalado distinto (A_1, A_2) y un desfase adicional (ϕ_{PE}) entre sus puertos.

$$\bar{S}_{90^\circ} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ A_1 & -A_1 \\ 1 & j e^{j\phi_{PE}} \\ A_2 & -j A_2 e^{j\phi_{PE}} \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.1})$$

Estos desbalanceos en fase y amplitud del híbrido, sumados a la diferencia de responsividad entre los fotodiodos balanceados, ocasionan pérdidas de ortogonalidad entre las componentes IQ obtenidas, como se muestra en la Figura 3.3. Para combatir los efectos de estos desbalanceos se propone la implementación de algoritmos de ortonormalización como el de Gram-Schmidt o Löwdin [3]. El primero de ellos crea dos vectores ortogonales entre sí, tomando uno de ellos como referencia y construyendo uno nuevo a partir de éste.

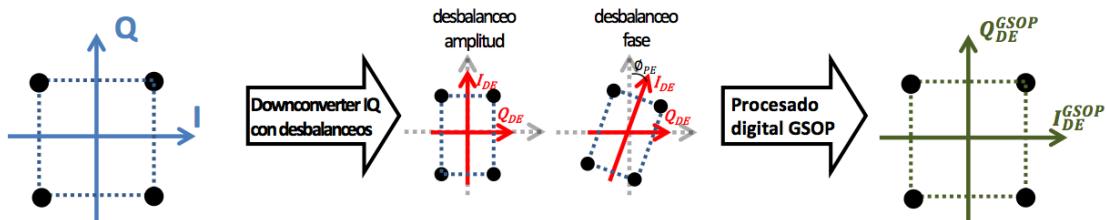


Figura 3. 3. Corrección que realiza el algoritmo GSOP sobre desbalanceos en IQ. [1]

Para mitigar los efectos de esta no ortogonalidad, se ha hecho uso del algoritmo antes nombrado, la ortogonalización de Gram-Schmidt (GSOP), a partir del cual se obtienen dos vectores para las componentes I,Q ortogonales entre sí. Siendo (I, Q) las componentes recibidas a la entrada del bloque DSP, las nuevas componentes (I_{DE}, Q_{DE}) se obtienen de la siguiente manera,

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{\langle I, Q \rangle}{\|I\|^2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.2})$$

Donde $\langle I, Q \rangle$ es el producto escalar.

De manera similar a lo que ocurre en el caso del híbrido de 90° , en la matriz de Scattering del híbrido de 120° también aparecen desbalanceos de amplitud (A_1, A_2) y fase (ϕ_{PE1}, ϕ_{PE2}) que modificarán las componentes IQ demoduladas.

$$\bar{S}_{120^\circ} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} A_1 & A_1 e^{j \cdot 120^\circ} e^{j\phi_{PE1}} \\ 1 & 1 \\ A_2 & A_2 e^{-j \cdot 120^\circ} e^{j\phi_{PE2}} \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.3})$$

Para este tipo de conversor, el algoritmo antes detallado, Gram-Schmidt, es perfectamente válido. Sin embargo, la propia conversión de las corrientes i_3, i_4 e i_5 en las componentes de fase y cuadratura (I,Q) a través de la matriz de calibración A, evita la necesidad de utilizar este algoritmo digital para compensar los desbalanceos ocurridos en el receptor.

Este proceso de calibración de la matriz A, que se ha detallado en el apartado 2.3.2. proporciona los coeficientes de dicha matriz. Para ello, el algoritmo requiere tres símbolos de transmisión conocidos así como las corrientes detectadas tras los fotodiodos i_3, i_4 e i_5 , correspondientes a los mismos. Una vez que los coeficientes de la matriz han sido obtenidos, se lleva a cabo la resolución de las componentes IQ sin distorsión de cualquier símbolo de entrada.

Para una transmisión estable y con unos desbalanceos de amplitud y fase en el downconverter y en el transmisor determinados, la matriz A es capaz de corregirlos. Sin embargo, si durante la comunicación se producen nuevos desbalanceos dicha matriz ya no es capaz de mitigarlos, sino que es necesario calcular los coeficientes de nuevo. Otra alternativa a la recalibración es el uso del algoritmo de ortogonalización GSOP, de manera que en el esquema de simulación y experimental se ha hecho uso tanto de la matriz de calibración A como del algoritmo GSOP para evitar el problema anterior.

3.2. Implementación de algoritmos de corrección de la dispersión cromática

En sistemas de comunicaciones ópticas de largas distancias y alta tasa de transmisión, la dispersión cromática (CD) y la dispersión debida a la polarización (PMD) limitan su correcto funcionamiento. Esto se debe a que la velocidad de grupo de la señal que se propaga es dependiente con la frecuencia y los pulsos ópticos se ensanchan en el tiempo. En la detección coherente con constelaciones más eficientes y ADCs más rápidos, el procesado digital toma un papel importante en la compensación de la dispersión cromática (CD).

A diferencia de la dispersión de polarización, que varía dinámicamente en una escala de tiempo de milisegundos, la dispersión cromática se mantiene constante, por lo que ésta se puede equalizar digitalmente si se conoce la función de respuesta en frecuencia de la fibra utilizada para la propagación. Es posible modelar la respuesta en frecuencia del canal [8], siendo,

$$C(\omega) = e^{-jK(\omega T)^2} \text{ con } K = \frac{D\lambda^2 L}{4\pi c T^2} \quad (\text{Ec. 3.4})$$

Donde D , λ , L y c , son la dispersión de la fibra, la longitud de onda, la distancia de propagación y la velocidad de la luz respectivamente. Por tanto, la CD puede ser compensada diseñando el filtro H_{Des} a la frecuencia deseada.

$$H_{CD}(\omega) = \frac{1}{C(\omega)} = e^{jK(\omega T)^2} \quad (\text{Ec. 3.5})$$

Y así, la señal se debe filtrar temporalmente por la correspondiente respuesta al impulso obtenida de su transformada inversa de Fourier,

$$h_{CD}(t) = \sqrt{\frac{jc}{LD\lambda_0^2}} \exp\left\{-j\frac{\pi c}{LD\lambda_0^2} t^2\right\} \quad (\text{Ec. 3.6})$$

Esta respuesta al impulso es de duración infinita y no causal, por lo que se debe truncar antes de proceder a muestrear la respuesta temporal para evitar aliasing y obtener la respuesta al impulso del filtro FIR digital. Para ello, se considera una ventana rectangular, haciendo uso del criterio de Nyquist, $T_m = \frac{T_s}{2}$ y se obtiene el filtro FIR $h_{CD}[k]$ de longitud N_{CD} .

$$h_{CD}[k] = h_{CD}\left(\left(k - \frac{N_{CD}-1}{2}\right) \cdot T_m\right); k \in [0, N_{CD}-1] \quad (\text{Ec. 3.7})$$

Siendo el número de coeficientes complejos, N_{CD} , calculado como,

$$N_{CD} = 2 \left\lceil \frac{2\lambda_0^2}{c} L |D| R_s^2 \right\rceil + 1 \quad (\text{Ec. 3.8})$$

Donde $\lceil \cdot \rceil$ define un redondeo al entero más próximo hacia menos infinito para asegurar un número entero de coeficientes.

En la Figura 3.4. se muestra la función del algoritmo de compensación de dispersión cromática sobre una modulación QPSK previa a la corrección de frecuencia y fase que se detallan a continuación.

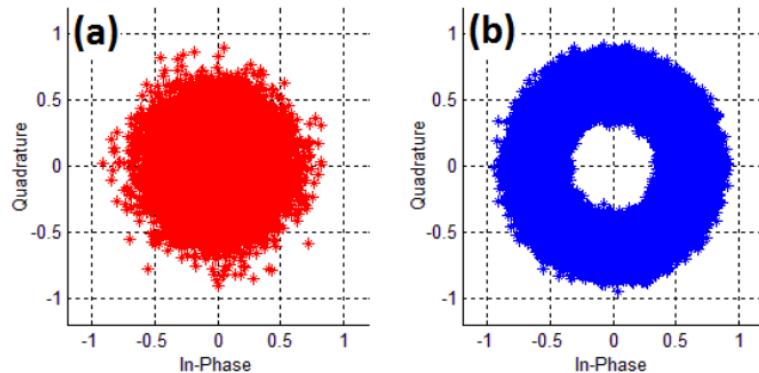


Figura 3.4. Constelación modulación QPSK (a) antes, (b) después de aplicar algoritmo CD. [2]

3.3. Implementación de algoritmos de corrección de frecuencia

El objetivo de este algoritmo es la estimación de la diferencia de fase entre dos símbolos consecutivos debido al offset de frecuencia entre la señal de datos y la del oscilador local en una recepción homodina. El efecto de dicha desviación de frecuencia junto con un Linewidth en los láseres distinto a cero, ocasiona una distorsión en la constelación de rotación a lo largo del tiempo como se muestra en la Figura 3.5. Hay que destacar que los algoritmos tanto de corrección de frecuencia como de fase sólo son válidos para aquellas modulaciones en las cuales todos los símbolos presentan igual energía, como las M-PSK.

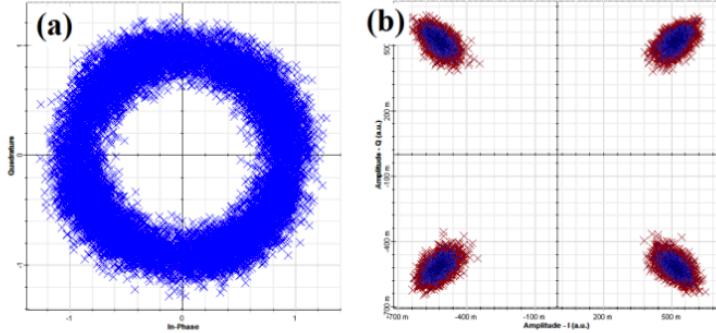


Figura 3.5. Constelación para una modulación QPSK en el receptor (a) antes, (b) después de aplicar los algoritmos de corrección de fase y frecuencia de portadora. [2]

El k-ésimo símbolo recibido en un sistema coherente con modulación M-PSK, se puede definir como

$$\Gamma_k = A \exp \left\{ j \left(\frac{2\pi}{M} d_k + 2k\pi f_c T_s + \varphi_k \right) \right\} + n_k \quad (\text{Ec. 3.9})$$

Siendo A la amplitud de la muestra recibida, d_k el símbolo M-PSK transmitido. Puede aparecer una fase variante con el tiempo y que se puede separar en dos términos, el primero, f_c , es la desviación de entre la señal de entrada y OL, y el segundo, φ_k , representa el error de fase. Si el error de fase es dominante, y por tanto, la desviación de frecuencia es pequeña el algoritmo de corrección de fase, después definido, permite la corrección de ambas componentes, ya que es capaz de seguir la fase durante el proceso de corrección. Sin embargo, cuando la componente de frecuencia se hace mayor, un segundo bloque adicional al posteriormente comentado se hace necesario. Así pues, para estos casos, se define el algoritmo de corrección de frecuencia de la siguiente manera [17].

Partiendo de la Ec.3.9., para una modulación M-PSK, la M-ésima potencia de la señal multiplicada por su conjugada retrasada una muestra y elevada a la M-ésima potencia también, proporciona la Ec. 3.10., para la ilustración del principio se ha prescindido del término de ruido así como la diferencia de fase de portadora entre muestras adyacentes.

$$\Gamma_k^M (\Gamma_{k-1}^M)^* = |A|^{2M} \exp \{j2\pi M f_c T_s\} \quad (\text{Ec. 3.10})$$

La desviación de frecuencia puede calcularse como,

$$\hat{f}_c = \frac{1}{2\pi M T_s} \arg \left\{ \sum_{k=1}^{N-1} \Gamma_k^M (\Gamma_{k-1}^M)^* \right\} \quad (\text{Ec. 3.11})$$

Con N el número de muestras utilizadas para la estimación.

En este proyecto se ha realizado además una modificación el algoritmo antes definido. Se ha implementado el algoritmo de forma adaptativa, es decir, en vez de calcular una frecuencia única que se aplica a toda la señal, el algoritmo obtiene la frecuencia por bloques de tamaño N_{EF} muestras. Esta mejora permite la corrección de oscilaciones de frecuencia dentro de una misma transmisión, lo cual mejora las prestaciones del sistema.

