

Trabajo Fin de Máster

Demostración experimental del funcionamiento
colorless de un receptor coherente integrado de 120°

Experimental demonstration of colorless operation of
an integrated 120° coherent receiver

Autor

Jesús Clemente Vicente

Director

David Izquierdo Nuñez

Ponente

Juan Ignacio Garcés Gregoro

Demostración experimental del funcionamiento colorless de un receptor coherente integrado de 120°

Resumen

Este trabajo se ha realizado con el Grupo de Tecnologías Fotónicas (GTF) del Instituto de Investigación de Ingeniería de Aragón (I3A) dentro de la línea de investigación en comunicaciones ópticas avanzadas.

El objetivo de este trabajo es la evaluación y demostración experimental del funcionamiento del receptor óptico coherente híbrido de 120° como alternativa a los receptores ópticos coherentes convencionales basados en híbridos de 90° .

En primer lugar, se realiza un estudio teórico del principio fundamental de la detección coherente, donde se profundiza en los esquemas de recepción óptica coherente, basados en híbridos de 90° y 120° que permiten, mediante procesamiento digital de señal (DSP), mitigar las distorsiones y no-idealidades producidas a lo largo de la comunicación. En particular se ha estudiado con más detalle el híbrido de 120° , el cual mediante una sencilla calibración del receptor permite combatir la distorsión producida en las componentes IQ y compensar los errores producidos en la fabricación del mismo. Los algoritmos de procesamiento de señal han sido desarrollados y probados en simulación y posteriormente se comprobado su correcto funcionamiento aplicados a señales reales.

En segundo lugar, se ha realizado un montaje experimental de laboratorio con el objetivo de tener un sistema de comunicaciones real y probar el funcionamiento experimental del híbrido de 120° . Para ello, se han utilizado señales ópticas 16-QAM a 50 Gb/s, cuya demodulación ha sido verificada correctamente en términos de BER y EVM una vez aplicado el bloque de DSP y la calibración del receptor. Adicionalmente, se ha comprobado experimentalmente que la calibración del receptor aumenta la insensibilidad frente a la longitud de onda (operación *colorless*) del receptor de 120° , ampliando su rango de operación. Por último, se ha verificado que dicha calibración permite aumentar el rechazo ante canales adyacentes interferentes para su uso en comunicaciones UDWDM.

Agradecimientos

Quisiera agradecer a mi Director David y a mi Ponente Nacho su confianza, ayuda y buenos consejos durante todo este tiempo. A Ana, por su apoyo y ánimo incondicional. A mis padres y amigos que siempre han estado ahí al pie del cañón. Sin olvidarme de mis compañeros de laboratorio Carlos y Jose que hicieron mucho más amenas las largas tardes de medidas.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Organización de la memoria	3
2. Recepción óptica coherente	5
2.1. Detección coherente	5
2.2. Receptor coherente basado en híbrido de 90°	9
2.3. Receptor coherente basado en híbrido de 120°	11
3. Algoritmos de procesamiento de señal	15
3.1. Compensación desbalances ramas I y Q	17
3.2. Estimación de fase y frecuencia	19
3.3. Ecualización de canal	21
3.4. Decisión y obtención de tasa de BER y EVM	22
4. Caracterización de la operación colorless del receptor coherente integrado	25
4.1. Relación de Rechazo al Modo Común (CMRR)	25
4.2. Receptor integrado	26
5. Resultados experimentales del receptor híbrido de 120°	33
5.1. Demodulación coherente y sensibilidad del receptor	33
5.1.1. Sensibilidad a 10 Gb/s	35
5.1.2. Sensibilidad a 50 Gb/s	37
5.2. Demostración operación colorless	39
5.3. Insensibilidad frente a interferencias	41
6. Conclusiones y líneas futuras	47
6.1. Conclusiones	47
6.2. Líneas futuras	48

Índice de figuras

2.1. Esquema básico de recepción coherente basado en un híbrido a 180°.	5
2.2. Espectro óptico de las señales de entrada al receptor coherente. . .	6
2.3. Técnicas de detección coherente: (a) homodina, (b) heterodina e (c) intradina.	7
2.4. Esquema de un receptor coherente con diversidad en polarización basado en dos híbridos de 90°.	9
2.5. Esquema básico de recepción coherente basado en un híbrido de 90°.	9
2.6. Esquema del receptor coherente basado en un acoplador de 120° con recuperación IQ (a) analógica y (b) digital.	12
3.1. Bloques de procesamiento digital de señal en un receptor coherente. . .	15
3.2. Montaje de laboratorio para la captura de señales de un receptor coherente basado en un híbrido de 120° de fibra óptica.	16
3.3. Representación visual del método (a) Gram-Schmidt y (b) Löwdin de ortogonalización.	18
3.4. Constelación de símbolos obtenida al aplicar la matriz $\bar{\bar{A}}_{theo}$ y posteriormente aplicar un algoritmo de ortonormalización (a) GSOP y (b) LOWDIN	18
3.5. Diagrama de bloques del algoritmo DDPLL.	19
3.6. Constelación de símbolos recibida al aplicar únicamente la matriz $\bar{\bar{A}}_{theo}$ y posterior aplicación del algoritmo de estimación de fase DDPLL.	20
3.7. Diagrama de bloques del ecualizador DFE.	21
3.8. Comparativa de la constelación resultante de aplicar el ecualizador DFE.	22
3.9. Constelación 16-QAM obtenida mediante la aplicación de la matriz $\bar{\bar{A}}_{theo}$. En la figura se sobre impresionan las regiones fijas de decisión y los centroides obtenidos a partir del método k-means.	23
4.1. Receptor coherente basado en híbrido de 120° fabricado en InP. . .	27
4.2. Setup de medida para caracterización experimental del receptor de 120°.	27

4.3.	(a) Microposicionador utilizado en el laboratorio para el alineamiento del chip óptico con el array de fibras. (b) Zoom de la zona de alineamiento del chip.	28
4.4.	Medida experimental de las tres fotocorrientes de salida del receptor cuando se ilumina la puerta (a) superior y (b) inferior	29
4.5.	Valor de CMRR medido experimentalmente para valores teóricos y calibrados de la matriz \bar{A}	30
5.1.	Setup de medida utilizado para la demodulación coherente.	33
5.2.	Constelación de símbolos obtenida a partir de la aplicación de la matriz A sin ninguna corrección digital o procesado.	34
5.3.	Constelación reconstruida mediante DSP usando coeficientes teóricos (a) y calibrados (b) operando a 10Gb/s	35
5.4.	BER vs potencia recibida para transmisión de 10 Gb/s.	36
5.5.	EVM vs potencia recibida para transmisión de 10 Gb/s.	37
5.6.	Constelación reconstruida usando coeficientes teóricos (a) y calibrados (b) operando a 50Gb/s	37
5.7.	BER vs potencia recibida para transmisión de 50 Gb/s.	38
5.8.	EVM vs potencia recibida para transmisión de 50 Gb/s.	39
5.9.	Medida de EVM experimental en función de la longitud de onda de la señal recibida utilizando coeficientes teóricos y calibrados para una potencia recibida de señal de -9dBm.	40
5.10.	Constelaciones 16-QAM para una señal recibida de -9dBm utilizando coeficientes teóricos (arriba) y calibrados (abajo) para una longitud de onda de 1530 y 1550 nm.	40
5.11.	Setup experimental para la caracterización de la insensibilidad ante interferencias del receptor de 120°.	41
5.12.	Constelación 16-QAM normalizada a energía A.	42
5.13.	Medida del CMRR para coeficientes teóricos y calibrados. Las longitudes de onda de las señales interferentes se indican con flechas.	42
5.14.	Medida de EVM en el caso de uso de coeficientes teóricos con respecto a la potencia de señal interferente para diferentes longitudes de onda interferente.	43
5.15.	Medida de EVM en el caso de uso de coeficientes calibrados con respecto a la potencia de señal interferente para diferentes longitudes de onda interferente.	44
5.16.	Mapa de EVM en el caso de uso de coeficientes calibrados con respecto a la potencia de señal y longitud de onda interferente.	44

Lista de acrónimos

ADC	Analog to Digital Converter
ASE	Amplified Spontaneous Emission
AWG	Arbitrary Waveform Generator
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CMRR	Common Mode Rejection Ratio
CW	Continuous Wave
DDPLL	Decision Directed Phase Locked Loop
DFE	Decision Feedback Equalizer
DSO	Digital Storage Oscilloscope
DSP	Digital Signal Processing
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
ER	Extinction Ratio
EVM	Error Vector Magnitude
GSOP	Gram-Schmidt Orthogonalization Procedure
InP	Indium Phosphide
IMDD	Intensity Modulation Direct Detection
ISI	Inter Symbolic Interference
MMI	Multi Mode Interference
MZM	Mach Zehnder Modulator
OOK	On-Off Keying
OL	Local Oscillator
PBS	Polarization Beam Splitter
POLMUX	Polarization Multiplexing
PPG	Pulse Pattern Generator
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature-Phase Shift Keying
ROADM	Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer
SNR	Signal to Noise Ratio
SOP	State of Polarization
UDWDM	Ultra Dense Wavelength Division Multiplexing
WDM	Wavelength Division Multiplexing

Capítulo 1

Introducción

Durante décadas, la gran mayoría de sistemas de comunicaciones por fibra óptica se han basado en la modulación en intensidad de un láser que se transmite mediante la fibra y es detectada por un fotodetector, lo que se conoce como *Intensity Modulation and Direct Detection* (IMDD) [1]. Este esquema de detección tiene la gran ventaja de que es insensible tanto a la fase óptica como al estado de polarización (SOP) de la señal entrante, la cual fluctúa aleatoriamente mientras viaja por la fibra óptica. Posteriormente, aparecieron desarrollos de esquemas de recepción que permitían aumentar la sensibilidad del enlace mediante la introducción de un láser extra en recepción, originando lo que se conoce como detección coherente. La detección coherente se basa principalmente en la combinación de la señal de interés con un láser emitiendo en *continuous-wave* (CW) que actúa como oscilador local (OL). El objetivo de estos sistemas es incrementar la sensibilidad de los receptores para maximizar el alcance de los enlaces de comunicaciones ópticas además de incrementar la tasa de transmisión. El desarrollo inicial de los sistemas coherentes se centró en buscar solución a los principales problemas que surgen en su despliegue, como son: la disponibilidad de un OL sincronizado en fase y frecuencia con la fuente de señal de interés y la continua alineación del estado de polarización de la señal de interés y la del OL. Esto requería de esfuerzos en el desarrollo de complejos y costosos *Phase-locked loop* (PLL) en el dominio óptico además de láseres con reducidas anchuras de línea [2].

Por otra parte, el interés en los sistemas coherentes decayó debido al desarrollo de otras técnicas como la introducción de los amplificadores ópticos basados en fibra dopada de erbio (EDFA). Éstos se utilizan como preamplificadores y amplificadores en línea, aumentando considerablemente el alcance de los sencillos sistemas de detección directa. Además, gracias a la introducción de esquemas de multiplexación en longitud de onda (WDM) en la década de los noventa, se consiguió aumentar la capacidad de transmisión del enlace.

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

En la última década, la gran demanda de mayor ancho de banda y la limitación en banda espectral de los amplificadores ópticos ha hecho que se comenzase a buscar alternativas para cubrir la espectacular demanda de tráfico y de esta manera incrementar la eficiencia espectral de los enlaces. Es aquí donde el desarrollo de la detección coherente adquiere un papel importante y se propone como sucesora de los esquemas de detección directa.

El desarrollo en esta década de la recepción coherente ha requerido encontrar una solución práctica a los dos principales inconvenientes que surgen en su implementación, (i) la disponibilidad de un láser como OL sincronizado en frecuencia y fase con la fuente de señal, y (ii) la continua alineación de la polarización de la señal recibida con la de OL. La solución al primer problema pasa por la demodulación digital de la señal, de forma que se obtengan las componentes en fase y cuadratura (IQ) [3, 4] de la señal, a las cuales se les aplica posteriormente complejos algoritmos de procesamiento digital (DSP) que permiten corregir digitalmente la fase de la señal, además de ecualizar digitalmente efectos dinámicos del canal. La polarización encuentra solución de igual modo, en el dominio digital mediante la aplicación de una red de diversidad en polarización, es posible separar las dos componentes ortogonales y dirigir cada una de ellas a su demodulador coherente correspondiente [5].

La detección coherente cobra una gran relevancia ya que posibilita el incremento de la eficiencia espectral de un enlace óptico mediante el uso de formatos de modulación más eficientes que el tradicional OOK usado en IMDD (M-QAM [10], NOMA-CAP [9]) o esquemas de multiplexación en polarización (POLMUX)[5, 6]. Además, las redes ópticas han sufrido un aumento tanto de su flexibilidad a consecuencia de la implementación de *add/drop multiplexers* (ROADMs)[7, 8], como de su capacidad adoptando esquemas UDWDM (Ultra Dense Wavelength Division Multiplexing). En este escenario es de gran interés la insensibilidad frente a la longitud de onda u operación *colorless* [11] de los receptores coherentes, lo cual permite el uso de un mismo receptor para un amplio rango de longitudes de onda. Esto posibilita demodular cualquier canal mediante la sintonización del OL cerca del canal de datos de interés sin necesidad de introducir ningún elemento de filtrado óptico.

En este trabajo se van a abordar los receptores coherentes basados en combinadores $2 \times N$, también conocidos como híbridos, siendo los más frecuentes los combinadores 2×4 o híbrido de 90° y combinadores 2×3 o híbrido de 120° . En concreto, se analizará el rendimiento de un híbrido de 120° fabricado en óptica integrada, en el cual, cualquier defecto producido en su fabricación será visible en la operación teórica del propio receptor, introduciendo interferencias provenientes de otras señales en diferente longitud de onda. Es por ello que estos receptores deben contar con un alto *Common*

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

Mode Rejection Ratio (CMRR)[13, 14, 15] que evite interferencias debidas a defectos de fabricación y a señales interferentes de otros canales adyacentes que entran dentro del ancho de banda de recepción.

En los receptores convencionales (híbridos de 90°) la detección de las componentes IQ se realiza mediante detección óptica balanceada, por lo que se consigue una mayor cancelación del modo común cuanto menores sean los desbalances de los diferentes caminos ópticos [12]. En el proceso de fabricación se requieren unas tolerancias estrictas para reducir estos desbalances en amplitud y fase que causan distorsión en la constelación de símbolos y, por tanto, una degradación del CMRR. Los algoritmos de procesamiento de señal permiten compensar en gran medida la distorsión en la constelación, pero estos no pueden corregir el CMRR, lo cual limita el rango de operación *colorless* del híbrido de 90° . Una alternativa, es la utilización de los híbridos de 120° [16], los cuales permiten un mayor ancho de banda de operación gracias a la posibilidad de calibración de los mismos. Además, permiten reducir el tamaño del chip óptico ya que utiliza tres fotodetectores en lugar de los cuatro que hace uso el híbrido de 90° ,

En este trabajo se demostrará y evaluará experimentalmente el comportamiento de un receptor híbrido de 120° fabricado en óptica integrada. Para ello será necesario desarrollar algoritmos de procesamiento digital de señal (DSP) comúnmente utilizados para la correcta demodulación coherente. Asimismo, se verificará el funcionamiento del bloque de DSP mediante la adquisición de señales reales a partir de un montaje de laboratorio que genere señales ópticas 16-QAM a 50 Gb/s para simular un sistema de comunicaciones. Finalmente, se verificará que la calibración del híbrido permite compensar la distorsión en la constelación además de incrementar el CMRR y por tanto el rechazo del receptor ante canales adyacentes interferentes, verificando así la insensibilidad frente a la longitud de onda del receptor (operación *colorless*).

