

UNIVERSIDAD DE MÁLAGA  
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE  
INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN



TESIS DOCTORAL

*Nuevos esquemas de recepción coherente  
multipuerto para comunicaciones ópticas*

Autor:

PEDRO JOSÉ REYES IGLESIAS

Directores:

ÍÑIGO MOLINA FERNÁNDEZ  
ALEJANDRO ORTEGA MOÑUX

MÁLAGA, 2015



Publicaciones y  
Divulgación Científica

AUTOR: Pedro José Reyes Iglesias

 <http://orcid.org/0000-0002-7672-9581>

EDITA: Publicaciones y Divulgación Científica. Universidad de Málaga



Esta obra está sujeta a una licencia Creative Commons:

Reconocimiento - No comercial - SinObraDerivada (cc-by-nc-nd):

[Http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es](http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es)

Cualquier parte de esta obra se puede reproducir sin autorización  
pero con el reconocimiento y atribución de los autores.

No se puede hacer uso comercial de la obra y no se puede alterar, transformar o hacer  
obras derivadas.

Esta Tesis Doctoral está depositada en el Repositorio Institucional de la Universidad de  
Málaga (RIUMA): [riuma.uma.es](http://riuma.uma.es)



UNIVERSIDAD  
DE MÁLAGA



**D. IÑIGO MOLINA FERNÁNDEZ Y D. ALEJANDRO ORTEGA MOÑUX,**  
profesores doctores del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la  
Universidad de Málaga

**CERTIFICAN:**

Que **D. Pedro José Reyes Iglesias**, Ingeniero de Telecomunicación, ha  
realizado en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad  
de Málaga, bajo su dirección el trabajo de investigación correspondiente a su  
TESIS DOCTORAL titulada:

**“Nuevos esquemas de recepción coherente multipuerto para comunicaciones  
ópticas”**

En dicho trabajo se han expuesto aportaciones originales de esquemas de  
recepción multipuerto para la recepción coherente digital en sistemas de  
comunicaciones ópticas. Los esquemas propuestos se basan en un proceso de  
calibración previo para reducir el efecto de las inevitables imperfecciones del  
receptor, logrando así un mayor rango dinámico y ancho de banda de operación  
que el esquema de detección convencional. Las propuestas han sido evaluadas  
numéricamente mediante un modelo realista de canal y bajo los formatos de  
modulación avanzados llamados a satisfacer la incesante demanda de capacidad  
de transmisión de las redes ópticas. Asimismo, muchos de los resultados  
expuestos han dado lugar a publicaciones en revistas y aportaciones en congresos  
internacionales.

Por todo ello, considera que esta Tesis es apta para su presentación al  
Tribunal que ha de juzgarla. Y para que conste a efectos de lo establecido en la  
normativa de Estudios de Tercer Ciclo-Doctorado, AUTORIZAMOS la presentación  
de esta Tesis en la Universidad de Málaga.

Málaga a \_\_\_\_\_ de Abril de 2015

Fdo. Iñigo Molina Fernández

Fdo. Alejandro Ortega Moñux



**UNIVERSIDAD DE MÁLAGA**  
**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN**

Reunido el tribunal examinador en el día de la fecha, constituido por:

Presidente: Dr D. \_\_\_\_\_

Secretario: Dr D. \_\_\_\_\_

Vocales: Dr D. \_\_\_\_\_

Dr D. \_\_\_\_\_

Dr D. \_\_\_\_\_

para juzgar la Tesis Doctoral titulada **Nuevos esquemas de recepción coherente multipuerto para comunicaciones ópticas** realizada por D. Pedro José Reyes Iglesias y dirigida por el Dr. D. Íñigo Molina Fernández y el Dr. D. Alejandro Ortega Moñux, acordó por

\_\_\_\_\_ otorgar la calificación de

\_\_\_\_\_ y, para que conste, se extiende firmada por los componentes del tribunal la presente diligencia.

Málaga, a \_\_\_\_\_ de \_\_\_\_\_ de 2015

El Presidente:

El Secretario:

Fdo.: \_\_\_\_\_

Fdo.: \_\_\_\_\_

El Vocal:

El Vocal:

El Vocal:

Fdo.: \_\_\_\_\_

Fdo.: \_\_\_\_\_

Fdo.: \_\_\_\_\_



Esta Tesis se la dedico a mis padres





# Agradecimientos

A mi amor, Merche, por su apoyo y ánimo incondicional.

A mi hermana Concha, con todo mi cariño, eres un ejemplo para mí.

A mis directores de Tesis, Íñigo y Alejandro, GRACIAS por vuestra orientación, ayuda y paciencia.



# RESUMEN

Los objetivos de esta Tesis se centran en el estudio y evaluación numérica de nuevos esquemas de recepción coherente multipuerto de sistemas de comunicación por fibra óptica. Se ha desarrollado y validado una herramienta para la simulación numérica del canal óptico en régimen no-lineal bajo transmisión multicanal WDM. Del mismo modo, en el extremo receptor, se han implementado los esquemas de detección directa, detección directa interferométrica y detección coherente digital, evaluándose numéricamente sus prestaciones. Asimismo, se ha analizado la capacidad de los diferentes esquemas de recepción para soportar el elevado régimen binario por canal de 100 Gbps que se plantea en la futura actualización de la infraestructura óptica troncal europea. El óptimo resultado de la detección coherente, debido fundamentalmente a su capacidad para la ecualización digital de los efectos dispersivos del canal y de las no-idealidades del receptor, justifica el detallado estudio que se realiza en esta Tesis. Se tomará como referencia el *downconverter* IQ convencional, que consiste en la integración de un híbrido a 90°, realizado preferentemente mediante un acoplador de interferencia multimodal MMI, con fotodetección balanceada. Se demuestra la notable reducción de sus prestaciones como consecuencia de la distorsión no-lineal al incrementar su ancho de banda operación respecto a la frecuencia central de diseño o al considerar tolerancias de fabricación razonables. Esta degradación de prestaciones es especialmente relevante para modulaciones QAM de orden elevado (por ejemplo 16-64 QAM). Para solucionar estos problemas se propone un esquema de detección basado en un acoplador 2x3 a 120° monolíticamente integrado. Se demuestra que tras una sencilla combinación lineal de las tres fotocorrientes de salida, que podrá efectuarse analógica o digitalmente tras un proceso de calibración previo, pueden resolverse sin distorsión las componentes IQ de la señal. Los resultados numéricos confirman que, incluso en ausencia de un dispositivo de demultiplexión o filtrado óptico (recepción '*colorless*'), aspecto clave para el futuro desarrollo de las redes reconfigurables, el esquema propuesto mejora ostensiblemente el rango dinámico y ancho de banda de operación respecto al receptor convencional. A continuación, se plantea la adaptación del procedimiento de calibración a las cuatro fotocorrientes de salida de un *downconverter* basado en un híbrido a 90°, de este modo se dispone de un grado de libertad adicional con el que se consigue incrementar el ancho de banda de operación '*colorless*' a la totalidad de la banda C+L. Finalmente se propone y verifica numéricamente una nueva métrica, basada en la aplicación de la norma de

Frobenius a la caracterización matricial del receptor, que permite estimar la penalización en sensibilidad producida por sus imperfecciones. El interés de esta métrica es que define un interfaz preciso para la evaluación de las prestaciones del *downconverter* con diversidad de polarización sin tener que considerar los algoritmos habituales del posterior procesado digital. Esta métrica se ha aplicado con éxito al establecer, por primera vez, unas especificaciones realistas de los separadores de polarización integrados de un receptor coherente digital con diversidad de polarización.

# ABSTRACT:

The main objectives of this Thesis are to study and evaluate numerically new multipoint coherent detection schemes for fiber optic communication systems. It has been developed and validated an own tool for the numerical simulation of the nonlinear fiber optic channel under WDM transmission. Similarly, direct-detection, interferometric direct detection and coherent receiver schemes have been modelled, and extensive numerical simulations have been conducted for 100Gbps transmission over a realistic link model of a photonic mesh backbone. It has been found out that intradyne coherent detection, enhanced by digital equalization of channel dispersion and receiver non-idealities, is an optimal solution for the medium and long term. For this reason, a detailed study of the coherent receiver has been carried out in this Thesis. The conventional integrated downconverter, based on a 2x4 MMI 90° hybrid with balanced photodetection, will be taken as a reference. It is shown that the hardware-induced non-linear constellation distortion, which will get worse far away from the central wavelength or when fabrication errors are taken into account, has a detrimental effect on the receiver performance. This prevents the adoption of advanced modulation formats, e.g. 16-64 QAM. To overcome these problems it is proposed a 120° downconverter, based on a 2x3 MMI 120° coupler. It is shown that, after a proper calibration procedure, in-phase and quadrature (IQ) signal components can be perfectly recovered from a digital or analog linear combination of the three output photocurrents. It will be numerically confirmed that, even in a colorless scenario, required for the deployment of reconfigurable networks, the proposed scheme will nearly compensate the receiver imbalances, exhibiting a remarkable improvement of the fabrication yield, better signal dynamic range and broader operating bandwidth than the conventional counterpart. Moreover, the adoption of this calibration approach to a 90° hybrid based downconverter, by the linear operation of all the four output photocurrents, will offer an additional degree of freedom to achieve colorless operation in the complete C+L band. Finally, it is proposed a novel metric, based on the Frobenius norm of the receiver Jones matrix, to accurately estimate the sensitivity penalty induced by receiver non-idealities. This metric greatly simplifies the analysis of the receiver performance, establishing a precise interface for hardware specification as it has been numerically verified in a realistic scenario involving state-of-the-art digital signal processing algorithms. This metric has been successfully

applied to determine, for the first time, a realistic specification target for the integrated polarization beam splitters in a digital coherent receiver with polarization diversity.

# Índice de contenidos

<b>Capítulo 1. Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1. Contexto y estado del arte .....	1
1.2. Objetivos de la Tesis.....	7
1.3. Organización y aportaciones relevantes de la Tesis .....	9
<b>Capítulo 2. Sistemas ópticos con modulación en intensidad y detección directa.....</b>	<b>15</b>
2.1. Introducción. Evolución de los sistemas digitales IM-DD .....	15
2.2. Modelado y simulación de la fibra óptica.....	17
2.2.1. Atenuación.....	20
2.2.2. Dispersión cromática. Compensación de dispersión. Tipos de fibra .....	21
2.2.3. No-linealidad de Kerr. Ecuación NLSE y solución solitónica .....	24
2.2.4. Dispersión de polarización.....	32
2.2.5. Ecuaciones NLSE acopladas bajo la dispersión de polarización y transmisión multicanal.....	36
2.3. Sistemas IM/DD .....	36
2.3.1. Receptor .....	37
2.3.2. Evaluación de las prestaciones del sistema .....	39
2.4. Amplificación óptica EDFA.....	40
2.5. Diseño y evaluación de sistemas multicanal basados en la amplificación óptica EDFA .....	44
2.5.1. Transmisión solitónica.....	44
2.5.2. Transmisión cuasi-lineal sobre fibra estándar a 40 Gbps.....	54
2.6. Conclusiones desde el estado del arte.....	56
<b>Capítulo 3. Sistemas con modulación diferencial en fase y detección directa interferométrica.....</b>	<b>57</b>

3.1. Introducción.....	57
3.2. Transmisor óptico.....	61
3.2.1. Elementos.....	61
3.2.2. Transmisor DQPSK.....	67
3.2.3. Transmisor DQPSK bajo POLMUX.....	67
3.3. Esquema del receptor de detección directa para PM-DQPSK.....	68
3.3.1. Elementos.....	70
3.3.2. Recepción directa DQPSK con MZDI .....	72
3.3.3. Estimación teórica de la probabilidad de error ante ruido de amplificación .....	75
3.4. Modelo numérico del enlace óptico de referencia.....	77
3.5. Transmisión de un único canal a 100G-NRZ-DQPSK bajo el enlace de referencia.....	81
3.5.1. Efecto del ruido de amplificación en el escenario de referencia .....	81
3.5.2. Efecto del desfase entre los brazos del interferómetro de Mach-Zehnder .....	82
3.5.3. Efecto de la dispersión residual acumulada en el enlace.....	83
3.5.4. Efecto de la dispersión de polarización .....	84
3.5.5. Penalización por la inserción de ROADMs.....	85
3.5.6. Efectos no-lineales en la propagación de un único canal .....	86
3.6. Transmisión WDM a 100G-NRZ-DQPSK bajo el enlace de referencia.....	88
3.7. Conclusiones .....	90

## **Capítulo 4. Receptor coherente digital intradino .....93**

4.1. Introducción.....	93
4.2. Downconverter IQ con diversidad de polarización .....	96
4.2.1. Conceptos básicos de la detección coherente .....	96
4.2.2. Esquema de detección coherente con diversidad de polarización.....	99
4.2.3. Downconverter IQ convencional basado en híbridos a 90° .....	101
4.2.4. Comparación entre los esquemas de recepción coherente y detección directa .....	103
4.3. Algoritmos de procesamiento digital de señal .....	105



4.3.1. Evaluación numérica de la recepción coherente digital bajo modulación 107 Gbps-PM-DQPSK para un enlace de referencia.....	108
4.3.2. Algoritmo de ortonormalización (GSOP) .....	109
4.3.3. Compensación de la dispersión cromática. ....	112
4.3.4. Demultiplexación en polarización y compensación dinámica de la dispersión. .....	115
4.3.5. Estimación digital de la fase .....	117
4.3.6. Decisión y decodificación diferencial.....	119
4.4. Conclusiones .....	120
<b>Capítulo 5. Downconverter de una polarización .....</b>	<b>121</b>
5.1. Introducción.....	121
5.2. Downconverter convencional basado en híbridos a 90° .....	124
5.2.1. Teoría del downconverter convencional.....	124
5.2.2. Estimación analítica de la probabilidad de error bajo una implementación ideal del downconverter convencional .....	128
5.2.3. Estimación analítica de la penalización en sensibilidad por no-idealidades del <i>downconverter</i> convencional.....	133
5.2.4. Modelo del <i>downconverter</i> convencional monolíticamente integrado para su simulación numérica.....	135
5.2.5. Evaluación numérica de las prestaciones del downconverter convencional..	140
5.3. Downconverter basado en un acoplador a 120° .....	144
5.3.1. Teoría del downconverter a 120° .....	144
5.3.2. Estimación analítica de la probabilidad de error bajo una implementación ideal del downconverter a 120° .....	147
5.3.3. Estimación analítica de la penalización en sensibilidad por no-idealidades del downconverter a 120° .....	150
5.3.4. Modelo del downconverter 120° monolíticamente integrado para su simulación numérica.....	151
5.3.5. Evaluación numérica de las prestaciones del downconverter a 120° .....	154

5.4. Downconverters basados en híbridos a 90° y acopladores a 120° bajo operación multicanal ‘colorless’.....	159
5.4.1. Introducción y objetivos.....	159
5.4.2. Teoría de la recepción ‘colorless’ en esquemas multipuerto.....	160
5.4.3. Escenario de simulación bajo recepción ‘colorless’.....	163
5.4.4. Evaluación de las prestaciones ‘colorless’ en banda C del downconverter convencional.....	164
5.4.5. Evaluación de las prestaciones ‘colorless’ en banda C y banda C+L del downconverter basado en un acoplador a 120°.....	167
5.4.6. Evaluación de las prestaciones ‘colorless’ en banda C+L de downconverters basados en híbridos a 90° calibrados.....	173

## **Capítulo 6. Downconverter con diversidad de polarización ..... 181**

6.1. Introducción y objetivos.....	181
6.2. Descripción matricial simplificada del downconverter con diversidad de polarización.....	183
6.2.1. Evaluación analítica de la penalización en sensibilidad mediante la norma de Frobenius.....	186
6.2.2. Estimación de la velocidad de convergencia con el número de condición de segundo orden.....	186
6.2.3. Esquemas de diversidad de polarización: PBS+PBS, PBS+BS y PBSless.....	187
6.3. Análisis matricial de la red completa de diversidad de polarización asistida en fase.....	189
6.3.1. Penalización en la sensibilidad del receptor por una red de diversidad de polarización no ideal.....	192
6.3.2. Penalización en la sensibilidad del receptor por imperfecciones en el downconverter I/Q.....	194
6.4. Escenario numérico de simulación del receptor coherente digital.....	196
6.5. Evaluación de esquemas de diversidad de polarización ‘PBS+PBS’ y ‘PBS+BS’.....	199
6.6. Evaluación de esquema asistido en fase ‘PBSless’.....	206
6.7. Conclusiones.....	210

<b>Capítulo 7. Conclusiones y líneas futuras .....</b>	<b>213</b>
7.1. Conclusiones .....	213
7.2. Líneas futuras .....	215
<b>Apéndice A. Aplicación de la norma de Frobenius para estimar la penalización en la resolución de un sistema lineal.....</b>	<b>219</b>
<b>Apéndice B. Cálculo de los coeficientes de calibración de los downconverters a 120° y 90° .....</b>	<b>221</b>
B.1. Cálculo de los coeficientes de calibración del downconverter a 120° .....	221
B.2. Cálculo de los coeficientes de calibración del downconverter a 90° .....	222
<b>Apéndice C. Resolución analítica de la penalización en sensibilidad infringida por una red de diversidad de polarización no-ideal.....</b>	<b>225</b>
<b>Referencias.....</b>	<b>229</b>



## Lista de Acrónimos

APC	Automatic polarization controller
ASE	Amplified spontaneous emission
AWG	Array waveguide grating
ASK	Amplitude shift-keying
AWGN	Additive White gaussian noise
BER	Bit error rate
BPSK	Binary phase shift-keying
BS	Beam splitter
CAD	Conversor analógico digital
CMA	Constant modulus algorithm
CMRR	Common mode rejection ratio
DCF	Dispersion compensation fiber
DFB	Distributed feedback (laser)
DD-LMS	Decision directed least mean square
DGD	Differential group delay
DIQ	Downconverter I/Q
DPSK	Differential phase shift-keying
DP-DIQ	Dual polarization downconverter I/Q
DQPSK	Differential quadrature phase shift-keying
DSF	Dispersion shifted fiber

DSP	Digital signal processor
ECL	External cavity laser
EDFA	Erbium doped fiber amplifier
ER	Extinction ratio
fddp	Función densidad de probabilidad
FEC	Forward error correction
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite impulse response
FWM	Four-wave mixing
GSOP	Gram-Schmidt orthogonalization procedure
IL	Insertion loss
IM/DD	Intensity-modulation / Direct-detection
IQ	In-phase Quadrature (components)
LMS	Least mean square
MDA	Máximo desbalanceo de amplitud
MDF	Máximo desbalanceo de fase
MMI	Multi-mode interference
MZM	Match-Zehnder Modulator
NLPN	Nonlinear phase noise
NLSE	Non-linear Schrödinger equation
NRZ	Non-return-to-zero
NZ-DSF	Non-zero dispersion shifted Fiber
OADM	Optical add Ddrop multiplexer
OIF	Optical Internetworking Forum
OOK	On-Off Keying
OSNR	Optical signal to noise ratio
PBC	Polarization beam combiner
PBS	Polarization beam splitter

PIM	Producto de intermodulación
PLL	Phase-locked loop
PM	Polarization multiplexing
PMD	Polarization mode dispersion
PON	Passive optical network
PSP	Principal State of Polarization
QAM	Quadrature amplitude modulation
QPSK	Quadrature phase shift keying
RIN	Relative intensity noise
RMS	Root mean square
ROADM	Reconfigurable optical add drop multiplexer
SBS	Stimulated Brillouin scattering
SPM	Self-phase modulation
SRS	Stimulated Raman scattering
VOA	Variable optical attenuator
WDM	Wavelength-Division Multiplexing
XPM	Cross-phase modulation





# Capítulo 1. Introducción

## 1.1. Contexto y estado del arte

En 1966 dos científicos de la empresa inglesa Standard Telecommunications Laboratories (STL, adquirida en 1991 por la canadiense Nortel), Charles Kao y George Hockam, destacaron la potencialidad de una guía onda dieléctrica cilíndrica, la fibra óptica, para la transmisión a bajo coste y largas distancias. Tanto por su abundante material base -la Sílice- como por su potencial atenuación -fracción de dB/km-, estaba llamada a sustituir como medio de transmisión al cable coaxial, basado en un material menos abundante -el cobre- y de elevada atenuación -decenas de dB/km por encima de 100 MHz-, que condicionaba su capacidad de transmisión y exigía el uso de repetidores cada pocos kilómetros. Ante las crecientes expectativas de la transmisión por fibra óptica no es de extrañar que un ingeniero de STL, Richard Epworth, equiparase su impacto en las comunicaciones al de la rueda en el transporte. Fue precisamente STL quien instaló en 1977, en sustitución del cable coaxial, el primer enlace de comunicaciones ópticas para interconectar las centrales de telefonía entre Hitchin y Stevenage. Este enlace posibilitaba la transmisión digital a 140 Mbps a una distancia de 19 km sobre un único par de fibras multimodo. Para ello se recurría en transmisión a un sencillo esquema de modulación en intensidad de la fuente óptica (IM, *intensity modulation*, también conocido bajo transmisión digital como OOK, *on-off keying*) y, en recepción, a la detección directa mediante un fotodetector (DD, *direct-detection*). La atenuación conseguida a la longitud de onda empleada (850 nm, en la primera ventana de transmisión) fue de 5 dB/km, lo que posibilitó aumentar a tres kilómetros la distancia entre regeneradores.