De esta forma, la obtención de la frecuencia queda de la siguiente manera definida,

$$\hat{f}_c[k] = \frac{1}{2\pi M T_s} \arg \left(\sum_{n=-\frac{N_{EF}-1}{2}}^{\frac{N_{EF}-1}{2}} \Gamma_{k-n}^M (\Gamma_{k-n-1}^M)^* \right) \quad (\text{Ec. 3.12})$$

Como se ha detallado antes, se calcula la desviación de fase para cada muestra de la señal recibida.

3.4. Implementación de algoritmos de corrección fase

Como se ha adelantado anteriormente, la desviación en fase y frecuencia entre la señal de entrada y el oscilador local, provoca una distorsión en la constelación recibida como la mostrada en la Figura 3.5. Con el objetivo de estimar la fase residual de la portadora, se recurre a los algoritmos ‘feedforward’. En este caso, se ha implementado el algoritmo ‘feedforward’ de Viterbi-Viterbi, el cual se basa en eliminar la información codificada en la fase de cada símbolo al elevarlo a la M -ésima potencia.

Para estimar la fase de cada componente se realiza un promedio de los símbolos colindantes con una ventana móvil de longitud N_{EF} .

$$\hat{\phi}[n] = \frac{1}{M} \arg \left[\sum_{n=-\frac{N_{EF}-1}{2}}^{\frac{N_{EF}-1}{2}} (\Gamma_k)^M \right] \quad (\text{Ec. 3.13})$$

Por tanto, una vez obtenida la fase $\hat{\phi}[n]$, se aplica la corrección a los símbolos, obteniendo el símbolo corregido, $\Gamma_{corregido}$, como,

$$\Gamma_{corregido}[n] = \Gamma_k[n] e^{-j\hat{\phi}[n]} \quad (\text{Ec. 3.14})$$

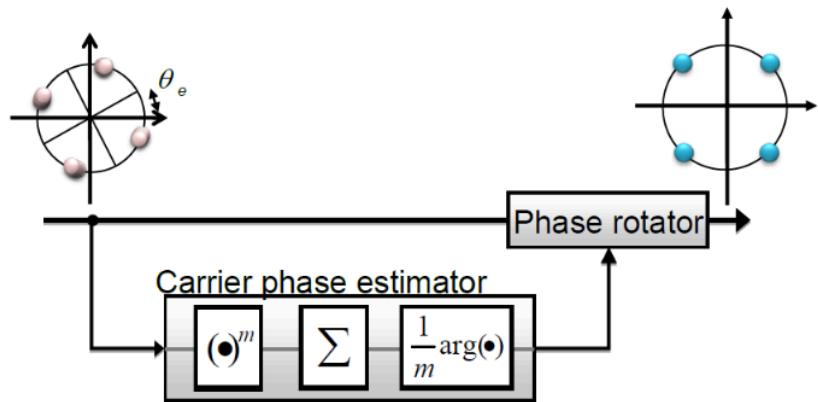


Figura 3. 6. Algoritmo de compensación de la desviación de fase. [2]

Además se debe tener en cuenta que, por ejemplo para una modulación MQPSK, la fase estimada tiene un rango comprendido entre $[0 \leq \hat{\phi}[n] \leq \frac{2\pi}{M}]$, debido a que el argumento está implementado con la función arco tangente. Esto puede producir una ambigüedad de cuadrante y para solucionarlo se debe hacer un seguimiento de la evolución $\hat{\phi}[n]$ y corregir los saltos de fase mediante un ‘phase unwrapping’ en el cálculo.

Capítulo 4. SIMULACIÓN

En este capítulo se verifican los algoritmos implementados en simulación a través de VPItransmissionMaker y Mathworks Matlab®. En la Figura 4.1. se presenta el esquema general, posteriormente una breve explicación de los bloques implementados y por último la comprobación del correcto funcionamiento de los diferentes bloques de procesado digital de señal.

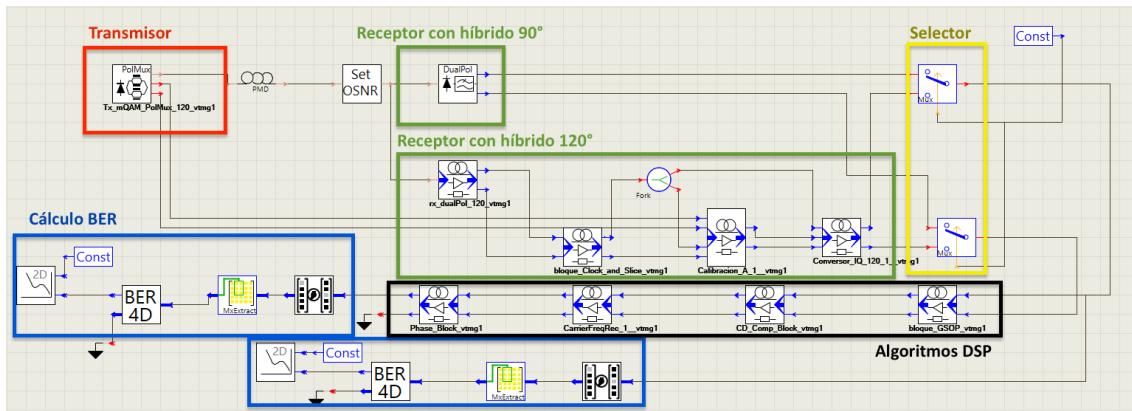


Figura 4. 1. Esquema recepción coherente implementado en la herramienta de simulación.

4.1. Bloques implementados

- **Tx_mQAM_PolMux_120**, Figura 4.2. Transmisor que realiza una modulación M-QAM con multiplexación en polarización. Los símbolos se han generado con una secuencia pseudoaleatoria (PRBS) de orden variable y a una tasa variable. Este bloque presenta tres salidas. La primera de ellas es la señal óptica transmitida, y la segunda y tercera son los símbolos transmitidos sin codificar de cada polarización, que posteriormente se utilizan para la calibración de la matriz A, ya que, es necesario saber que símbolos están siendo transmitidos.

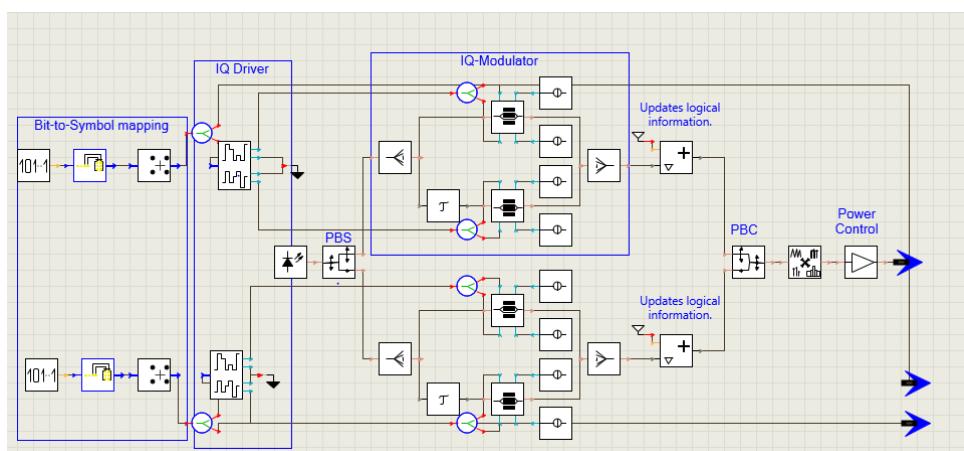


Figura 4. 2. Esquema simulación transmisor.

La señal del transmisor se envía a través de una fibra con dispersión por polarización del modo (PMD) y dispersión cromática (CD), posteriormente un bloque que fija el valor de OSNR. El esquema está pensado para poder simular tanto la recepción coherente basada en híbridos de 90° (receptor 1), como la basada en híbridos de 120° (receptor 2). Esta decisión se controla mediante una variable binaria [0,1] que permite comutar entre los dos receptores.

Para el caso de la simulación del híbrido de 120°,

- **rx_dualPol_120**, Figura 4.3. Receptor implementado, que internamente consta de un oscilador local, dos híbridos de 120° necesarios para ambas polarizaciones, los fotodiodos para la conversión óptico-eléctrica, condensadores para eliminar la parte de continua, filtrado y conversores ADC, fijados estos últimos a una tasa de muestreo de diez veces el valor de la tasa de símbolo fijado.

Este bloque tiene como entrada la señal óptica recibida. Proporciona dos salidas, en primer lugar, las photocurrents obtenidas a partir de la combinación de la señal de entrada de datos con la de un OL que atraviesa todo el proceso de recepción coherente, y en segundo lugar, el valor de SamplingRate que posteriormente es utilizado como dato en algún algoritmo de corrección.

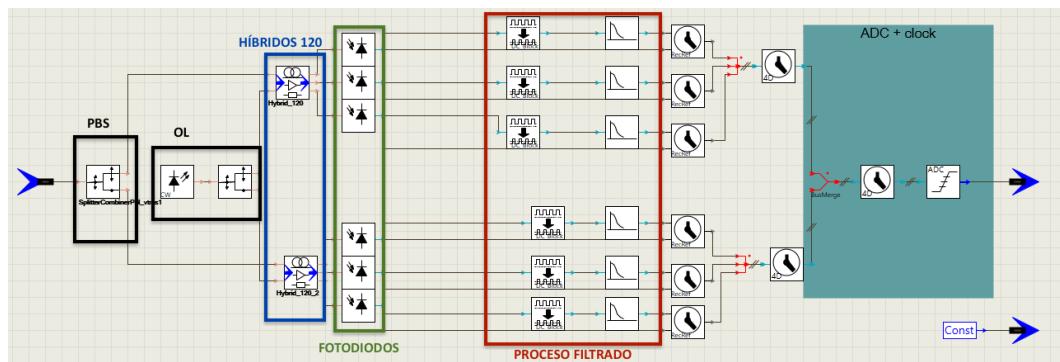


Figura 4.3. Esquema simulación recepción.

- **bloque_Clock_&_Slice**. Implementa el filtro adaptado y el muestreador proporcionando una muestra por símbolo a su salida. La ventaja que se consigue implementando este bloque antes de los algoritmos es disminuir la carga de cómputo, ya que, los algoritmos se llevan a cabo con una tasa de 1 Muestra/símbolo, de otra manera sería N_{ss} Muestras/símbolo, siendo $N_{ss} = \frac{\text{SamplingRate}}{\text{BaudRate}}$. Sin embargo, presenta una desventaja, ya que con una muestra/símbolo se pierde información y las prestaciones del sistema se pueden ver afectadas.
- Como entradas tiene las photocurrents obtenidas en el receptor del paso previo y el parámetro SamplingRate. Y a su salida proporciona las photocurrents con una muestra/símbolo y el parámetro SamplingRate.

- **Calibracion_A.** Implementa el algoritmo de calibración de A definido en el apartado 2.2.2. Para llevar a cabo el algoritmo es necesario tener tres símbolos conocidos en transmisión, que corresponden a la primera y segunda entrada, símbolos para la polarización x e y respectivamente, y las photocorrientes obtenidas en recepción, tercera entrada. Por último también se introduce como parámetro el valor de SamplingRate. A su salida proporciona la matriz de calibración A para que sea utilizada en el próximo bloque de obtención de las componentes IQ.
- **Conversor_IQ.** Proporciona las componentes IQ de la señal. El bloque permite la utilización de la matriz de calibración A calculada o de la matriz A ideal. Tiene como entrada las photocorrientes obtenidas en el receptor coherente y la matriz de calibración A obtenida en el bloque anterior. Y a su salida proporciona las componentes IQ de la señal y SamplingRate.

Una vez obtenidas las componentes IQ de la señal con posibles desbalanceos u otros efectos no deseados se aplica en simulación los bloques DSP, todos ellos tienen como entrada las componentes IQ que van siendo corregidas, y el SamplingRate utilizado. Los bloques DSP en VPI tienen vinculados los códigos implementados en Matlab, de manera que se produce una comunicación VPI-Matlab para el procesado, esta co-simulación se detalla en el Anexo A.