1.1. Organización de la memoria

El contenido de este trabajo se distribuye en 7 Capítulos. En el Capítulo 1 se realiza una pequeña introducción para poner en contexto el tema que sea va a tratar. En el Capítulo 2 se analiza la teoría de la detección coherente, en particular para el híbrido de 90° y 120° . En el Capítulo 3 se describen los algoritmos de procesamiento digital (DSP) más utilizados en la demodulación coherente digital que permiten compensar las diferentes distorsiones en la constelación de símbolos. Además, se ilustra la aplicación de los mismos a señales reales. En el Capítulo 4 se aborda la operación *colorless* tanto del híbrido de 90° como del híbrido de 120° , caracterizando la responsabilidades obtenidas de este último y calculando el CMRR del receptor. En el Capítulo

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

5 se elabora un setup de medida donde se exponen los resultados experimentales obtenidos. En el Capítulo 6 se exponen las conclusiones extraídas a lo largo del trabajo.

Capítulo 2

Recepción óptica coherente

2.1. Detección coherente

El concepto en el que se basa la detección óptica coherente es en la mezcla del láser de señal de información con un láser en recepción que actúa como oscilador local en un combinador. En la Figura 2.1 se presenta el esquema básico de un receptor coherente, en este caso se combina la entrada con un oscilador local en un híbrido de 180° .

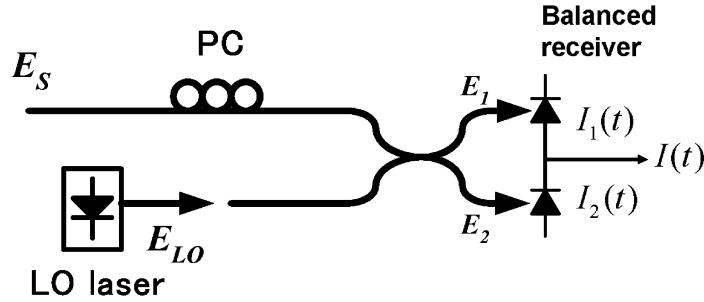


Figura 2.1: Esquema básico de recepción coherente basado en un híbrido a 180° .

Si definimos la señal óptica entrante como:

$$E_s(t) = A_s(t) \exp(j(\omega_s t + \theta_s)) \cdot \hat{e}_s \quad (2.1)$$

donde $A_s(t)$ es la amplitud compleja, ω_s la frecuencia de la señal, θ_s es la fase de la señal transmitida y \hat{e}_s es el estado de polarización de la señal de información. De igual manera, el campo eléctrico que presenta el OL en el receptor puede ser escrito como:

CAPÍTULO 2. RECEPCIÓN ÓPTICA COHERENTE

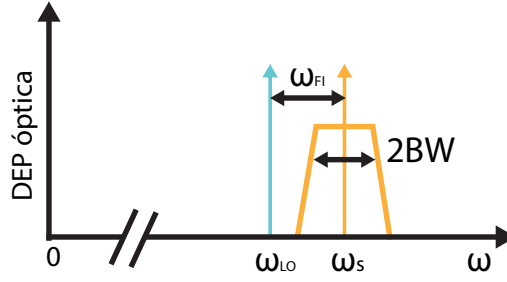


Figura 2.2: Espectro óptico de las señales de entrada al receptor coherente.

$$E_{LO}(t) = A_{LO} \exp(j(\omega_{LO}t + \theta_{LO})) \cdot \hat{e}_{LO} \quad (2.2)$$

donde A_{LO} es la amplitud compleja constante, ω_{LO} la frecuencia del OL, θ_{LO} la fase del OL y \hat{e}_{LO} el estado de polarización del oscilador local. Las amplitudes complejas $A_S(t)$ y A_{LO} se relacionan con la potencia de señal P_s y la potencia del oscilador local P_{LO} mediante $P_S = |A_S|^2/2$ y $P_{LO} = |A_{LO}|^2/2$ respectivamente.

El batido de ambas señales se realiza mediante un acoplador óptico 50/50 cuyas salidas tienen una fase relativa de $+90^\circ$ y -90° . Las componentes de campo eléctrico entrantes a los fotodetectores pueden escribirse como:

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s + E_{LO}) \cdot \hat{e}_s \cdot \hat{e}_{LO} \quad (2.3)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s - E_{LO}) \cdot \hat{e}_s \cdot \hat{e}_{LO} \quad (2.4)$$

y las fotocorrientes de salida como:

$$I_1(t) = \frac{R}{2} \left[P_s + P_{OL} + \sqrt{P_{OL}P_s} \sin(\Delta\omega t + \theta_s(t) + \Delta\theta_n) \right] \cdot \hat{e}_s \cdot \hat{e}_{LO} \quad (2.5)$$

$$I_2(t) = \frac{R}{2} \left[P_s + P_{OL} - \sqrt{P_{OL}P_s} \sin(\Delta\omega t + \theta_s(t) + \Delta\theta_n) \right] \cdot \hat{e}_s \cdot \hat{e}_{LO} \quad (2.6)$$

CAPÍTULO 2. RECEPCIÓN ÓPTICA COHERENTE

donde $\Delta\theta_n = \theta_{ns} - \theta_{LO}$ es la diferencia entre los ruidos de fase de señal y OL, R es la responsividad de los fotodetectores y ω_{FI} es la frecuencia intermedia definida como $\omega_{FI} = |\omega_S - \omega_{LO}|$. Es preciso que tanto la señal de datos como la del oscilador local presenten la misma polarización para así obtener la máxima señal a la salida de los fotodetectores.

Los dos primeros términos se corresponden con la detección directa de señal y OL, las cuales pueden cancelarse eléctricamente mediante el par de fotodiodos balanceados como muestra el esquema de la Figura 2.1. La detección balanceada es usualmente utilizada en los receptores coherentes como medida de supresión de esta componente de detección directa y así maximizar el término de batido entre ambas señales. Por lo que tras este filtrado se obtiene la siguiente expresión:

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2R\sqrt{P_{LO}P_s} \sin(\omega_{FI}t + \theta_s(t) + \Delta\theta_n) \cdot \hat{e}_s \cdot \hat{e}_{LO} \quad (2.7)$$

Puede verse cómo es posible incrementar la amplitud de la señal de datos mediante el uso del OL, lo que demuestra la ventaja en el aumento de la sensibilidad que presentan los esquemas de detección coherente frente a los de detección directa.

Por otra parte, en la Figura 2.2 puede verse el espectro de entrada y salida del receptor.

Una vez analizado el esquema de recepción coherente, hay que distinguir entre tres tipos de técnicas en función de la separación frecuencial entre la señal y el OL, denominada frecuencia intermedia ω_{FI} (véase Figura 2.3):

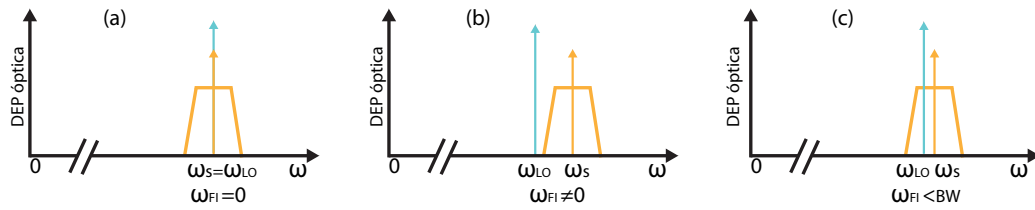


Figura 2.3: Técnicas de detección coherente: (a) homodina, (b) heterodina e (c) intradina.

- Detección homodina, donde tanto el láser de señal como el oscilador local tienen la misma frecuencia por lo que $\omega_{FI} = 0$, con lo que se consigue obtener la demodulación de la señal directamente en banda base.

CAPÍTULO 2. RECEPCIÓN ÓPTICA COHERENTE

- Detección heterodina, en la cual la frecuencia del OL difiere de la del láser de señal, por lo que la demodulación de la señal se realiza en una frecuencia intermedia ω_{FI} mayor que el ancho de banda de señal (BW). Esta técnica tiene el inconveniente de que se necesitan fotodetectores con mayor ancho de banda de forma que la señal a demodular quepa dentro del ancho de banda de detección.
- Detección intradina, es similar al caso homodino ya que la diferencia de frecuencia del láser de señal y OL presenta una variación mínima, en todo caso menor que el ancho de banda de la señal ($\omega_{FI} < R_s$). En este caso, la fase de la señal demodulada se verá incrementada en el tiempo, describiendo así cada símbolo demodulado una rotación en el plano IQ, lo cual podrá corregirse mediante un algoritmo de estimación de fase [24, 25].

Una de las principales ventajas de los esquemas de recepción coherente respecto a detección directa es que permiten el uso de formatos de modulación complejos que hagan uso tanto de la amplitud y fase, como por ejemplo modulaciones M-QAM, donde la información viaja tanto en el término $A_s(t)$ como en el término $\theta_s(t)$ de la Ecuación 2.1. Para ello es necesario extender el esquema de la Figura 2.1 y que permita la detección y demodulación de las componentes de fase y cuadratura IQ, cuya expresión en la que se omiten los términos de ruido y ω_{FI} queda definida como se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} = R\sqrt{P_{OL}P_s} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \hat{e}_s \cdot \hat{e}_{LO} \quad (2.8)$$

Como puede verse en la Ecuación 2.8, existe una gran dependencia entre la intensidad de las componentes IQ obtenidas en detección con el estado de polarización de los láseres de señal y OL, \hat{e}_s y \hat{e}_{LO} respectivamente. El producto escalar de ambas polarizaciones puede hacer que, en el peor escenario posible donde las polarizaciones de señal y OL sean ortogonales, se obtenga un valor mínimo de potencia en detección, haciendo que la demodulación no sea posible. Es por ello por lo que es imprescindible tener control sobre el alineamiento de la polarización de estas señales y que sea el mismo.

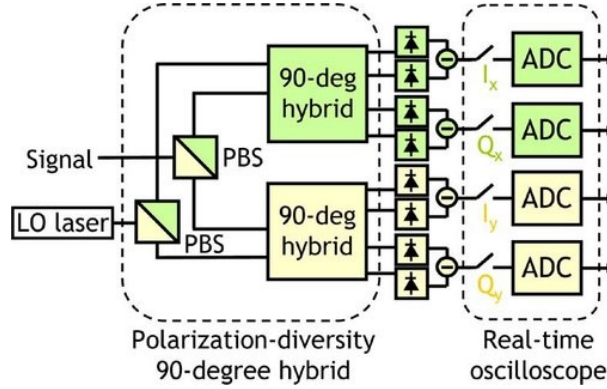


Figura 2.4: Esquema de un receptor coherente con diversidad en polarización basado en dos híbridos de 90° .

En cambio, esta desventaja a priori puede utilizarse para aumentar la tasa de transmisión, ya que pueden utilizarse esquemas con diversidad en polarización como se ilustra en la Figura 2.4 en los cuales se modulan datos en ambas polarizaciones, obteniendo el doble de tasa de transmisión. Para ello se utilizan elementos divisores de polarización (PBS) que separan tanto la señal como el OL en sus dos componentes de polarización ortogonales X e Y que son introducidas a dos híbridos de 90° , de los cuales se obtendrán directamente las componentes IQ para cada polarización.

2.2. Receptor coherente basado en híbrido de 90°

En la Figura 2.5 se muestra el esquema del demodulador IQ convencional basado en un híbrido de 90° , en particular cuenta con cuatro fotodiodos de salida que se utilizan de forma balanceada para cancelar los términos interferentes. Las señales IQ resultantes son amplificadas y posteriormente digitalizadas como previo paso a su procesamiento digital.

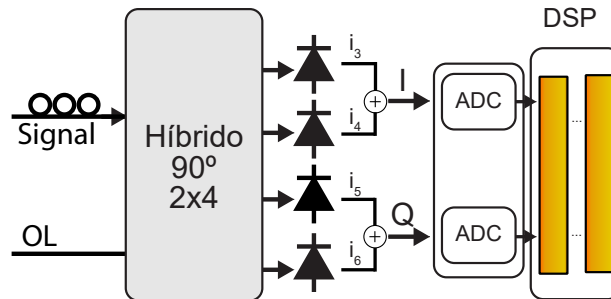


Figura 2.5: Esquema básico de recepción coherente basado en un híbrido de 90° .

CAPÍTULO 2. RECEPCIÓN ÓPTICA COHERENTE

El híbrido de 90° sin pérdidas relaciona las cuatro puertas de salida con las dos de entrada de forma que la diferencia relativa de fases sean múltiplos de 90° . Éste se caracteriza mediante su matriz de Scattering ideal de la forma:

$$\bar{\bar{S}}_{90ideal} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

La señal y el OL se combinan en el híbrido de forma que se obtienen cuatro componentes de campo eléctrico E_i a su salida que pueden describirse de la forma:

$$\begin{bmatrix} E_3 \\ E_4 \\ E_5 \\ E_6 \end{bmatrix} = \bar{\bar{S}}_{90} \begin{bmatrix} E_s \\ E_{OL} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

De este modo, las fotocorrientes que se obtienen en los fotodiodos con responsividad R_i pueden describirse como:

$$i_i = R_i |E_i|^2 = R_i |S_{i1} E_s + S_{i2} E_{LO}|^2; i = 3, \dots, 6 \quad (2.11)$$

Posteriormente, la obtención de las componentes IQ se lleva a cabo mediante la resta analógica de las fotocorrientes dos a dos como queda reflejado en la siguiente expresión

$$\begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix}_{90} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} = \bar{\bar{A}}_{90} \cdot \bar{i} \quad (2.12)$$

En el híbrido de 90° podrán producirse desbalances de fase y amplitud debidos a operar lejos de su frecuencia central o debidos a errores en su fabricación. La recuperación analógica de las componentes IQ reduce y dificulta el rango de operación del receptor ya que no es posible modificar la matriz A_{90° que permita mejorar las condiciones de recepción.

CAPÍTULO 2. RECEPCIÓN ÓPTICA COHERENTE

Partiendo de la Ecuación 2.12, pueden obtenerse las componentes demoduladas IQ como

$$\begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix}_{90} = \begin{bmatrix} i_3 - i_4 \\ i_5 - i_6 \end{bmatrix} = P_{OL} \begin{bmatrix} \alpha_I \\ \alpha_Q \end{bmatrix} + 2\sqrt{P_{OL}P_S} \begin{bmatrix} v_I & v_Q \\ \nu_I & \nu_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} + P_S \begin{bmatrix} \gamma_I \\ \gamma_Q \end{bmatrix} (I'^2 + Q'^2) \quad (2.13)$$

donde I' y Q' representan los símbolos enviados y los tres términos introducidos, como se muestra en [27] se corresponden con un desplazamiento en continua (α_I, α_Q), transformación de los ejes de referencia (v, ν) y distorsión no lineal (γ_I, γ_Q) resultantes del desbalanceo de la matriz teórica de Scattering. Los dos primeros términos causan una traslación, giro y no ortogonalidad de los ejes de referencia, lo cual puede ser compensado posteriormente en el DSP siguiendo el algoritmo de ortonormalización GSOP [17] o LOWDIN [18]. Sin embargo, este algoritmo no es capaz de compensar la distorsión no lineal causada en la constelación de los símbolos, lo cual limita las prestaciones y alcance del receptor.