En estas últimas cuatro décadas los sistemas de transmisión por fibra han evolucionado en términos de ancho de banda, alcance y estructura de red con objeto de satisfacer, con una reducida inversión, la incesante demanda de capacidad impulsada por nuevos servicios y dispositivos interconectados. Inicialmente, en la

consecución de estos objetivos, tuvo un papel fundamental en la década de los 90 la gradual sustitución de los regeneradores optoelectrónicos, usados hasta entonces, por amplificadores ópticos EDFA (*Erbium doped fiber amplifier*) según se muestra en la Fig. 1.1. Éstos permiten compensar la atenuación óptica acumulada sobre una distancia de 50-80 km de forma totalmente transparente a la técnica de modulación. Su elevado ancho de banda, que cubre toda la banda C en la tercera ventana de transmisión, permite además aplicar técnicas de multiplexación en la longitud de onda (WDM, acrónimo del inglés *wavelength división multiplexing*), posibilitando un enlace óptico extremo-a-extremo de régimen binario superior al Gbps por canal. La inmediata aparición de nuevos tipos de fibra óptica monomodo, que posibilitaban la ecualización óptica de la dispersión, facilitó diseños de sistemas compatibles con la transmisión a 10 Gbps condicionados por los, ahora relevantes, efectos no-lineales y de dispersión de polarización. En este escenario es clave la disponibilidad de herramientas numéricas que modelen fielmente la totalidad del enlace de cara a evaluar sus prestaciones y asistir en su diseño. En la actualidad, el formato más extendido en los enlaces de alta capacidad es la modulación en intensidad digital NRZ-OOK a 10 Gbps bajo la multiplexación WDM en una rejilla de 50 GHz.

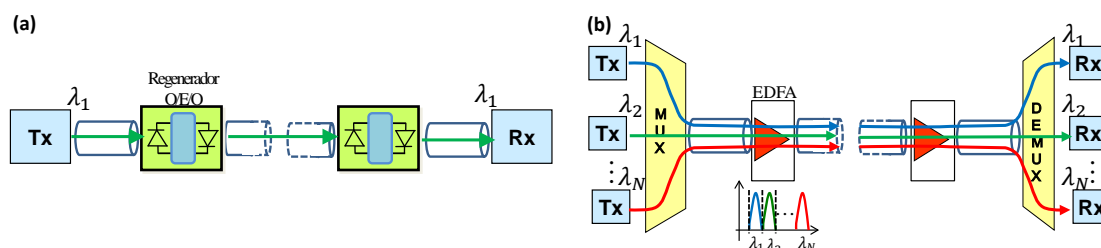


Fig. 1.1 Esquema de enlace óptico (a) con regeneradores opto-electronicos (b) con aplicación óptica.

En la actual década, aunque de una forma más moderada, se mantiene la creciente demanda de capacidad de transmisión. Como se deduce del estudio de Cisco sobre la previsión del tráfico de red para el periodo 2013-2018 [1] representado en la Fig. 1.2(a), se mantendrá un crecimiento anual superior al 20% impulsado por nuevos servicios (vídeo de alta definición en tiempo real, redes sociales, aplicaciones en la nube...) en dispositivos inteligentes (*smart-phone, smart-TV o tablets*). Para una eficiente gestión del ancho de banda disponible, los enlaces ópticos han evolucionado en la última década a arquitecturas de red. Como se representa de forma simplificada en la Fig. 1.3, ésto ha sido posible gracias a la inserción de nuevos elementos OADM (*optical add-drop multiplexer*) o ROADM (*reconfigurable OADM*), que posibilitan la conmutación a nivel de longitud de onda dentro de un modelo jerarquizado de red óptica. Partiendo del nivel de acceso de usuario, éste se clasifica en:

1.- Red de acceso. El acceso al usuario final evoluciona gradualmente del par trenzado o cable coaxial a la fibra óptica, haciendo uso de arquitecturas pasivas en estrella (PON, *passive optical network*). Estas redes tienen una cobertura de hasta 20 km y pueden alcanzar los 10 Gbps (10G-Ethernet-PON). Su crecimiento actual es muy rápido en nuestro país donde la mayoría de nuevas contrataciones de banda ancha corresponden a enlaces de fibra, con un crecimiento del 150% tan sólo en el año 2014 [2].

2.- Red metropolitana. Posibilita la interconexión entre las redes de acceso, las centrales y los niveles de red superiores. Suelen seguir una disposición en anillo, con protección, y una cobertura de hasta 300 km. Dispone en cada uno de sus nodos de OADMs que, como se representa en la Fig. 1.3(c), posibilitan una conmutación estática (manual) a nivel de longitud de onda para la configuración de la red. Un OADM consta básicamente de tres etapas: un demultiplexor, un multiplexor y, entre ellos, un bloque para la conmutación estática de las longitudes de onda (canales WDM) hacia los puertos de adición/extracción. En el estudio de Cisco [1], se estima que de 2012 al 2018 prácticamente se sextuplicará el volumen de tráfico en esta red, un crecimiento doble del esperado en las propias redes troncales. De este modo, la capacidad de transmisión por canal deberá aumentar de los actuales 10 Gbps a 40 Gbps, e incluso a 100 Gbps a largo plazo [3].

3.- Red troncal (o *backbone infrastructure*). Interconecta, mediante una red mallada, grandes núcleos urbanos con una cobertura de entre 300 km a 1000 km (dependiendo de las dimensiones del país). Mientras que en las redes metropolitanas, en ausencia de amplificación óptica, se puede recurrir a multiplexación CWDM (*Coarse-WDM*, con separación típica entre canales de 200 GHz), la reducida banda de amplificación óptica obliga aquí a la multiplexación DWDM (*Dense-WDM*) de hasta 80 canales con separación de 50 GHz. Se espera una progresiva sustitución de los canales 10 Gbps/40 Gbps a 100 Gbps, tal y como se muestra en la Fig. 1.2(b) [4], y una mejora en la funcionalidad de los ROADM dispuestos en cada uno de los nodos de red. A diferencia de un OADM, los ROADM permiten una gestión dinámica y por lo tanto más eficiente de los recursos de la red, permitiendo conmutar en tiempo real (remotamente desde un plano superior de control) cualquier longitud de onda a cualquier puerto de salida. Esta funcionalidad de inserción/extracción de cualquier longitud de onda en los puertos de entrada/salida se denomina con el calificativo anglosajón '*colorless*' (en español acromático o no-coloreado). Los ROADM '*colorless*' requieren transmisores sintonizables y receptores '*colorless*' que, como se representa en la Fig. 1.3(b), puedan demodular cualquier canal mediante una simple sintonización en frecuencia. Esto permite prescindir de un dispositivo óptico de selección o filtrado, pudiendo

sustituirse el demultiplexor de cada puerto de salida por un sencillo filtro óptico de banda ancha o, simplemente, un divisor (*splitter*) óptico.

4.- Redes o enlaces de larga distancia (o *long-haul networks*). Corresponden a enlaces submarinos o transcontinentales de distancia (sin regeneración) superior a 1000 km. Al igual que en las redes troncales, se espera una progresiva sustitución de los enlaces DWDM de 10 Gbps/40 Gbps a 100 Gbps por canal [5, 6].

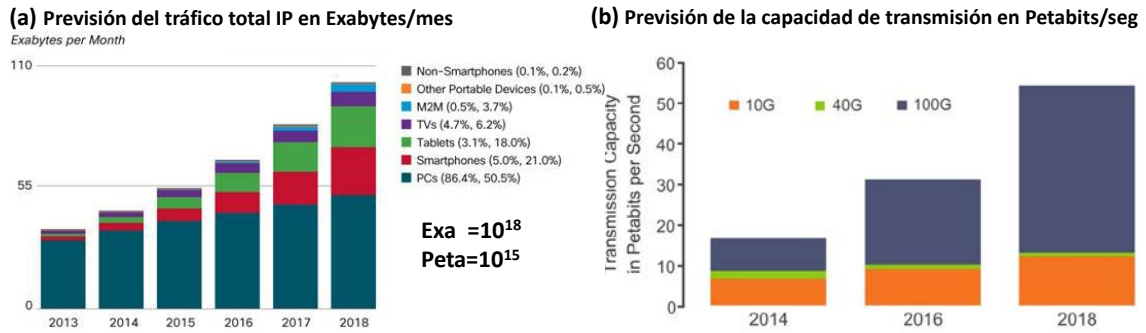


Fig. 1.2 Estimación de la evolución de (a) tráfico IP total (Cisco [1]) (b) capacidad de transmisión en función régimen binario por canal (10G/40G/100G) (Infonetics [4]).

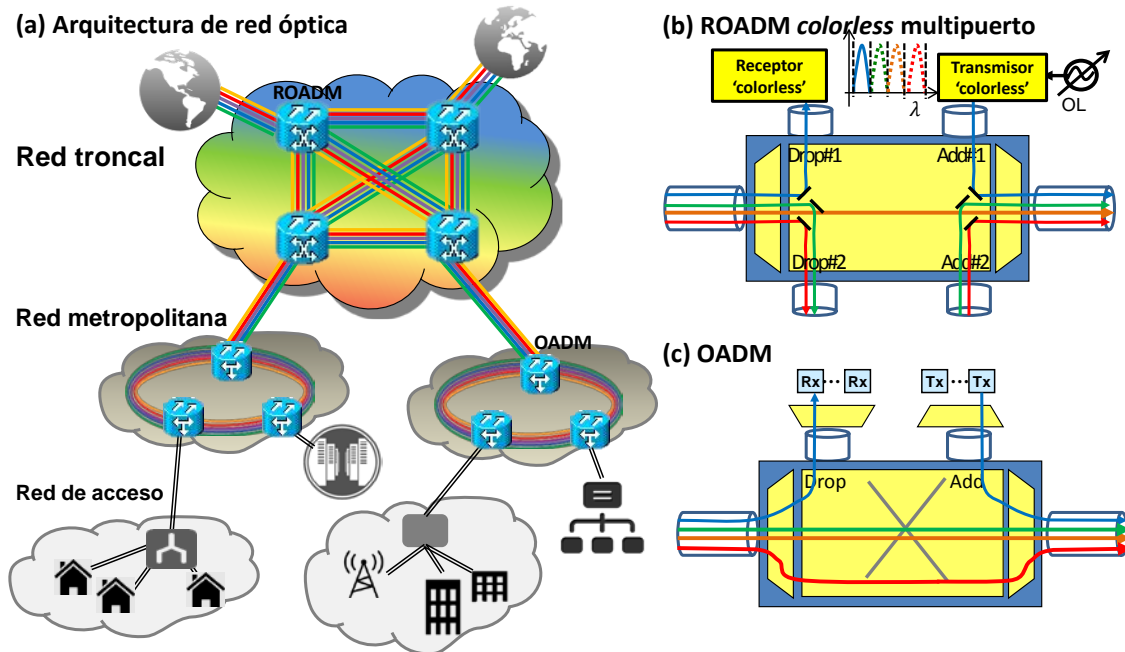


Fig. 1.3 (a) Modelo simplificado de jerarquía en redes ópticas. Esquema de funcionamiento de (b) ROADM (c) OADM.

Para incrementar la capacidad de transmisión por fibra óptica con un coste reducido será necesario reutilizar la mayor parte de la infraestructura óptica existente. En este escenario se contemplan dos opciones, compatibles entre sí:

1.- Incrementar el ancho de banda de transmisión más allá de la banda-C (1530-1570 nm), aplicando nuevos esquemas de amplificación (híbridos EDFA-Raman) compatibles con la banda C+L (1530-1620 nm) o incluso la banda S+C+L (1460-1620 nm) [7].

2.- Incrementar la capacidad de transmisión de cada canal, mediante formatos de modulación de mayor eficiencia espectral que permitan codificar un mayor número de bits para una misma tasa de símbolo. Esto se puede hacer, por ejemplo, mediante modulaciones QPSK (*quadrature phase-shift keying*) o M-QAM (*M-quadrature amplitude modulation*), que recurren a la modulación en amplitud, fase e incluso polarización de la portadora óptica (véase Fig. 1.4) [8, 9].

En primera instancia se prevé la adopción de esta segunda opción. Puesto que los conversores optoelectrónicos existentes, los fotodiodos, sólo pueden detectar la intensidad óptica y no las variaciones en fase o polarización, la adopción de estos nuevos esquemas de modulación requerirá de nuevos esquemas de recepción.

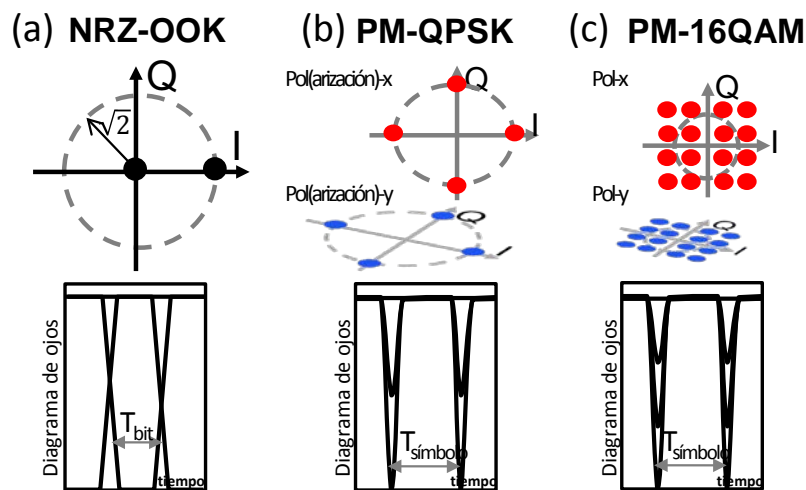


Fig. 1.4 Constelación y diagrama de ojos de los formatos de modulación (a) OOK, (b) PM-QPSK y (c) PM-16-QAM.

En la Fig. 1.5 se representa de forma simplificada el esquema de detección directa interferométrica. La señal óptica recibida se mezcla consigo misma retardada un periodo de símbolo. De esta manera, se obtiene una señal eléctrica que contiene la información de la diferencia de fase entre símbolos consecutivos. La disponibilidad comercial de este sencillo esquema possibilitó, a principios de la pasada década, la actualización de canales 10Gbps a 40Gbps bajo modulación diferencial DQPSK manteniendo la rejilla multicanal de 50 GHz. Este esquema es compatible con la transmisión a 100 Gbps bajo la multiplexación en polarización en cada uno de los dos modos ortogonales de la fibra (PM, *polarization multiplexing*). Para su detección se

requiere un divisor automático de polarización óptico para dirigir cada componente de polarización a su correspondiente receptor. Adicionalmente, este esquema precisa en la práctica un cuidadoso diseño del sistema (por ej. con reducida dispersión), posibilitando alcances de hasta 1000 km, lo que limita su aplicación a redes metropolitanas y troncales de dimensión media.

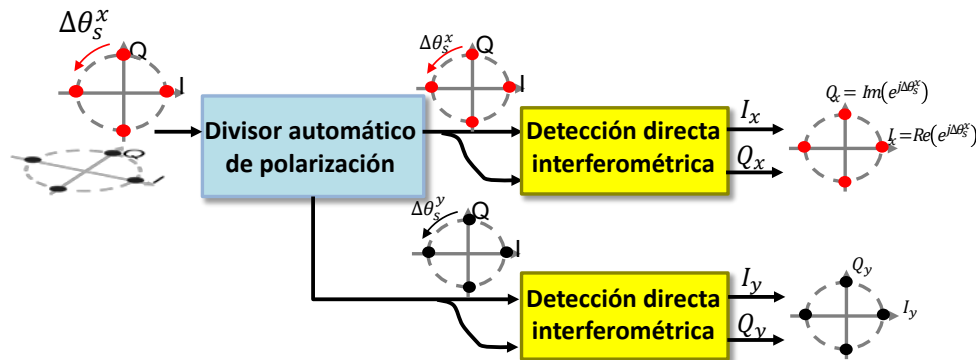


Fig. 1.5 Esquema simplificado del esquema de detección directa interferométrica.