- **bloque_GSOP.** Tiene asociado el código implementado del algoritmo de Gram-Schmidt definido en el apartado 3.1.
- **CD_Comp_Block.** Implementa la compensación de la dispersión cromática definido en el apartado 3.2. Es necesario proporcionarle como parámetros la longitud del tramo de fibra utilizado, el valor de la dispersión cromática de la misma, el BaudRate, y la frecuencia de láser.
- **CarrierFreqRec.** Tiene vinculado el código de compensación de la desviación de la frecuencia de portadora definido en el apartado 3.3.
- **Phase_Block.** Implementa la compensación de la desviación de fase presente entre la señal y el OL, el algoritmo está definido en el apartado 3.4.

Los resultados se obtienen a través de dos gráficas 2D que muestran las constelaciones antes de la aplicación de los algoritmos DSP y con todas las correcciones realizadas. Además la herramienta de simulación permite una estimación del BER a partir de dichas constelaciones.

4.2. Comprobación algoritmos DSP

Una vez implementados los algoritmos DSP y diseñado el esquema en simulación, se comprueba de manera simulada las prestaciones de los mismos. Para ello, los valores utilizados en simulación se muestran en la Tabla 4.1.,

Parámetro	Valor
Polarización	Resultados para PolX
PRBS	7
Longitud de onda (λ)	1550 nm
BaudRate	28 Gbaudios
Modulación	QPSK
Tasa ADC	10*BaudRate
OSNR	50 dB

Tabla 4. 1. Valores parámetros utilizados en simulación

Anteriormente, en el capítulo 3, se han definido algunos de los problemas que afectan a la recepción coherente y se han definido posibles algoritmos que compensan dichos efectos no deseados. En este capítulo se ha realizado un trabajo posterior de simulación que permite comprobar la validez de los mismos.

4.2.1 Comprobación algoritmo GSOP

Como ya se ha mencionado, en el proceso de obtención de las componentes I,Q pueden aparecer desbalanceos de amplitud y fase en el híbrido utilizado, por tanto, la conversión óptico-eléctrica mediante la matriz de Scattering no es ideal Ec.3.1. y Ec.3.3.

En el caso del híbrido de 90° se puede corregir mediante la aplicación del algoritmo GSOP y para el caso del de 120° es válido tanto el uso del algoritmo GSOP como la matriz de calibración A. La primera prueba es un desbalanceo en el modulo de los parámetros de Scattering del híbrido en recepción. Como se aprecia en la Figura 4.4. este desbalanceo hace que la constelación recibida no presente forma cuadrada, sino rectangular horizontal o vertical dependiendo de si es positivo o negativo el desbalanceo.

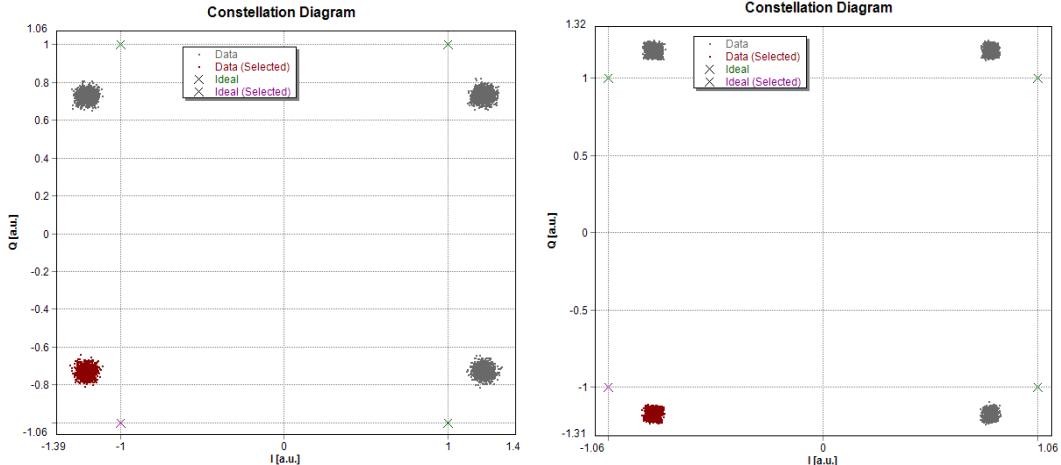


Figura 4.4. Desbalanceo de amplitud en híbrido 120° , (a) $A_1 = A_2 = 3\text{dB}$, (b) $A_1 = A_2 = -3\text{ dB}$

Otro desbalanceo que puede darse en el receptor es el de fase. Como se aprecia en la Figura 4.5. este desbalanceo provoca que la constelación recibida tenga forma de romboide, siendo más o menos acusado este efecto a medida que el desbalanceo es mayor o menor.

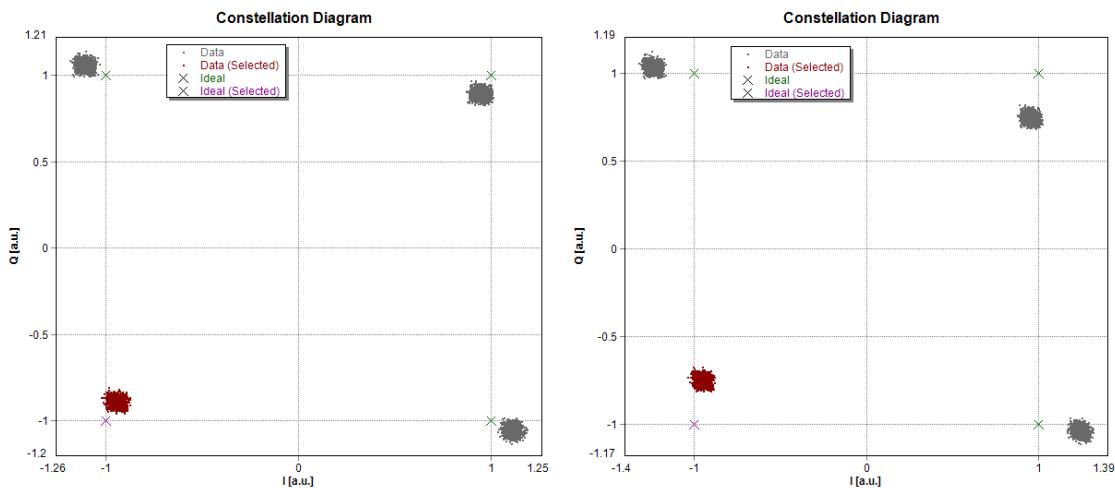


Figura 4.5. Desbalanceos de fase en híbrido 120° (a) Desbalanceo $\phi_{PE1} = \phi_{PE2} = 15^\circ$, (b) Desbalanceo $\phi_{PE1} = \phi_{PE2} = 30^\circ$.

Para el caso del híbrido de 90° la corrección se ha realizado a través del algoritmo de ortogonalización de Gram-Schmidt y para el caso del híbrido de 120° se ha hecho uso de la matriz de calibración A. En ambos casos los algoritmos consiguen mitigar los efectos de estos desbalanceos y la constelación final es corregida, siendo la mostrada en la Figura 4.6.

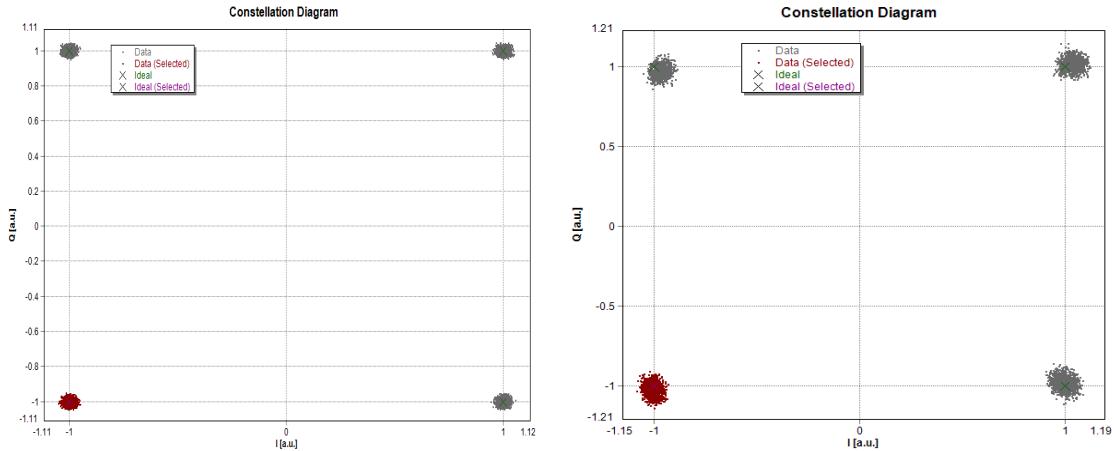


Figura 4.6. Corrección desbalanceos amplitud $A_1 = A_2 = 3$ dB, (a) receptor con híbrido de 90° aplicando GSOP, (b) receptor con híbrido de 120° aplicando calibración matriz A.

4.2.2 Comprobación algoritmo compensación CD

Para comprobar este algoritmo se han utilizado una fibra con un valor de dispersión de $16 \cdot 10^{-6}$ ps/nm·km y una longitud de 100 km.

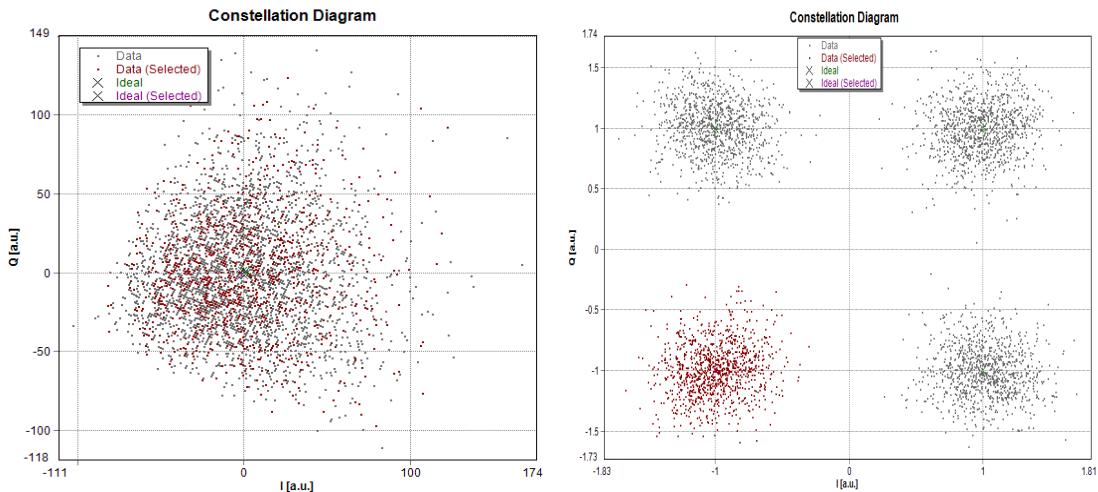


Figura 4.7. Constelación modulación QPSK con dispersión (a) antes, (b) después, algoritmo de corrección de CD.

En una transmisión donde todavía no se ha compensado la dispersión cromática, Figura 4.7 (a). En esta situación la constelación QPSK se convierte a su vez en una constelación gaussiana por el elevado ISI introducido por la CD. Después de la compensación CD, Figura 4.7 (b), el valor de ISI se reduce, pero no se elimina completamente debido a otros desalineamientos, este efecto hace que los símbolos recibidos no estén tan concentrados como en otros casos. [2]

4.2.3 Comprobación algoritmo corrección fase y frecuencia

El algoritmo de corrección de fase se puede comprobar en simulación introduciendo en el láser del transmisor y receptor un valor de Linewidth distinto de cero. Además, como ya se ha comentado anteriormente, al introducir un valor de Offset de la frecuencia del OL de recepción pequeño, el algoritmo de corrección de fase es capaz de corregirlo, sin embargo, cuando este valor comienza a ser más elevado es necesario el uso del algoritmo de corrección de frecuencia. Las pruebas que se han realizado se muestran en las siguientes figuras.