2.3. Receptor coherente basado en híbrido de 120°

La detección coherente convencional se basa en el uso de híbridos de 90° para posteriormente obtener las componentes IQ. Sin embargo, en estos receptores se producen desbalanceos en la matriz de Scattering, los cuales no pueden ser corregidos al aplicar la matriz A_{90° puesto que está fijada al hardware. Es por ello que se propone una alternativa que consiste en un esquema de detección coherente mediante un híbrido de 120°.

Este esquema presenta una serie de ventajas que se enumeran a continuación,

- Tres puertos de salida es el mínimo para recuperar perfectamente las componentes IQ [22], se necesitan tres fotodetectores frente a los cuatro que necesita el híbrido de 90°, lo cual reduce el tamaño del chip óptico.
- Es posible compensar las posibles imperfecciones del receptor mediante una sencilla operación lineal en la recuperación de las componentes IQ, tanto de manera analógica como digital. Como se vió en el híbrido de 90°, la recuperación de las componentes IQ viene definida por el hardware en sí mismo debido a la detección balanceada, por lo que, si ocurren desbalanceos, no es posible su compensación.
- La posibilidad de calibrar cada receptor de 120° mediante una matriz de calibración, hace que el receptor presente un mayor ancho de banda y por ende, una mayor tolerancia a la fabricación.

CAPÍTULO 2. RECEPCIÓN ÓPTICA COHERENTE

- La ventaja más interesante es la recepción *colorless*, o insensibilidad a la longitud de onda. Cuando se opera en longitudes de onda lejanas a la de diseño, las características del híbrido de 120° cambian, por lo que se producen diferentes desbalances. Estos pueden ser calibrados para cada longitud de onda mediante la aplicación de una matriz de calibración A en la recuperación de las componentes IQ.
- La calibración del receptor mediante la matriz A , posibilita la mejora del llamado *Common Mode Rejection Ratio* (CMMRR), lo que significará una mayor insensibilidad frente a canales interferentes en longitudes de onda próximas en una transmisión DWDM [26]

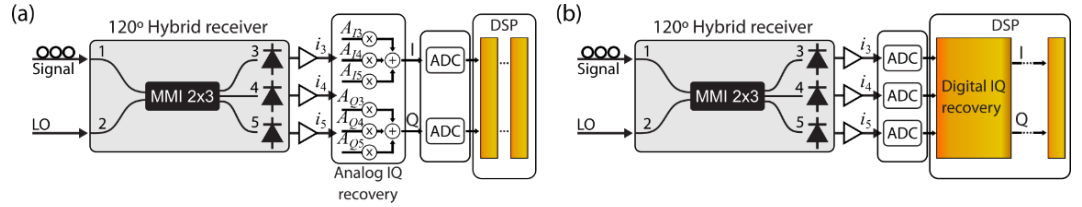


Figura 2.6: Esquema del receptor coherente basado en un acoplador de 120° con recuperación IQ (a) analógica y (b) digital.

En la Figura 2.6 se muestra el esquema de recepción propuesto. La señal y el OL se introducen en el híbrido de 120° cuya matriz de parámetros de Scattering ideales se define como

$$\bar{S}_{120ideal} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j \cdot 120} \\ 1 & 1 \\ 1 & e^{-j \cdot 120} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Obteniendo las fotocorrientes a su salida

$$i_i = R_i |E_i|^2 = R_i |S_{i1} E_s + S_{i2} E_{LO}|^2; i = 3, 4, 5 \quad (2.15)$$

y que pueden expresarse de forma equivalente a la expresión 2.13 como

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

CAPÍTULO 2. RECEPCIÓN ÓPTICA COHERENTE

Siendo α_i un desplazamiento en potencia continua, el término γ_i se corresponde con la detección directa de la potencia de señal que genera una distorsión no lineal y v_{iI}, v_{iQ} la combinación lineal de las componentes IQ de señal. De este modo, las componentes IQ de la señal demodulada se obtienen mediante la siguiente operación lineal de las fotocorrientes con una matriz de transformación A :

$$\begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix}_{120} = \begin{bmatrix} A_{I3} & A_{I4} & A_{I5} \\ A_{Q3} & A_{Q4} & A_{Q5} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} = \bar{\bar{A}}_{120} \cdot \bar{i} \quad (2.17)$$

Bajo condiciones ideales, los coeficientes teóricos que relacionan las tres fotocorrientes están representados en la matriz teórica $\bar{\bar{A}}_{theo}$

$$A_{theo} = \begin{bmatrix} -1/2 & 1 & -1/2 \\ \sqrt{3}/2 & 0 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Con esta matriz se podrán obtener las componentes IQ, pero se verán afectadas por no idealidades debidas a errores de fabricación. Ante estas imperfecciones y ya que el receptor presenta una reducida dependencia con la longitud de onda [16], es posible realizar una calibración del receptor para una longitud de onda y utilizar la misma matriz para otras longitudes de onda. La obtención de los coeficientes de calibración se realiza mediante el ajuste por mínimos cuadrados a las tres fotocorrientes obtenidas cuando se transmiten un grupo conocido de símbolos QAM. La Ecuación 2.19 describe el proceso seguido,

$$\begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{I3} & M_{Q3} \\ M_{I4} & M_{Q4} \\ M_{I5} & M_{Q5} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} = \bar{\bar{M}} \cdot \begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

donde I' y Q' representa un grupo de símbolos conocido. Pueden obtenerse los coeficientes calibrados utilizando la operación pseudoinversa como

$$\bar{\bar{A}}_{calib} = pinv(\bar{\bar{M}}) \quad (2.20)$$

CAPÍTULO 2. RECEPCIÓN ÓPTICA COHERENTE

Esta matriz $\bar{\bar{A}}_{calib}$ permitirá la correcta demodulación de cualquier canal en toda la banda de operación utilizando los mismos coeficientes. Debe destacarse también, que esta matriz, dado que permite la compensación de los desbalanceos del receptor en toda la banda de operación, permitirá prescindir, a diferencia del híbrido de 90° , del algoritmo de procesamiento posterior de ortonormalización. Por otro lado, como se puede ver en la Figura 2.6, la opción de recuperar analógicamente las componentes IQ requiere un convertidor ADC menos, lo que resulta atractivo para una implementación comercial de estos receptores.

Capítulo 3

Algoritmos de procesamiento de señal

En este capítulo se definen los algoritmos de DSP más comunes que aparecen en el proceso de demodulación en un receptor coherente. En la Figura 3.1 puede verse el orden de aplicación de estos algoritmos.

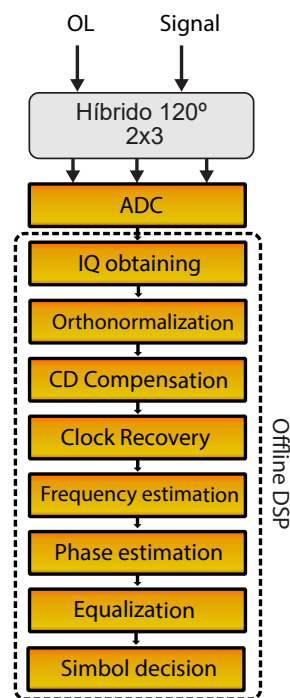


Figura 3.1: Bloques de procesamiento digital de señal en un receptor coherente.

El primer proceso tras la detección y conversión ADC, es la aplicación

CAPÍTULO 3. ALGORITMOS DE PROCESADO DE SEÑAL

de los algoritmos que permiten corregir las posibles imperfecciones o desbalances en las ramas IQ y recuperar la ortonormalización de la constelación. En el supuesto de que el transmisor y receptor estuvieran separados por varios kilómetros de fibra, sería necesario aplicar un algoritmo de corrección estática de la dispersión cromática, la cual se produce por la dependencia de la velocidad de grupo con la frecuencia, haciendo que los pulsos ópticos se ensanchen en el tiempo que viajan por la fibra [23]. Dado que en este trabajo no se va a utilizar un enlace de fibra, no se tendrá en cuenta en el bloque DSP, aunque su implementación es ampliamente conocida. Los desajustes dinámicos introducidos por la señal y OL en la constelación de símbolos se compensan mediante un algoritmo de estimación de fase y frecuencia válido para modulaciones M-arias. A continuación, se introducen los símbolos obtenidos a un bloque de ecualización que permita compensar las no idealidades del sistema y cancelar la interferencia intersimbólica (ISI). Finalmente, el decisor basado en un decodificador con regiones de decisión fijas o adaptativas mediante un método iterativo de clusterización resolverán los bits recibidos.

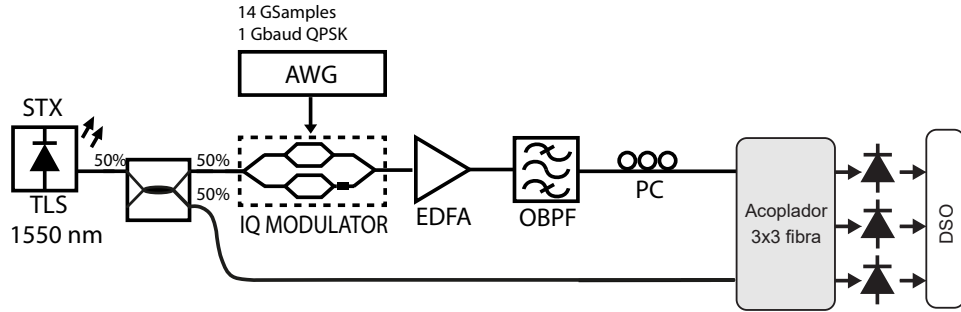


Figura 3.2: Montaje de laboratorio para la captura de señales de un receptor coherente basado en un híbrido de 120° de fibra óptica.

La generación de estos algoritmos se llevó a cabo en Matlab y se verificaron a partir de la captura experimental de señales provenientes de un receptor de 120° construido en fibra óptica. Para ello, se realizó el montaje de la Figura 3.2, donde se utiliza un láser sintonizable en 1550 nm como fuente de luz tanto para la señal de datos como para el oscilador local, con el fin de simplificar el sistema utilizando una técnica de detección homodina. La señal de datos enviada es una secuencia pseudoaleatoria (PRBS) de orden 7 generada mediante un Arbitrary Waveform Generator (AWG), con un conformado de pulso NRZ de 10 muestras por símbolo y una tasa de símbolo de 1 GBaud, siendo la tasa de bit resultante de 2 Gb/s al utilizar una modulación QPSK. Las dos señales I y Q son introducidas en un modulador óptico IQ compuesto por dos moduladores ópticos Mach Zehnder, uno para cada rama. La señal óptica resultante es amplificada mediante un EDFA y filtrada con un filtro WDM. La polarización de la señal de datos a la entra-

CAPÍTULO 3. ALGORITMOS DE PROCESADO DE SEÑAL

da del acoplador se controla manualmente de forma que coincida con la del oscilador local y se obtenga en recepción un máximo de potencia señal. A la salida del acoplador de fibra óptica de 120° se detectan y amplifican las tres fotocorrientes, las cuales son amplificadas y capturadas mediante un Digital Storage Oscilloscope (DSO).

Los algoritmos de procesamiento de señal que se desarrollan a continuación trabajan a nivel de símbolo, para lo cual es necesario obtener las componentes IQ a partir de las tres señales capturadas. En primer lugar, son sometidas a un filtro adaptado rectangular para mejorar la SNR y se determina el instante óptimo de muestreo mediante la búsqueda del máximo de energía en el diagrama de ojo y se sincronizan las tres señales mediante la correlación máxima. Los símbolos IQ son obtenidos mediante el muestreo de estas señales en el punto óptimo, obteniendo así, 1 muestra por símbolo. Finalmente, las componentes IQ son obtenidas mediante la aplicación de la matriz A a las tres señales obtenidas.

3.1. Compensación desbalanceos ramas I y Q

Los posibles desbalanceos en la modulación de las componentes IQ en emisión, los desbalanceos en fase y amplitud de los híbridos, desigualdad de responsividad entre los fotodiodos o diferencia de amplificación de los amplificadores eléctricos, pueden ocasionar una pérdida de ortogonalidad entre las componentes IQ demoduladas. La aplicación a éstas de algoritmos de ortonormalización permite corregir las imperfecciones ocasionadas. En este apartado se implementan dos conocidos algoritmos de ortonormalización: Gram-Schmidt [17] y Lowdin [18]. El primero de ellos toma un vector como referencia y define uno nuevo ortogonal a éste, generando así dos vectores ortogonales. El segundo algoritmo toma los dos vectores originales y son rotados con el mismo ángulo de forma que los convierte en ortogonales como puede verse en la Figura 3.3, donde I' y Q' representan los ejes de referencia recibidos mientras que I y Q representan los ejes obtenidos al aplicar el algoritmo de ortonormalización.

En el caso del híbrido de 120° ideal, la propia aplicación de la matriz \bar{A} hace que no sea necesaria la posterior aplicación del algoritmo de ortonormalización, lo cual aligera el tiempo de cómputo total. Sin embargo, las posibles no-idealidades del receptor pueden generar distorsión en la constelación la cual no es posible corregir, dicha matriz no es capaz de mitigarlos, sino que es necesario una recalibración de la misma.

En la Figura 3.4 puede verse la constelación de símbolos obtenidos al aplicar la matriz \bar{A}_{theo} y el posterior DSP para ortonormalización Lowdin y GSOP. Puede verse como la matriz teórica no es capaz de corregir totalmente los desbalanceos producidos en las señales de salida, sin embargo, si se le aplica posteriormente alguno de los algoritmos de ortonormalización, se consiguen

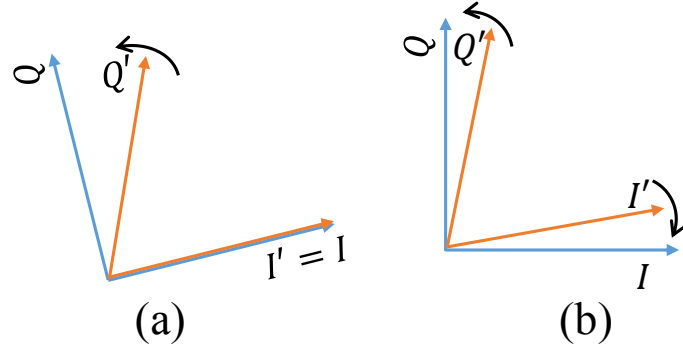


Figura 3.3: Representación visual del método (a) Gram-Schmidt y (b) Löwdin de ortogonalización.

compensar los desbalances de fase entre los ejes, obteniendo un ángulo recto entre los ejes I y Q lo cual permite disminuir la distorsión de la constelación. El hecho de que se obtenga una constelación distorsionada y no rectangular al tratarse de una modulación QPSK, reside en que, como se vió en la Ecuación 2.16, las fotocorrientes contienen un término de distorsión no lineal de amplitud, el cual es incapaz de ser compensado por un algoritmo de ortonormalización que aplica una operación lineal, lo cual limita la eficiencia del receptor.