Frente al esquema anterior, la recepción coherente posibilita una operación ‘colorless’, clave en el desarrollo de redes reconfigurables, y es compatible con formatos de modulación M-QAM de elevada eficiencia espectral. Pese a que las primeras propuestas de recepción óptica coherente datan de 1980, ha recobrado un nuevo interés en esta década por la incorporación de avanzados algoritmos en un bloque de procesamiento digital de señal DSP (*Digital Signal Processor*) posterior. El esquema de un receptor coherente digital se representa de forma simplificada en la Fig. 1.6. Tras su paso por una red de diversidad de polarización, basada habitualmente en divisores de polarización PBS (*Polarization Beam Splitter*), cada componente ortogonal de polarización de la señal recibida y de un oscilador local (OL) de referencia se combinan en un convertor inferior o *downconverter* I/Q (en adelante DIQ). La información de amplitud y fase (IQ, *in-phase/quadrature*) de cada componente de polarización es posteriormente procesada por algoritmos digitales habituales en los receptores de comunicaciones (sincronismo de portadora, ecualización de canal, decisión, etc.). Las elevadas prestaciones de los DSP actuales posibilitan la ecualización dinámica del canal óptico a elevados regímenes binarios, lo que sitúa a la detección coherente digital en una privilegiada posición para protagonizar la gradual implantación a medio-largo plazo de canales a 100 Gbps en las redes ópticas troncales y de largo alcance (véase la Fig. 1.2(b)). Ciertamente el OIF (*Optical Internet Forum*), un consorcio de empresas dominantes del sector que aspiran a marcar las pautas del desarrollo, despliegue e interoperabilidad de las futuras redes ópticas, ha acordado la implementación del formato PM-QPSK para la transmisión a 100 Gbps [10] y la integración óptica del receptor coherente digital para reducir su coste y

tamaño [11]. En esta línea, la deseable integración monolítica completa del *downconverter* con diversidad de polarización (también definido como ‘*front-end*’ óptico) afronta aún el reto tecnológico de conseguir PBS integrados que logren simultáneamente: (i) prestaciones similares al comportamiento casi ideal de aquellos implementados con óptica discreta o ‘*bulk*’ y (ii) tolerancias razonables ante errores de fabricación. Dado el actual desconocimiento de la influencia que un PBS no ideal tendría en las prestaciones del receptor completo, el OIF ha optado, pese al indudable interés para su solución integrada, por no indicar especificación alguna. Por lo que respecta al DIQ, se establece un esquema convencional basado en híbridos  $2 \times 4$  a  $90^\circ$  y una fotodetección balanceada para la obtención de las componentes IQ de señal. Merece destacarse la interesante alternativa, propuesta en esta Tesis, basada en un acoplador  $2 \times 3$  a  $120^\circ$ . Su integración monolítica mediante un acoplador de interferencia multimodal (MMI, *multimode interference*) ofrece un mayor ancho de banda y tolerancia a errores de fabricación. Instituciones punteras, como HHI o Alcatel-Lucent [12, 13], han referenciado recientemente nuestro trabajo al realizar en la práctica su implementación monolíticamente integrada.

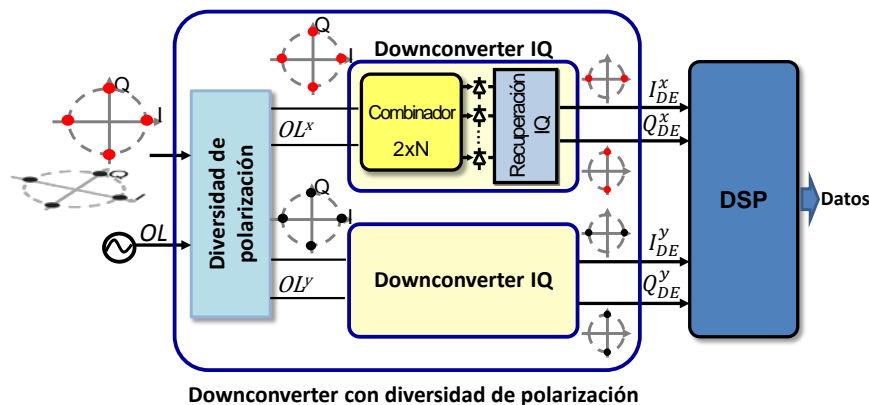


Fig. 1.6 Esquema simplificado de un receptor coherente digital.

## 1.2. Objetivos de la Tesis

Esta Tesis se centra en el estudio de los sistemas de comunicación de altas prestaciones por fibra y, más específicamente, trata de resolver algunos de los problemas que surgen en la realización de sistemas ópticos coherentes. A continuación se enumeran los principales objetivos de esta Tesis:

- (i) Modelar el canal óptico en régimen no-lineal bajo la transmisión de múltiples canales. El modelo se implementará en una herramienta de simulación propia, flexible y eficiente, que se validará aprovechando que, bajo ciertas condiciones, se dispone de soluciones analíticas conocidas. Para lograr los restantes objetivos de



esta Tesis se adaptará esta herramienta a los diferentes esquemas de recepción estudiados para posibilitar su evaluación numérica.

(ii) Estudiar, mediante el apoyo de simulaciones numéricas, las limitaciones del esquema IM/DD para soportar elevados regímenes binarios y, por lo tanto, para lograr una alta eficiencia espectral.

(iii) Evaluar la posible transmisión a 100 Gbps por canal sobre la infraestructura óptica troncal de Telefónica bajo modulación diferencial DQPSK/PM-DQPSK y detección directa interferométrica.

(iv) Modelar en un receptor coherente los diferentes subsistemas que componen el *downconverter* con diversidad de polarización (divisores de polarización, híbridos, etc.) y los algoritmos de procesamiento digital de señal necesarios para la adopción de formatos avanzados de modulación PM-M-QAM.

(v) Proponer, estudiar y evaluar las prestaciones de nuevas propuestas de *downconverters* I/Q (DIQ) de una sola polarización. Serán de interés arquitecturas de recepción monolíticamente integradas por su innegable interés en la miniaturización y disminución de costes. Las dos ideas sobre las que se trabajará son:

- Se plantea sustituir el híbrido 2x4 a 90° del DIQ convencional por un acoplador 2x3 a 120°. Esta propuesta se inspira en la conocida solución de receptor de cinco puertos ('five port') a frecuencias de microondas, donde ha mostrado su robustez a los errores del hardware desde un proceso de calibración previo [14].

- Se propone estudiar las ventajas que para una recepción 'colorless' tendría la extensión del anterior procedimiento de calibración al DIQ basado en un híbrido a 90°.

(vi) Proponer una métrica para estimar la penalización infringida en la demodulación de la señal por las no-idealidades del *downconverter* con diversidad de polarización.

- Se deberá contrastar su validez con la simulación del receptor coherente completo que incluya los algoritmos de procesamiento digital.

- Se obtendrán unas especificaciones de los híbridos a 90° y, especialmente, de los separadores de polarización (PBS) que integran el DIQ y la red de diversidad de polarización del receptor coherente convencional, respectivamente.



## 1.3. Organización y aportaciones relevantes de la Tesis

Esta memoria se estructura en siete capítulos, que responden a la exposición ordenada de los contenidos para alcanzar los objetivos generales de esta Tesis. La interrelación entre ellos se muestra de forma resumida en el diagrama de la Fig. 1.7. Tras la contextualización e identificación del trabajo realizado en este **Capítulo 1** se exponen a continuación los contenidos de los restantes. Se aprovechará también, cuando proceda, para reseñar las correspondientes aportaciones relevantes.

### **Capítulo 2. Sistemas ópticos con modulación en intensidad y detección directa.**

En este capítulo se ha desarrollado el modelo del canal formado por fibra óptica con amplificación EDFA y se ha puesto a punto y validado la herramienta numérica (programada en Matlab©) que realiza su simulación. Además, se han implementado los bloques transmisor y receptor que permiten la simulación completa de sistemas de comunicaciones ópticas convencionales basados en el esquema IM/DD con una o varias portadoras ópticas (WDM). La correcta simulación del modelo de fibra óptica no-lineal se ha verificado comparando los resultados numéricos obtenidos con la solución analítica de la ecuación de propagación de la envolvente óptica: la solución solitónica. La herramienta desarrollada se ha utilizado para estudiar la viabilidad de dos sistemas de transmisión diferentes: el primero, que busca un adecuado balance entre la no-linealidad y dispersión de la fibra utilizando la transmisión solitónica, y el segundo, que está orientado a disminuir los efectos de la no-linealidad de la fibra. En ambos casos una de las técnicas fundamentales de diseño será el adecuado manejo de la dispersión (*dispersión management*).

El trabajo desarrollado en este ámbito se realizó en el marco de proyectos nacionales [15] e internacionales [9, 16], dando lugar a diversas aportaciones en congresos [17, 18, 19, 20, 21, 22]. De entre las aportaciones cabe destacar esta última, por cuanto resultó de una colaboración con el actual AIPT (Aston Institute of Photonic Technologies). Se puso de manifiesto las limitaciones del esquema IM/DD para soportar elevados regímenes binarios, 40 Gbps por canal, en un escenario realista de infraestructura óptica troncal.

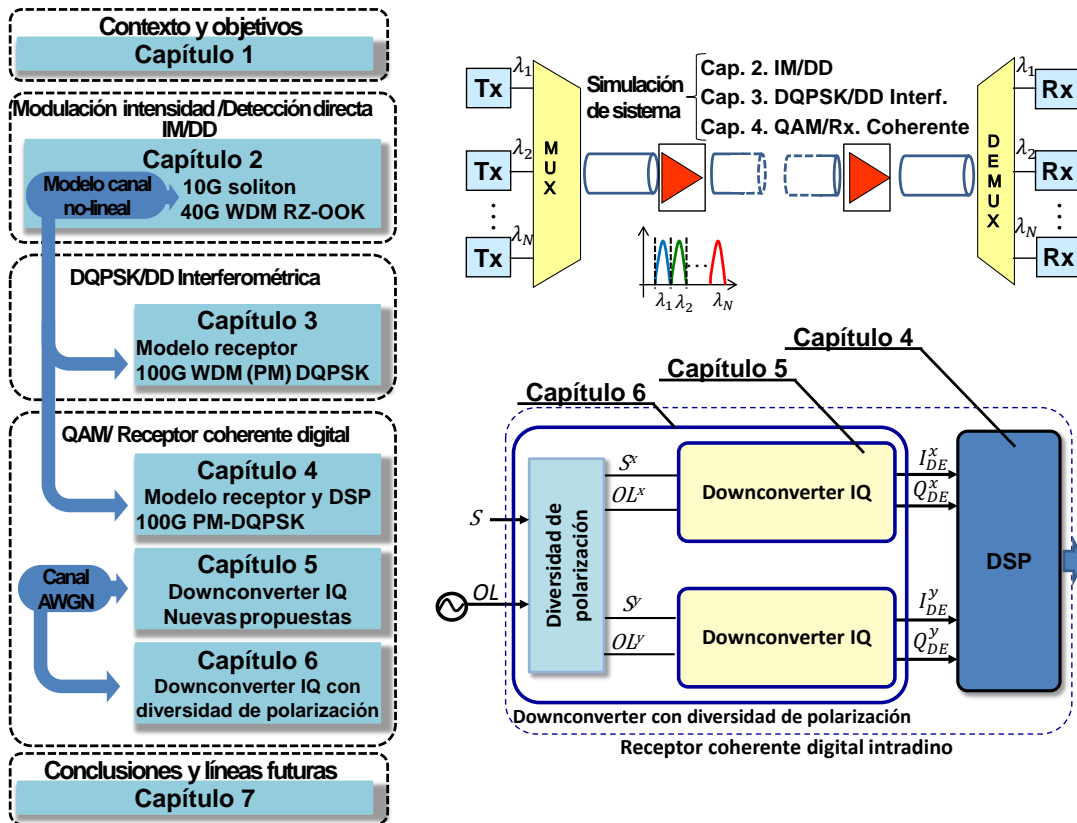


Fig. 1.7. Diagrama simplificado de la organización en capítulos y contenidos de esta Tesis.

### Capítulo 3. Sistemas con modulación diferencial en fase y detección directa interferométrica.

Dadas las limitaciones prácticas del esquema IM/DD tradicional para una transmisión a 40 Gbps/100 Gbps, la modulación DQPSK con detección directa se perfila como una alternativa sencilla y económica para redes metropolitanas y troncales. En este capítulo se presenta, en primer lugar, el modelo de transmisor para formatos de modulación avanzados y, a continuación, el esquema de detección interferométrica basado en líneas de retardo, compatible con una modulación diferencial de fase DQPSK y multiplexación en polarización (PM-DQPSK). Se evalúan las prestaciones del sistema para soportar 100 Gbps por canal en un escenario realista de transmisión multicanal. El estudio analiza la robustez del esquema de recepción ante los efectos limitantes del canal: dispersión, dispersión de polarización, filtrado (como resultado de la concatenación de ROADMs) y efectos no-lineales.

Es importante destacar que los resultados presentados en este capítulo se enmarcan en la colaboración de nuestro grupo con Telefónica I+D dentro del proyecto europeo CELTIC 100-GET [16], en el que uno de los objetivos era estudiar la posibilidad de aumentar la velocidad de transmisión, de 10 Gbps a 100 Gbps por canal, sobre la infraestructura troncal de Telefónica en España usando un esquema de modulación

DQPSK/PM-DQPSK con detección directa. Dadas las limitaciones de los programas de simulación comerciales para la realización de este estudio, se decidió adaptar la herramienta desarrollada en esta Tesis a este esquema de detección. Esto confirma la importancia de desarrollar herramientas propias de simulación, que ha sido siempre una seña de identidad en nuestro grupo. Los resultados obtenidos en este capítulo fueron publicados en un congreso nacional [23] y posteriormente ampliados en un congreso internacional [24]. Estas contribuciones forman parte del extenso trabajo realizado y documentado, bajo la coordinación de Telefónica, en el ámbito del subproyecto 100GET-ES. Como indicador de la calidad del trabajo desarrollado es de destacar que el proyecto 100GET fue merecedor en los años 2011 y 2013 de los premios “Celtic Gold Award” y “Celtic Innovation Award”, respectivamente.

#### **Capítulo 4. Receptor coherente digital intradino.**

Los receptores ópticos coherentes son sistemas complejos compuestos de una gran cantidad de subsistemas, tanto hardware como *software*. Aunque, como se verá en los siguientes capítulos, las aportaciones originales de la Tesis se han realizado fundamentalmente en la caracterización y nuevas propuestas del subsistema *hardware* (también conocido como *front-end* óptico), la evaluación de las prestaciones del receptor coherente digital requiere implementar muchos de los algoritmos de procesado digital empleados en el mismo.

Por ello en este capítulo se explica, en primer lugar, el funcionamiento de un receptor coherente intradino y se describen los diferentes bloques funcionales que lo componen, haciendo especial énfasis en los algoritmos de procesado digital de señal (DSP) que posibilitarán tanto la demultiplexación en polarización como la ecualización de las imperfecciones del canal y del receptor. Posteriormente, se simula el comportamiento del receptor coherente en el mismo escenario de referencia del capítulo anterior, poniéndose de manifiesto que los algoritmos de demultiplexación y ecualización corrigen casi totalmente las no-idealidades del canal, obteniéndose así un comportamiento del conjunto similar al de un canal AWGN (acrónimo de *additive white gaussian noise*, que corresponde a un canal con ruido blanco aditivo y gaussiano). Este resultado será clave en los siguientes capítulos, pues permitirá utilizar un sencillo modelo de canal AWGN en las simulaciones efectuadas para comparar las prestaciones de las soluciones propuestas con las previamente existentes.

El trabajo expuesto en este capítulo, si bien es imprescindible para estudiar y validar las propuestas originales de los siguientes capítulos, no ha resultado en novedades significativas que se hayan considerado susceptibles de publicación.

## Capítulo 5. Downconverter de una polarización.

En este capítulo se expone el cuerpo central del trabajo desarrollado en esta Tesis. Como anteriormente se expuso, el OIF ha propuesto la modulación PM-QPSK para la transmisión a 100 Gbps por canal [10], estandarizando un DIQ basado en híbridos 2x4 a 90° con fotodetección balanceada [11]. En esta arquitectura, la combinación de la señal recibida y el OL tiene lugar en el híbrido 2x4 que es realizado preferentemente mediante acopladores de interferencia multimodal MMI. Estos dispositivos presentan en la realidad desbalanceos de amplitud y fase respecto a su valor ideal, que se incrementan en los extremos de la banda de operación y/o como consecuencia de las tolerancias de fabricación. Estos desbalanceos causarán una limitante distorsión en las componentes IQ de la señal demodulada si, como se prevé a medio plazo, se recurre a formatos de modulación QAM de orden superior, 16-256 QAM [9, 25], operando en un gran margen de longitudes de onda (banda C+L, por ejemplo). Por ello, en esta Tesis se propone como alternativa al DIQ convencional, basado en un híbrido 2x4 a 90°, un DIQ basado en un acoplador 2x3 a 120°. Desde la adecuada combinación lineal de las fotocorrientes de salida, y tras un proceso de calibración previo, podrán resolverse las componentes IQ de señal libres de la distorsión ocasionada por las imperfecciones del *hardware*. La propuesta se inspira en soluciones previas probadas a frecuencias de microondas donde es conocido como receptor de cinco puertos ('five port') [14].

La estructura del capítulo es la siguiente: en primer lugar, se comparan las prestaciones de ambas soluciones ante la introducción de desbalanceos por errores de fabricación, demostrándose la mayor tolerancia de la solución propuesta y la consecución de un mayor rango dinámico. A continuación, se analizan y comparan las prestaciones de los *downconverters* en un escenario '*colorless*' que, como es bien conocido, es un aspecto clave para posibilitar el desarrollo de las futuras redes ópticas reconfigurables. Se demuestra que la solución propuesta ofrece también aquí mejores figuras de mérito, evaluadas a través del rechazo en modo común (CMRR, *common-mode rejection ratio*). La extensión del procedimiento de calibración propuesto a las cuatro salidas del DIQ convencional posibilitará su operación '*colorless*' sin la necesidad de integrar un atenuador óptico variable (VOA, *variable optical attenuator*), tal y como ha sido propuesto recientemente por el OIF [11].

El trabajo desarrollado en este capítulo se enmarca en el contexto del proyecto europeo MIRTHE [9], donde se desarrollaron y evaluaron nuevas propuestas de recepción coherente, y ha dado lugar a aportaciones en congresos nacionales [26, 27],

en congresos internacionales [13], una patente nacional [28] y cuatro publicaciones en revistas relevantes [29, 30, 31, 32].

### **Capítulo 6. Downconverter con diversidad de polarización.**

Por último, en este capítulo se aborda la problemática asociada a la transmisión simultánea en ambas polarizaciones, situación en la que los receptores deben tener la capacidad de seguir la evolución temporal del estado de polarización de la señal recibida. El hardware de estos *downconverters* con diversidad de polarización consiste en dos DIQ simples, uno por polarización, precedidos por una red de diversidad de polarización constituida, habitualmente, por separadores de polarización (PBS). A diferencia de las estrictas especificaciones del DIQ, el OIF no fija las especificaciones de funcionamiento de los elementos de la red de diversidad de polarización, algo que, sin embargo, es fundamental para evaluar su impacto sobre el comportamiento completo del receptor y valorar la posibilidad de su integración monolítica conjunta con los DIQ. Además, no existe una métrica que permita medir la calidad del *downconverter* de forma aislada y evaluar sus efectos sobre el receptor coherente digital completo, por lo que habitualmente es necesario realizar simulaciones muy laboriosas que incluyan los necesarios algoritmos de procesado digital posteriores.