En la Figura 4.8 (a). se muestran las constelaciones antes y después de la corrección de fase para un Linewidth en transmisión de 1 MHz. En la Figura 4.8 (b) se han definido un Linewidth en transmisión de 1 MHz y, adicionalmente, un Linewidth en recepción de 1 MHz. En ambos casos sólo el algoritmo de corrección de fase está activo.

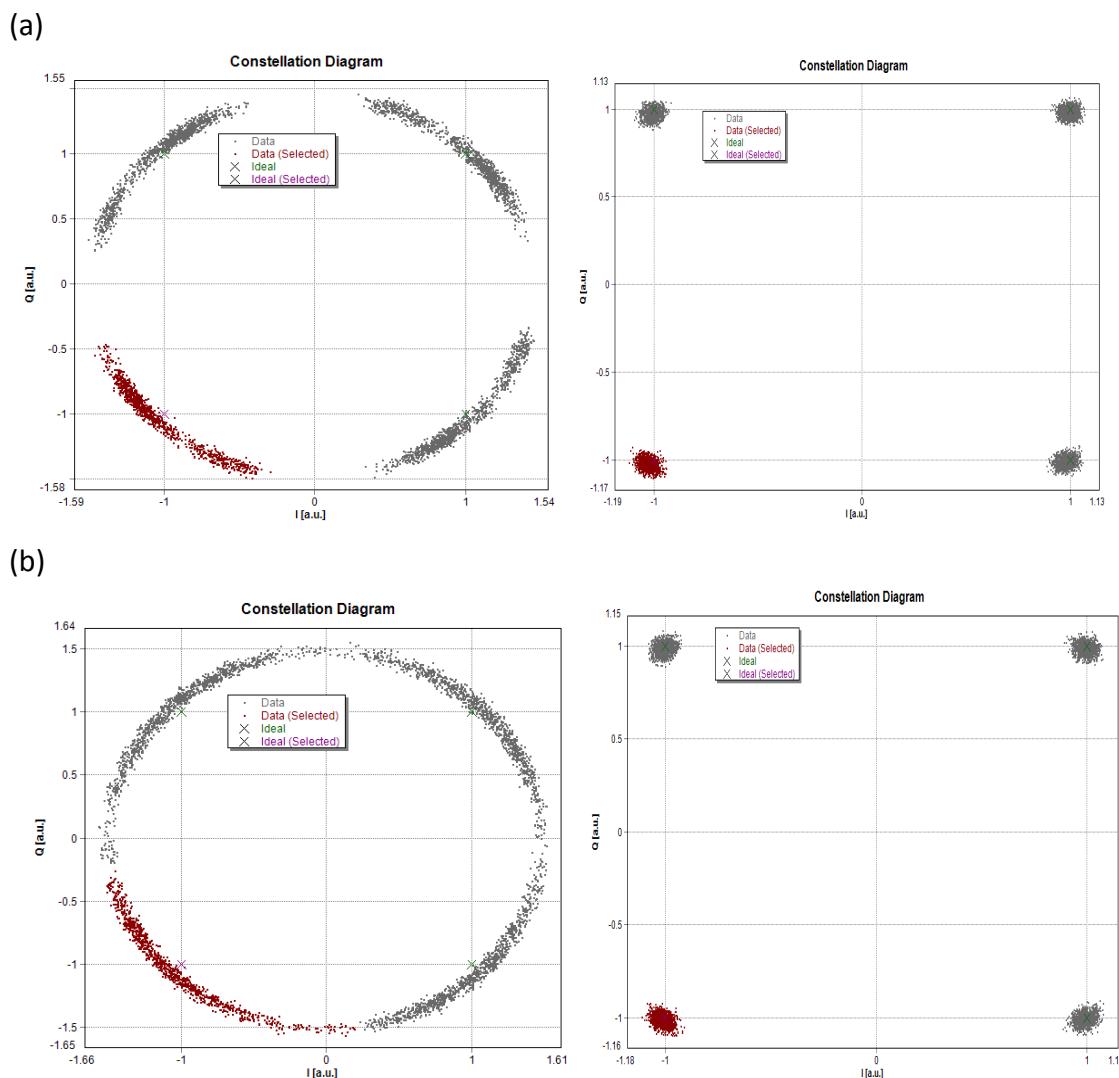


Figura 4.8. Constelación modulación QPSK antes y después de aplicar corrección de fase (a) Linewidth Tx de 1 MHz, (b) Linewidth Tx y Rx a 1 MHz

En la Figura 4.9. se muestran las constelaciones antes y después de la corrección de fase para un Linewidth en transmisión y recepción de 1 MHz, y además, un offset de frecuencia en el OL de 1 KHz. Sólo el algoritmo de corrección de fase está activo. Se observa que para pequeños valores de offset el algoritmo de fase es capaz de compensarlo.

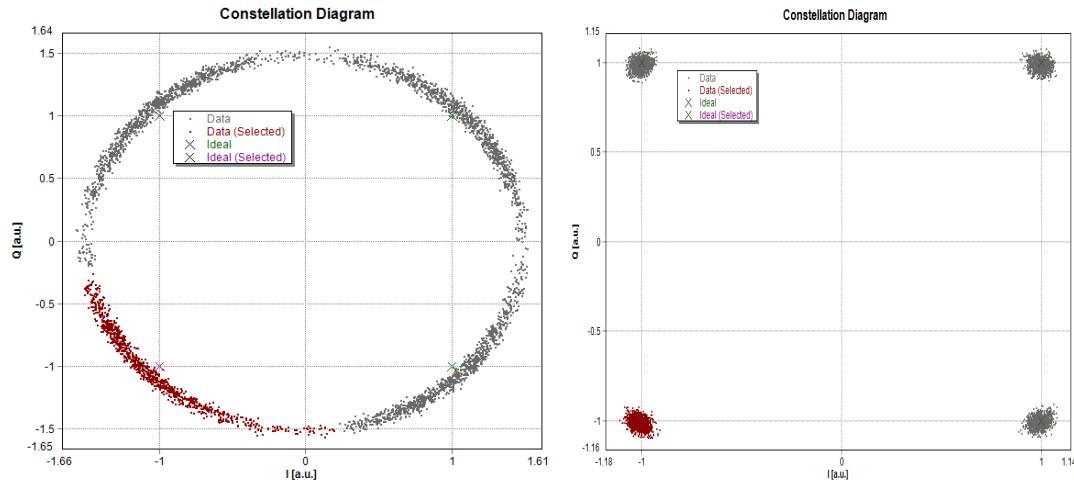


Figura 4. 9. Contelación modulación QPSK con Linewidth Tx , Rx y LO_Offset (a) antes, (b) después, algoritmo de corrección de fase.

En la Figura 4.10. se muestran las constelaciones después de la corrección de fase para un Linewidth en transmisión y recepción de 1 MHz, y un offset de frecuencia en el OL de 1 GHz. Como puede observarse en la Figura 4.10 (a), el algoritmo de corrección de fase ya no es capaz de compensarlo y es necesario aplicar el algoritmo de corrección de frecuencia. La corrección de ambos se observa en la Figura 4.10 (b).

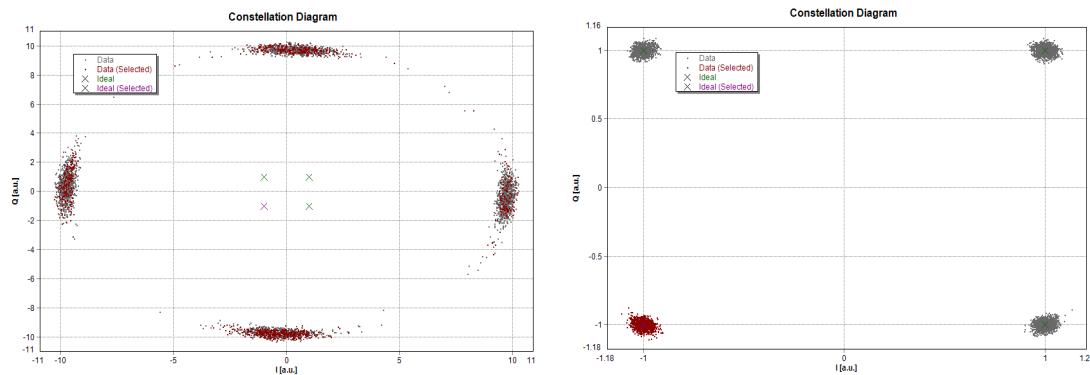


Figura 4. 10. Contelación modulación QPSK con Linewidth Tx , Rx y LO_Offset (a) después algoritmo de corrección de fase, (b) después de algoritmo de corrección de fase y frecuencia.

4.3. Otros parámetros simulados

Además de comprobar la validez de los algoritmos se han estudiado los efectos de otros parámetros que afectan al sistema de comunicaciones. Para este estudio no se han introducido ningún tipo de desbalanceos, sino que el sistema tiene los parámetros ideales.

Una de las medidas que se ha realizado es observar la dependencia del BER con la potencia recibida fijando un valor de OSNR determinado. Se ha estudiado esta dependencia para tres valores de OSNR (10, 15 y 20 dB). Los resultados que se han obtenido se muestran en la Fig. 4.11. Las curvas obtenidas son las esperadas, pues el valor del BER se ve reducido a medida que la potencia en recepción aumenta. A su vez se puede apreciar que a medida que el valor de OSNR es más alto, el BER decrece con mayor rapidez. Para el caso de un OSNR de 10 dB, para valores de potencia recibida mayores que -25 dBm, el BER se mantiene prácticamente constante, esto es debido a que para potencias bajas el ruido que predomina es el del detector (ruido shot), sin embargo, para los últimos valores de potencia recibida, el valor de BER está fijado por el valor de OSNR definido en transmisión. Además de la gráfica se observa que el valor de la sensibilidad mejora cuanto mayor es el OSNR. La sensibilidad se define como la potencia mínima recibida para un BER por debajo de $2,2 \cdot 10^{-3}$, límite fijado por la recomendación ITU-T G.975.1 [31] correspondiente al 7% que corresponde a la cabecera máxima en una transmisión FEC (Forward Error Control) para asegurar un BER total de 10^{-12} . El valor aproximado de sensibilidad para OSNR 10 dB es de -30 dBm.

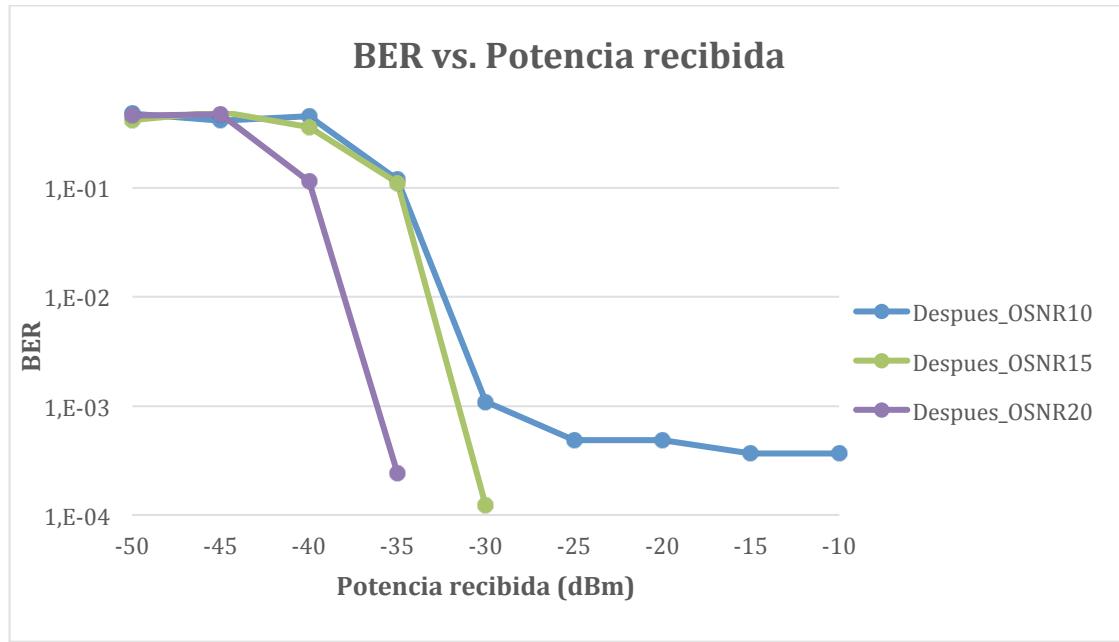


Figura 4. 11. BER vs. Prx para distintos valores de OSNR, simulación modulación QPSK.