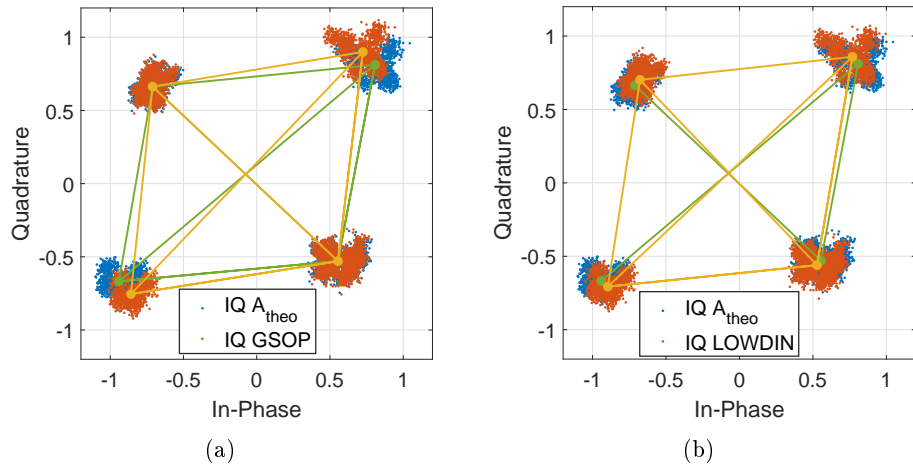


Figura 3.4: Constelación de símbolos obtenida al aplicar la matriz $\bar{\bar{A}}_{theo}$ y posteriormente aplicar un algoritmo de ortonormalización (a) GSOP y (b) LOWDIN

3.2. Estimación de fase y frecuencia

El objetivo de este algoritmo es la estimación de la diferencia de fase y frecuencia entre la señal y el de OL. Esta desviación ocasiona una rotación de los símbolos en la constelación a lo largo del tiempo. El algoritmo que se analiza en este caso para estimar la fase es el *Decision Direct Phase Locked Loop* (DDPLL) [24], cuyo diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.5

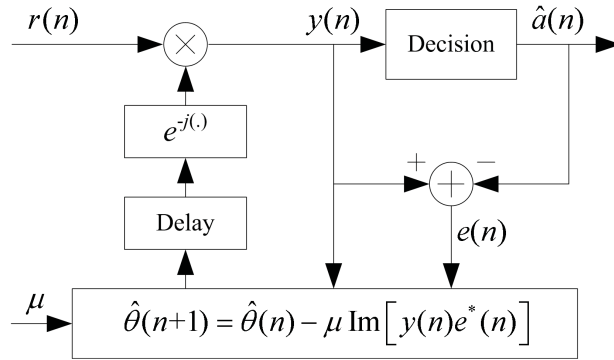


Figura 3.5: Diagrama de bloques del algoritmo DDPLL.

Considerando una constelación, en este caso QPSK, aunque el algoritmo puede usarse para cualquier modulación M-QAM, la señal que contiene los símbolos de entrada al algoritmo puede expresarse como

$$r(n) = s(n) \cdot e^{j\theta(n)} + z(n) \quad (3.1)$$

donde $s(n)$ denota los símbolos M-QAM, $\theta(n)$ es el ruido de fase producido y $z(n)$ modela el ruido de amplificación espontánea (ASE) del sistema. El bucle de recuperación *decision directed*, utiliza el error entre la salida de la estimación y la correspondiente salida del decisor, siendo la ecuación de actualización de la fase

$$\hat{\theta}(n+1) = \hat{\theta}(n) - \mu \text{Im}[y(n)e^*(n)] \quad (3.2)$$

donde μ es el parámetro de actualización, $e(n)$ es la señal de error y $y(n)$ es el símbolo a ser decidido siendo

$$e(n) = y(n) - \hat{a}(n) \quad (3.3)$$

y

$$y(n) = r(n) \cdot e^{-j\hat{\theta}(n)} \quad (3.4)$$

donde $y(n)$ se corresponde con los símbolos a la salida del algoritmo.

Puede verse en la Figura 3.6 la recuperación de las componentes IQ únicamente con la matriz \bar{A}_{theo} cuya constelación está distorsionada por el giro de los símbolos en el tiempo por el desajuste de fase entre la señal y el oscilador local. Por otro lado, la aplicación posterior del algoritmo DDPLL permite estimar la fase y corregir la constelación de símbolos permitiendo ver correctamente la constelación QPSK.

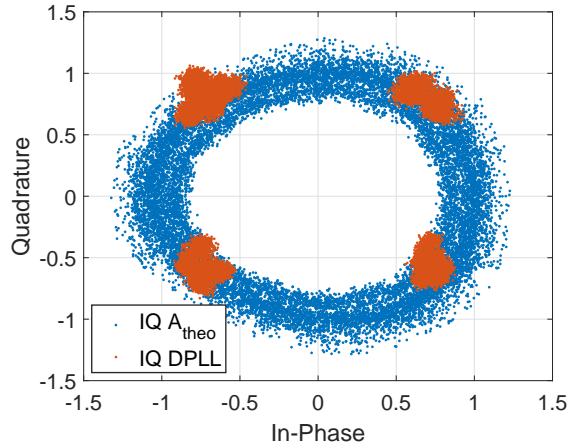


Figura 3.6: Constelación de símbolos recibida al aplicar únicamente la matriz \bar{A}_{theo} y posterior aplicación del algoritmo de estimación de fase DDPLL.

3.3. Ecualización de canal

La distorsión no lineal en los sistemas de comunicaciones ópticos ha sido objeto de estudio durante los últimos años [30, 31] y el *Decision Feedback Equalizer* (DFE)[29] es ampliamente utilizado, llegando a convertirse en un componente estándar en comunicaciones ópticas.

La idea básica del DFE se basa en la asunción de que las decisiones pasadas son correctas, si los valores de los símbolos que ya se han decidido son correctos, entonces la contribución de la ISI producida por esos símbolos puede ser cancelada. En la Figura 3.7 puede verse el diagrama de bloques del ecualizador DFE, donde $y(n)$ es la salida del bloque de procesamiento anterior, $\hat{d}(n)$ es el símbolo resultante de la aplicación de los filtros *forward* y *feedback* y $\tilde{d}(n)$ es el símbolo decidido. El ecualizador *forward* trata de combatir el ruido del sistema y la ISI previa, y el filtro *feedback* genera a partir de la salida del decisor la ISI posterior que será restada a la entrada del decisor. Además, este ecualizador puede ser entrenado previamente con una secuencia de símbolos conocida de forma que recoge información sobre el canal lo cual mejora las prestaciones posteriores.

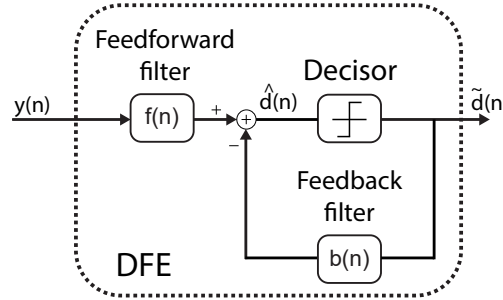


Figura 3.7: Diagrama de bloques del ecualizador DFE.

En la Figura 3.8 se ilustra la salida obtenida del receptor híbrido de 120° basado en fibra óptica una vez se ha aplicado la matriz $\bar{\bar{A}}_{theo}$ y la posterior corrección de fase mediante el algoritmo DDPLL, se observa cómo los símbolos tienen una dispersión en la constelación debida tanto a las no idealidades del sistema como a la posible ISI ocurrida alcanzando un valor de EVM del 16,89 %. Este efecto dispersivo se compensa en gran medida con la aplicación del DFE, cuya configuración se establece en un filtro *forward* de 40 taps y un filtro *feedback* de 30 taps. Esto permite corregir la distorsión no lineal de la constelación, creando una compresión de los símbolos y bajando el valor de EVM al 3,49 %. La utilización del DFE supone una mejora del 13 % en cuanto a EVM, lo cual amplía las posibilidades del sistema en cuanto a calidad de señal y alcance.

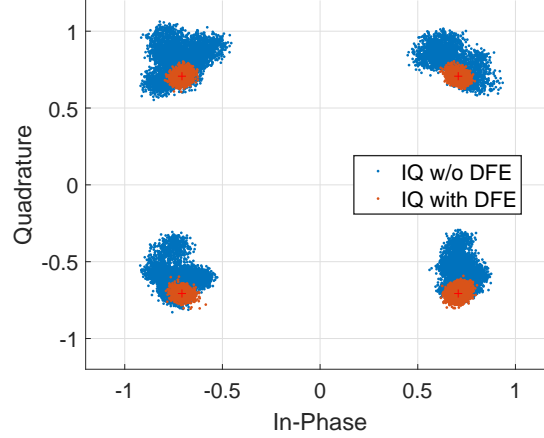


Figura 3.8: Comparativa de la constelación resultante de aplicar el ecualizador DFE.

3.4. Decisión y obtención de tasa de BER y EVM

Normalmente, los decisores de símbolo trabajan con regiones de decisión fijas, esto es, se basan en estimar cada símbolo mediante regiones rectangulares equiespaciadas aplicando el criterio de máxima verosimilitud o mínima distancia euclídea. Esta técnica es suficiente en sistemas limitados únicamente por ruido blanco Gaussiano (AWGN) pero, la constelación recibida puede estar afectada por distorsión no lineal, lo cual deforma la constelación y es muy notable en constelaciones cuadradas como QAM. El hecho de que tenga una distorsión no lineal implica que los símbolos puedan cruzar las regiones de decisión fijas, pero, aplicando unas regiones de decisión adaptativas no rectangulares y no equiespaciadas, es posible recuperar la constelación de símbolos correctamente. Para ello se ha implementado el clusterizado iterativo llamado k-means [32]. Este método agrupa un determinado conjunto de N símbolos en k grupos en el que cada símbolo pertenece al grupo cuya distancia a su centroide es menor.

En la Figura 3.9 se ilustra un ejemplo la constelación obtenida mediante la aplicación de la matriz \bar{A}_{theo} y el posterior post procesado. Puede verse cómo la separación entre símbolos es clara y no llegan a mezclarse entre sí. En el caso de utilizar un decisor con regiones de decisión fijas, como es el caso de la Figura 3.9, la distorsión de la constelación hace que haya símbolos que pasen a las regiones adyacentes incrementando la tasa de BER y EVM. Los valores de BER y EVM obtenidos cuando se usan regiones de decisión fijas es del orden de 10^{-4} y 10 % respectivamente mientras que si se utiliza el método k-means para la generación de regiones de decisión adaptativas, es posible recuperar la misma constelación con una tasa de BER de 0 y un EVM del 6 %.

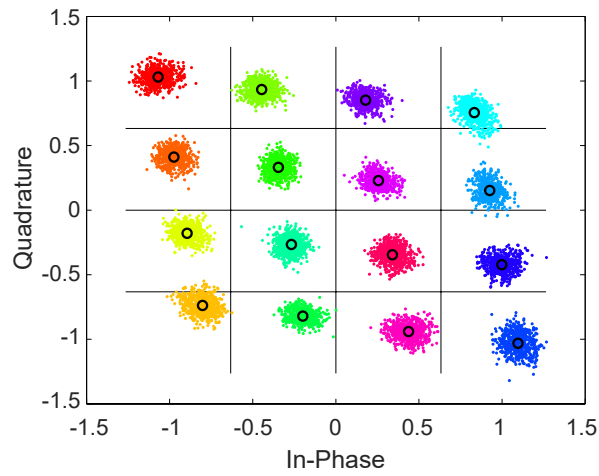


Figura 3.9: Constelación 16-QAM obtenida mediante la aplicación de la matriz \bar{A}_{theo} . En la figura se sobre impresionan las regiones fijas de decisión y los centroides obtenidos a partir del método k-means.

Capítulo 4

Caracterización de la operación colorless del receptor coherente integrado

4.1. Relación de Rechazo al Modo Común (CMRR)

En los receptores convencionales basados en híbridos de 90° , la figura de mérito para evaluar el comportamiento *colorless* del receptor es el CMRR. Cualquier cambio en la longitud de onda de trabajo o el hecho de introducir diferentes longitudes de onda en el híbrido dará lugar al desbalanceo en amplitud en las etapas balanceadas de fotodetectores, y por tanto un detrimento de la calidad de la señal [26, 13, 12]. El cálculo del CMRR en los híbridos de 90° convencionales es conocido [13] y, como se establece en el Optical Internetworking Forum (OIF) [33], debe ser menor de -20 dB en todo su rango de operación. La expresión del CMRR para el caso del híbrido de 90° utilizando las expresiones de las fotocorrientes descritas en 2.11 se formulan según

$$\begin{aligned} CMRR_I(\lambda_n) &= 20\log_{10} \frac{i_3 - i_4}{i_3 + i_4} \\ CMRR_Q(\lambda_n) &= 20\log_{10} \frac{i_5 - i_6}{i_5 + i_6} \end{aligned} \tag{4.1}$$

siendo i_i las fotocorrientes obtenidas a la salida del híbrido de 90° y como puede deducirse, una mayor diferencia entre fotocorrientes, esto es, un mayor desbalanceo entre caminos ópticos, disminuirá el CMRR. Además, el valor de CMRR será el valor más restrictivo entre el obtenido para I y Q como se describe

$$CMRR(\lambda_n) = \max(CMRR_I, CMRR_Q) \tag{4.2}$$

CAPÍTULO 4. CARACTERIZACIÓN DE LA OPERACIÓN COLORLESS DEL RECEPTOR COHERENTE INTEGRADO

En el caso del híbrido de 120° , el cálculo del CMRR no es directo y ha de ser definido. En particular, debería cuantificar los desbalances de amplitud a la salida de las señales eléctricas debido, por ejemplo, a diferencias en la responsividad de los fotodetectores o a la diferencia en la amplificación eléctrica de las tres salidas. La medida del CMRR en un híbrido de 120° fue propuesta teóricamente en [26] y se abordará experimentalmente en este trabajo. Se define como

$$CMRR_{120}(\lambda_n) = 20\log_{10} \frac{A_{k3}i_3 + A_{k4}i_4 + A_{k5}i_5}{|A_{k3}|i_3 + |A_{k4}|i_4 + |A_{k5}|i_5} \quad (4.3)$$

donde A_{ki} denota los coeficientes de la matriz $\bar{\bar{A}}$ para obtener las componentes IQ siendo el subíndice k el valor más restrictivo para el caso de la componente I y Q.

4.2. Receptor integrado

Para este trabajo en concreto se va a utilizar un receptor coherente híbrido de 120° basado en óptica integrada. La óptica integrada es una tecnología que tiene como objetivo la construcción de dispositivos ópticos integrados, que contienen varios componentes ópticos que se combinan para generar funciones más complejas. Estos componentes pueden ser filtros ópticos, moduladores, acopladores, amplificadores, láseres, fotodetectores, etc. En general están contruidos sobre materiales como el Si, LiNbO3 o InP [19, 20, 21] y se conectan mediante guías de onda. La inspiración de la óptica integrada proviene de la tecnología de los circuitos electrónicos integrados, que ha mostrado un gran desarrollo y avance durante décadas dando lugar a complejos y potentes microprocesadores con enorme capacidad de cálculo. Desafortunadamente, a día de hoy, la óptica integrada no ha podido igualar el progreso de la microelectrónica debido que existen ciertas complicaciones técnicas a la hora de la fabricación. Estas dificultades pueden resumirse en: (i) La conexión de los componentes se hace vía guías de onda cuya dimensión no puede ser más pequeña que la longitud de onda, lo que dificulta la miniaturización. (ii) Las conexiones ópticas son mucho más críticas que las eléctricas, un mal alineamiento entre dispositivos puede generar decenas de dB de pérdidas de potencia, esto implica el uso de amplificadores en los circuitos, los cuales tienen un mayor tamaño que los amplificadores electrónicos basados en transistores.