Por ello, en este capítulo se propone una métrica que permite evaluar las prestaciones de un *downconverter* con diversidad de polarización con independencia de los algoritmos posteriores de demultiplexación y ortogonalización implementados en el DSP. La validez de esta métrica se comprueba mediante simulaciones del receptor completo para los habituales esquemas de diversidad de polarización basados en PBS. Desde esta misma métrica, y una vez fijada la máxima penalización admisible, podrán resolverse las especificaciones de funcionamiento de los componentes del receptor. De especial interés serán las especificaciones correspondientes a los híbridos a  $90^\circ$  y PBS que integran el receptor convencional. Esta misma métrica se utilizará para evaluar una alternativa recientemente propuesta [33, 34], que prescinde de los PBS desde un adecuado diseño de las guías de onda de entrada a los DIQ simples.

El trabajo realizado en este capítulo ha dado lugar recientemente a una publicación internacional [35].

Finalmente, en el **Capítulo 7** se presentan las conclusiones y líneas futuras del trabajo desarrollado en esta Tesis.



## Capítulo 2. Sistemas ópticos con modulación en intensidad y detección directa

### 2.1. Introducción. Evolución de los sistemas digitales IM-DD

La disponibilidad comercial a principios de la década de 1990 de amplificadores ópticos en tercera ventana (EDFA), prolongó otros veinticinco años más la hegemonía en la transmisión digital por fibra del sencillo esquema de modulación en intensidad en transmisión y detección directa en recepción (IM/DD). Este esquema también se conoce bajo codificación binaria como OOK (*on-off keying*) por el formato de modulación adoptado, basado en la presencia o ausencia de potencia óptica (por ej. desde pulsos ópticos) en cada tiempo de bit. Sólo recientemente los operadores de telecomunicación empiezan a aplicar técnicas de transmisión coherente en su sustitución, básicamente por motivaciones de coste ante la necesidad de una mayor capacidad de transmisión y la actual disponibilidad de una avanzada tecnología óptica y digital.

La sustitución de los regeneradores opto-electrónicos por amplificadores EDFA posibilitó la aplicación de técnicas de multiplexación por división en la longitud de onda (WDM) y, como consecuencia, el aumento de la capacidad de transmisión (véase Fig. 2.1). Su aplicación requirió un reducido coste, dado que todos los canales compartían, además del medio de transmisión, elementos ópticos como filtros, compensadores de dispersión o los propios amplificadores ópticos. La resultante transmisión óptica extremo a extremo ha posibilitado el despliegue actual de enlaces y redes todo-ópticas, en los que la concepción del diseño de sistema presenta cambios sustanciales dada la acumulación con la distancia del ruido de amplificación, efectos dispersivos y no lineales en la propagación de señal. En este escenario es clave la disponibilidad de herramientas numéricas que asistan al diseño para, desde un fiel modelo del enlace, evaluar sus prestaciones.

Se pueden destacar dos estrategias de diseño de sistemas IM/DD:

1.- Los sistemas solitónicos. Responden a una codificación RZ-OOK con propagación de pulsos estrechos. Su particular perfil temporal de intensidad posibilita la compensación de los efectos dispersivos y no-lineales de la fibra. La técnica de manejo de dispersión, propuesta inicialmente por el Photonics Research Group (actual AIPT de la Universidad de Aston) [36], reduce la interacción no-lineal entre pulsos solitónicos de distintos canales, posibilitando una eficiente transmisión WDM a larga distancia. Sin embargo, estos sistemas requieren de un reducido distanciamiento entre amplificadores ópticos (aproximadamente 50 km) para mantener la estabilidad de los pulsos en propagación.

2.- Los sistemas no solitónicos. Deberán minimizar los efectos no-lineales del canal al no producirse aquí la perfecta compensación anterior. La resultante transmisión cuasi-lineal, compatible con una codificación NRZ o RZ, requerirá adicionalmente una precisa y completa ecualización de los efectos dispersivos del canal mediante técnicas de compensación de dispersión. En estos sistemas, al no tener que atender a razones de estabilidad entre los pulsos, será posible aumentar la distancia entre amplificadores y reducir la separación frecuencial entre canales.

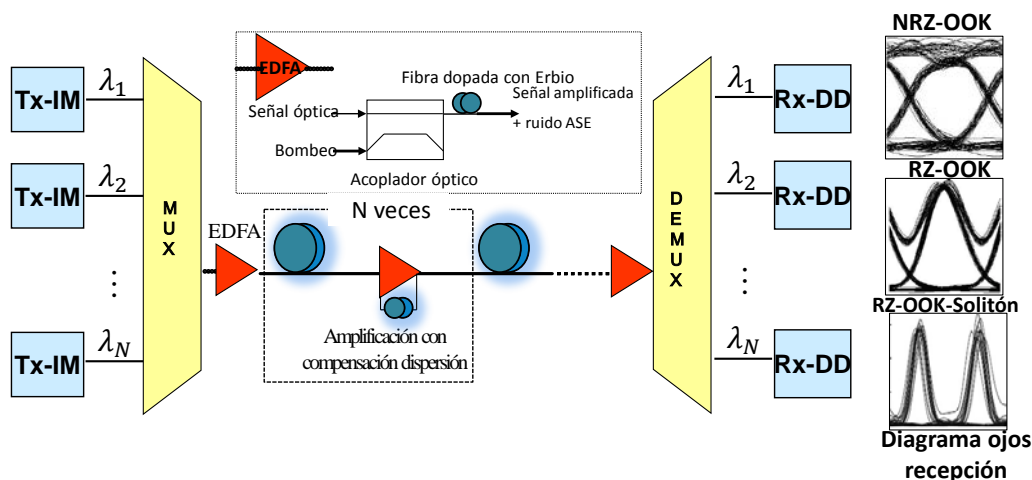


Fig. 2.1. Aplicación de la técnica de multiplexión WDM a sistemas IM/DD con amplificación óptica EDFA.

Dada la idoneidad de la transmisión solitónica con manejo de dispersión para enlaces de larga distancia, a principios del año 2000 se ofrecieron diferentes soluciones de sistemas submarinos comerciales a 10 Gbps por canal. Sus valedores fueron pioneras empresas como la italiana Pirelli Cables and Systems, que cesó definitivamente sus actividades en el campo de las telecomunicaciones en 2009 tras ser absorbida por Alcatel-Lucent Submarine, y la inglesa Marconi que, integrada por investigadores del AIPT, fue adquirida por Ericsson en 2006. Estos sistemas fueron utilizados por los principales operadores de telecomunicaciones del mundo. Pirelli lanzó el sistema



TeraMux capaz de soportar la transmisión de 128 canales sobre 6000 km, ofreciendo conversores NRZ-soliton para la interconexión con enlaces troncales. Por su parte, Marconi ofreció con su sistema UPLx160, denominado posteriormente Ericsson Multihaul 3000 WDM [37], la transmisión de 160 canales sobre una distancia de hasta 3000 km. En la actualidad los enlaces ópticos submarinos confían en el desarrollo de fibras NZ-DSF de reducida no-linealidad, esquemas híbridos Raman-EDFA para la amplificación de bandas C+L y la disponibilidad comercial de equipos que posibiliten nuevos formatos de modulación (actualmente bajo desarrollo en enlaces troncales terrestres) para soportar 40 Gbps/100 Gbps por canal [6].

Por lo que respecta a los enlaces troncales, vienen condicionados por una específica infraestructura óptica de fibra estándar y amplificación óptica cada 75-100 km (por la original ubicación de los regeneradores optoelectrónicos a los que sustituyeron). La imposibilidad de una transmisión solitónica requirió acudir a la otra estrategia de diseño. De este modo se realiza el diseño del sistema para una transmisión cuasi-lineal, buscando lograr una precisa compensación de la dispersión cromática y minimizar los efectos no-lineales de la fibra.

En este capítulo se evaluará la eficiencia de estos sistemas IM/DD bajo un detallado modelo del canal óptico. La solución analítica que ofrece la propagación de pulsos solitónicos permitirá validar la herramienta de simulación desarrollada en esta Tesis. Se evaluarán sistemas solitónicos para enlaces de larga distancia hasta 10 Gbps. Para la transmisión en los enlaces troncales sobre fibra estándar se plantea la estrategia de diseño de transmisión cuasi-lineal. Desde un escenario de diseño realista, fruto de la colaboración con el AIPT, se valoró la transmisión multicanal a 40 Gbps con unas conclusiones acordes a las obtenidas numéricamente y experimentalmente por otros grupos.

## 2.2. Modelado y simulación de la fibra óptica

La fibra óptica es una guía onda dieléctrica cilíndrica de Sílice ( $\text{SiO}_2$ ), cuya estructura más sencilla, representada en la Fig. 2.2(a), se denomina fibra estándar o convencional. La radiación óptica está confinada bajo el principio de reflexión interna en el núcleo, de índice de refracción  $n_1$  y radio  $a$ , para lo que es necesario que la cubierta presente un menor índice de refracción  $n_2$ . En la misma figura se representa el salto de índice característico de esta fibra estándar, que podrá obtenerse dopando ligeramente el núcleo o cubierta para conseguir pequeñas diferencias entre sus índices de refracción (condición de guiado débil). En la década de los 80 se realizó el

tendido de más de 50 millones de kilómetros, conformando de este modo la infraestructura óptica de la mayoría de las actuales redes troncales del mundo [38].

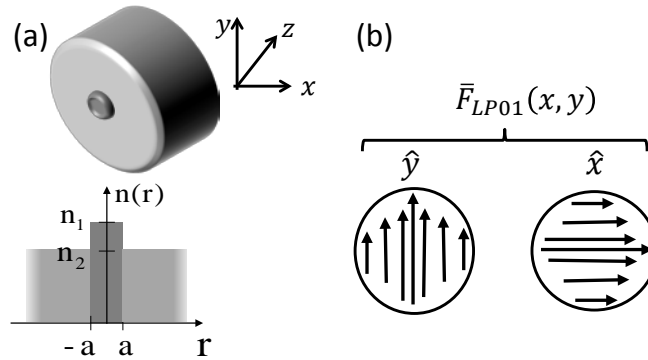


Fig. 2.2. Fibra óptica estándar (a) perfil de índice de refracción de salto de índice (b) perfil transversal linealmente polarizado del modo fundamental.

El análisis electromagnético de la fibra óptica requiere, tras imponer las condiciones de un medio dieléctrico no magnético HLI (homogéneo, lineal e isótropo) resolver, desde la ecuación de ondas vectorial de Helmholtz en régimen permanente sinusoidal, el campo eléctrico  $e_i$  y magnético  $h_i$  en núcleo ( $i=1$ ) y cubierta ( $i=2$ ) [39]

$$\nabla^2 e_i + k_i^2 e_i = 0 ; \nabla^2 h_i + k_i^2 h_i = 0 \quad (2.1)$$

donde las constantes de fase en núcleo y cubierta,  $k_1$  y  $k_2$ , podrán expresarse en función de los correspondientes índices de refracción y la constante de fase en el vacío  $k_0 = \omega/c$  (siendo  $\omega$  la frecuencia angular y  $c$  la velocidad de la luz en el vacío) según,  $k_1 = n_1 \omega/c$  y  $k_2 = n_2 \omega/c$ , respectivamente.

Tras imponer las condiciones de contorno, la solución de los modos guiados que soporta la estructura dieléctrica vendrá descrita por el siguiente fasor de campo eléctrico  $\tilde{e}_s$  (correspondería una expresión equivalente para el campo magnético)

$$e_s(x, y, z, t) = \text{Re}\{\tilde{e}_s e^{j\omega t}\} = \text{Re}\{a_0 e^{-\gamma z} \bar{F}(x, y) e^{j\omega t}\} \quad (2.2)$$

donde  $a_0$  es la amplitud,  $\bar{F}(x, y)$  el perfil dependiente de las coordenadas transversales y  $\gamma$  la constante de propagación compleja. Las componente real e imaginaria de  $\gamma(\omega) = \frac{\alpha(\omega)}{2} + j\beta(\omega)$  describirán, respectivamente, la atenuación y constante de fase. La constante de fase del modo guiado  $\beta(\omega)$ , satisfecerá en todo caso  $k_2 < \beta(\omega) < k_1$ , pudiendo describirse en función del índice de refracción efectivo  $n_{eff}(\omega)$  como,

$$\beta(\omega) = n_{eff}(\omega)k_0 = n_{eff}(\omega)\omega/c \quad (2.3)$$

Atendiendo al número de modos guiados soportados a las frecuencias ópticas de interés, la fibra óptica podrá clasificarse en monomodo (único modo fundamental en propagación) o multimodo. Esta Tesis se centrará en las fibras monomodo para la obtención de elevados productos régimen binario-distancia, dada la severa limitación impuesta por la dispersión intermodal en las fibras multimodo. La solución de campo del modo fundamental  $LP_{01}$  de una fibra monomodo podrá describirse desde la combinación lineal de dos modos degenerados (de igual constante de fase) con polarización ortogonal. La Fig. 2.2(b) muestra el perfil transversal linealmente polarizado del modo fundamental, que será próximo a una función de distribución gaussiana (como el perfil de radiación de una fuente láser).

La fibra óptica podrá estudiarse mediante un modelo lineal para moderadas distancias o potencias ópticas de señal. Esto permitirá caracterizar a cada modo en transmisión como un sistema lineal desde el que introducir el correspondiente efecto de atenuación y dispersión. Por el contrario, el confinamiento de un elevado nivel de potencia bajo múltiples canales en la estrecha sección del núcleo de una fibra óptica monomodo (diámetros de  $5\mu\text{m}\sim 10\mu\text{m}$ ), pondrá pronto de manifiesto la respuesta no-lineal de la fibra. Los efectos no-lineales de la fibra óptica se pueden clasificar en dos categorías:

- No-linealidad de tipo Kerr, debido a la dependencia del índice de refracción efectivo con la intensidad de campo aplicado ( $n_{eff}(\omega, |E|^2)$ ). Tiene su origen físico en la respuesta no-lineal cúbica con el campo eléctrico que presenta la polarización en moléculas con simetría molecular (como es el caso de la Sílice).
- Los procesos dispersivos o de ‘*scattering*’ no-lineal estimulados de Brillouin (SBS, *Stimulated Brillouin Scattering*) o de Raman (SRS, *Stimulated Raman Scattering*), producidos por la interacción no-lineal de los fotones de señal con los fonones generados por vibraciones acústicas o moleculares de la Sílice, respectivamente. Como resultado, al superar en ambos casos la potencia de señal un determinado umbral, se generarán a su costa fotones interferentes a menor frecuencia (10 GHz en contradirección para el SBS y 13 THz para el SRS).

En la propagación de señales moduladas en intensidad sobre fibra estándar monomodo podrán obviarse los fenómenos de ‘*scattering*’ no-lineal SBS y SRS por su elevada potencia umbral, del orden de 10 dBm y 30 dBm, respectivamente [40].

### 2.2.1. Atenuación

Los modos guiados de una fibra óptica, y por lo tanto el propio modo fundamental, pueden caracterizarse en transmisión como un sistema LTI (lineal e invariante en el tiempo) con función de respuesta en frecuencia definida, dada la invarianza con la distancia del perfil transversal de campo  $\bar{F}(x, y)$ , como

$$H(\omega) = \frac{\tilde{e}_s}{\tilde{e}_s|_{z=0}} = e^{-\frac{\alpha(\omega)z}{2}} e^{-j\beta(\omega)z} \quad (2.4)$$

La modulación en intensidad de la portadora óptica, de frecuencia angular  $\omega_0$ , permitirá describir la evolución del campo eléctrico del modo fundamental en función de una envolvente compleja  $a(z, t)$  de amplitud lentamente variable

$$e_s = \text{Re}\{a(z, t)\bar{F}_{LP01}(x, y) e^{j\omega_0 t}\} \quad (2.5)$$

Como se muestra en la Fig. 2.3, la propagación de  $a(z, t)$  se resolverá en frecuencia desde la función de respuesta del canal  $H(\omega)$ . En el siguiente punto se analizará la previsible distorsión de fase al no corresponder  $H(\omega)$  a una función de fase lineal.

El parámetro  $\alpha(\omega)$ , con unidades [Neperio/km], describe la atenuación infringida por el canal en la intensidad de campo por unidad de distancia. La atenuación podrá considerarse constante en el ancho de banda de señal,  $\alpha(\omega)|_{\Delta\omega} \cong \alpha$ , causando por lo tanto una reducción uniforme de su nivel con la propagación. Atendiendo únicamente a este mecanismo, la evolución de la envolvente óptica podrá describirse por su decaimiento exponencial o, equivalentemente, desde su expresión diferencial asociada,

$$a(z, t) = a(0, t)e^{-\frac{\alpha}{2}z}; \quad \frac{\partial a(z, t)}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2}a(z, t) \quad (2.6)$$

Por simplificación se considerará que la envolvente  $a(z, t)$  está normalizada, de modo que la intensidad de potencia óptica es proporcional a su módulo al cuadrado, cumpliéndose de este modo que  $P(z, t) = |a(z, t)|^2$  (medida en Watios, W) [38].

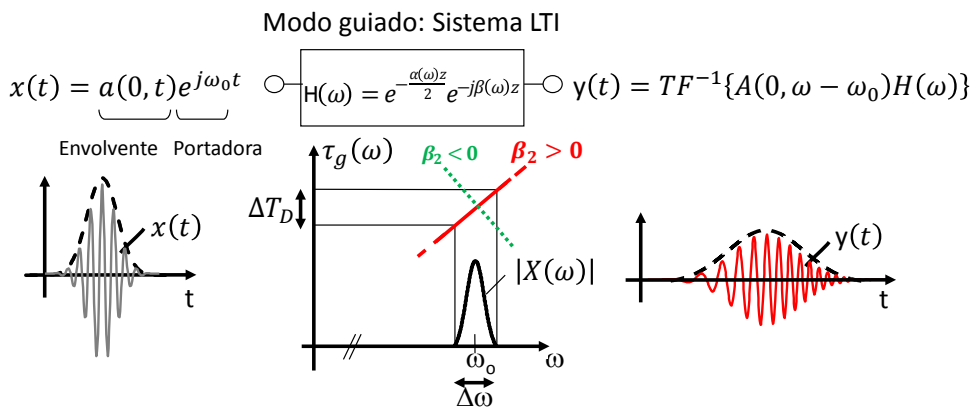


Fig. 2.3. Modelo de sistema LTI para los modos guiados de la fibra.

Como se representa en la Fig. 2.4, el perfil típico de atenuación de la fibra óptica alcanza un mínimo local dentro de la denominada segunda ventana de transmisión (Banda O: 1260-1360) y un mínimo absoluto en la tercera ventana (dividida en las Bandas S, C y L). La anterior zona presenta una reducida atenuación al estar ubicada entre los picos de resonancia de las moléculas de Sílice, decreciendo con la longitud de onda debido al fenómeno de *scattering de Rayleigh* [39]. La primera ventana, centrada en 850 nm, presenta por el contrario un mero valor histórico, al presentar actualmente en comparación una mayor atenuación, próxima a 2.5 dB/km. La eliminación del pico de absorción por presencia en el núcleo de iones  $\text{OH}^-$  da lugar a las denominadas fibras *Zero Water Peak* y a la habilitación de una banda extendida E (1360-1460 nm).