Otra de las pruebas que se ha realizado en simulación es el BER para distintos valores de OSNR, Figura 4.12, fijando la potencia transmitida a -10 dBm. Como se espera, un aumento del valor de OSNR conlleva una disminución del valor de BER, lo que es coherente, pues existe más diferencia entre potencia útil y ruido. Además hay que mencionar la diferencia existente entre el BER antes y después de los algoritmos DSP, como se observa, el BER disminuye una vez corregidos los efectos negativos sobre la señal, lo cual prueba el correcto funcionamiento de los bloques de procesado de señal.

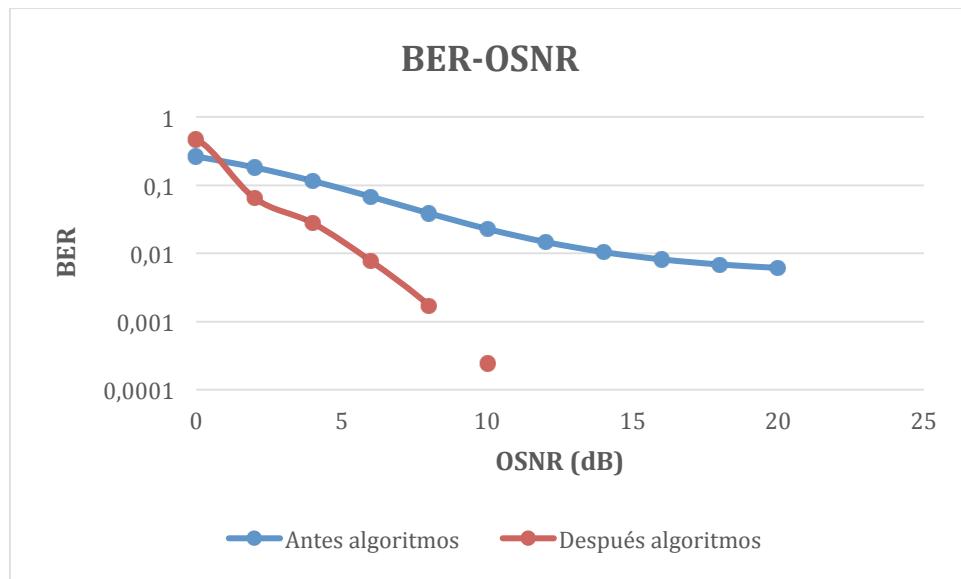


Figura 4. 12. BER vs. OSNR simulación modulación QPSK.

Capítulo 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo se va a presentar el esquema experimental de la recepción coherente utilizado, Figura 5.1., para la comprobación de los bloques implementados. En el se ha hecho uso de un híbrido real de 120° , el cual ha sido caracterizado previamente. Se exponen, también, los resultados obtenidos en las distintas pruebas experimentales.

5.1. Esquema experimental

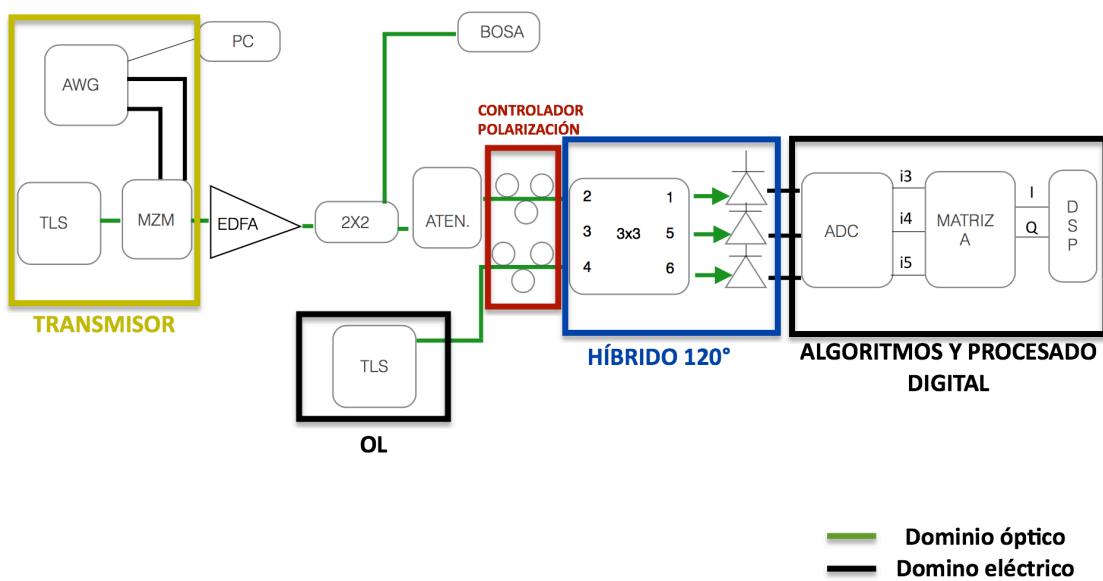


Figura 5. 1. Diagrama de bloques del esquema experimental.

La modulación utilizada para la verificación experimental es QPSK, con un conformato de pulso rectangular tipo NRZ. Los símbolos se han generado con una secuencia pseudoaleatoria (PRBS) de orden 11 a una velocidad de 1 GBaudio, siendo la tasa de bits 2 Gbps. Las componentes de fase y cuadratura de los símbolos generados se utilizan para modular los dos brazos de un modulador Mach Zehnder (MZM) IQ, que es alimentado ópticamente con un láser sintonizable (TLS) emitiendo en 1550 nm. Para la generación eléctrica se utiliza un generador arbitrario de funciones (AWG) a una tasa de 12 Gmuestras/segundo.

La señal óptica a la salida del MZM es amplificada por un EDFA y posteriormente separada en dos con un acoplador óptico 2x2 para extraer una señal de test y la otra salida es la que llegará al receptor. Esta última señal se atenúa de forma controlada por un atenuador óptico. Antes de llegar al receptor la polarización de la señal se revisa con un controlador de polarización manual. Como oscilador local se utiliza la señal del mismo TLS que ha sido dividido en dos antes del modulador.

El receptor utiliza un acoplador de fibra 3x3, con tres fotodiodos de 10 GHz de ancho de banda cada uno de ellos. Las tres señales eléctricas son amplificadas antes de su digitalización a 10 Gmuestras/segundo cada una con un osciloscopio digital de 2.5 GHz de ancho de banda.

Las tres señales digitalizadas son procesadas en un ordenador de control utilizando los algoritmos implementados en el capítulo 3. En primer lugar las señales son sincronizadas en tiempo para evitar un defecto en fabricación del receptor 3x3, como se describe en la siguiente sección. Posteriormente, las señales pasan por un filtro adaptado a la forma del pulso conformador utilizado, y se realiza el proceso de ‘Clock and Slice’ donde se muestrea la señal en las posiciones de máxima energía obteniendo una muestra/símbolo de cada una de las tres señales. La siguiente operación consiste en la búsqueda dentro de la señal digitalizada de la secuencia pseudoaleatoria utilizada en transmisión realizando una sincronización de trama. Como resultado de esta sincronización se obtiene una secuencia de muestras recibidas de la misma longitud que la trama enviada. Estas muestras recibidas se convierten a símbolos utilizando la matriz de calibración A, ya sea la ideal o la obtenida mediante el proceso de calibración descrito en el apartado 2.2.2. A continuación se aplican los algoritmos DSP en el orden GSOP, Corrección de frecuencia y corrección de fase. El algoritmo CD no se ha implementado, ya que no se ha hecho uso de una fibra lo suficientemente larga para apreciar los efectos de la dispersión. Finalmente, para el proceso de demodulación los símbolos son agrupados en cuatro grupos utilizando el método ‘K-means’ [30] y se obtiene la tasa de error en el símbolo (SER), en el bit (BER) y el ‘Error Vector Magnitude’ (EVM).

5.2. Caracterización híbrido 120° real

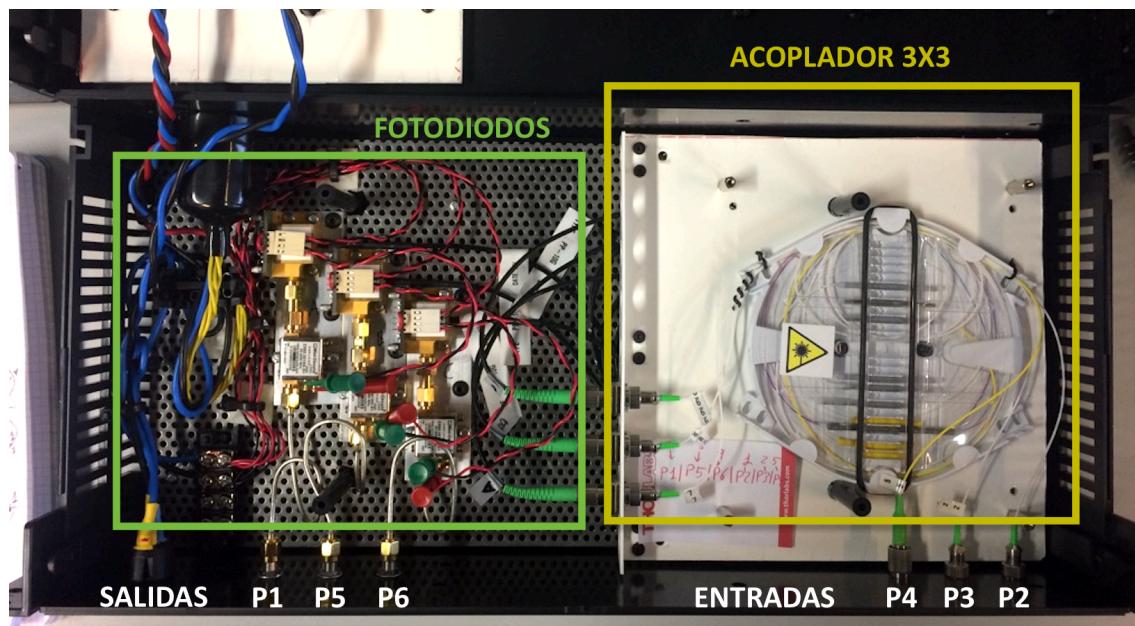


Figura 5. 2. Híbrido 120° utilizado para la verificación experimental.

El primer paso antes de la utilización de este dispositivo ha sido su caracterización. El híbrido del que se dispone es un acoplador 3x3, del cual los puertos P_2, P_3 y P_4 corresponden a las entradas y los puertos P_1, P_5 y P_6 a las salidas. Para saber qué desbalanceos de fabricación incluye el híbrido se han caracterizado los módulos de los parámetros de la matriz de Scattering. Para ello, se ha introducido por cada uno de los puertos de entrada una señal de potencia unidad dejando las otras dos entradas libres. Para medir los desbalanceos de fase que introduce el híbrido sería necesario introducir símbolos conocidos y hacer el proceso de calibración de la matriz A completo. La matriz de Scattering experimental de módulos es la siguiente,

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_5 \\ P_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.6188 & 0.9367 & 0.55 \\ 0.5507 & 1 & 0.943 \\ 0.7246 & 0.4691 & 0.7812 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix}$$

En la conectorización y fabricación del híbrido uno de los latiguillos de fibra quedó más pequeño, por tanto, ha sido necesario sincronizar las tres señales de intensidad, i_3, i_4 e i_5 . Para ello se ha modulado en amplitud con una modulación OOK el láser. A través de la captura de las intensidades, se ha medido el retardo en muestras entre ellas para luego aplicarle la corrección de sincronización, Figura 5.3. Los retardos medidos entre las tres señales son once muestras entre las señales i_3 e i_4 , y un retardo de seis muestras entre las señales i_4 e i_5 .