El receptor coherente basado en el híbrido de 120° que se va a utilizar está construido en óptica integrada mediante un acoplador MMI (Multimode Interference) 2×3 fabricado en tecnología InP por el Fraunhofer Heinrich-Hertz-Institute (HHI) y diseñado por el grupo *Photonics & RF Research*

CAPÍTULO 4. CARACTERIZACIÓN DE LA OPERACIÓN COLORLESS DEL RECEPTOR COHERENTE INTEGRADO

Lab de la Universidad de Málaga [16]. En la Figura 4.1 puede verse el receptor a vista de microscopio. El chip óptico se ilumina por la parte izquierda, introduciendo la señal y el OL a sus dos entradas mediante un array de fibras. Las tres salidas del híbrido son después recogidas por tres fotodetectores y mediante hilos de oro llevadas a unas pistas de RF y de ahí al exterior mediante conexión cableada.

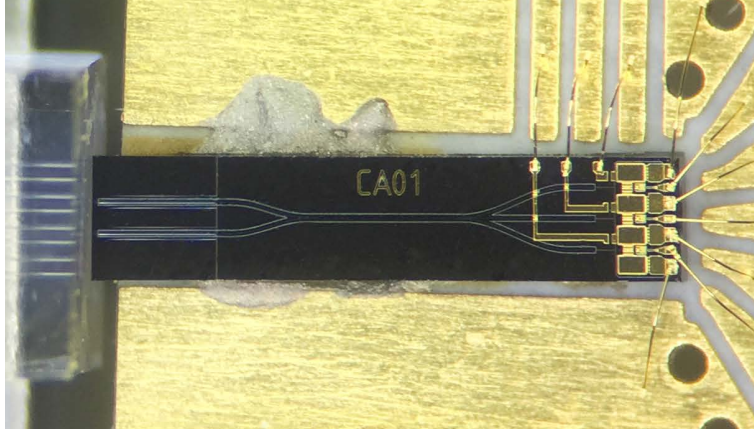


Figura 4.1: Receptor coherente basado en híbrido de 120° fabricado en InP.

Para la medida experimental del CMRR, es necesaria la medida de las tres fotocorrientes resultantes a la salida del sistema. El esquema de medida se ilustra en la Figura 4.2

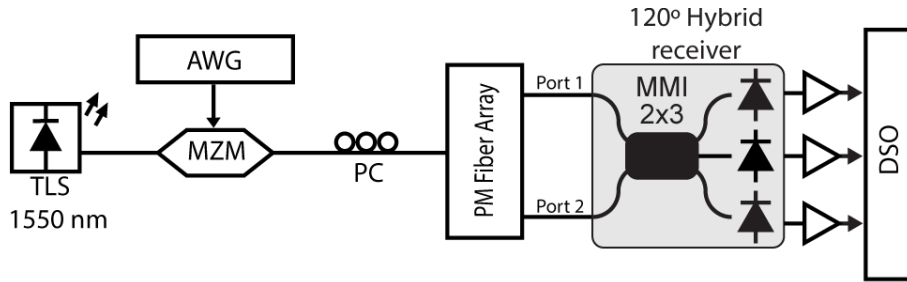
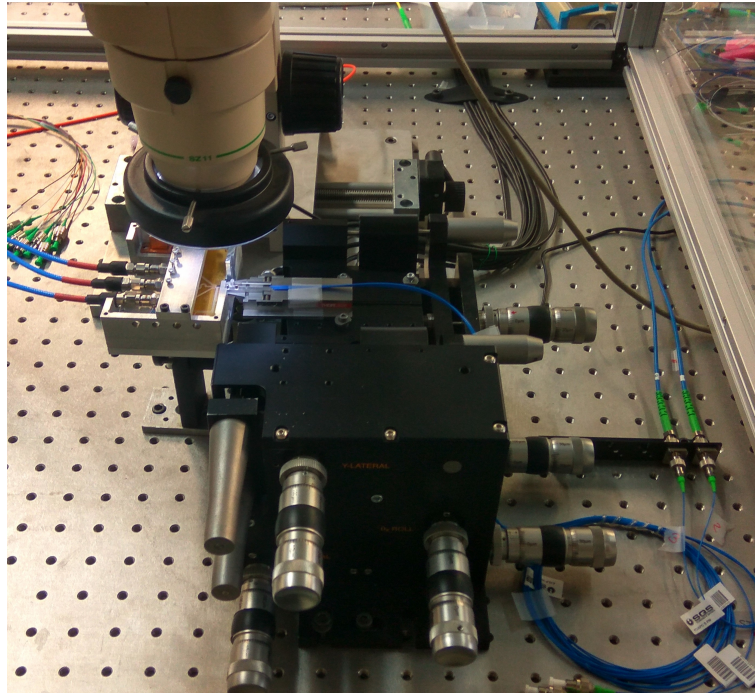


Figura 4.2: Setup de medida para caracterización experimental del receptor de 120° .

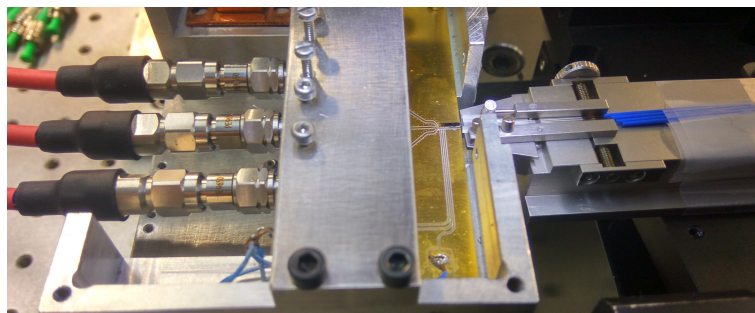
Se utiliza un Arbitrary Waveform Generator (AWG) para generar una señal sinusoidal de baja frecuencia que alimenta un modulador óptico Mach Zehnder (MZM) modulado en intensidad y se introduce a un array de fibras de polarización mantenida (PM) a partir del cual se inyectará la luz al chip

CAPÍTULO 4. CARACTERIZACIÓN DE LA OPERACIÓN COLORLESS DEL RECEPTOR COHERENTE INTEGRADO

integrado. El proceso de introducción de luz en un chip no puede llevarse a cabo a mano dado el tamaño del receptor por lo que se utiliza un microposicionador de 6 ejes. Una vez se ha colocado y anclado el array de fibras en el posicionador, éste permite tener control sobre los ejes X, Y y Z y sus respectivos ejes de giro. En la Figura 4.3 puede observarse el microposicionador y una vista en detalle del receptor.



(a)



(b)

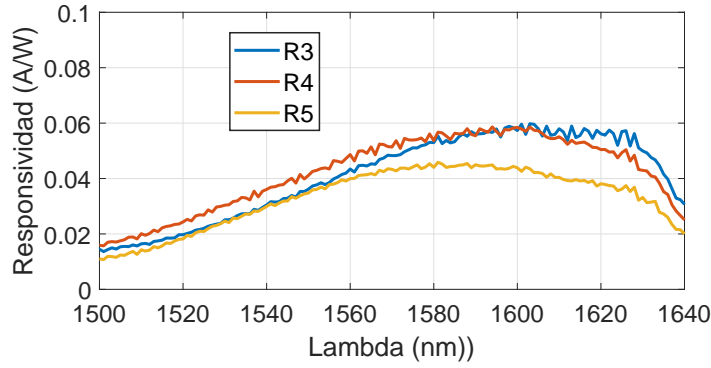
Figura 4.3: (a) Microposicionador utilizado en el laboratorio para el alineamiento del chip óptico con el array de fibras. (b) Zoom de la zona de alineamiento del chip.

Para una alineación óptima, se ha de alinear el chip en los 6 respectivos ejes, para lo cual se utiliza un láser rojo que es visible al ojo humano y

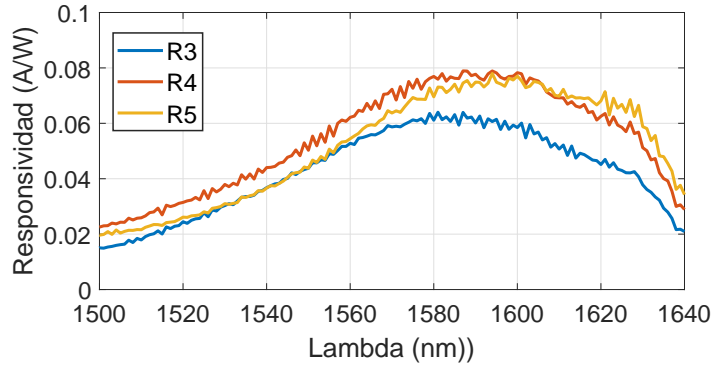
CAPÍTULO 4. CARACTERIZACIÓN DE LA OPERACIÓN COLORLESS DEL RECEPTOR COHERENTE INTEGRADO

mediante un microscopio es posible controlar el movimiento de la plataforma. Una vez alineado, se introduce la señal modulada por cada una de las dos puertas de entrada y se capturan las tres señales de salida con un osciloscopio.

En las Figura 4.4 pueden verse la medida experimental de las tres fotocorrientes para distintas longitudes de onda.



(a)



(b)

Figura 4.4: Medida experimental de las tres fotocorrientes de salida del receptor cuando se ilumina la puerta (a) superior y (b) inferior

Aplicando los coeficientes de la matriz $\bar{\bar{A}}_{theo}$ se obtendría el CMRR teórico del híbrido de 120° , pero, las no idealidades del sistema generarán desbalances de amplitud y fase originando que la medida de CMRR se degrade. Por otro lado, si se usa la matriz $\bar{\bar{A}}_{calib}$ permitirá compensar los posibles desbalances, obteniendo así un CMRR calibrado, con el cuál se esperará obtener una mejor respuesta *colorless* del receptor. Para el proceso de calibración se utiliza el método descrito en la Sección 2.3, con el cual se obtiene la siguiente matriz de calibración $\bar{\bar{A}}_{calib}$:

CAPÍTULO 4. CARACTERIZACIÓN DE LA OPERACIÓN COLORLESS DEL RECEPTOR COHERENTE INTEGRADO

$$\bar{\bar{A}}_{calib} = \begin{bmatrix} -0,30 & -0,59 & 0,99 \\ -1 & 0,63 & 0,13 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Los coeficientes calibrados son claramente diferentes a los coeficientes teóricos de la Ecuación 2.18, permitiendo en consecuencia, corregir en la constelación IQ recibida la distorsión y la rotación producida por el receptor integrado. Cabe destacar que la matriz calibrada resultante añade una rotación de 44° en la constelación y un desbalanceo entre detectores de un 21 % en amplitud y de $\pm 2^\circ$ en la fase. Estos coeficientes, aunque calculados para una sola longitud de onda, se pueden utilizar en una banda amplia de longitudes de onda como se demostrará experimentalmente más adelante.

Aplicando la Ecuación 4.3 a las fotocorrientes obtenidas experimentalmente, junto con los coeficientes de la matriz A de la Ecuación 2.18 y 4.4, se obtiene la medida del CMRR para los dos puertos de entrada, el criterio de elección del CMRR más restrictivo sigue siendo el mismo que para la Ecuación 4.2.

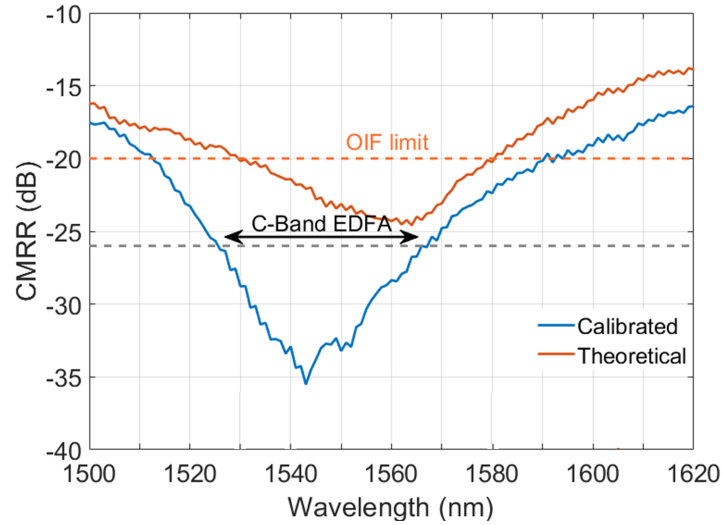


Figura 4.5: Valor de CMRR medido experimentalmente para valores teóricos y calibrados de la matriz $\bar{\bar{A}}$.

En la Figura 4.5 puede observarse que el receptor una vez aplicados los coeficientes calibrados de la matriz $\bar{\bar{A}}_{calib}$, tiene un valor de CMRR mucho mejor ya que toda la banda C óptica, donde se encuentra la amplificación basada en EDFA, está por debajo de -25dB. De aquí se deduce que el receptor debería ser más insensible a canales interferentes adyacentes que aquel receptor que utilice los coeficientes de la matriz $\bar{\bar{A}}_{theo}$.

CAPÍTULO 4. CARACTERIZACIÓN DE LA OPERACIÓN COLORLESS DEL RECEPTOR COHERENTE INTEGRADO

Además, puede observarse que el CMRR teórico alcanza su mínimo en 1560 nm cuando la longitud de onda de diseño era 1550 nm, lo cual implica que los errores de fabricación han hecho que la longitud de onda de operación se mueva 10 nm. Por otro lado, puede verse que el receptor puede operar en un rango de trabajo de 80 nm utilizando los coeficientes calibrados ya que el nivel de CMRR está por debajo de los -20 dB que marca el OIF.

Capítulo 5

Resultados experimentales del receptor híbrido de 120°

En este capítulo se tratará la validación experimental del receptor, en primer lugar, se analizará la demodulación coherente en la cual se observará el correcto funcionamiento de los algoritmos de postprocesado así como las características de reconfigurabilidad del esquema híbrido de 120° . Este trabajo tiene como objetivo verificar la funcionalidad del híbrido de 120° por lo que, para evitar posibles no idealidades, se decide no incluir un enlace de fibra óptica de varios kilómetros entre la transmisión y recepción.

5.1. Demodulación coherente y sensibilidad del receptor

En la Figura 5.1 puede verse el esquema del montaje experimental de transmisión y recepción utilizado.

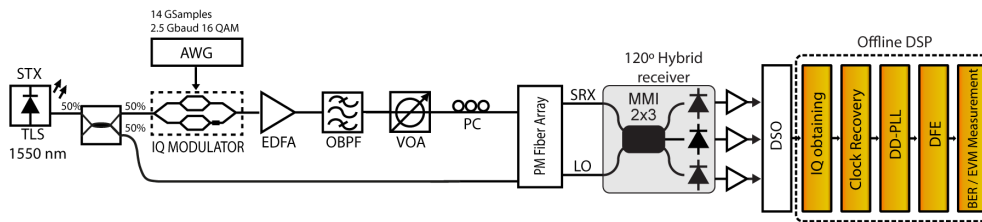


Figura 5.1: Setup de medida utilizado para la demodulación coherente.