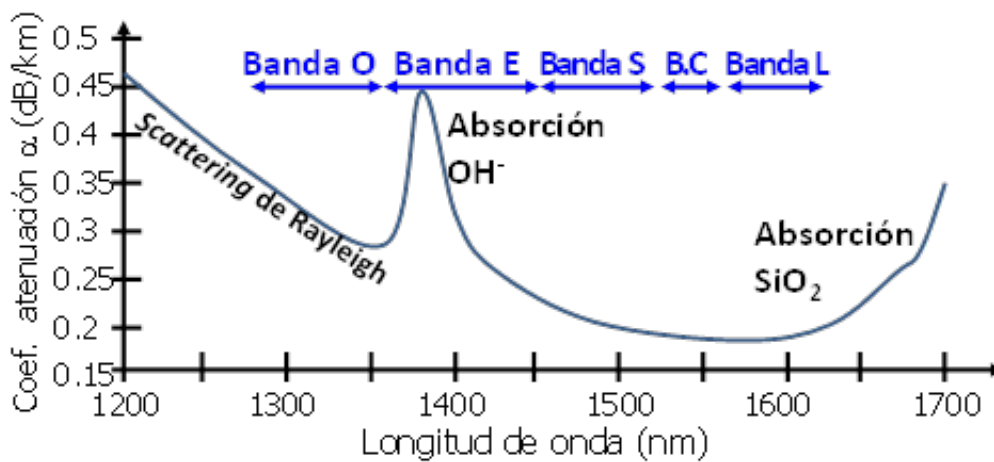


Fig. 2.4. Perfil de atenuación típico de la fibra óptica de salto de índice.

La compensación de la atenuación causada por la fibra podrá hacerse de forma concentrada o distribuida, desde amplificadores EDFA (limitados a banda C y banda L) o Raman, respectivamente. Este capítulo se centrará en los esquemas con amplificación EDFA (secciones 2.4 y 2.5), dada su importancia clave en la evolución de los sistemas de transmisión por fibra.

### 2.2.2. Dispersión cromática. Compensación de dispersión. Tipos de fibra

La variación no-lineal con la frecuencia de la constante de fase  $\beta(\omega)$  del modo fundamental será causante de una distorsión de fase, observable desde un ensanchamiento o dispersión de los pulsos ópticos al propagarse por la fibra. Bajo la aproximación de banda estrecha (ancho de banda de la señal óptica mucho menor que la frecuencia de la portadora óptica,  $\Delta\omega \ll \omega_0$ ), la constante de fase  $\beta(\omega)$  podrá

aproximarse por los primeros términos del desarrollo en series de Taylor en torno a  $\omega_0$ ,

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{\beta_2}{2}(\omega - \omega_0)^2; \beta_i = \left. \frac{d^i \beta(\omega)}{d\omega^i} \right|_{\omega_0} \quad (2.7)$$

El primer término (que introduce un irrelevante desfase constante) define, junto al segundo término, la velocidad de fase de la portadora  $v_f$  y la velocidad de grupo promedio de la envolvente óptica  $v_g$ , respectivamente,

$$v_f = \frac{\omega_0}{\beta(\omega_0)}; v_g = \left. \frac{d\omega}{d\beta(\omega)} \right|_{\omega_0} = \beta_1 \quad (2.8)$$

El tercer término de (2.7), resultante de una aproximación de primer orden a la dependencia no-lineal con la frecuencia de  $\beta(\omega)$ , será responsable de la dispersión de la fibra. Efectivamente, inducirá un desfase no-lineal por componente frecuencial, con retardo de grupo asociado  $\tau_g(\omega)$ ,

$$\tau_g(\omega) = -\frac{d\angle H(\omega)}{d\omega} = \beta_1 z + \beta_2(\omega - \omega_0)z \quad (2.9)$$

El primer sumando representa un retardo de grupo constante en la envolvente óptica como resultado de la velocidad de grupo promedio  $v_g$  representada en (2.8). Por el contrario, como se representa en la Fig. 2.3 en presencia de un coeficiente  $\beta_2 \neq 0$  (habitualmente medido en ps<sup>2</sup>/km), distintas componentes frecuenciales de la señal experimentarán diferentes retardos, adelantándose retrasándose respecto a la frecuencia central. Dada la dependencia lineal de la función retardo de grupo, podrá estimarse el ensanchamiento temporal de un pulso tras propagarse una distancia  $z$ ,

$$\Delta T_D = \frac{d\tau_g(\omega)}{d\omega} \approx |\beta_2|z\Delta\omega = |D|z\Delta\lambda \quad (2.10)$$

En la expresión anterior se ha introducido el parámetro de dispersión  $D$  (normalmente medido en ps/nm/km), usado habitualmente a frecuencias ópticas al posibilitar la descripción de la anchura espectral óptica  $\Delta\lambda$  en longitud de onda (nm). Se puede derivar fácilmente su directa relación con el coeficiente  $\beta_2$  a la longitud de onda de la portadora óptica  $\lambda_0$ ,

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda_0^2} \beta_2 \quad (2.11)$$

De este modo, y atendiendo al cambio de signo que las relaciona, para un parámetro de dispersión positivo (también conocido como anómalo), las componentes

frecuenciales bajas (respecto a la portadora) se retrasarán y las altas se adelantarán. Ocurriendo lo contrario para una dispersión negativa (o normal).

Bajo una modulación óptica en intensidad de régimen binario  $R_b$  (inversa del tiempo de bit  $T_b$ ), al que podrá aproximarse en primera instancia el ancho de banda de señal óptica (tras despreciar la aportación de la fuente), se puede resolver el número de símbolos  $N_{Disp}$  afectados por la consiguiente interferencia intersimbólica,

$$N_{Disp} = \frac{\Delta T_D}{T_b} = 2\pi z |\beta_2| R_b^2 = \frac{\lambda_0^2}{c} z |D| R_b^2 \quad (2.12)$$

Dada la relación cuadrada con el régimen binario nótese, por ejemplo, que la tolerancia a la dispersión se reduce en un factor de cuatro al duplicar el régimen binario [5].

La Fig. 2.5 representa la variación con la longitud de onda del parámetro de dispersión  $D(\lambda)$  para la fibra óptica monomodo estándar de salto de índice, como resultado de la contribución del material y del guiado (condicionado por el perfil del índice de refracción). En el entorno de una ventana de transmisión, de interés para definir la transmisión de cada canal WDM, su dependencia con la longitud de onda puede expresarse desde la ecuación de una recta, tras la definición de un coeficiente pendiente de dispersión  $\frac{dD}{d\lambda}$  (ps<sup>2</sup>/nm/km),

$$D(\lambda) = D(\lambda_0) + \left. \frac{dD}{d\lambda} \right|_{\lambda_0} (\lambda - \lambda_0) \quad (2.13)$$

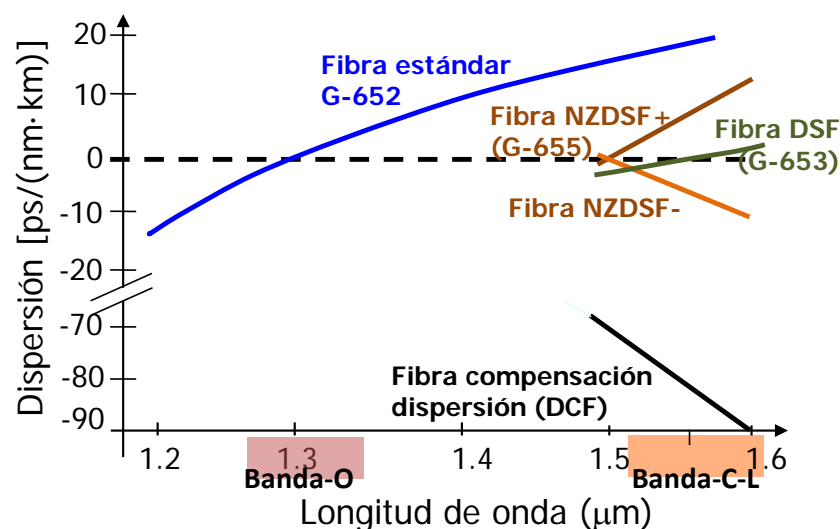


Fig. 2.5. Perfil de dispersión de diferentes tipos de fibra óptica monomodo y recomendación ITU-T asociada.

En la misma Fig. 2.5 se muestran los perfiles del parámetro de dispersión de otras fibras ópticas monomodo comerciales al modificar, básicamente, la contribución del guiado. Las fibras NZDSF (*Non-zero Dispersión Shifted Fiber*) y DSF (*Dispersion Shifted Fiber*) pueden considerarse idóneas para la transmisión en tercera ventana, región de mínimas pérdidas y con posibilidad de amplificación óptica, dada la reducida y nula dispersión que presentan en ella, respectivamente. Sin embargo, la rentabilización de la actual infraestructura óptica sobre fibra estándar debe recurrir a fibras de compensación DCF (de coeficiente y pendiente de dispersión negativa) para compensar periódicamente la dispersión positiva acumulada. Se puede demostrar fácilmente que la ecualización del canal óptico resultante de la concatenación de dos tramos de fibra óptica dispersiva de funciones  $H(\omega_1)$  y  $H(\omega_2)$ , respectivamente,

$$H(\omega_1)H(\omega_2) = e^{-jk\omega}; k \text{ coeficiente constante} \quad (2.14)$$

requerirá, según (2.11) y (2.13), el cumplimiento de las siguientes relaciones entre sus longitudes  $L$  y parámetro de dispersión  $D$  (donde el subíndice hace referencia a cada una de las fibras),

$$D_1(\lambda)L_1 + D_2(\lambda)L_2 = 0 \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} D_1(\lambda_0)L_1 + D_2(\lambda_0)L_2 = 0 \\ \left. \frac{dD_1}{d\lambda} \right|_{\lambda_0} L_1 + \left. \frac{dD_2}{d\lambda} \right|_{\lambda_0} L_2 = 0 \end{array} \right\} \quad (2.15)$$

Tal y como se deduce de la Fig. 2.3, el retardo de cada componente espectral experimentará en cada fibra un mismo valor pero de signo opuesto. El cumplimiento de la segunda condición permitirá adicionalmente la exacta compensación de la dispersión para distintos canales WDM.

La particular distribución o ubicación de las fibras que componen el patrón de dispersión, tal y como se verá en el siguiente punto, condicionará las prestaciones del enlace óptico una vez se considere la respuesta no-lineal del canal.

### 2.2.3. No-linealidad de Kerr. Ecuación NLSE y solución solitónica

La incorporación en la década de 1990 de amplificación óptica EDFA supuso el confinamiento sobre largas distancias de múltiples señales WDM sobre la estrecha sección del núcleo de la fibra monomodo. De este modo, pronto se puso de manifiesto la aparición de una distorsión no-lineal adicional que, según el efecto Kerr, responde a la dependencia del índice de refracción con la potencia óptica  $n_{eff}(\omega, |E|^2)$  [38]. En consecuencia, la constante de fase del modo fundamental podrá descomponerse en una contribución lineal y no-lineal, siendo proporcional esta última a la potencia óptica en un coeficiente de no-linealidad  $\gamma$ ,



$$\beta(\omega, |E|^2) = n_{eff}(\omega, |E|^2) \frac{\omega}{c} \cong \beta(\omega) + \gamma |a(z, t)|^2 \quad (2.16)$$

El coeficiente de no-linealidad  $\gamma$ , de unidades  $(mW \cdot km)^{-1}$ , depende proporcionalmente del coeficiente no-lineal del índice de refracción de la Sílice  $n_{NL}$  (típicamente  $2.6 \cdot 10^{-20} m^2/W$ ) e inversamente del área efectiva del modo fundamental  $A_{eff}$ , según

$$\gamma = \frac{n_{NL}}{A_{eff}} k_0; A_{eff} = \pi a_0^2 \quad (2.17)$$

siendo  $a_0$  la desviación típica de la función de distribución gaussiana a la que puede aproximarse el perfil transversal intensidad descrito en Fig. 2.2(b). El valor de  $\gamma$  es habitualmente especificado en las fibras comerciales, tomando valores típicos de  $\gamma = 0.00165 (mW \cdot km)^{-1}$  para fibras estándar a  $\gamma = 0.003 (mW \cdot km)^{-1}$  para fibras DCF.

Atendiendo, en ausencia de los anteriores efectos (dispersión y atenuación), a la evolución de la envolvente temporal,

$$a(z, t) = a(0, t) e^{j\phi_{NL}(z, t)}; \phi_{NL}(z, t) = -\gamma z |a(0, t)|^2 \quad (2.18)$$

Ésta muestra un perfil de intensidad temporal invariante con la propagación que, no obstante, modulará su fase. Este efecto no-lineal, denominado en consecuencia SPM por su acrónimo del inglés *Self-Phase Modulation*, ocasionará una variación de la frecuencia instantánea respecto a la portadora según

$$\delta f_i = \frac{\partial \phi_{NL}(z, t)}{\partial t} = -\gamma z \frac{\partial |a(0, t)|^2}{\partial t} \quad (2.19)$$

Como se aprecia en la Fig. 2.6(a), el efecto SPM ensanchará el espectro de la señal generando bajas frecuencias en el frontal temporal del pulso y altas frecuencias en su cola, siendo este ensanchamiento tanto más eficiente cuanto más abruptos e intensos sean sus flancos de subida y bajada. Bajo una dispersión normal (véase Fig. 2.3) se incrementará el ritmo de ensanchamiento temporal de los pulsos transmitidos aumentará con la distancia. Por el contrario, bajo dispersión anómala, los efectos dispersivos y no-lineales podrán compensarse parcialmente.

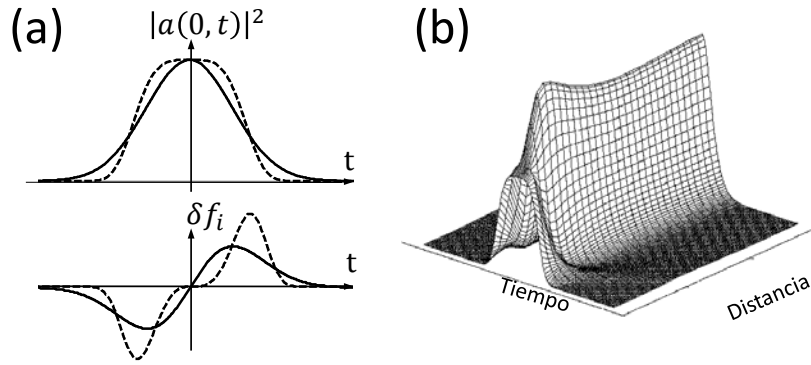


Fig. 2.6. No linealidad de la fibra (a) efecto SPM, dependencia de la frecuencia instantánea con el perfil de intensidad (b) ajuste de excitación de un perfil pulso gaussiano a un pulso solitónico.

### Ecuación no-lineal de Schrödinger (NLSE)

De modo equivalente a (2.6), la ecuación de propagación diferencial para la transformada de Fourier  $A(z, \Omega)$  de la envolvente óptica  $a(z, t)$  podrá escribirse como

$$\frac{\partial A(z, \Omega)}{\partial z} = -j[\beta(\Omega + \omega_o, |E|^2) - \beta_o]A(z, \Omega) - \frac{\alpha}{2}A(z, \Omega) \quad (2.20)$$

donde se ha realizado por comodidad un cambio de variable del eje de frecuencias a banda base  $\Omega = \omega - \omega_o$ .

Al desarrollar  $\beta(\Omega + \omega_o, |E|^2)$  por (2.7) y (2.16), podrá resolverse la envolvente óptica  $a(z, t)$  por medio de la transformada inversa de Fourier aplicando las propiedades  $j\Omega \leftrightarrow \frac{\partial}{\partial t}$  y  $\Omega^2 \leftrightarrow -\frac{\partial^2}{\partial t^2}$ . Se determina así la denominada ecuación no-lineal de Schrödinger (NLSE, *Non-linear Schrödinger Equation*),

$$\frac{\partial a(z, t)}{\partial z} = -\beta_1 \frac{\partial a}{\partial t} + \frac{j}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 a}{\partial t^2} - \frac{\alpha}{2}a - j\gamma|a|^2 a \quad (2.21)$$

omitiéndose por comodidad la dependencia espacial y temporal de  $a(z, t) \equiv a$

Esta ecuación puede reescribirse de una forma más descriptiva desde la siguiente normalización en amplitud y tiempo,

$$q = \frac{a}{\sqrt{P_o}}; T = \frac{t - z\beta_1}{T_o} \quad (2.22)$$

donde se ha definido un eje de tiempo móvil a la velocidad de grupo promedio  $v_g$  de (2.8). Las constantes  $P_o$  y  $T_o$  se asocian a la potencia de pico y anchura temporal inicial del pulso, respectivamente. En ausencia de atenuación, esta normalización resulta en,

$$\frac{\partial q(z,T)}{\partial z} = \frac{j}{2} \frac{\text{signo}(\beta_2)}{L_D} \frac{\partial^2 q}{\partial T^2} - j \frac{|q|^2 q}{L_{NL}}; L_D = \frac{T_o^2}{|\beta_2|}, L_{NL} = \frac{1}{\gamma P_o} \quad (2.23)$$

donde se han identificado dos métricas (con unidad de km),  $L_D$  y  $L_{NL}$ , que ponderarán en relación a la longitud  $L$  del enlace la incidencia del efecto dispersivo (primer sumando del segundo término) y no-lineal (segundo sumando). Es intuitivo observar que si  $L_D \ll L_{NL}$ , podrá despreciarse la contribución no-lineal del efecto Kerr y resolver evolución temporal de la señal según se describió en el anterior apartado 2.2.2. En su defecto, cuando los efectos dispersivos y no-lineales están presentes, la ecuación NLSE deberá ser resuelta numéricamente, destacando por su rapidez para este propósito los métodos de *Split-Step Fourier* al hacer uso de algoritmos computacionales FFT (*Fast Fourier Transform*) [38]. No obstante, esta ecuación podrá resolverse analíticamente cuando ambas métricas coincidan,  $L_D = L_{NL}$ , dando lugar a una solución de perfil de pulso de interés, conocido como solitón, que se estudiará a continuación.