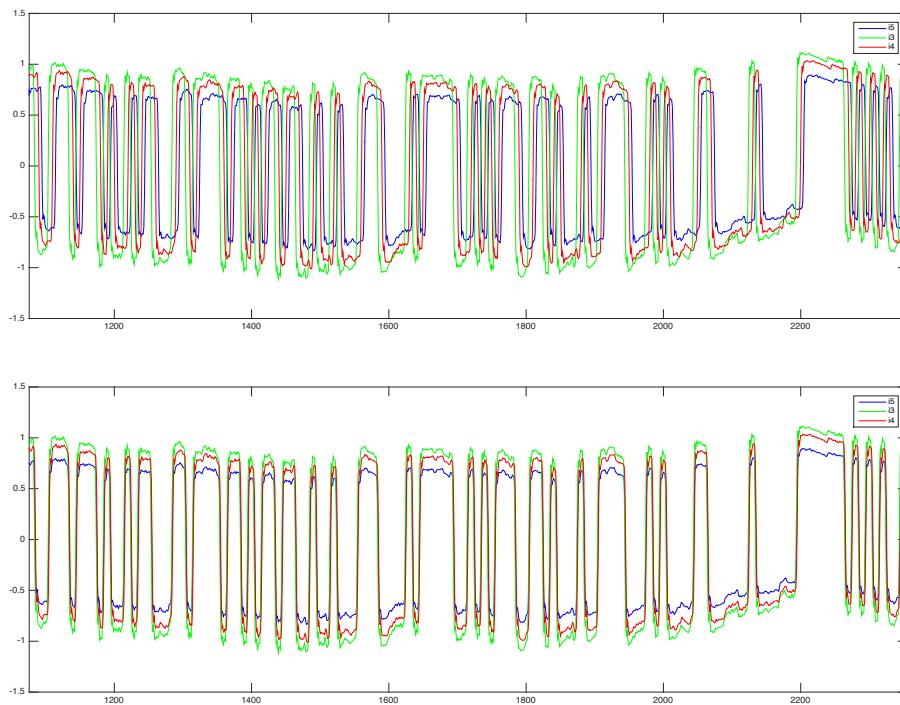


Figura 5. 3. Intensidades obtenidas (a) antes de sincronización en tiempo, (b) después de sincronización.

5.3. Resultados obtenidos

Para llevar a cabo las distintas pruebas se han establecido los siguientes parámetros.

Parámetro	Valor
P_{RX}	- 45 dBm
P_{OL}	0 dBm
Tasa de símbolo (BaudRate)	1 Gaudio
Bits/símbolo	2 Gbps
Tasa de muestreo (SamplingRate)	10 GSamples/s

Tabla 5. 1. Parámetros utilizados en simulación.

Para las pruebas se ha hecho uso de la matriz de calibración A ideal, así, las compensaciones de los desbalanceos de amplitud y fase se llevan a cabo a través del algoritmo GSOP. La Figura 5.4. muestra la constelación obtenida al final del todo el procesado en recepción, presentados los símbolos demodulados en azul, y los centroides obtenidos con el método K-means (verde) a partir de los originales (rojo).

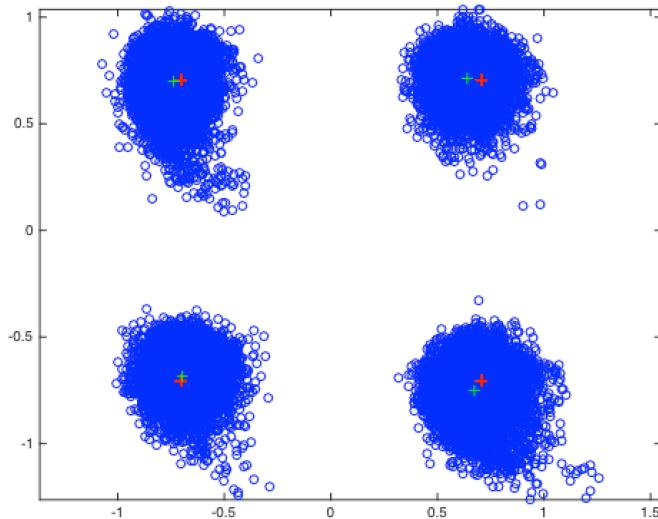


Figura 5. 4. Constelación recibida tras procesados modulación QPSK.

La primera prueba que se ha realizado ha sido la de comprobación del algoritmo de ortogonalización en modulaciones QPSK. Como ya se ha explicado en el apartado 3.2. corrige posibles desbalanceos de amplitud y fase entre las componentes IQ, desbalanceos en la responsividad de los fotodiodos y defectos en fabricación. Para verificar el funcionamiento del algoritmo GSOP se han introducido desbalanceos en transmisión tanto de amplitud como de fase en las ramas IQ del modulador. Las constelaciones de las diferentes pruebas se recogen en las siguientes figuras. Siendo la constelación azul la que se obtiene después del receptor y la matriz de calibración A, y la constelación verde la que se obtiene al final de todos los procesados.

Para el desbalanceo en amplitud se ha modulado una de las ramas con menor amplitud que la otra, es decir, presenta menor tensión y amplitud de campo. El

desbalanceo de fase se ha introducido modificando los parámetros del modulador Mach Zehnder de IQ. Los resultados se recogen en la Figura 5.5 (a) y (b). Como se puede observar las constelaciones recibidas (azul) no se disponen en forma cuadrada debido a los desbalanceos de amplitud. En cambio las constelaciones después del procesado (verde) si presentan forma cuadrada. Cabe destacar las constelaciones están rotadas una fase aleatoria y que depende de la fase relativa entre el oscilador local y la señal recibida.

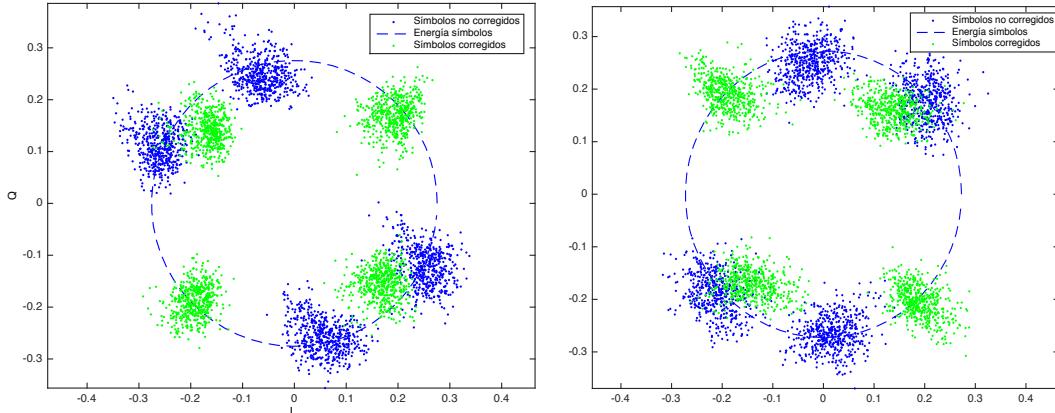


Figura 5.5. (a) Desbalanceo de amplitud en rama I, (b) Desbalanceo de amplitud en rama Q

En cuanto a los desbalanceos en la fase provocan que la constelación recibida (azul) de la Figura 5.3 tenga una forma romboidal cada vez más acusada a medida que el desfase es mayor. Este efecto es totalmente compensado con el procesado obteniendo una constelación cuadrada.

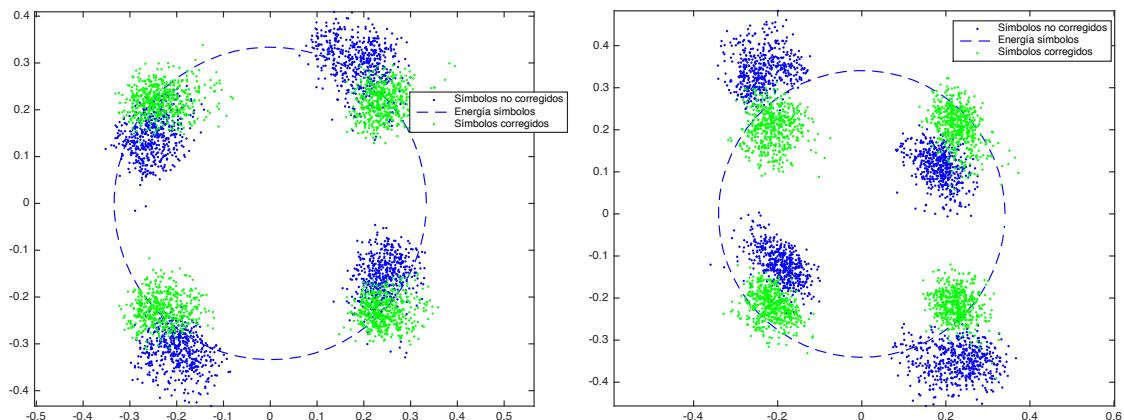


Figura 5.6. (a) Desbalanceo fase pequeño, (b) Desbalanceo fase grande

Se puede deducir de las figuras anteriores que el algoritmo GSOP implementado realiza la compensación correctamente. Estos efectos se pueden comparar con los comentados en el apartado 3.2 de simulación, observándose una similitud entre los dos casos.

Una vez verificado que los algoritmos funcionan correctamente, se ha evaluado las prestaciones del receptor en cuanto a sensibilidad midiendo la dependencia del BER con la potencia recibida. Confirmando la curva en simulación, el BER disminuye cuanto mayor es la potencia recibida. El valor experimental de sensibilidad toma un valor de aproximadamente -36 dBm. Se ha medido además el EVM, que se define como la distancia entre símbolo recibido y transmitido, dividido por la energía del símbolo transmitido. Similar al caso anterior, se observa una dependencia de la potencia recibida con el EVM. A medida que la potencia aumenta, el EVM disminuye hasta un valor mínimo de un 15% en este caso. Este límite inferior viene determinado por el OSNR de la transmisión y especialmente por el ruido del modulador Mach Zehnder. Este valor mínimo de EVM limitará el sistema de transmisión utilizado a modulaciones de orden superior.

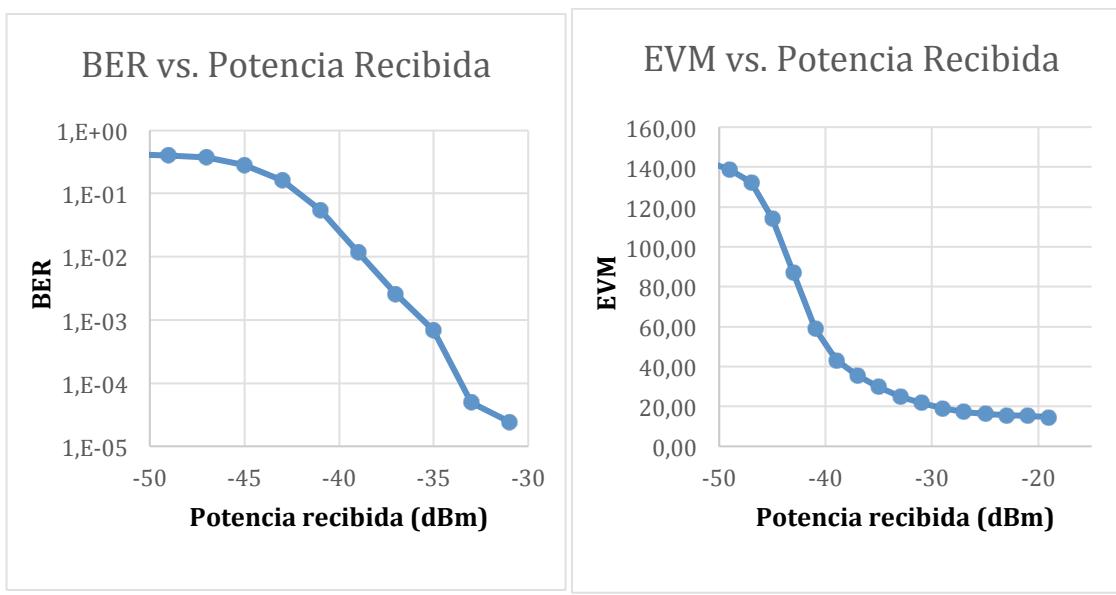


Figura 5.7. (a) BER vs. PRX, (b) EVM vs. PRX resultados experimentales

Capítulo 6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

El principal objetivo de este proyecto era la implementación de los algoritmos de procesado digital de la señal para receptores ópticos coherentes. Para llevarlo a cabo ha sido necesario el estudio del funcionamiento y características de la detección coherente.