Se utiliza un láser sintonizable capaz de operar en banda C y L, como fuente de luz tanto para la señal de datos transmitida como para el OL. Además, se divide mediante un acoplador óptico y se utiliza como oscilador local con 13 dBm de potencia óptica, en esquema homodino para simplifi-

CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL RECEPTOR HÍBRIDO DE 120°

car el montaje. La señal de datos enviada es una secuencia pseudoaleatoria (PRBS) de orden 9 generada mediante un Arbitrary Waveform Generator (AWG) de 14 GSamples/s y 5 GHz de ancho de banda, con un conformado de pulso NRZ y con una tasa de símbolo de 2.5 Gbaudios, siendo la tasa de bit resultante de 10 Gb/s al utilizar una constelación 16-QAM. Las dos señales I y Q son introducidas en un modulador óptico IQ compuesto por dos moduladores ópticos Mach Zehnder, uno para cada rama. La señal óptica es amplificada mediante un EDFA y filtrada ópticamente con un filtro WDM con una anchura nominal de paso de 100 GHz a 20 dB. La señal recibida atraviesa un atenuador variable (VOA) cuya función es simular pérdidas ópticas en el enlace. Ya que es un esquema de receptor que sólo contempla una sola polarización, ésta se controla manualmente mediante un controlador de polarización antes de entrar al array de fibras de polarización mantenida. El OL también llega mediante fibra de polarización mantenida al array de fibras de tal modo que tanto la señal de datos como el OL presentan el mismo estado de polarización, ambas se encuentran en el modo TE, que es la polarización de diseño del chip óptico integrado. A continuación, ambas señales se introducen al chip mediante un micro posicionador de seis ejes. Finalmente, las tres señales detectadas en el receptor de 120° son amplificadas mediante tres amplificadores similares de 3 GHz de ancho de banda y capturadas mediante un osciloscopio de 80 GSample/s.

Una vez se obtienen las señales digitales, han de ser procesadas digitalmente para la obtención de los símbolos, para ello se aplica tanto la matriz \bar{A}_{theo} como la \bar{A}_{calib} a las tres señales obtenidas. Una vez obtenidos los símbolos, es necesario aplicar los bloques de DSP vistos en el Capítulo 3 para corregir las desviaciones de fase entre señal y OL, reducir la ISI y ecualizar el canal y finalmente obtener los símbolos y bits recibidos.

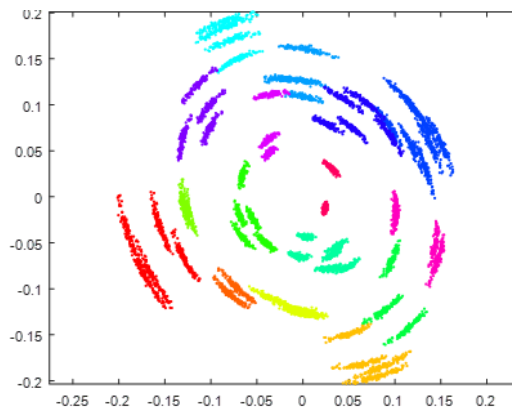


Figura 5.2: Constelación de símbolos obtenida a partir de la aplicación de la matriz A sin ninguna corrección digital o procesado.

En la Figura 5.2 puede verse el resultado obtenido en las componentes IQ

CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL RECEPTOR HÍBRIDO DE 120°

al aplicar únicamente la matriz $\bar{\bar{A}}$ sin aplicar ningún postproceso adicional. Se observa cómo los símbolos presentan un giro de fase incluso utilizando el mismo láser como señal de datos y OL, debido a que ambas señales no recorren en el mismo camino óptico por lo que presentan a la entrada del chip óptico diferente fase relativa. Otro punto a destacar en la constelación es la aparente diferencia de potencia que presentan los símbolos recibidos pertenecientes a un mismo símbolo transmitido, generada por el propio modulador IQ. Esta diferencia se debe a distorsiones producidas en el modulador óptico por la interferencia intersimbólica (ISI), sin embargo, este comportamiento puede corregirse posteriormente mediante ecualización con el DFE.

En la Figura 5.3 pueden verse los resultados obtenidos en la constelación de símbolos. A la izquierda se observa la constelación obtenida al aplicar la $\bar{\bar{A}}_{theo}$ y a la derecha la $\bar{\bar{A}}_{calib}$. Utilizando el mismo bloque de procesamiento digital para corregir los errores de fase vistos en la Figura 5.2 y ecualización. Puede verse cómo la aplicación de los coeficientes calibrados permite revertir los efectos no deseados del receptor como la no ortogonalidad de la constelación como se observa en el caso teórico.

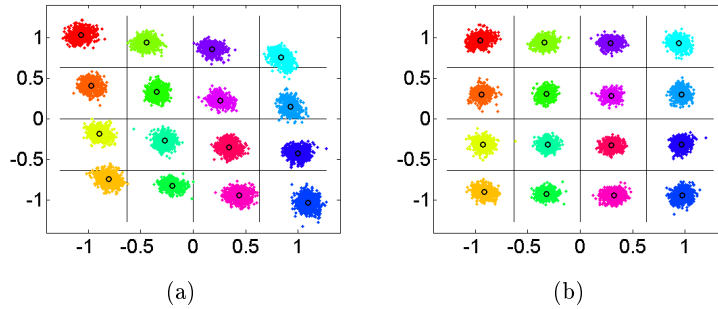


Figura 5.3: Constelación reconstruida mediante DSP usando coeficientes teóricos (a) y calibrados (b) operando a 10Gb/s

5.1.1. Sensibilidad a 10 Gb/s

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del bloque completo de procesamiento digital, se ha evaluado la sensibilidad del receptor, lo cual marcará la distancia máxima a la que podrá llegar dicho sistema de comunicaciones. Por otro lado, como referencia, se ha considerado el límite de BER de $2,2 \cdot 10^{-3}$ el cual permite una decodificación casi perfecta al añadirle una redundancia del 7 % de E-FEC (Enhanced forward error correction) [34] lo cual corresponde aproximadamente con un EVM del 15 % para una constelación 16-QAM [35]. En la Figura 5.4 y 5.5 pueden observarse los resultados obtenidos en términos de BER y EVM en el caso de utilizar la matriz $\bar{\bar{A}}_{theo}$ y $\bar{\bar{A}}_{calib}$ en sendos decisores con regiones de decisión fijas o adaptativas co-

CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL RECEPTOR HÍBRIDO DE 120°

mo se detalló en la sección 3.4. Puede verse cómo el método adaptativo de decisión *k-means* aplicado a la constelación obtenida con los coeficientes teóricos puede compensar prácticamente la distorsión producida, permitiendo obtener una tasa de error en el bit (BER) similar a la obtenida cuando se utiliza la matriz \bar{A}_{calib} en la recuperación de las componentes IQ. El mismo comportamiento puede observarse en los resultados de EVM. Ambos decisoros fueron probados en el caso de utilizar coeficientes calibrados y arrojaban aproximadamente los mismos resultados, pudiendo afirmar que la calibración del receptor permite obtener la constelación de símbolos con regiones de decisión fijas correctamente, disminuyendo así el coste computacional del sistema al no requerir usar de métodos adaptativos como el método *k-means*. Por otro lado, el receptor con coeficientes teóricos sin decisión adaptativa ve reducido su rango dinámico y sufre una penalización en la sensibilidad (considerando el límite de FEC en BER) de 10 dB comparado con el receptor con coeficientes calibrados.

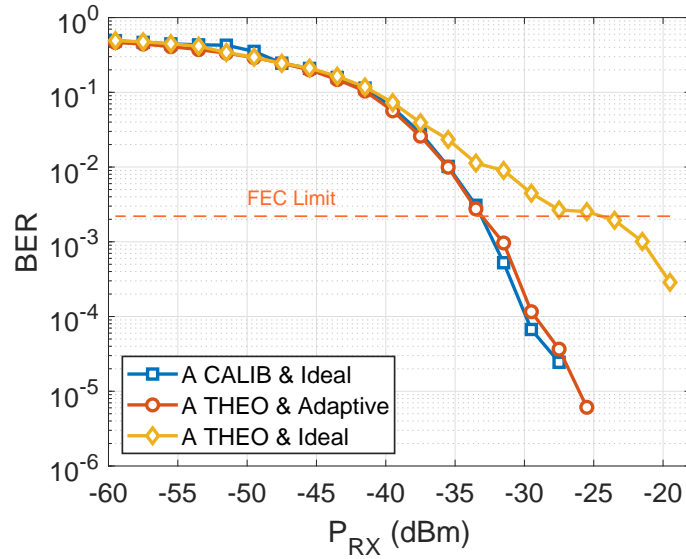


Figura 5.4: BER vs potencia recibida para transmisión de 10 Gb/s.

CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL RECEPTOR HÍBRIDO DE 120°

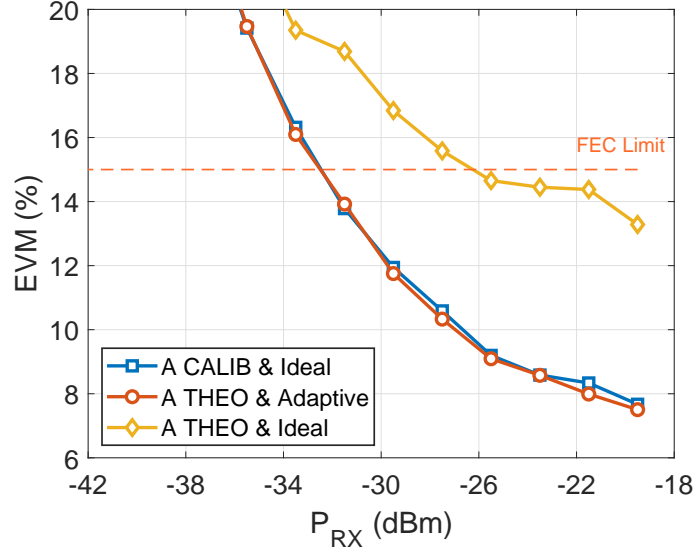


Figura 5.5: EVM vs potencia recibida para transmisión de 10 Gb/s.

5.1.2. Sensibilidad a 50 Gb/s

Una vez comprobado el funcionamiento correcto del receptor híbrido y su postprocesado, la siguiente prueba realizada consistió en aumentar la tasa de transmisión. En este caso se utilizó el mismo setup de la Figura 5.1 pero con pequeñas modificaciones en elementos hardware. El AWG fue sustituido por otro con un ancho de banda mayor (20 GHz) y tasa de muestreo (65 GSamples/s), de forma que fue posible el incremento de la tasa de símbolo hasta los 12.5 GBaudios, obteniendo una tasa de bit de 50 Gb/s. Además, las tres salidas del chip son ahora amplificadas mediante tres amplificadores de 26,5 GHz de ancho de banda.

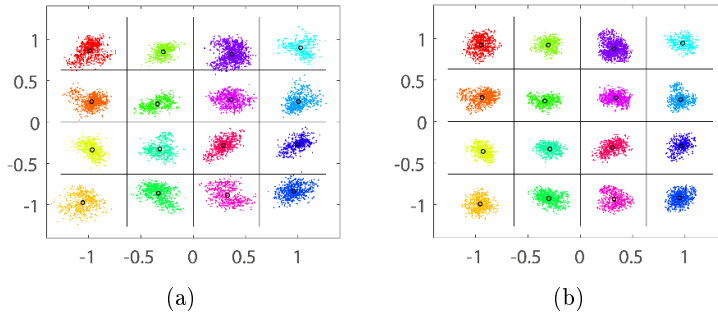


Figura 5.6: Constelación reconstruida usando coeficientes teóricos (a) y calibrados (b) operando a 50Gb/s

CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL RECEPTOR HÍBRIDO DE 120°

Utilizando el mismo bloque de DSP, se obtienen las constelaciones mediante coeficientes teóricos y calibrados en la Figura 5.6, donde se observa que el comportamiento calibrado del sistema sigue siendo mejor que con el teórico puntuando que los símbolos en general presentan una dispersión con respecto a su centroide mayor que en el caso de 10 Gb/s debido al cambio de setup e introducción de mayor ruido de los amplificadores. En este escenario, se evaluó de igual manera el comportamiento del BER (Figura 5.7) y EVM (Figura 5.8) con respecto a la potencia recibida para los casos de coeficientes teóricos y calibrados con regiones de decisión fijas. En la Figura 5.7 puede verse como debido al aumento de la distorsión en la constelación, la sensibilidad del receptor disminuye unos 15 dB para el caso de coeficientes calibrados con respecto al caso de 10 Gb/s. Por otro lado, el receptor con coeficientes teóricos ve reducido su rango dinámico y sufre una penalización en la sensibilidad (considerando el límite de FEC de BER) de 4.1 dB comparado con el receptor con coeficientes calibrados.

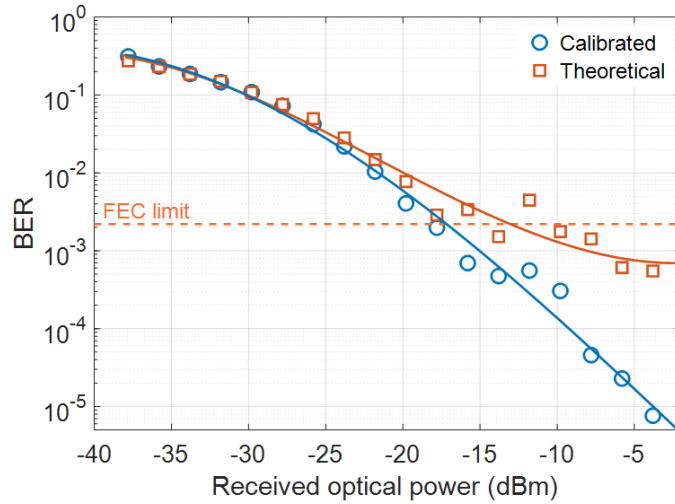


Figura 5.7: BER vs potencia recibida para transmisión de 50 Gb/s.

CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL RECEPTOR HÍBRIDO DE 120°

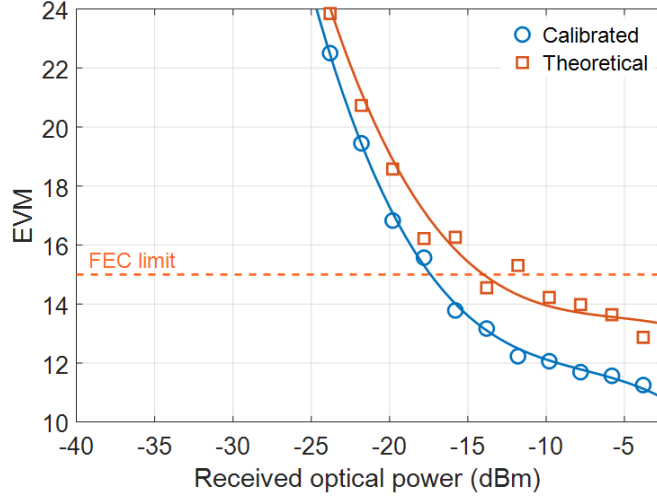


Figura 5.8: EVM vs potencia recibida para transmisión de 50 Gb/s.

5.2. Demostración operación colorless

En esta sección se analizará la insensibilidad frente a la longitud de onda, u operación *colorless*, del receptor de 120°. Para este experimento, se utilizará el mismo setup de la Figura 5.1, y los cambios de hardware (AWG y amplificadores) necesarios para generar una tasa de 50 Gb/s. Además, la señal óptica recibida se fija a una potencia constante de -9 dBm ya que el error obtenido se encuentra, en ambos casos de coeficientes calibrados y teóricos, por debajo del límite de E-FEC.

En la Figura 5.9 se ilustran los resultados de EVM obtenidos cuando la longitud de onda de señal (y por tanto la de OL) varía entorno al rango de amplificación óptica de la banda C (1530 nm - 1565 nm). Puede comprobarse que se consigue un correcto funcionamiento del receptor en un gran ancho de banda únicamente si se utilizan coeficientes calibrados, los cuales se obtienen a la longitud de onda de fabricación 1550 nm. El EVM en el caso de utilizar coeficientes calibrados permanece constante sobre el 12 % mientras que los coeficientes teóricos producen un peor resultado de EVM debido a la no compensación de los desbalanceos de amplitud y fase del receptor, teniendo un mínimo en 14.5 %. Los resultados de EVM obtenidos con coeficientes teóricos están por debajo del límite de FEC en un rango reducido de unos 10 nm, de 1550 nm a 1560 nm por lo que su ancho de banda de operación está claramente por debajo del caso de utilizar coeficientes calibrados, con los cuales es posible la operación en la banda C completa.