### **Solución solitónica**

La ecuación NLSE (2.23) presenta como solución un perfil de pulso secante hiperbólico cuando la dispersión es anómala ( $D > 0$  ó  $\beta_2 < 0$ ), conocido como pulso solitón de orden  $N$  de acuerdo a la relación  $L_D = N \cdot L_{NL}$  satisfecha. El solitón recuperará periódicamente su forma inicial a distancias múltiplos de su periodo  $Z_o = \frac{\pi}{2} L_D$ . El solitón más importante para comunicaciones ópticas es el fundamental (de orden  $N = 1$ ), puesto que se propaga sin distorsión con una menor potencia como resultado de la mutua compensación de los efectos dispersivos y no-lineales de la fibra. El perfil temporal de entrada para una anchura  $T_o$ , relacionada con la anchura total a mitad del máximo de potencia  $T_{FWHM} = 1.76 \cdot T_o$  (FWHM, *full-width at half maximum*), corresponde a

$$a(0, t) = \sqrt{P_o} \text{sech}\left(\frac{t}{T_o}\right) \quad (2.24)$$

Cuando el perfil de amplitud del pulso de entrada no se ajusta exactamente al perfil anterior, éste evolucionará al perfil solución solitónico en una distancia de varios periodos. Esta situación se representa en la Fig. 2.6(b) para un perfil de pulso gaussiano que satisface ahora, bajo  $T_{FWHM} = 1.665 \cdot T_o$ , la definición siguiente,

$$a(0, t) = \sqrt{P_o} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{T_o}\right)^2} \quad (2.25)$$

Una importante característica del solitón es la estabilidad que presenta ante perturbaciones que sucedan en una escala de distancia menor de su periodo  $Z_o$ . La

principal perturbación resultará de la atenuación periódicamente infringida por la fibra en presencia de amplificadores esquiapaciados una distancia  $L_a$ . Asumiendo que  $L_a \ll Z_o$ , podrá resolverse desde la condición  $L_D = L_{NL}$  la relación entre anchura y potencia de pico necesaria para la generación del solitón fundamental,

$$\frac{P_o T_o^2 \gamma}{|\beta_2|} = 1 \quad ; \quad F_{AO} = \left[ \frac{1}{L_a} \int_0^{L_a} e^{-\alpha z} dz \right]^{-1} = \frac{\alpha L_a}{1 - e^{-\alpha L_a}} \quad (2.26)$$

donde el factor  $F_{AO}$ , que aumentará respecto a la unidad conforme aumente  $L_a$ , describe el incremento en potencia necesario en transmisión para lograr en presencia de pérdidas una potencia promedio  $P_o$ .

El pulso solitónico puede usarse para codificar un 'uno' lógico en el correspondiente tiempo de bit, asociándose por lo tanto a un tipo específico de modulación RZ-OOK. Un problema adicional surge como consecuencia de las fuerzas de atracción no-lineal que experimentan los solitones adyacentes en el patrón de pulsos transmitidos, desplazándolos de su tiempo de bit. Como regla práctica se requerirá que el tiempo de bit supere en al menos cinco veces la anchura  $T_{FWHM}$  [38]. Pese a la limitada eficiencia espectral impuesta por esta condición, y la reducida distancia entre amplificadores impuesta por la anterior ( $L_a = 30 - 50 \text{ km}$  en la práctica), la transmisión solitónica ha mostrado en multitud de experimentos un gran potencial para la transmisión transoceánica a regímenes binarios superiores a 5 Gbps [5].

### ***Método de Split-Step Fourier para la simulación numérica de la ec. NLSE.***

El método de *Split-Step Fourier* (SSF) permite resolver numéricamente la ecuación NLSE (21) que describe la propagación de la envolvente óptica compleja  $a(z, t)$  en una fibra óptica no-lineal y dispersiva. Tras definir un eje temporal móvil a la velocidad de grupo,  $T = t - z\beta_1$ , podrá identificarse un operador lineal  $\Delta_L(T)$  (que incluye la dispersión y atenuación) y un operador para la no-linealidad de Kerr  $\Delta_{NL}(z, T)$ ,

$$\frac{\partial a(z, t)}{\partial z} = [\Delta_L(T) + \Delta_{NL}(z, T)] a(z, t) \quad (2.27)$$

$$\Delta_L(T) = \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2}{\partial T^2} - \frac{\alpha}{2}; \quad \Delta_{NL}(z, T) = -j\gamma |a(z, t)|^2$$

El método de SSF persigue aproximarse a la solución, asumiendo que en la propagación de un pequeño paso o segmento de longitud  $\Delta z$ , en que puede subdividirse la fibra, los efectos de los operadores  $\Delta_L(T)$  y  $\Delta_{NL}(T)$  actúan independientemente. Si bien la evaluación del operador lineal podrá realizarse en el dominio frecuencial desde la transformada de Fourier (véase (2.4) y Fig. 2.3), deberá

realizarse una estimación del operador no-lineal al depender su valor de la amplitud local. Según el orden de aproximación podrá distinguirse entre un esquema de primer o de segundo orden, descritos gráficamente en la Fig. 2.7(a). La evaluación del operador no-lineal en el esquema de segundo orden se hará mediante la aplicación de la regla trapezoidal.

$$\text{Esquema de primer orden: } a(z + \Delta z, T) = e^{\Delta z \Delta_L(T)} e^{\Delta z \Delta_{NL}(z,T)} a(z, T) \quad (2.28)$$

$$\text{Esquema de segundo orden: } a(z + \Delta z, T) = e^{\frac{\Delta z}{2} \Delta_L(T)} e^{\frac{\Delta z}{2} [\Delta_{NL}(z,T) + \Delta_{NL}(z+\Delta z, T)]} e^{\frac{\Delta z}{2} \Delta_L(T)} a(z, T)$$

Para mostrar la validez y correcta implementación de los anteriores esquemas se ha estimado el error relativo cometido en la resolución numérica de un periodo completo de un solitón respecto a su solución analítica exacta. En la Fig. 2.7(b) se comprueba como, al disminuir el tamaño del paso  $\Delta z$  y aumentar en consonancia el número de segmentos, se incrementa el tiempo de simulación y, en especial, la resolución del esquema de segundo orden. Una adecuada regla de elección práctica es escoger tamaños de paso mucho menores que las métricas  $L_D$  y  $L_{NL}$  definidas en (2.23) [41].

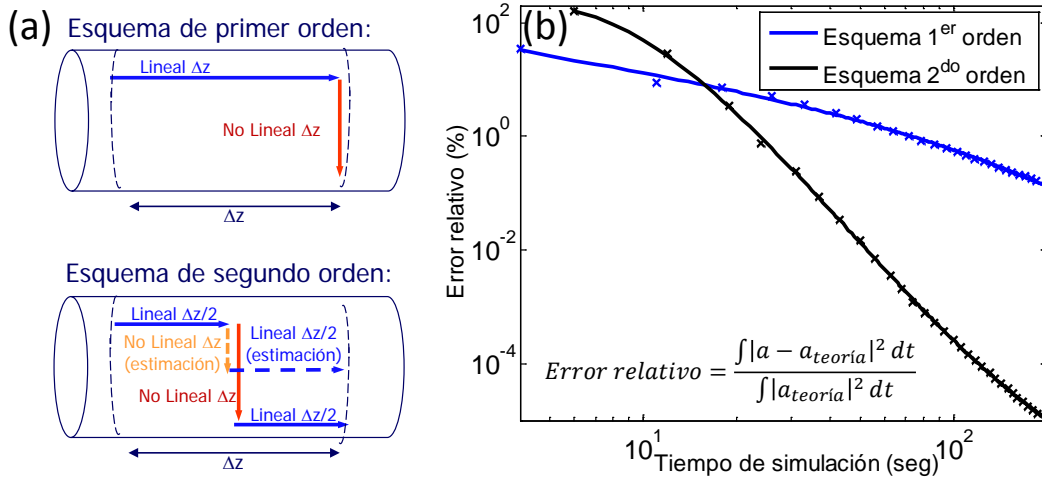


Fig. 2.7. Método de *Split-Step Fourier* (a) esquemas de simulación de primer y segundo orden (b) evolución del error relativo con el tiempo de simulación.

### Extensión para una transmisión multicanal de la ec. NLSE

Bajo una transmisión multicanal de  $N_{ch}$  canales, el campo eléctrico incidente podrá expresarse desde la extensión de (2.5) bajo la siguiente sumatoria,

$$e_{sT} = Re \left\{ \sum_{i=1}^{N_{ch}} a_i(0, t) \bar{F}_{LP01}(x, y) e^{j\omega_i t} \right\} \quad (2.29)$$

Es intuitivo deducir que se podrán generar productos de intermodulación (PIM) y armónicos de tercer orden desde la componente polarización no-lineal de tercer orden

de la fibra. Asumiendo por simplicidad un régimen sinusoidal, se generarán nuevas ondas como resultado del batido de otras tres (definiéndose en consecuencia este efecto como FWM por su acrónimo del inglés, *Four-Wave Mixing*) a frecuencias,

$$\omega_{FWM} = \omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k; \quad i, j, k \in [1, N_{ch}] \quad (2.30)$$

Si nos centramos primeramente en los armónicos de tercer orden, por ej.  $\omega_{FWM} = 3\omega_1$ , se producirá un crecimiento efectivo si las contribuciones realizadas en diferentes instantes se suman en fase. Para ello será necesario que se igualen las correspondientes velocidades de fase  $v_f(\omega_{FWM} = 3\omega_1) = v_f(\omega_1)$ , que aplicando su definición (2.8) resulta en,

$$\beta(3\omega_1) = 3\beta(\omega_1) \quad (2.31)$$

Condición de ajuste de fases (en inglés *phase-matching*) que requerirá que la función constante de fase  $\beta(\omega)$  del modo fundamental de la fibra sea una función lineal con la frecuencia (coeficiente  $\beta_2$  o parámetro  $D$  de dispersión nulo). Si bien es evidente el incumplimiento de esta condición para los terceros armónicos (además, la nueva componente experimentará una elevada atenuación en la banda del visible), permite vislumbrar la condición que deberá evitarse para que, por el batido de cuatro ondas, se origine la limitante aparición de PIM en la banda de transmisión (ocasionando interferencias y pérdida de potencia)

$$\begin{aligned} \omega_4 &= \omega_i + \omega_j - \omega_k; \quad i, j, k = 1 \dots 3; k \neq i, j \\ \beta(\omega_4) &= \beta(\omega_i) + \beta(\omega_j) - \beta(\omega_k) \end{aligned} \quad (2.32)$$

En consecuencia, se estará próxima a esta limitante condición (*quasi-phase matching*), cuando se haga uso de fibras que presenten una reducida dispersión en la banda de transmisión multicanal [38, 42]. Es por este motivo que la fibra DSF (véase Fig. 2.5) no tiene utilidad práctica para transmisión WDM. No obstante, se podrá obtener en la práctica una reducida dispersión promedio, y evitar simultáneamente el efecto FWM, desde la compensación de dispersión de, por ejemplo, fibras NZDSF+/NZDSF-, estándar/DCF o NZDSF-/estándar (véase Fig. 2.5).

La resolución por el método SSF de la ecuación NLSE bajo transmisión WDM requerirá de un elevado ancho de banda de simulación para contener el espectro multicanal que incluya tanto a los canales de (2.29), como a sus posibles bandas de PIM. Como consecuencia, se incrementará el tiempo de resolución numérica con el número de puntos necesarios para resolver la FFT. Adicionalmente, deberá tenerse precaución con la periodicidad exacta introducida por la amplificación óptica o resolución numérica, puesto que ocasionarán en otras bandas interferencias

equivalentes a los PIM por los términos adicionales de fase en (2.32). Estas bandas son comúnmente conocidas como bandas de inestabilidad (*modulation instability*) y sólo estarán presentes en simulaciones o experimentos cíclicos en los que se produzca una irreal periodicidad exacta en la longitud, dispersión o distancia entre amplificadores [43]. Al considerar una dispersión local no nula en la fibra bajo transmisión, dada la ausencia del efecto FWM, podrán resolverse ambos inconvenientes. De este modo, al sustituir (2.29) en (2.21) y despreciar los términos introducidos por el efecto FWM, la evolución de la envolvente compleja  $a_i(z, t)$  de cada  $i$ -ésimo canal quedará acoplada no-linealmente con la envolvente de los demás desde el siguiente sistema de ec. NLSE acopladas [38],

$$\frac{\partial a_i(z, t)}{\partial z} = -\beta_1^i \frac{\partial a_i}{\partial t} + \frac{j}{2} \beta_2^i \frac{\partial^2 a_i}{\partial t^2} - \frac{\alpha}{2} a_i - j\gamma a_i \left[ |a_i|^2 + 2 \sum_{m \neq i}^{N_{ch}} |a_m|^2 \right] \quad (2.33)$$

donde podrá asumirse un mismo coeficiente de atenuación y no-linealidad para todos los canales, y resolver los coeficientes de dispersión  $\beta_2^i$  a la frecuencia central  $\omega_i$  de cada canal desde las expresiones (2.11) y (2.13).

El cuarto sumando del segundo miembro contiene el efecto SPM que, como se comentó en el punto anterior, genera una modulación en fase de los pulsos de un canal según su propia intensidad. Adicionalmente este sumando incluye una modulación en fase, de eficiencia doble, por el perfil de intensidad de los pulsos de los restantes canales que puedan coincidir en el tiempo. Sin embargo esta interacción, denominada XPM (*Cross-Phase Modulation*), finalizará tan pronto el pulso más rápido deje atrás al lento como resultado de su distinta velocidad de grupo  $v_{gi} = \beta_i^1$ . Considerando canales equiespaciados en frecuencia desde una rejilla  $\Delta f$ , la separación temporal con la distancia entre dos pulsos de distinta frecuencia angular,  $\omega_1$  y  $\omega_i = \omega_1 + i\Delta f$ , corresponderá desde el desarrollo de  $\beta(\omega)$  en torno a  $\omega_1$  según (2.7) a,

$$d_{i1} = \frac{1}{v_{gi}} - \frac{1}{v_{g1}} = (i-1)2\pi\beta_2^1\Delta f = (i-1)D\Delta\lambda \quad (2.34)$$

De este modo, al considerar dos pulsos de anchura  $T_{FWHM}$  inicialmente solapados, se podrá definir una distancia de propagación  $L_W$  a la que ambos pulsos dejan prácticamente de interactuar no-linealmente,

$$L_{wi} = \frac{T_{FWHM}}{|d_{i1}|} \quad (2.35)$$

En consecuencia, la modulación en fase inducida por el efecto XPM será menos significativa cuanto mayor sea la dispersión local, el régimen binario o el espaciado frecuencial entre canales.

Para la evaluación numérica por el método de SSF de las  $N_{ch}$  ecuaciones acopladas de (2.33), convendrá normalizar el eje de tiempo móvil de todos los canales a la velocidad de grupo de uno sólo de ellos, por simplicidad el primero ( $i=1$ ). Aplicando  $T = t - \beta_1^1 z$ , el efecto de las diferentes velocidades de grupo pasará a incorporarse en el correspondiente operador lineal,

$$\frac{\partial a_i(z, T)}{\partial z} = -d_{i1} \frac{\partial a_i}{\partial T} + \frac{j}{2} \beta_2^i \frac{\partial^2 a_i}{\partial T^2} - \frac{\alpha}{2} a_i - j\gamma a_i \left[ |a_i|^2 + 2 \sum_{m \neq i}^{N_{ch}} |a_m|^2 \right] \quad (2.36)$$

siendo ahora únicamente necesario evaluar adicionalmente la interacción no-lineal entre los distintos canales en cada paso de propagación.

#### 2.2.4. Dispersión de polarización

En las fibras ópticas monomodo reales no se cumple la degeneración exacta entre los estados de polarización ortogonal del modo fundamental, identificándose diferentes constantes de fase  $\beta_x(\omega)$  y  $\beta_y(\omega)$ . Su causa se encuentra en la pérdida de la circularidad geométrica del núcleo de la fibra por defectos en su fabricación o presiones en el tendido. El coeficiente de birrefringencia de la fibra se define como la diferencia de estas constantes a la frecuencia central de operación,  $\Delta\beta_0 = \beta_{x0} - \beta_{y0}$ . De ese modo, la polarización de un campo monocromático experimentará una evolución periódica en su propagación con un periodo  $L_{\Delta B} = 2\pi/\Delta\beta_0$ , que alcanza en la práctica decena de metros al considerar valores de  $\Delta\beta_0$  próximos a  $100 \text{ km}^{-1}$  [41].

Es intuitivo deducir que la evolución de la envolvente óptica compleja,  $a(z, T) = a_x(z, T)\hat{x} + a_y(z, T)\hat{y}$ , podrá describirse en frecuencia desde (2.4) y (2.7) por la correspondiente matriz de Jones  $\bar{T}(\Omega)$ ,

$$\begin{bmatrix} A_x(z, \Omega) \\ A_y(z, \Omega) \end{bmatrix} = \bar{T}(\Omega) \begin{bmatrix} A_x(0, \Omega) \\ A_y(0, \Omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\beta_{x0}z} e^{-j\beta_{x1}\Omega z} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta_{y0}z} e^{-j\beta_{y1}\Omega z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x(0, \Omega) \\ A_y(0, \Omega) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

donde se ha dejado para el siguiente punto la introducción de la atenuación, dispersión y efecto no-lineal. Este planteamiento será en cualquier caso válido al no presentar los coeficientes de atenuación ( $\alpha$ ), dispersión ( $\beta_2$ ) o no-linealidad ( $\gamma$ ) una dependencia relevante con el estado de polarización [41].



El desfase introducido en la propagación por los coeficientes  $(\beta_{x0}, \beta_{y0})$  será responsable de la evolución del estado de polarización. Por otra parte, ante diferentes coeficientes  $(\beta_{x1}, \beta_{y1})$ , cada componente ortogonal se propagará a una diferente velocidad de grupo. Como consecuencia, ante la propagación de un pulso, tal y como se muestra en la Fig. 2.8(a), se apreciará tras la detección cuadrática del fotodiodo en recepción un ensanchamiento temporal  $\Delta T$  proporcional a  $\Delta\beta_1 = \beta_{x1} - \beta_{y1}$ ,

$$\Delta T = \frac{L}{v_{gx}} - \frac{L}{v_{gy}} = L(\beta_{x1} - \beta_{y1}) = L\Delta\beta_1 \quad (2.38)$$

La descripción anterior no describe con exactitud la transmisión en una fibra real. La birrefringencia variará aleatoriamente con la distancia (por defectos locales en la fabricación o en el tendido) y con el tiempo (variaciones puntuales de tensión, vibración o temperatura), lo que se traducirá en un acoplamiento aleatorio entre las componentes ortogonales en una escala de distancia de fracción de kilómetros y de tiempo de milisegundos [41]. Este aspecto podrá describirse matricialmente desde (2.37), para una fibra de longitud  $L$  (véase la Fig. 2.8(b)), como la concatenación de tramos de fibras birrefringentes  $\overline{\overline{B}}_n(\Omega)$  de longitud  $L_c$  en las que se introduce según  $\overline{\overline{M}}_{Fn}$  un desfase aleatorio y orientación (o giro) en sus ejes de polarización [44, 45],

$$\overline{\overline{T}}(\Omega) = k(\Omega) \prod_{n=1}^{L/L_c} \overline{\overline{M}}_{Fn}(\theta_F, \phi_F) \overline{\overline{B}}_n(\Omega); \quad (2.39)$$

$$\overline{\overline{M}}_{Fn}(\theta_F, \phi_F) = \begin{bmatrix} e^{j\phi_F/2} & 0 \\ 0 & e^{-j\phi_F/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_F & \sin \theta_F \\ -\sin \theta_F & \cos \theta_F \end{bmatrix}; \overline{\overline{B}}_n(\Omega) = \begin{bmatrix} e^{j\frac{L_c\Delta\beta_1\Omega}{2}} & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{L_c\Delta\beta_1\Omega}{2}} \end{bmatrix}$$

donde  $\phi_F$  y  $\theta_F$  corresponden en cada tramo de fibra a variables uniformemente distribuidas en  $(0, 2\pi)$ , de modo que cada estado de polarización tendrá una misma probabilidad. El coeficiente  $k(\Omega)$  es irrelevante al introducir un retardo de grupo común a ambas componentes de polarización como resultado de definir una velocidad de grupo promedio  $\overline{v}_g$ ,

$$k(\Omega) = e^{j\frac{z}{\overline{v}_g}\Omega}; \overline{v}_g = \frac{\beta_{x1} + \beta_{y1}}{2} \quad (2.40)$$

Nótese que cada tramo de fibra de la matriz de jones  $\overline{\overline{T}}(\Omega)$  corresponde a matriz unitaria, en tanto que su inverso es igual a su traspuesto conjugado, de modo que representa una transformación ortonormal y satisface la invarianza del espectro de la envolvente óptica en cada sección.