En primer lugar, se ha estudiado las prestaciones de este tipo de recepción, llegando a la conclusión de las mejoras que introduce sobre los esquemas de recepción tradicionales. La recepción coherente permite incrementar la capacidad del sistema ya que es posible utilizar modulaciones más eficientes como QPSK, M-QAM,..., permite controlar la potencia en recepción debido a la combinación de la señal recibida con la de un láser emitiendo en continua que trabaja como oscilador local. Es posible mitigar defectos que ocurren durante la transmisión o recepción de la señal a través de procesados digitales, y además este tipo de detección hace posible la existencia de redes configurables que permiten proveer al usuario con mayor ancho de banda.

En segundo lugar, se ha comprobado en simulación las prestaciones de estos sistemas, obteniendo resultados numéricos que contrastan con las de esquemas tradicionales. Se han caracterizado los diferentes bloques que constituyen el esquema óptico permitiendo conocer el funcionamiento básico de la detección. En cuanto a los algoritmos de procesado digital que se han implementados, se ha comprobado su validez y efectividad. Todos los algoritmos implementados han sido capaces de resolver los distintos desbalanceos presentes en la comunicación. Se han realizado diferentes pruebas que así lo muestran.

La comprobación experimental del esquema coherente ha verificado los resultados obtenidos en simulación. Se ha llevado a cabo una modulación QPSK con un pulso rectangular de tipo NRZ. En las medidas se observa una rotación entre constelaciones recibidas debido a un desfase aleatorio entre el oscilador y la señal recibida. A pesar de ello, los diferentes bloques de procesado digital han sido capaces de eliminar errores producidos durante el enlace óptico. Se ha desbalanceado el MZM, para ver los efectos de no ortogonalidad en la señal y comprobar que el bloque GSOP era capaz de mitigarlos. La diferencia de fase entre señal y oscilador local ha sido compensada por el algoritmo de corrección de fase. Por último cabe destacar que el algoritmo de corrección de frecuencia no ha podido ser comprobado de manera experimental debido a que los láseres utilizados como señal útil y oscilador local no presentan un offset de frecuencia tan grande como para introducir errores considerables en recepción. De manera general, se puede concluir la efectividad de todos estos procesados.

Cabe destacar que las medidas no son del todo las deseadas. Este proyecto ha sido la primera aproximación del GTF a receptores homodinos y se espera que en un futuro no muy lejano se optimicen los algoritmos del sistema para mejorar las prestaciones.

Por último, se puede concluir la mejora del híbrido de 120° frente al de 90° . Este tipo de híbridos tiene un menor coste debido a que hace uso de un menor número de fotodetectores y conexiones óptico-eléctricas. Sin embargo, la mayor ventaja que presenta el primer tipo frente al segundo es la posibilidad de mitigar imperfecciones en los conversores analógicos-digitales. El proceso de calibración A en la conversión de las componentes IQ proporciona mejores prestaciones en el sistema.

Después de comprobar el trabajo realizado para este proyecto así como su correcto funcionamiento experimental, se han estudiado posibles mejoras del mismo que pueden considerarse como líneas futuras a investigar. Entre ellas,

- **Algoritmo ‘Blind Phase’** [19]. Como se ha comentado en el apartado 3.4. el algoritmo implementado en este proyecto no es válido para modulaciones de orden superior a QPSK ó QAM. Estas modulaciones que presentan símbolos de distintas energías aumentan la eficiencia espectral reduciendo la tasa de símbolo. Así pues en líneas futuras se propone la implementación de ecualización a través del algoritmo conocido como ‘Blind Phase’. Una de las técnicas de ecualización que se propone es el algoritmo de modulo constante (CMA), este algoritmo fue propuesto por Godard y también desarrollado por Treichler [26], [27]. El CMA adapta los coeficientes del filtro del ecualizador para reducir la ISI de la señal recibida y minimiza el error debido a la diferencia de potencia entre la salida del ecualizador y una constante.
- **Recepción ‘colorless’** [21],[22],[1]. Se ha investigado sobre esta novedosa técnica de recepción. Este tipo de receptores permite incrementar la flexibilidad y eficiencia de las redes ópticas reconfigurables.

Como ya se ha nombrado a lo largo del proyecto, la investigación en redes de comunicaciones ópticas de alta capacidad ha llevado a la implantación de la detección coherente debido a su gran eficiencia espectral y sensibilidad. Para este escenario es clave la disponibilidad de receptores que sean capaces de demodular un canal específico de una transmisión multicanal (WDM) sin ningún dispositivo de filtrado adicional. Es decir, el canal deseado debe ser demodulado mediante la sincronización de la frecuencia del oscilador local (OL) con la de la señal de dicho canal.

La recepción puede llevarse a cabo a través de híbridos de 90° o 120° . Para el caso de 90° , mostrado en la Figura 6.1., el esquema es el mismo que el explicado en el apartado 2.2., solo que ahora la señal de entrada se considera formada por la multiplexación WDM de N canales de potencia P_S . Para la recepción homodina el oscilador local (OL), debe ajustarse a la frecuencia ω_k del canal a detectar. Posteriormente la señal del canal y la de OL se combinan en un híbrido 2x4 y las corrientes se obtienen con cuatro fotodiodos, tras su paso por el conversor analógico-digital (ADC), las señales se procesan digitalmente (DSP) para ecualizar los efectos del canal/receptor.

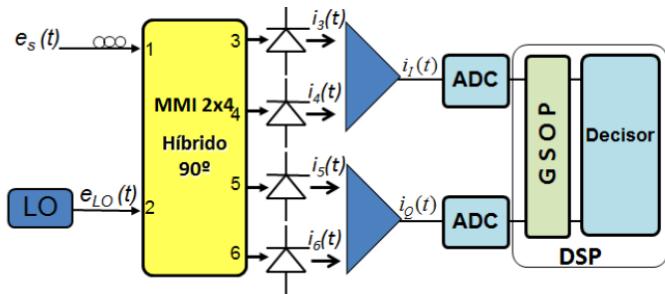


Figura 6. 1. Receptor convencional con híbrido de 90° . [21]

Para el caso del esquema convencional con híbridos de 120° , mostrado en la Figura 6.2., la operación es similar a la comentada en el apartado 2.2. Sólo que ahora la señal multicanal WDM y la del OL se combinan en el acoplador 2x3. La obtención de las componentes IQ se realiza a partir del método de calibración de coeficientes de la matriz A, una vez que las photocorrientes a la salida del circuito analógico han sido obtenidas. Posteriormente la conversión ACD y el procesado digital DSP.

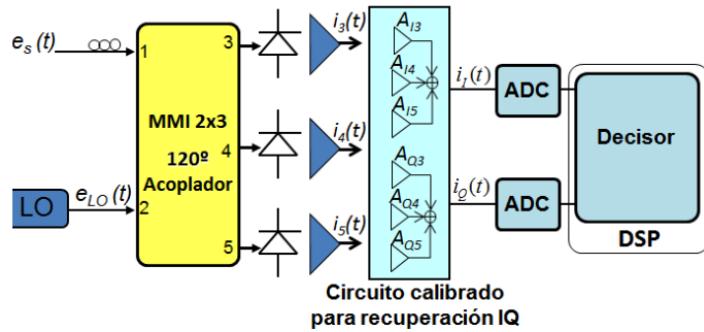


Figura 6. 2. Receptor convencional con híbrido de 120° . [21]

- **Diversidad de polarización.** En este proyecto se ha comprobado el correcto funcionamiento del receptor coherente para una polarización. Para líneas futuras se propone la implementación del receptor con diversidad de polarización. Para ello se introduce un receptor con diversidad de polarización como el mostrado en la Figura 6.3. La señal de entrada, que presenta una polarización aleatoria, es separada en dos componentes lineales de polarización, $E_{in,x}, E_{in,y}$, a través de un Polarization Beam Splitter (PBS). La señal del OL también se separa en dos componentes ortogonales, $E_{LO,x}, E_{LO,y}$ a través de otro PBS. Finalmente, la detección se lleva a cabo con la combinación de cada par de señales de igual polarización $E_{in,x}, E_{LO,x}$ y $E_{in,y}, E_{LO,y}$. Después de la detección es necesario un procesado extra para separar la información de los dos canales (x e y) y la PMD de la fibra.

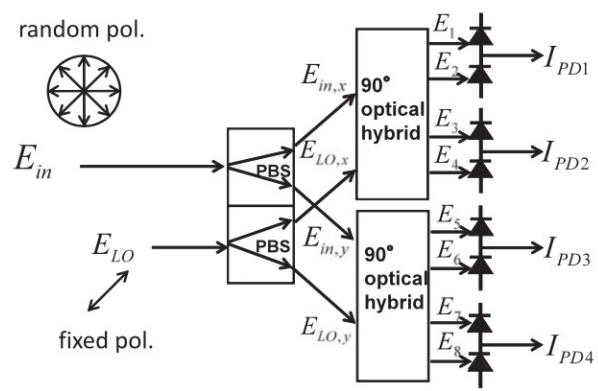


Figura 6. 3. Esquema recepción coherente con diversidad de polarización [29].

BIBLIOGRAFÍA

- [1.] P. J. Reyes Iglesias, "Nuevos esquemas de recepción coherente multipuerto para comunicaciones ópticas", Tesis doctoral, Universidad Málaga, 2015.
- [2.] A. Macho, "Digital Coherent Receivers and Advanced Optical Modulation Formats in 100 and 200 Gb/s DWDM Sysmtems", Final Work, Technology and Communications Systems Master (ETSIT-UPM), 2014.
- [3.] S. J. Savory, "Digital Coherent Optical Receivers: Algoritms and Subsystems", IEEE JOURNAL OF SELECTED TOPICS IN QUANTUM ELECTRONICS , 16 (5) pp. 1164-1179, 2010.
- [4.] D. Lavery, R. Maher, D.S. Millar, B. C. Thomsen, P. Bayvel, S. J. Savory, "Digital Coherent Receivers for Long-Reach Optical Access Networks", J. Lightwave Technol. 31, 609-620, 2013.
- [5.] D. S. Millar, R. Maher, D. Lavery, T. Koike-Akino, M. Pajovic, A. Alvarado, and al., "Design of a 1 Tb/s superchannel coherent receiver," J. Lightw. Technol., vol. 34, no.6, pp. 1453-1463, 2016.
- [6.] Md. Saifuddin Faruk, Seb J. Savory, "Digital Signal Processing for Coherent Transceivers Employing Multilevel Formats", Lightwave Technology Journal of, vol. 35, pp. 1125-1141, 2017.
- [7.] R. Kudo, T. Kobayashi, K. Ishihara, Y. Takatori, A. Sano, Y. Miyamoto, "Coherent Optical Single Carrier Transmission Using Overlap Frequency Domain Equalization for Long-Haul Optical Systems," in Journal of Lightwave Technology, vol. 27, no. 16, pp. 3721-3728, 2009.
- [8.] A. Eghbali, H. Johansson, O. Gustafsson and S. J. Savory, "Optimal Least-Squares FIR Digital Filters for Compensation of Chromatic Dispersion in Digital Coherent Optical Receivers," in Journal of Lightwave Technology, vol. 32, no. 8, pp. 1449-1456, 2014.
- [9.] A. Viterbi, "Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission," in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 29, no. 4, pp. 543-551, 1983.
- [10.] S. Obote, K. Kagoshima, "Estimation of Frequency Offset in QPSK Demodulation", Electronics and Communications in Japan, Part 3, Vol. 86, No. 9, 2003.