Este comportamiento se confirma con los resultados obtenidos en la Figura 5.10, donde se ilustran las constelaciones obtenidas para las señales 16-QAM para el caso de utilizar longitudes de onda de 1530 y 1550 nm.

CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL RECEPTOR HÍBRIDO DE 120°

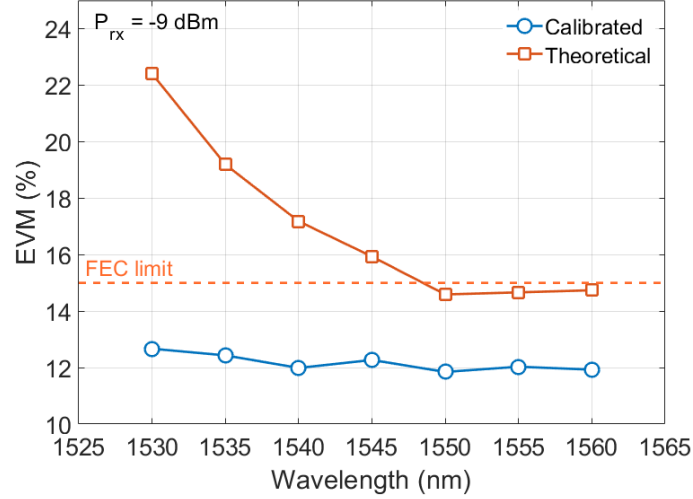


Figura 5.9: Medida de EVM experimental en función de la longitud de onda de la señal recibida utilizando coeficientes teóricos y calibrados para una potencia recibida de señal de -9dBm.

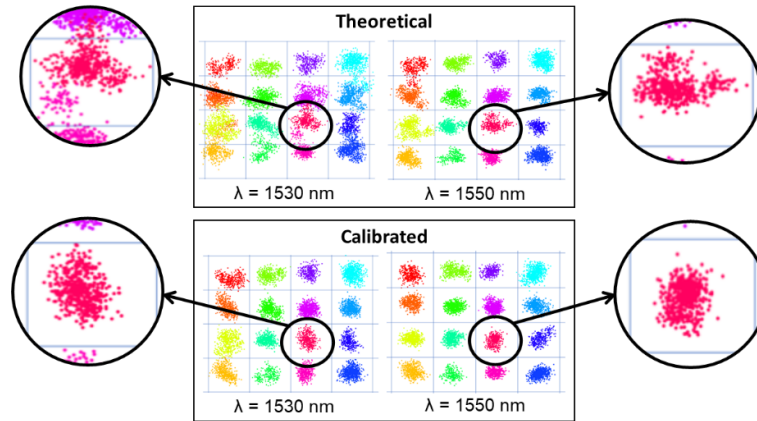


Figura 5.10: Constelaciones 16-QAM para una señal recibida de -9dBm utilizando coeficientes teóricos (arriba) y calibrados (abajo) para una longitud de onda de 1530 y 1550 nm.

Puede verse cómo las constelaciones no pueden ser adecuadamente recuperadas al utilizar los coeficientes teóricos, haciendo que algunos de los símbolos salten a otras regiones de decisión produciendo un aumento en los valores de BER y EVM del sistema. Por otro lado, puede verse cómo una única calibración del receptor permite obtener las constelaciones de símbolos con una distorsión mucho menor en un mayor ancho de banda.

5.3. Insensibilidad frente a interferencias

Como se comentó en la sección 4.1, la medida de CMRR sirve como figura de mérito para la evaluación del comportamiento *colorless* de un receptor coherente. De este modo, el rechazo ante interferencias en una longitud de onda específica será mayor si el receptor presenta unos desbalances de amplitud y fase reducidos y un alto CMRR.

El siguiente experimento tiene como objetivo evaluar las prestaciones del híbrido de 120° en términos de BER y EVM en presencia de señales interferentes en diferentes longitudes de onda. En la Figura 5.11 se ilustra el setup utilizado, la parte de generación y modulación de la señal de datos se mantiene igual que en el setup de la Figura 5.1. La novedad reside en que se introduce una señal interferente mediante otra fuente de luz láser, que se modula con una señal que proviene de un *Pseudorandom Pulse Generator* (PPG) mediante una modulación OOK (On-Off Keying) con una tasa de 12.5 GBaudios que posteriormente se modula en amplitud mediante un modulador Mach Zehnder. De este modo, la señal de datos 16-QAM a 50 Gb/s en 1550 nm junto con la señal interferente a 12.5 Gb/s, ambas con el mismo ancho de banda óptico, se introducen en un acoplador óptico previo control manual de su polarización de forma que ambas entran al chip óptico con el modo TE para posteriormente capturar y postprocesar las tres señales de salida.

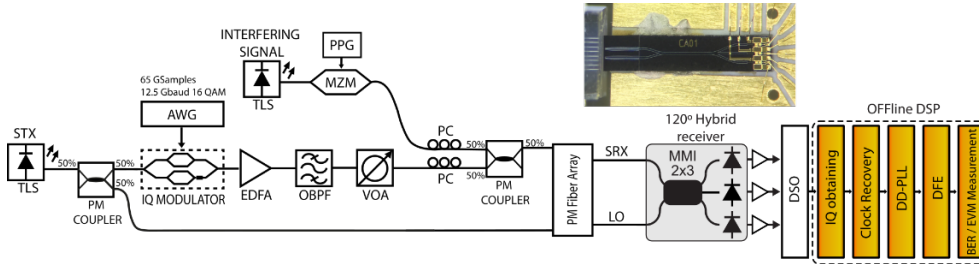


Figura 5.11: Setup experimental para la caracterización de la insensibilidad ante interferencias del receptor de 120° .

Es importante destacar que, como una modulación de fase no tiene variaciones en amplitud significantes y por lo tanto los cambios en potencia no son sustanciales, usar una señal interferente modulada en fase apenas distorsionaría la señal de interés a demodular, es por ello que se elige utilizar una modulación en amplitud OOK con un ratio de extinción (ER) entre el 0 y el 1 similar al que presenta una modulación 16-QAM y poder así evaluar variaciones de potencia similares entre señal de interés e interferente. En la Figura 5.12 se muestra una constelación 16-QAM, donde se resaltan los símbolos $S1$ y $S2$, los cuales se corresponden con los símbolos de menor y mayor

CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL RECEPTOR HÍBRIDO DE 120°

energía respectivamente. De la figura puede deducirse la energía de ambos símbolos como $E_{S1} = \sqrt{2}A$ y $E_{S2} = \sqrt{18}A$, por lo que puede derivarse que la razón de extinción de una modulación 16-QAM es 3.

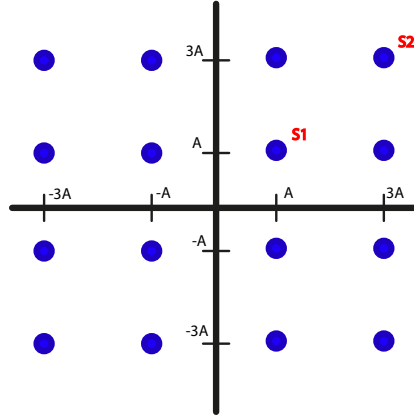


Figura 5.12: Constelación 16-QAM normalizada a energía A.

En la Figura 5.13 se muestra la medida experimental del CMRR obtenida en la Sección 4.1 para el caso de utilizar la matriz \bar{A}_{theo} y \bar{A}_{calib} , donde se han añadido la longitud de onda de las señales interferentes que se han introducido y posteriormente evaluado el comportamiento del receptor: 1530, 1540, 1580 y 1605 nm.

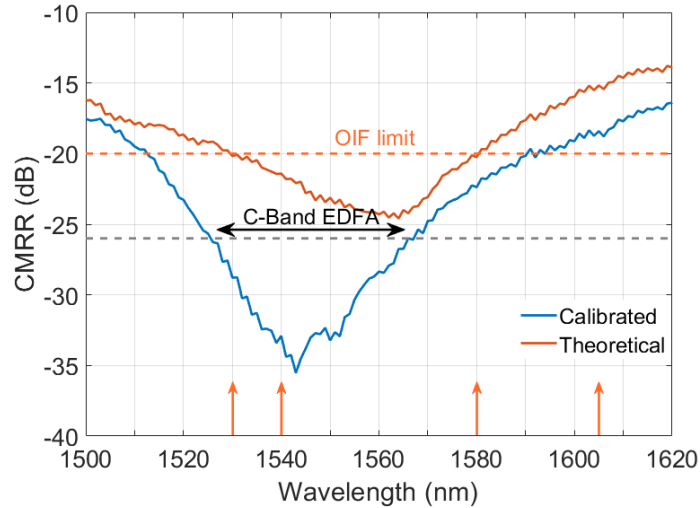


Figura 5.13: Medida del CMRR para coeficientes teóricos y calibrados. Las longitudes de onda de las señales interferentes se indican con flechas.

La potencia de señal de interés en 1550 nm se mantiene en -9dBm que,

CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL RECEPTOR HÍBRIDO DE 120°

como se comentó en la Sección 5.2, exhibe un comportamiento en EVM en ausencia de interferencias del 12 % y 14.5 % para el caso de coeficientes calibrados y teóricos respectivamente obteniendo un nivel de BER por debajo del límite de FEC. En la Figura 5.14 se ilustra el rendimiento del híbrido de 120° al aplicar la matriz con los coeficientes teóricos en términos de EVM con respecto a la potencia óptica de señal interferente en varias longitudes de onda. Se puede observar cómo el EVM aumenta conforme aumenta la potencia de señal interferente, además se produce un mayor aumento cuando se introducen longitudes de onda interferentes cuyo valor de CMRR es más bajo. Es visible que la introducción de longitudes de onda muy lejanas a la longitud de onda de diseño (1580 nm y 1605 nm) no permiten la utilización del receptor por debajo del límite de FEC, limitando por tanto el rango de operación del mismo. Puede verse en las Figuras 5.15 y 5.16 como el aumento del EVM se ve reducido en el caso de utilizar os coeficientes calibrados, dado su mayor CMR, lo que permite que el receptor funcione mejor en un mayor rango de operación.

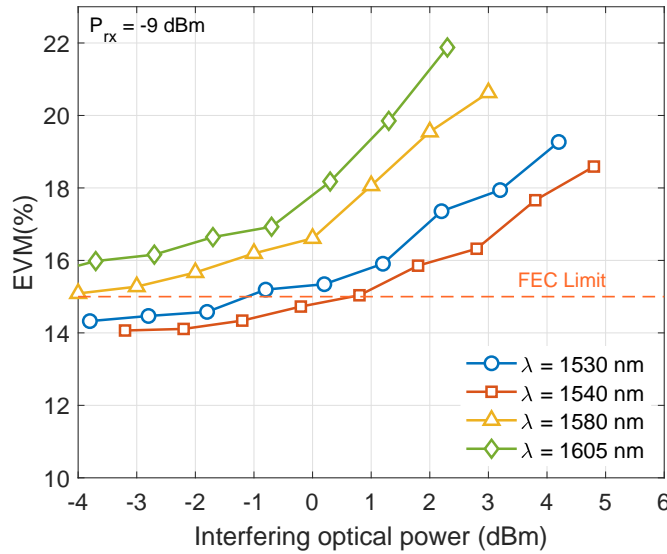


Figura 5.14: Medida de EVM en el caso de uso de coeficientes teóricos con respecto a la potencia de señal interferente para diferentes longitudes de onda interferente.

Así pues, viendo el gran rechazo antes interferencias proporcionado por el alto nivel del CMRR en toda la banda C que se muestra en la Figura 5.13, la principal limitación del receptor vendrá impuesta por las interferencias situadas en longitudes de onda fuera de esta banda, como se confirma experimentalmente para 1580 nm y 1605 nm. Como se puede deducir de la Figura 5.16, la potencia máxima interferente admisible es de casi 2 dBm pa-

CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL RECEPTOR HÍBRIDO DE 120°

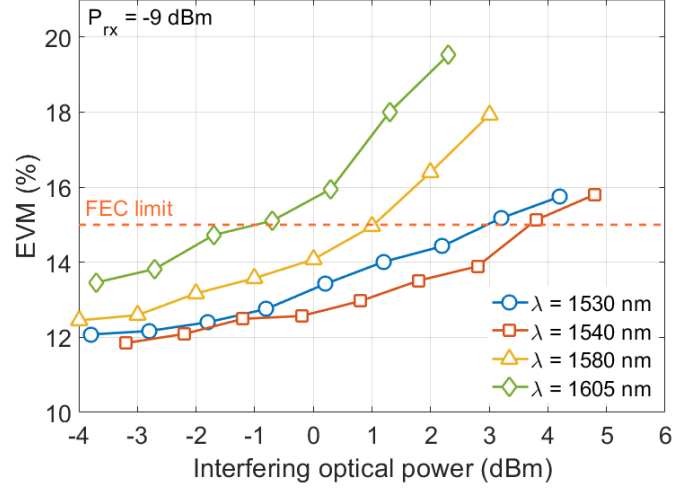


Figura 5.15: Medida de EVM en el caso de uso de coeficientes calibrados con respecto a la potencia de señal interferente para diferentes longitudes de onda interferente.

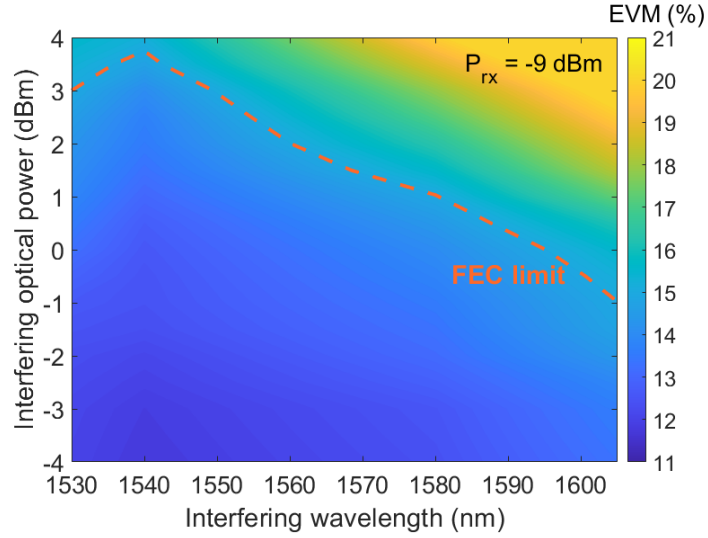


Figura 5.16: Mapa de EVM en el caso de uso de coeficientes calibrados con respecto a la potencia de señal y longitud de onda interferente.

ra asegurar que el EVM permanece bajo el límite de FEC en el rango de la banda C (1530 - 1565 nm). Esto representa una interferencia con una potencia 11 dB por encima de la potencia de señal (-9 dBm) y aproximadamente equivale a que hubiera 12 canales adyacentes con la misma potencia y tasa de símbolo en cada longitud de onda interferente, lo cual representa el peor caso posible, ya que en un escenario real podrían existir desalineamientos en

CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL RECEPTOR HÍBRIDO DE 120°

polarización entre canales o patrones de símbolos incorrelados, con lo cual podría aumentarse el número de canales adyacentes interferentes sin que el EVM alcanzase el límite de FEC.