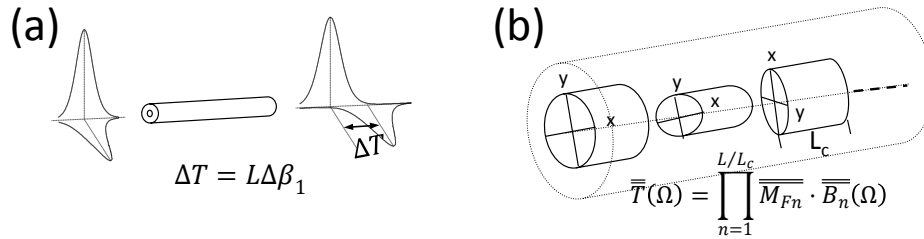


Fig. 2.8. Dispersión de polarización (a) dispersión temporal en un tramo corto de fibra  
(b) Modelo de fibra basado en la concatenación de tramos birrefringentes.

En un enlace de fibra, compuesto por la concatenación de tramos birrefringentes, podrán identificarse dos estados principales de polarización ortogonales (PSP, *principal states of polarization*) en los que la envolvente óptica se propaga sin distorsión de polarización. La propagación de un pulso en cada uno de ellos experimentará un diferente tiempo de llegada, que se define en la bibliografía como retardo diferencial de grupo o DGD (*Differential Group Delay*). Esta diferencia variará en la práctica en tiempo y en frecuencia, siguiendo una función densidad de probabilidad (fddp) de tipo Maxwelliana [44, 45]. Para validar el correcto modelado numérico de la dispersión de polarización llevada a cabo en esta Tesis, se representa en la Fig. 2.9(a) el histograma de los DGD obtenidos tras propagar 5000 km un pulso gaussiano en cada PSP. Ciertamente se ajusta a la esperada fddp Maxwelliana, ahí superpuesta. El DGD promedio,  $\langle DGD \rangle$ , es proporcional a la distancia y al coeficiente de dispersión de polarización  $D_p$  (de valor  $0.5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$  en la Fig. 2.9(a)),

$$\langle DGD \rangle = D_p \sqrt{L} \quad (2.41)$$

El coeficiente  $D_p$  se utiliza habitualmente en la especificación por los fabricantes de fibra de la dispersión por polarización (PMD, *Polarization Mode Dispersion*), guardando lógicamente una relación directa con los parámetros  $\Delta\beta_1$  y  $L_c$  utilizados en la simulación numérica,

$$D_p = \sqrt{\frac{8}{3\pi}} \Delta\beta_1 \sqrt{L_c} \quad (2.42)$$

Nótese que, como consecuencia del acoplamiento aleatorio entre modos ortogonales, el ensanchamiento será ahora proporcional a la raíz cuadrada de la distancia y no proporcional a ella como en (2.38). A diferencia de la dispersión, según (2.12), su incidencia es proporcional al régimen binario, decreciendo por lo tanto su tolerancia en un factor de dos al duplicar aquél,

$$N_{DP} = \frac{\langle DGD \rangle}{T_b} = D_p \sqrt{LR_b} \quad (2.43)$$

Idéntica validación puede obtenerse al atender en la Fig. 2.9(b) al ensanchamiento temporal eficaz  $\Delta\tau_{eff}$  experimentado por un pulso gaussiano al propagarse por 5000 km por una fibra birrefringente ( $D_p = 0.5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ ), ajustándose teóricamente ahora a una fddp de tipo Rayleigh [44, 45]. La medida eficaz de anchura de un pulso se corresponde con la desviación típica de su perfil de intensidad

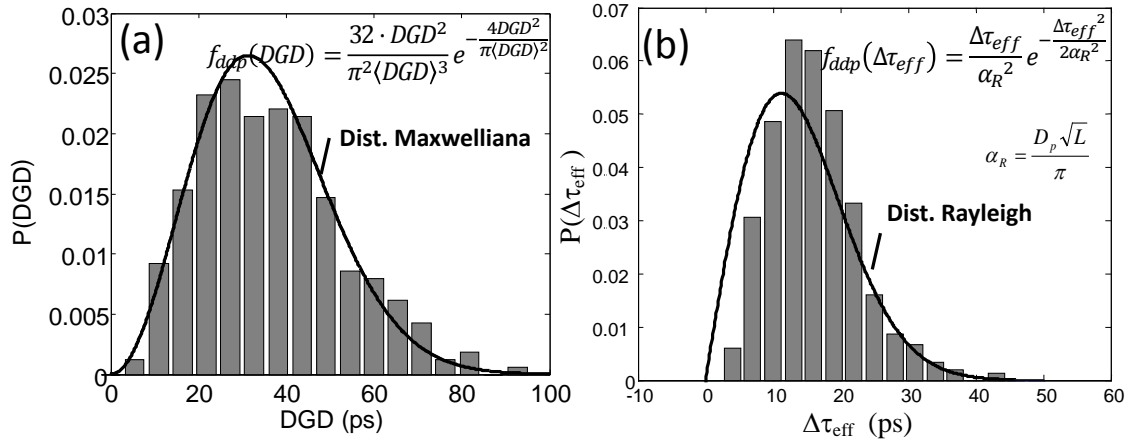


Fig. 2.9. Ajuste de la simulación a la fddp esperada para (a) tiempo diferencial de llegada DGD (b) ensanchamiento temporal eficaz  $\Delta\tau_{eff}$ .

Para considerar despreciable la dispersión de polarización es habitual fijar como regla que el retardo diferencial de grupo promedio  $\langle DGD \rangle$  suponga a lo sumo el 10% del tiempo de bit, de este modo la fibra considerada en la Fig. 2.9(b) podría soportar un régimen binario máximo de 3 Gbps. Aunque el coeficiente  $D_p = 0.5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$  pueda parecer muy elevado respecto a los actuales coeficientes  $D_p < 0.1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ , fijados por las normas internacionales para posibilitar la transmisión de 10 Gbps bajo NRZ-OOK en los enlaces troncales, es un valor habitual para las fibras comerciales instaladas con antelación a la década de 1990. Fue entonces cuando se describió la dispersión en polarización como nueva limitación para soportar elevados regímenes binarios, toda vez que los efectos de atenuación y dispersión podían ya compensarse en el dominio óptico. Es precisamente la naturaleza aleatoria de este efecto, con variaciones en una escala de tiempo de milisegundos, lo que dificulta su compensación óptica efectiva, sólo contemplándose en la actualidad su compensación digital en receptores coherentes con diversidad de polarización (abordados con detalle en el Capítulo 4 y Capítulo 6).

### 2.2.5. Ecuaciones NLSE acopladas bajo la dispersión de polarización y transmisión multicanal

La propagación en un tramo  $L_c$  de fibra de la envolvente óptica compleja de un canal  $i$ ,  $a^i(z, T) = a_x^i(z, T)\hat{x} + a_y^i(z, T)\hat{y}$ , está descrita por las siguientes ecuaciones NLSE acopladas [38],

$$\begin{aligned} \frac{\partial a_x^i(z, T)}{\partial z} &= \left[ -d_{i1} - \frac{\Delta\beta_1}{2} \right] \frac{\partial a_x^i}{\partial T} + \frac{j}{2} \beta_2^i \frac{\partial^2 a_x^i}{\partial T^2} - \frac{\alpha}{2} a_x^i - j\gamma a_x^i \left[ |a_x^i|^2 + 2 \sum_{m \neq i}^{N_{ch}} |a_x^m|^2 + \frac{2}{3} |a_y^i|^2 + \frac{2}{3} \sum_{m \neq i}^{N_{ch}} |a_y^m|^2 \right] \\ \frac{\partial a_y^i(z, T)}{\partial z} &= \left[ -d_{i1} + \frac{\Delta\beta_1}{2} \right] \frac{\partial a_y^i}{\partial T} + \frac{j}{2} \beta_2^i \frac{\partial^2 a_y^i}{\partial T^2} - \frac{\alpha}{2} a_y^i - j\gamma a_y^i \left[ |a_y^i|^2 + 2 \sum_{m \neq i}^{N_{ch}} |a_y^m|^2 + \frac{2}{3} |a_x^i|^2 + \frac{2}{3} \sum_{m \neq i}^{N_{ch}} |a_x^m|^2 \right] \end{aligned} \quad (2.44)$$

donde se ha normalizado según (2.40) el eje de tiempos a la velocidad de grupo promedio  $\bar{v}_g$  del primer canal ( $i=1$ ). El primer sumando del segundo término describe en consecuencia la distinta velocidad de grupo de cada canal y de sus componentes de polarización ortogonales, introduciéndose fácilmente en el operador lineal  $\Delta_L(z, T)$  para su resolución por el método de SSF. Como se demuestra en [46], la necesaria consecución de un parámetro DGD distinto para cada canal se logrará con la elección de tramos de fibra birrefringentes de longitud  $L_c$  variable. Por ello, las longitudes de estos tramos siguen una distribución normal de desviación típica el 20% de su valor promedio (típicamente 0.2-0.5 km [41]). Nótese que, atendiendo al cuarto sumando, el efecto de modulación de fase cruzada XPM no sólo se producirá entre los distintos canales, sino también ahora entre sus diferentes componentes de polarización.

## 2.3. Sistemas IM/DD

La Fig. 2.1 se muestra el diagrama de bloques simplificado del esquema basado en la modulación en intensidad en transmisión y detección directa en recepción (IM-DD). Debido a su sencillez y bajo coste este esquema ha permanecido prácticamente inalterado desde su adopción inicial adopción. No obstante, ante la actual demanda de capacidad de transmisión, se asiste a la progresiva sustitución por esquemas más complejos de modulación en fase y polarización (abordados en detalle en próximos capítulos de esta Tesis) con mayor eficiencia espectral. Estos esquemas permiten aumentar la velocidad de transmisión sobre la infraestructura de fibra existente.

La modulación de la fuente óptica a elevados regímenes binarios se realiza en el bloque transmisor mediante moduladores externos, fundamentalmente moduladores MZM (*Mach-Zehnder Modulator*). Según el valor de tensión de polarización, estos

dispositivos realizarán una modulación en fase o amplitud sobre la portadora óptica, tal y como se verá en el punto 3.2.1 del próximo capítulo. Dado que el objetivo fundamental de este capítulo es el modelado del canal óptico, se considerará únicamente aquí un modelo simplificado del transmisor, capaz de realizar idealmente la modulación en intensidad de una portadora óptica monocromática. El perfil de amplitud del patrón de pulsos generado seguirá las expresiones (2.24) y (2.25) para un perfil secante hiperbólico o gaussiano, respectivamente.

Previo al receptor, la señal será filtrada por un filtro paso banda para eliminar el ruido óptico. Este filtrado será en todo caso realizado en una transmisión multicanal por el demultiplexor de final de enlace para la selección del canal correspondiente a cada receptor (véase Fig. 2.1). Aquí se hará uso de un modelo habitual de respuesta en frecuencia paso banda de tipo Butterworth de segundo orden y ancho de banda de cinco veces el régimen binario [41, 47]. En el próximo capítulo se seguirá este mismo modelo de tercer orden para la caracterización de multiplexores/demultiplexores (y ROADMs basados en ellos), con un ancho de banda fijado por la rejilla multicanal (50 GHz o 100 GHz) adoptada [24, 48].

### 2.3.1. Receptor

La estructura del receptor es posible dividirla en cuatro etapas, tal y como se representa en el diagrama de bloques simplificado de la Fig. 2.10. Un fotodiodo PIN (fotodiodo con una capa intrínseca en la unión P-N semiconductor) polarizado en inversa generará una fotocorriente proporcional a la potencia óptica incidente. A continuación, un preamplificador de transimpedancia incrementará el nivel de esta débil señal eléctrica. Como primera etapa amplificadora será fundamental que sea de bajo ruido. El ancho de banda eléctrico del receptor se modela generalmente por un filtro eléctrico paso bajo de tipo Butterworth de segundo orden con un ancho de banda fracción del régimen binario (aproximadamente  $0.8R_b$ ) [41, 47]. La señal eléctrica, proporcional en su amplitud a la variación en intensidad óptica en que fue modulada la información digital, será a continuación procesada por un circuito de decisión. Tras comparar su nivel con un umbral de referencia en el instante de decisión óptimo, gracias a la recuperación del sincronismo de bit (reloj), se obtendrá finalmente la secuencia digital binaria transmitida. A continuación se describirá el modelado de las diferentes fuentes de ruido introducidas en recepción (las producidas por la amplificación óptica del enlace se verán en el apartado siguiente) y los procedimientos para evaluar las prestaciones del sistema.

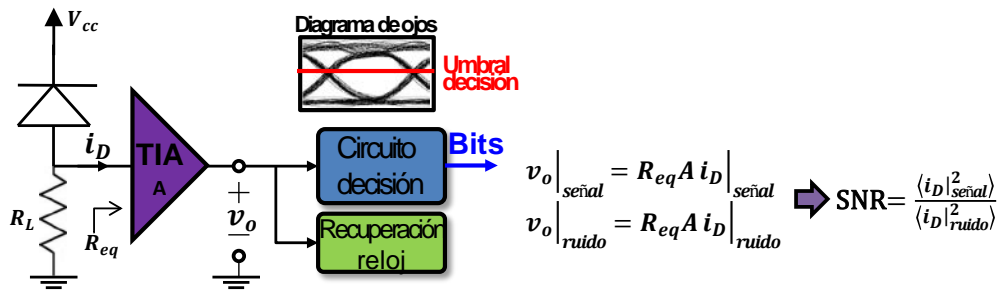


Fig. 2.10. Esquema simplificado de un receptor para un sistema IM/DD.

### Fuentes de ruido en recepción

La intensidad de corriente  $i_D$  a la entrada del preamplificador tendrá una componente de señal, generada por el fotodiodo, proporcional a la potencia óptica promedio de entrada  $P_s$  en un factor responsividad  $R$  (medida en  $A/W$ ), y unas componentes de ruido introducidas por el receptor,

$$i_D = RP_s + i_{shot} + i_{TIA} \quad (2.45)$$

donde  $i_{shot}$  corresponde al ruido introducido por el fotodiodo en el proceso de detección y  $i_{TIA}$  al ruido eléctrico introducido por la electrónica que lo acompaña. Ambas contribuciones pueden describirse como un ruido blanco aleatorio y gaussiano (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*) en el ancho de banda de eléctrico de detección cuya varianza se calcula a continuación para cada componente.

- Ruido eléctrico *shot* o cuántico ( $i_{shot}$ )

La naturaleza estadística de los tiempos de llegada de fotones causa un ruido en el fotodiodo PIN que podrá modelarse como un ruido AWGN de valor cuadrático medio (descrito por el operador  $\langle \quad \rangle$ ) [39],

$$\langle i_{shot}^2 \rangle = 2qRP_sB_e \quad (2.46)$$

donde  $q$  es la carga del electrón ( $q = 1.6 \cdot 10^{-19} C$ ) y  $B_e$  corresponde al ancho de banda eléctrico del receptor. Nótese que la recepción de un 'cero' lógico, en ausencia de ruido óptico, no generará ruido *shot* en su tiempo de bit. En la expresión (2.46) se considera despreciable la contribución del ruido *shot* por la corriente de oscuridad.

- Ruido térmico del amplificador  $i_{TIA}$

El ruido térmico tiene su origen en la excitación térmica de los portadores de la electrónica que sigue al fotodiodo de recepción: la resistencia de carga  $R_L$  y fundamentalmente el preamplificador de transimpedancia (TIA, acrónimo del inglés

*Trans-impedance amplifier*). Dada la predominancia de esta última contribución [49], se podrá modelar el ruido térmico como un ruido AWGN de valor cuadrático medio

$$\langle i_{TIA}^2 \rangle = \alpha_{TIA}^2 B_e \quad (2.47)$$

donde  $\alpha_{TIA}$  es la densidad espectral de corriente de ruido (de unidades  $pA/\sqrt{Hz}$ ) referida a la entrada del preamplificador TIA. Su especificación es habitual por los fabricantes y toma en la práctica valores próximos a  $15\sim 20 pA/\sqrt{Hz}$  [50].

- Ruido relativo de intensidad (RIN, del inglés *Relative Intensity Noise*)

Este ruido, producido por las fluctuaciones en intensidad de la fuente óptica, será especialmente relevante para altos niveles de potencia de señal en recepción. Por este motivo, tal y como se verá en los Capítulo 4 y Capítulo 5, deberá considerarse para el láser que constituye el oscilador local de referencia (de potencias superior a 10 dBm) en los receptores coherentes con diversidad de fase y polarización.

### 2.3.2. Evaluación de las prestaciones del sistema

La probabilidad de error  $P_e$  es un indudable estimador de la calidad de un enlace digital de comunicaciones. Para evaluar adecuadamente desde un modelo numérico de sistema una  $P_e$  del orden de  $10^{-9}$  (asociada a un sistema virtualmente libre de errores), será preciso recurrir a la simulación de largas cadenas de bits para contar los bits erróneos (método de simulación de Monte-Carlo), requiriéndose inadmisibles tiempos de simulación. Alternativamente podrá estimarse estadísticamente la  $P_e$  por bit (en inglés *bit error rate*, BER) desde la aproximación gaussiana de la distribución de probabilidad de los ‘ceros’ y ‘unos’ lógicos detectados. Se puede demostrar que al fijar un umbral óptimo de decisión, la  $P_e$  dependerá inversamente de un factor de calidad  $Q$  íntimamente ligado a la apertura del diagrama de ojos en recepción,

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right); Q = \frac{\langle i_D \rangle_1 - \langle i_D \rangle_0}{\sigma_{iD1} + \sigma_{iD0}} \quad (2.48)$$

donde el factor  $Q$  viene definido como el cociente entre la diferencia de medias (se define  $\langle \rangle$  como el operador promedio) respecto a la suma de las desviaciones típicas de los ‘unos’ y ‘ceros’ lógicos detectados,  $(\sigma_{iD1}, \sigma_{iD0})$ . La función *erfc* corresponde a la función de error complementaria.