- [11.] U. Koc, A. Leven, Y. Chen, N. Kaneda, "Digital coherent quadrature phase-shift-keying (QPSK)," *2006 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference*, Anaheim, CA, 2006, pp. 3 pp.-.
- [12.] A. Leven, N. Kaneda, A. Klein, U. v. Koc, Y. k. Chen, "Real-time implementation of 4.4 Gbits QPSK intradyne receiver using field programmable gate array," in *Electronics Letters*, vol. 42, no. 24, pp. 1421-1422, 2006.
- [13.] A. Leven, N. Kaneda, U. V. Koc, Y. K. Chen, "Frequency Estimation in Intradyne Reception," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 6, pp. 366-368, 2007.
- [14.] L. Li, Z. Tao, S. Oda, T. Hoshida, J. C. Rasmussen, "Wide-range, Accurate and Simple Digital Frequency Offset Compensator for Optical Coherent Receivers," *OFC/NFOEC 2008 - 2008 Conference on Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference*, San Diego, pp. 1-3, 2008.
- [15.] S. Hoffmann *and al.*, "Frequency and Phase Estimation for Coherent QPSK Transmission With Unlocked DFB Lasers," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 18, pp. 1569-1571, 2008.
- [16.] M. Selmi, Y. Jaouen, P. Ciblat, "Accurate digital frequency offset estimator for coherent PolMux QAM transmission systems," *2009 35th European Conference on Optical Communication*, Vienna, pp. 1-2, 2009.
- [17.] M. Li, J. Zhao, L. K. Chen, "Least-squares carrier frequency offset estimation for coherent optical QPSK receivers," *2014 9th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Sign (CSNDSP)*, Manchester, pp. 40-43, 2014.
- [18.] I. Fatadin, D. Ives, S. J. Savory, "Blind Equalization and Carrier Phase Recovery in a 16-QAM Optical Coherent System," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 15, pp. 3042-3049, 2009.
- [19.] P. Dong, C. Xie, L. Buhl, "Monolithic polarization diversity coherent receiver based on 120-degree optical hybrids on silicon," *Opt. Express* 22, 2119-2125 2014.
- [20.] P.J Reyes-Iglesias, A. Ortega-Moñux, I. Molina-Fernández, "Receptor coherente integrado 'colorless' de gran margen dinámico basado en un acoplador a 120°", Actas del Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI'14), Valencia, 2014.
- [21.] C. Xie, P. J. Winzer, G. Raybon, A. H. Gnauck, B. Zhu, T. Geisler, B. Edvold, "Colorless coherent receiver using 3x3 coupler hybrids and single-ended detection," *Opt. Express* 20, 1164-1171, 2012.

- [22.] Kikuchi, K. In High Spectral Density Optical Communication Technologies Vol. 6 Optical and Fiber Communications Reports (eds Nakazawa, M., Kikuchi, K. & Miyazaki, T.) Ch. 2, 11–49, Springer-Verlag, 2010.
- [23.] J. Llompart Pou, "Sistema de detecció óptica coherent homodina amb tècniques DSP", Projecto fin de carrera, Universitat Politècnica de Catalunya, 2012.
- [24.] I. M. Villalba Jiménez, "Design of an integrated coherent receiver with polarization diversity", Master Thesis Work, UPC, 2014.
- [25.] D. Godard, "Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 28, no. 11, pp. 1867-1875, 1980.
- [26.] J. Treichler, B. Agee, "A new approach to multipath correction of constant modulus signals," in *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 31, no. 2, pp. 459-472, 1983.
- [27.] P. Perez-Lara, I. Molina-Fernandez, J. G. Wangüemert-Perez, R. G. Bosisio, "Effects of hardware imperfection on six-port direct digital receivers calibrated with three and four signal standards", IEEE Proc. Microw. Antennas Propag., vol. 153, no 2., 2006.
- [28.] F. M. Ghannouchi , R. G. Bosisio, "An alternative explicit six-port matrix calibration formalism using five standards", IEEE Trans. Microw. Theory Tech. vol. 36, no 3, pág. 494–498, 1988.
- [29.] K. Kikuchi, "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications," *J. Lightw. Technol.*, vol. 34, no. 1, pp. 157-179, 2016.
- [30.] N. G. Gonzalez, D. Zibar, X. Yu, and I. T. Monroy, "Optical phase- modulated radio-over-fiber links with k-means algorithm for digital de- modulation of 8PSK subcarrier multiplexed signals," in *Proc. Opt. Fiber Commun., Nat. Fiber Opt. Eng. Conf. (OFC/NFOEC)*, 2010, pp. 1–3, Paper OML3.
- [31.] ITU-T, Recomendación G.975.1, "<https://www.itu.int/rec/T-REC-G.975.1-200402-I/es>"

ANEXOS

A. Interfaz VPI, Conexión VPI-Matlab

Parte de la simulación en VPI está controlada por otro programa, como puede ser Python, Matlab, compiled DLL, MsCOM,... En este caso se ha hecho uso de Matlab para asignar a los bloques implementados la función que deben llevar a cabo. Cada bloque implementado tiene un interfaz interno, Figura A.1., donde se define el tipo de datos, necesaria para que pueda llevarse a cabo la cosimulación entre VPI y otro entorno, y donde se asocia el código que debe ejecutar.

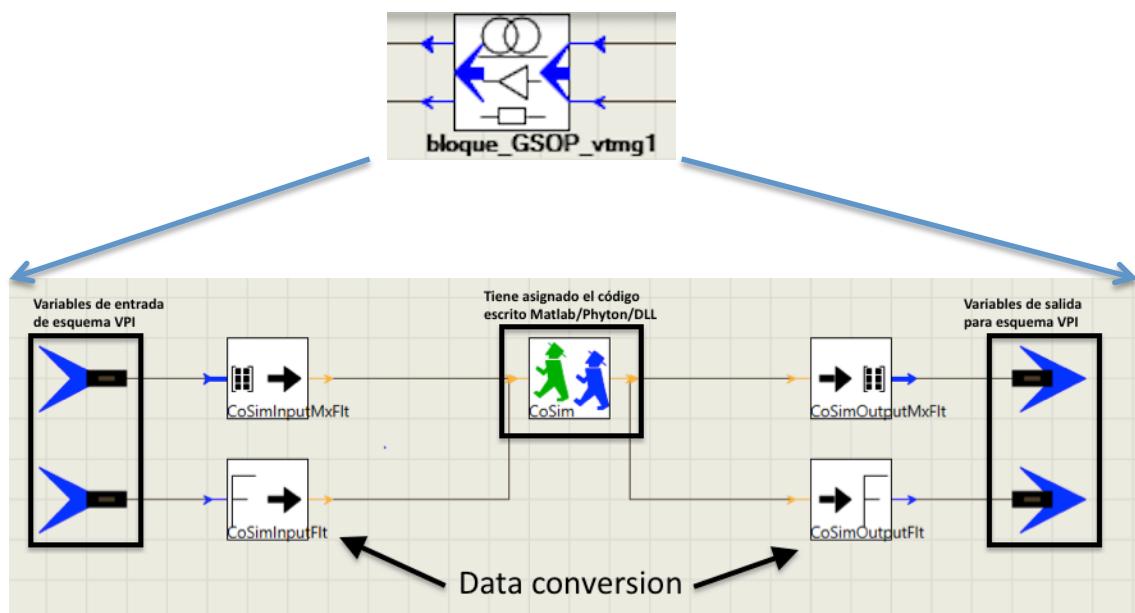


Figura A. 1. Interfaz bloques.

El código Matlab a ejecutar se asigna en el bloqüe de CoSim.

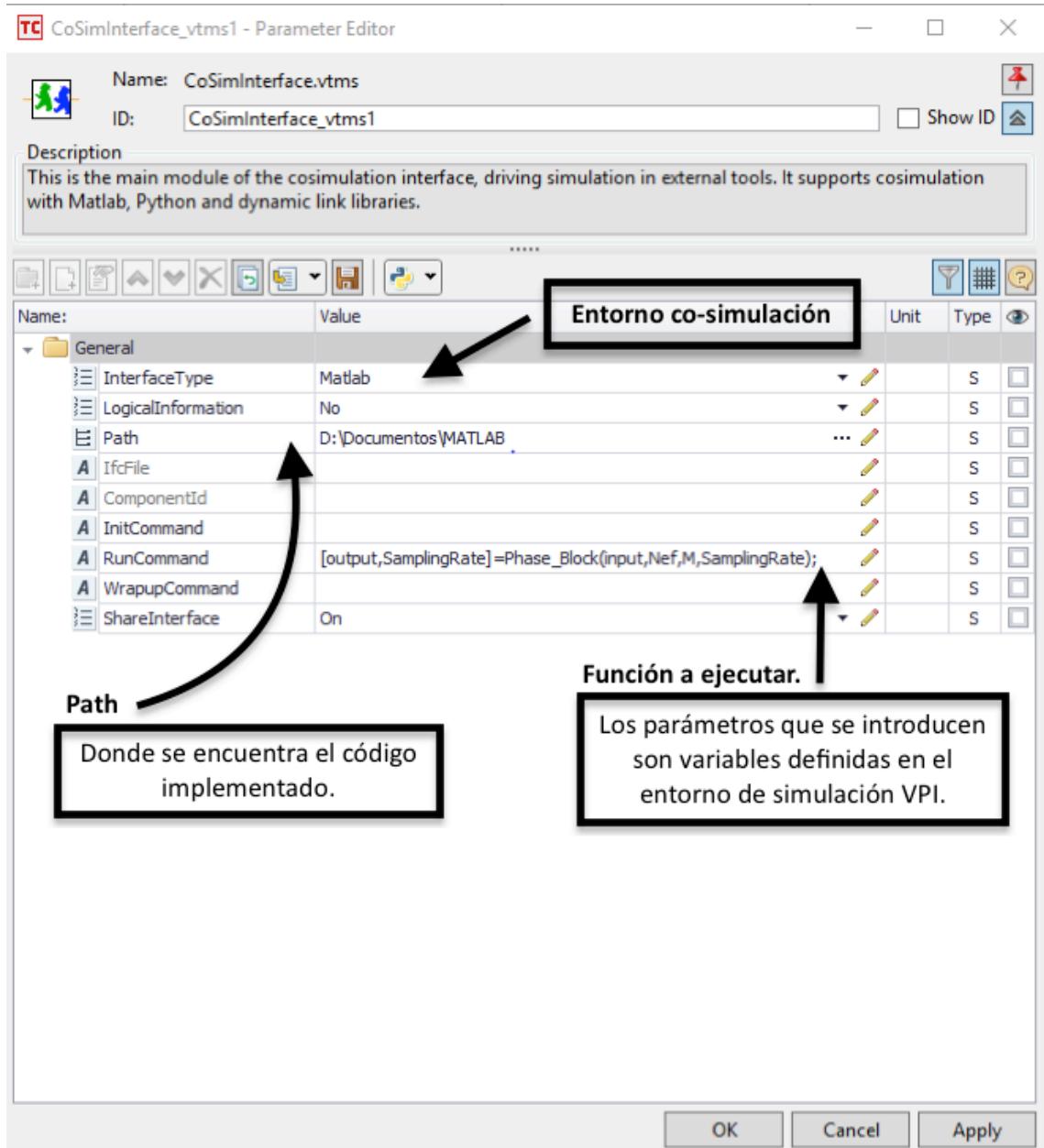


Figura A. 2. Interfaz de bloque CoSim.

ÍNDICE DE ACRÓNIMOS

- ADC – Analog to Digital Conversor
- AWG – Arbitrary Waveform Generator
- BER – Tasa de Error de Bits o Bit Error Rate
- BOSA – Analizador de espectos ópticos de alta resolución
- CD – Chromatic Dispersion
- DD – Direct-Detection
- DSP – Digital Signat Proccessing
- EDFA – Erbium Doped Fiber Amplifier
- EVM – Error Vector Magnitude
- GSOP – Gram-Schmidt Orthogonalization Process
- IM – Intensity Modulation
- MZM – Mach Zehnder Modulator
- OL – Oscilador Local
- OOK – On-Off Keying
- OSNR– Optical Signal-Noise Ratio
- PBS – Polarization Beam Splitter
- PMD – Polarization Mode Dispersion
- PRBS – PseudoRandom Binary Sequence
- QAM – Quadrature Amplitude Modulation
- QPSK – Quadrature Phase Shift Keying
- RX – Receptor
- SER – Tasa de Error de Símbolo o Symbol Error Rate
- TLS – Láser sintonizable
- TX – Transmisor
- UDWDM – Ultra Dense Wavelength Division Multiplexing
- WDM – Wavelength Division Multiplexing