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras

6.1. Conclusiones

El objetivo de este trabajo ha sido comprobar el funcionamiento *colorless* de un receptor coherente basado en un híbrido de 120° fabricando en óptica integrada. Para ello, ha sido necesario el estudio y análisis de las características de la detección coherente.

Primeramente, se han estudiado las bondades y prestaciones que ofrecen los esquemas de recepción coherente que permiten sobreponerse sobre los esquemas de detección más tradicionales. La detección coherente permite utilizar modulaciones en amplitud y fase M-arias que incrementan la eficiencia espectral del enlace sobre las tradicionales modulaciones OOK, además de posibilitar el aumento del alcance del sistema y la selección del canal deseado en un escenario UDWDM mediante el control de la potencia y longitud de onda del OL. Además, los posibles errores de fabricación de los receptores o las propias no idealidades que introduce el sistema pueden ser compensados mediante procesamiento digital. Asimismo se han presentado los híbridos de 90° y 120° , destacando los segundos por su capacidad de reconfigurabilidad antes imperfecciones en el sistema mediante la calibración del mismo, lo que hace posible la operación colorless en un ancho de banda mayor.

En segundo lugar, se han desarrollado los algoritmos de procesamiento digital más comúnmente usados en los esquemas de recepción coherente que permiten una demodulación correcta de los símbolos, compensando los distintos desbalances y no idealidades presentes en la comunicación, comprobando su efectividad a partir de señales reales a baja tasa de transmisión y con un receptor basado en fibra óptica.

La comprobación experimental del funcionamiento del híbrido integrado de 120° se realizó en el laboratorio, montando un setup equivalente a un sistema de comunicaciones ópticas avanzadas. Se ha probado experimentalmente con señales de 10 Gb/s y 50 Gb/s en las que se demuestra el buen funcionamiento del bloque de DSP. Por otro lado, se ha analizado la capacidad de

CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

reconfigurabilidad del receptor de 120° para compensar desbalanceos en amplitud y fase en sus tres salidas a partir de la aplicación de unos coeficientes calibrados en la obtención de las componentes IQ.

Se constata la correcta operación de la calibración de la matriz \bar{A}_{calib} , cuyos coeficientes calibrados una sola vez en la frecuencia de operación de 1550 nm permiten obtener buenos resultados en términos de EVM y BER en el rango de longitud de onda de la banda C (1530-1565 nm), lo cual no es posible al aplicar los coeficientes teóricos ya que su rango de operación es de apenas 10 nm según el límite de FEC. El funcionamiento insensible a longitud de onda o *colorless* del receptor de 120° se ha medido experimentalmente mediante el cálculo del CMRR a partir de una hipótesis teórica desarrollada en [26]. Los resultados obtenidos demuestran que la calibración de los coeficientes permite un aumento del CMRR además de una ampliación del rango de operación del receptor. Como se ha demostrado, este aumento del CMRR aumenta la capacidad del receptor de rechazar señales interferentes sin el uso de elementos de filtrado óptico, lo cual reduce el coste operacional del sistema de comunicaciones además de incrementar su flexibilidad, permitiendo la demodulación de canales mediante la sintonización de un OL. Los resultados obtenidos confirman la operación *colorless* del receptor de 120° calibrado en el rango de operación de la banda C. Es por ello que la recepción coherente digital que se pueda desarrollar en un futuro en las redes ópticas de acceso pueda beneficiarse de las características del receptor propuesto.

Por último cabe destacar que los resultados de este trabajo permitieron la publicación de los mismos en la *European Conference on Optical Communication* (ECOC) celebrada en Roma en el año 2018 [36], así como un artículo enviado a la revista *Journal of Lightwave Technology* (JLT) pendiente de publicación [37].

6.2. Líneas futuras

Sobre la temática de trabajo planteada, una vez evaluado experimentalmente el correcto funcionamiento del receptor de 120° , pueden definirse algunas líneas futuras. En lo referente a un sistema de comunicaciones real, sería interesante realizar el análisis experimental del receptor al incluir un enlace de fibra óptica de varios kilómetros entre el emisor y receptor, para lo cual sería necesario el desarrollo de un algoritmo capaz de corregir la dispersión cromática de los pulsos a lo largo de la fibra.

Dado que el chip óptico en el que se basa el híbrido de 120° fue concebido para trabajar en el estado de polarización TE, sería interesante evaluar experimentalmente el comportamiento de dicho receptor para otros estados de polarización aleatorios, analizando así el comportamiento del CMRR y por ende la operación *colorless* del receptor, estudiando la degradación debida al SOP.

CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

Por otro lado, se podría evaluar experimentalmente el funcionamiento para la polarización ortogonal TM. Esto daría pie a la implementación de un esquema de recepción con diversidad en polarización, en el cual se modulan señales de datos en ambas polarizaciones, separándose en recepción mediante un *Polarization Beam Splitter* (PBS) para combinarse con un OL en su polarización correspondiente. Para ello sería necesario incluir otro híbrido de 120° , de forma que en cada uno de los receptores se demodule la señal correspondiente a la polarización X e Y. Posteriormente, sería necesario generar algoritmos de procesamiento digital que permitan la demultiplexación en polarización y compensen la dispersión dinámica de la fibra.

Bibliografía

- [1] John C. Cartledge; Abdullah S. Karar, “100 Gb/s Intensity Modulation and Direct Detection ” *Journal of Lightwave Technology*, Volume: 32, Issue: 16 Pages: 2809 - 2814, Apr. 2014
- [2] M. Nakazawa, K. Kikuchi, T. Miyazaki, “High Spectral Density Optical Communication Technologies” , *Springer*, 2010.
- [3] S.J.Savory, “Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems” *IEEE Journal of Selected Topics In Quantum Electronics*, Volume: 16, Issue: 5 Pages: 1164 - 1179, 2010
- [4] D. Ly-Gagnon, S. Tsukamoto, K. Katoh, K. Kikuchi “Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation” *Journal Lightwave Technology*, Volume: 24, Issue 1, Pag: 12, Enero. 2006.
- [5] P. J. Winzer; A. H. Gnauck; C. R. Doerr; M. Magarini; L. L. Buhl, “Spectrally Efficient Long-Haul Optical Networking Using 112-Gb/s Polarization-Multiplexed 16-QAM ” *Journal of Lightwave Technology*, Volume: 28, Issue: 4 Pages: 547 - 556, Sept. 2009
- [6] Miao Kong; Kaihui Wang; Junjie Ding; Jiao Zhang; Weiping Li; Juntong Shi; Feng Wang, “640-Gbps/carrier WDM Transmission over 6,400 km Based on PS-16QAM at 106 Gbaud Employing Advanced DSP ” *Journal of Lightwave Technology*, Sept. 2020
- [7] Yongcheng Li; Jingjing Li; Liangjia Zong; Sanjay K. Bose; Gangxiang Shen, “Upgrading Nodes with Colorless, Directionless, and/or Contentionless ROADMs in an Optical Transport Network ” *2020 22nd International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Sept. 2020
- [8] Steven Gringeri; Bert Basch; Vishnu Shukla; Roman Egorov; Tiejun J. Xia, “Flexible architectures for optical transport nodes and networks ” *IEEE Communications Magazine* , Volume: 48, Issue: 7, July 2010

BIBLIOGRAFÍA

- [9] David Izquierdo; Jose A. Altabas; Jesus Clemente; Pablo Millan; Jose A. Lazaro; Simon Rommel; Rafael Puerta; Juan J. Vegas Olmos; Idelfonso Tafur Monroy; Ignacio Garces “Flexible resource provisioning of coherent PONs based on Non-Orthogonal Multiple Access and CAP signals” , *45th European Conference on Optical Communication (ECOC 2019)*, Sept. 2019.
- [10] Hideki Maeda; Kohei Saito; Hiroki Kawahara; Takeshi Seki; Takeo Sasai; Fukutaro Hamaoka “High Spectral Efficiency Real-Time 500-Gb/s/carrier Long-Haul Transmission over Field-Installed Fibers ” , *Journal of Lightwave Technology*, Nov. 2020
- [11] Patrick Runge; Stefan Schubert; Angela Seeger; Klemens Janiak; Jens Stephan; Dirk Trommer, “Monolithic InP Receiver Chip With a Variable Optical Attenuator for Colorless WDM Detection ” *IEEE Photonics Technology Letters* , Volume: 26, Issue: 4, Feb. 2014
- [12] Y. Painchaud, M. Poulin, M. Morin, and M. Têtu, “Performance of balanced detection in a coherent receiver” , *Optics Express*, Volume: 17, Issue: 5, Pages: 3659 - 3672, 2009.
- [13] B. Zhang, C. Malouin, and T. J. Schmidt, “Towards full band colorless reception with coherent balanced receivers” , *Optics Express*, Volume: 20, Issue: 9, Pages: 10339 - 10352, 2012.
- [14] L. E. Nelson, S. L. Woodward, S. Foo, M. Moyer, D. J. S. Beckett, M. O’Sullivan, and P. D. Magill, “Detection of a single 40 Gb/s polarization-multiplexed QPSK channel with a real-time intradyne receiver in the presence of multiple coincident WDM channels” , *Journal Lightwave Technology*, Volume: 28, Issue: 20, Pages: 2933 - 2943, 2010.
- [15] M. Morsy-Osman et al., “Analytical and experimental performance evaluation of an integrated Si-photonic balanced coherent receiver in a colorless scenario” , *Optics Express*, Volume: 22, Issue: 5, Pages: 5693 - 5730, 2014.
- [16] P. J. Reyes-Iglesias, I. Molina-Fernández, A. Moscoso-Mártir, y A. Ortega-Moñux, “High-performance monolithically integrated 120° down-converter with relaxed hardware constraints” , *Optics Express*, Volume: 20, Issue: 5, Pages: 5725 - 5741, 2012
- [17] I. Fatadin, S. J. Savory, y D. Ives, “Compensation of quadrature imbalance in an optical QPSK coherent receiver” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, n° 20, Pages: 1733–1735, 2008.

BIBLIOGRAFÍA

- [18] Md. Saifuddin Faruk; Seb J. Savory, “Digital Signal Processing for Coherent Transceivers Employing Multilevel Formats” , *Journal of Lightwave Technology*, Volume: 35, Issue: 5, Mar. 2017
- [19] C. R. Doerr Bell Laboratories, Alcatel-Lucent, Holmdel, NJ, USA ; L. Zhang; P. J. Winzer; N. Weimann; V. Houtsma; T.-C. Hu; N. J. Sauer; L. L. Buhl; D. T. Neilson, “Monolithic InP Dual-Polarization and Dual-Quadrature Coherent Receiver” , *IEEE Photonics Technology Letters*, Volume: 23, Issue: 11, Pages: 694 - 696, June 2011.
- [20] Christopher R. Doerr; Liming Zhang; Peter J. Winzer, “Monolithic InP Multiwavelength Coherent Receiver Using a Chirped Arrayed Waveguide Grating” , *Journal of Lightwave Technology*, Volume: 29, Issue: 4, Pages: 536 - 541, Feb 2011
- [21] Christopher R. Doerr; Liming Zhang; Peter J. Winzer, “Compact Low-Power-Consumption 28-Gbaud QPSK/16-QAM Integrated Silicon Photonic/Electronic Coherent Receiver” , *IEEE Photonics Journal*, Volume: 8, Issue: 1, Feb 2016
- [22] F. M. Ghannouchi y R. G. Bosisio, “An alternative explicit six-port matrix calibration formalism using five standards” , *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Volume: 36, Issue: 2, Pages: 494-498, 1988
- [23] S. J. Savory, G. Gavioli, R.I. Killey, y P. Bayvel, “Electronic Compensation of Chromatic Dispersion using a Digital Coherent Receiver” , *Optics Express*, vol.15, no. 5, pp. 2120-2126, 2007.
- [24] Yuliang Gao; Alan Pak Tao Lu; Chao Lu, “Modulation-Format-Independent Carrier Phase Estimation for Square M-QAM Systems” , *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.25, no. 11, pp. 1073-1076, Apr. 2013.
- [25] A. Viterbi, “Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission” , *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 29, no. 4, pp. 543-551, 1983.
- [26] P. J. Reyes-Iglesias, A. Ortega-Moñux, y I. Molina-Fernández, “Colorless monolithically integrated 120 downconverter” , *Optics Express*, Volume: 21, Issue: 20, Pag: 23, 2013
- [27] A. Moscoso-Martir, I. Molina-Fernandez, y A. Ortega-Monux, “Signal constellation distortion and ber degradation due to hardware impairments in six-port receivers with analog i/q generation” , *Progress In Electromagnetics Research*, Volume: 121, Pag: 225 - 247 , 2011.

BIBLIOGRAFÍA

- [28] P. J. Reyes-Iglesias, A. Ortega-Moñux, and I. Molina-Fernández, “Enhanced monolithically integrated coherent 120° downconverter with high fabrication yield” , *Optics Express*, Volume: 20, Issue: 21, Pag: 23013 - 23018, Oct. 2012.
- [29] Heinrich Meyr, Marc Moeneclaey, Stefan A. Fechtel, “Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing” , *JOHN WILEY and SONS, INC.*, ISBN 0-471-20057-3, 1998
- [30] Chunmin Xia; Werner Rosenkranz, “Nonlinear Electrical Equalization for Different Modulation Formats With Optical Filtering” , *Journal of Lightwave Technology*, Volume: 25, Issue: 4, Pages: 996 - 1001, Apr. 2007.
- [31] Khaled A. Alaghbari; Heng-Siong Lim; Tawfig Eltaif, “Compensation of Chromatic Dispersion and Nonlinear Phase Noise Using Iterative Soft Decision Feedback Equalizer for Coherent Optical FBMC/OQAM Systems” , *Journal of Lightwave Technology*, Volume: 38, Issue: 15, Pages: 3839 - 3849, Aug. 2020.
- [32] S. Lloyd, “Least squares quantization in PCM” , *IEEE Transactions on Information Theory*, Volume: 28, Issue: 2, Pages: 129 - 137, Mar. 1982.
- [33] Optical Internetworking Forum (OIF), “Implementation Agreement for Integrated Dual Polarization Intradyn Coherent Receivers” , document OIF-DPC-RX-01.2, www.oiforum.com/technical-work/implementation-agreements-ias, Nov. 2013
- [34] ITU-T Recommendation G.975.1, “Forward error correction for high bit-rate DWDM submarine systems” , Feb. 2014
- [35] R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker, W. Freude, and J. Leuthold, “Error Vector Magnitude as a Performance Measure for Advanced Modulation Formats” , *IEEE Photon. Technol. Lett*, Volume: 24, Issue: 1, Pages: 61 - 63, 2012.
- [36] Jesús Clemente; David Izquierdo; Pedro J. Reyes-Iglesias; Alejandro Ortega-Moñux; Jose A. Altabas; Iñigo Molina-Fernández; Gonzalo Wangüemert-Pérez; Jose de Oliva-Rubio; Ignacio Garcés; “Experimental Demonstration of Colorless Operation of an Integrated 120° Coherent Receiver” , *2018 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Sept. 2018
- [37] David Izquierdo, Jesús Clemente, Pedro J. Reyes-Iglesias, Alejandro Ortega-Monux, José A. Altabás, Iñigo Molina-Fernández, J. Gonzalo Wangüemert-Pérez, José de Oliva-Rubio, and Ignacio Garcés, “Analysis of the Colorless Operation of a Calibrated 120° Coherent Receiver” , *Journal of Lightwave Technology*, 2021.