Según (2.48), se puede comprobar que una probabilidad de error menor  $10^{-9}$  irá asociada a un factor  $Q$  mayor de 6. Este será el criterio de diseño adoptado en los siguientes apartados de este capítulo. Sólo recientemente, con la irrupción de procesadores digitales de señal avanzados, se ha podido adoptar en la



transmisión/recepción óptica a elevados regímenes binarios codificadores/decodificadores que posibiliten la adopción de técnicas de corrección de errores (FEC, *Forward Error Correction*, ya existentes en modems ADSL o lectores de discos compactos por ejemplo). Entre las más extendidas en comunicaciones ópticas están las codificaciones combinadas de códigos RS (Reed-Solomon) y BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem), estandarizadas por la ITU-T G975.1. Desde ellas, con sólo una sobrecarga del 7% en el régimen binario, se puede conseguir pasar de una  $P_e$  del orden de  $10^{-3}$  a valores menores que  $10^{-16}$  [5] (incrementándose por ejemplo el régimen binario a tan sólo 10.7 Gbps y 42.8 Gbps para la transmisión a 10 Gbps y 40 Gbps, respectivamente). Las referencias de sistemas ópticos, solitónicos y en régimen cuasi-lineal, contemplados en este capítulo para evaluar y validar el simulador no aplicaban éstas técnicas (la primera referencia experimental en laboratorio a tan sólo 565 Mbps con FEC ya data de 1988 [51]). Por este motivo, se evaluará la  $P_e$  desde el factor  $Q$ , con un valor objetivo de  $Q > 6$ . Para ello se simulará un patrón de símbolos con una longitud que posibilite la correcta convergencia del factor  $Q$  estimado, tomando un valor en la práctica próximo a 640. En capítulos posteriores, al adoptar técnicas avanzadas de modulación recientes, se estimará la eficiencia en recepción desde simulaciones de Monte-Carlo con  $P_e$  próximas a  $10^{-3}$  y  $10^{-4}$ .

## 2.4. Amplificación óptica EDFA

La disponibilidad comercial en la década de 1990 de esquemas de amplificación óptica permitió compensar periódicamente la limitante atenuación de la fibra y prescindir así de los regeneradores optoelectrónicos. La posibilidad de la amplificación simultánea de múltiples canales en un amplio ancho de banda posibilitó el despliegue de sistemas WDM (con rejillas del orden de 100 GHz). Tal y como se representa en la Fig. 2.1, los EDFA encontraron aplicación como amplificadores ópticos de potencia (post-amplificador), preamplificadores y, fundamentalmente, amplificadores en línea para compensar periódicamente (en distancias de entre 50-100 km) la atenuación óptica. En ausencia de regeneración optoelectrónica, la acumulación de los efectos dispersivos a lo largo del enlace requirió la introducción conjunta de fibras de compensación de dispersión, eliminándose simultáneamente así la incidencia del efecto no-lineal FWM. Ya más recientemente, la independencia de la amplificación con el formato de modulación ha posibilitado el desarrollo de modulaciones de una mayor eficiencia espectral (por ej. M-QAM) e impulsado la constitución de redes ópticas sobre la actual infraestructura de fibra compatibles con la transmisión a 100 Gbps.



De entre los esquemas de amplificación destacan los amplificadores de fibra óptica dopada con Erblio EDFA. Basándose en un mecanismo de emisión estimulada similar al del láser, el bombeo de una fuente óptica externa (por general a 980 nm) genera un estado de inversión de portadores en los iones de Erblio ( $\text{Er}^{3+}$  dopantes del núcleo en un tramo de fibra de decenas de metros). De este modo, se puede lograr una ganancia de hasta 40 dB en una banda de amplificación que cubre la banda-C o banda-L (del orden de 100 nm ó 13 THz), y una máxima potencia óptica promedio del orden de 20 dBm, valores suficientes para, por ejemplo, compensar simultáneamente la atenuación de 80 canales de 1 dBm tras 100 km de fibra. La extensión de la amplificación a la banda-S requiere su combinación con amplificadores basados en el efecto no-lineal de Raman [38].

Sin embargo, de forma inherente al proceso de amplificación estimulada, se producirá un proceso aleatorio de emisión espontánea superpuesto que conforma el denominado ruido ASE (del inglés, *Amplified Spontaneous Emission*). El ruido ASE se modela como un ruido AWGN en fase y cuadratura, con una densidad espectral de potencia de ruido  $S_{ASE}$  (con unidades  $W/Hz$ ),

$$S_{ASE} = n_{sp}hf(G - 1) \quad (2.49)$$

donde  $h$  es la constante de Planck ( $h = 6.6310^{-34} \text{ m}^2\text{Kg/s}$ ),  $f$  es la frecuencia óptica,  $G$  es la ganancia del amplificador y  $n_{sp}$  es el factor adimensional que describe la inversión de portadores alcanzada en el medio activo del amplificador. Como se verá más adelante el factor  $n_{sp}$  está directamente relacionado con la figura de ruido  $F$ , habitualmente especificada en un amplificador comercial EDFA.

Una medida de la degradación impuesta en la señal óptica recibida por el ruido ASE superpuesto en propagación es la relación señal a ruido óptica OSNR (del inglés, *Optical Signal-to-Noise Ratio*). La OSNR se define como la relación entre la potencia óptica promedio de señal,  $P_s$ , y la potencia de ruido ASE,  $P_{ASE}$ ,

$$OSNR = \frac{P_s}{P_{ASE}} = \frac{P_s}{2S_{ASE}B_o} \quad (2.50)$$

donde el factor '2' del denominador resulta de considerar la potencia de ruido superpuesta en los dos componentes de polarización ortogonales de la fibra (aunque en ocasiones se pueda definir el OSNR por componente de polarización [38]). En sustitución del ancho de banda óptico de recepción,  $B_o$ , se utiliza con frecuencia un ancho de banda óptico de referencia  $\Delta f_{ref} = 12.5 \text{ GHz}$  (0.1 nm en la tercera ventana).

Esto se debe a razones históricas, al estar asociado habitualmente al ancho de banda de medida de los analizadores de espectro óptico.

Al evaluar según (2.45) la fotocorriente generada en recepción, deberá distinguirse entre las componentes de ruido ASE copolarizadas ( $n_{ASE\_cp}$ ) y ortogonales ( $n_{ASE\_o}$ ) a la componente de señal del campo incidente,

$$i_D = R \left[ |\tilde{e}_s|_S + n_{ASE\_cp}|^2 + |n_{ASE\_o}|^2 \right] + i_{shot} + i_{TIA} \quad (2.51)$$

Dada la respuesta cuadrática del fotodiodo, únicamente se batirá con la señal la componente de ruido ASE copolarizada ( $n_{ASE\_cp}$ ), originando una significativa componente de ruido adicional  $i_{ASE\_sñ}$ . Su varianza en el ancho de banda eléctrico de recepción ( $B_e$ ) es

$$\langle i_{ASE\_sñ}^2 \rangle = 4R^2 P_s S_{ASE} B_e \quad (2.52)$$

Esta componente de ruido será en la práctica (largos enlaces resultantes de la concatenación de varios amplificadores ópticos) mucho mayor que las restantes contribuciones de ruido eléctrico del receptor [41]. De este modo, la relación señal a ruido eléctrica ( $SNR_{DD}$ ) en recepción podrá resolverse directamente,

$$SNR_{DD} = \frac{P_s}{4S_{ASE}B_e} = \frac{m}{2} OSNR \quad (2.53)$$

donde desde (2.50) se observa que la SNR será proporcional a la OSNR en un factor  $m$  (definido por las relaciones entre el ancho de banda óptico y eléctrico de recepción  $m = B_o/B_e$ ), dada la contribución del ruido ASE copolarizado en un ancho de banda  $m$  veces menor.

La figura de ruido del amplificador óptico  $F$  se definirá como el cociente entre la SNR a la entrada del amplificador (limitada únicamente ahora por ruido *shot*) y la SNR a su salida. Expresando la responsividad como  $R = q/hf$  [39], se deriva según (2.49),

$$F = \frac{SNR_{DD}|_{sinEDFA}}{SNR_{DD}} = \frac{2S_{ASE}}{hfG} \cong 2n_{sp} \quad (2.54)$$

de este modo se comprueba que la figura de ruido del amplificador está relacionado con el factor de inversor de portadores  $n_{sp}$ . Si bien la mínima figura de ruido es de 3 dB (en tanto que  $n_{sp} \geq 1$ ), en la práctica los amplificadores EDFA presentan figuras de ruido próximas a 5 dB.

Asimismo podrá estimarse el factor de calidad  $Q$ , según (2.48) y (2.53), asumiendo

$$\{\langle i_D \rangle_1 = RP_s; \sigma_{iD1} = \sqrt{\langle i_{ASE,s\bar{n}}^2 \rangle}; \langle i_D \rangle_0 = \sigma_{iD0} = 0\},$$

$$Q = \frac{\langle i_D \rangle_1 - \langle i_D \rangle_0}{\sigma_{iD1} + \sigma_{iD0}} = \sqrt{SNR_{DD}} = \sqrt{\frac{m}{2} OSNR} \quad (2.55)$$

Expresión equivalente, para un elevado  $OSNR$ , a la que se obtendría al no despreciar la componente de ruido ASE ortogonal ( $n_{ASE,o}$ ) [38, 41],

$$Q = \frac{2SNR_{DD}}{\sqrt{4SNR_{DD} + m} + \sqrt{m}} = \frac{OSNR\sqrt{m}}{\sqrt{2OSNR + 1} + \sqrt{1}} \quad (2.56)$$

Tal y como se muestra en la Fig. 2.11(a), podrá estimarse con esta expresión la evolución de la  $P_e$  respecto a la  $OSNR$  (en dB y en un ancho de banda óptico de referencia de 0.1 nm) para un sistema IM/DD bajo regímenes binarios 10 Gbps, 40 Gbps y 100 Gbps.

En la práctica los amplificadores EDFA se insertarán periódicamente en el enlace con una ganancia  $G = e^{\alpha L_a}$  para la compensación de las pérdidas acumuladas en un tramo de fibra de longitud  $L_a$  (del orden de 50 km a 100 km). La restauración periódica del nivel de potencia óptica de señal a la salida de cada amplificador óptico irá acompañada de la paulatina acumulación del ruido ASE introducido en cada uno de ellos (véase Fig. 2.11(b)). De este modo, para  $N_A$  etapas amplificadoras ( $N_A = L/L_A$ ),

$$P_{ASE,t} = N_A P_{ASE} = \frac{\alpha L}{\ln G} (G - 1) n_{sp} h f \quad (2.57)$$

Demuestra que la potencia total de ruido ASE, dada su proporcionalidad con la ganancia de los amplificadores, únicamente podrá minimizarse reduciendo la distancia entre ellos, encareciendo por lo tanto el coste del sistema. Su sustitución en (2.50) determina la  $OSNR$  (dB en 0.1 nm),

$$OSNR(\text{dB en } 0.1 \text{ nm}) = P_s(\text{dBm}) - 10 \log N_A - G(\text{dB}) - F(\text{dB}) + 58 \text{ dBm} \quad (2.58)$$

que permitirá estimar para una determinada potencia de señal  $P_s$  y ganancia de amplificación periódica  $G$ , la correspondiente probabilidad de error  $P_e$  según (2.48) y (2.56) impuesta por la superposición de ruido ASE.

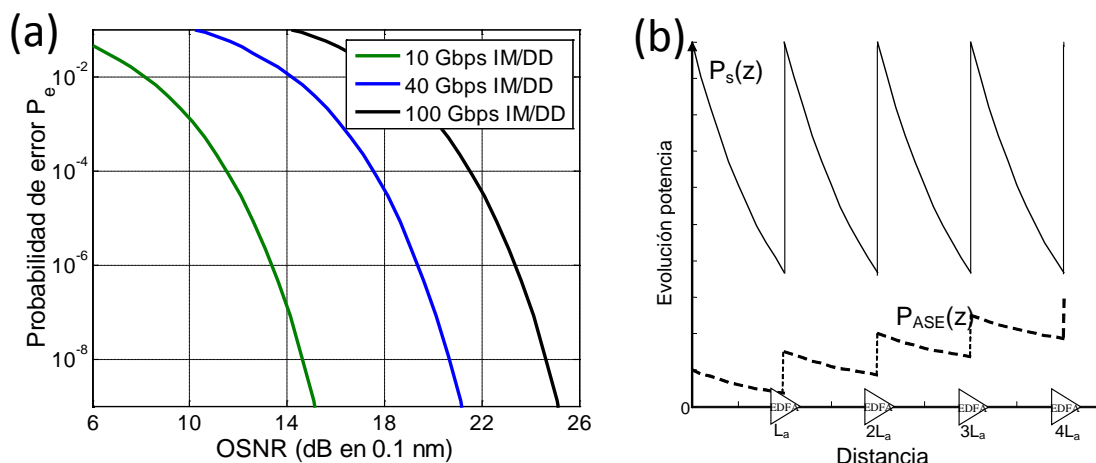


Fig. 2.11 (a) Estimación teórica de la probabilidad de error  $P_e$  para un sistema IM/DD en función de la OSNR de entrada para distintos regímenes binarios (b) representación gráfica del incremento de nivel del ruido óptico ASE ante amplificación óptica periódica.

## 2.5. Diseño y evaluación de sistemas multicanal basados en la amplificación óptica EDFA

En este punto se abordará el diseño realista y la simulación de sistemas IM/DD. En el punto 2.5.1 se estudiarán los sistemas solitónicos de hasta 10 Gbps aplicados a enlaces de larga distancia. Tras presentar sus limitaciones, se mostrará la conveniencia de una transmisión solitónica con manejo de la dispersión del enlace frente a la transmisión solitónica convencional, que emplea un único tipo de fibra. Por otra parte, en la infraestructura óptica existente para los enlaces troncales (distancia  $<1000$  km), el coeficiente de dispersión de la fibra estándar en la tercera ventana y elevado distanciamiento entre amplificadores imposibilitará la transmisión solitónica. Será preciso un cuidado diseño del enlace y la minimización de los efectos no-lineales bajo una transmisión multicanal. Los resultados numéricos obtenidos en el punto 2.5.2 para esta transmisión cuasi-lineal serán adecuadamente corroborados desde la bibliografía.

### 2.5.1. Transmisión solitónica

Los pulsos solitónicos verán aleatoriamente perturbados su amplitud y frecuencia central por la interacción no-lineal con el ruido ASE superpuesto en cada amplificador EDFA. Al suceder este proceso para altos niveles de intensidad óptica, las fluctuaciones en amplitud no serán apreciables. Por el contrario, sí serán determinantes las fluctuaciones en la frecuencia central de propagación de cada solitón,  $\Omega_s$ , al causar una variación en su velocidad de propagación y en consecuencia

de su tiempo de llegada. La desviación típica de la distribución de los tiempos de llegada se denomina *jitter*, y limitará la calidad del sistema al imposibilitar la detección óptima de cada solitón en recepción. Esta importante limitación para la transmisión solitónica se denomina limitación o efecto de *Gordon-Haus* en honor a los investigadores que estudiaron este efecto por primera vez y lo modelaron matemáticamente [52].

La variación de  $\Omega_s$  en presencia de ruido ASE  $N_{ASE}(\Omega)$ , de densidad espectral de potencia  $S_{ASE}$ , podrá calcularse al considerar al espectro de potencia del pulso solitónico  $|A(z, \Omega)|^2$  como una función densidad de probabilidad. Para un pulso de energía  $E_s$  se obtendrá una frecuencia central de media  $\langle \Omega_s \rangle$  nula y varianza  $\langle \Omega_s^2 \rangle$  [53],

$$\langle \Omega_s^2 \rangle = \frac{1}{2\pi E_s} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 |A(z, \Omega) + N_{ASE}(\Omega)|^2 d\Omega \quad (2.59)$$

Debido a la dispersión del enlace óptico, la variación de la frecuencia central se traducirá en un retardo temporal en recepción  $\Delta T_s$ . Al considerar las fluctuaciones aleatorias producidas por un total de  $N_A$  amplificadores en un enlace de longitud  $L$  se obtendrá en recepción una varianza en los tiempos de llegada descrita por [53] (véase Fig. 2.12),

$$\langle \Delta T_s^2 \rangle = \langle \Omega^2 \rangle \left[ \sum_{n=1}^{L/L_A} \int_{nL_A}^L \beta_2(z) z^2 dz \right]^2 \quad (2.60)$$

Su raíz,  $\sqrt{\langle \Delta T_s^2 \rangle}$ , define el *jitter* o valor RMS (del inglés *root-mean-square*) de los tiempos de llegada. Se podrá considerar que un receptor genérico podrá detectar un pulso solitónico si su máximo es detectado en una ventana temporal de anchura  $\Delta T_{RX}$ . La probabilidad de detectarlo fuera de ella irá asociado a una  $P_e = 10^{-9}$  si, asumiendo una distribución gaussiana de los tiempos de retardo, el *jitter* máximo admisible (*jitter* umbral) satisface la siguiente relación,

$$\sqrt{\langle \Delta T_s^2 \rangle} = \left( \frac{\Delta T_{RX}}{12.2} \right) \quad (2.61)$$

donde es habitual definir una ventana de detección  $\Delta T_{RX} = \frac{2}{3} T_b$  [20, 21]. De este modo, el jitter umbral será de 10.92 ps y 5.46 ps para 5 Gbps y 10 Gbps, respectivamente.

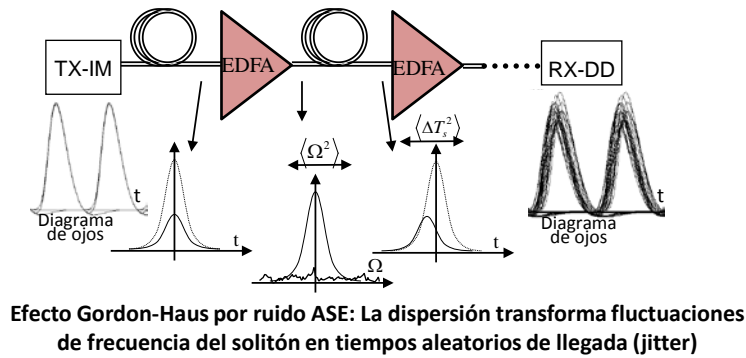


Fig. 2.12. Representación del efecto de Gordon-Haus.

### Transmisión solitónica convencional a 5 Gbps

La Fig. 2.13(a) muestra el diagrama de ojos obtenido en la transmisión solitónica convencional a 5 Gbps sobre el enlace de 5000 km de fibra NZDSF amplificado periódicamente definido en la Tabla 2.1. Se observa la correcta aproximación gaussiana de los valores de los ‘unos’ y ‘ceros’ detectados para la estimación de la  $P_e$  con el factor  $Q$  de (2.48). En la Fig. 2.13(b) se muestra la distribución gaussiana del retardo de los tiempos de llegada para la estimación del jitter ( $\sqrt{\langle \Delta T_s^2 \rangle}$ ). Finalmente, se constata en la Fig. 2.13(c) la adecuada convergencia de ambos estimadores para un patrón de longitud mínima 640.

Parámetros	Fibra NZ-DSF
Atenuación [dB/km]	0.25
Dispersión [ps/(nm·km)]	1
Coefficiente de no-linealidad [(mW·km) <sup>-1</sup> ]	0.0037
Longitud vano entre amplificadores [km]	33
Figura de ruido EDFA [dB]	6.4

Tabla 2.1 Parámetros del enlace de referencia bajo transmisión solitónica convencional.

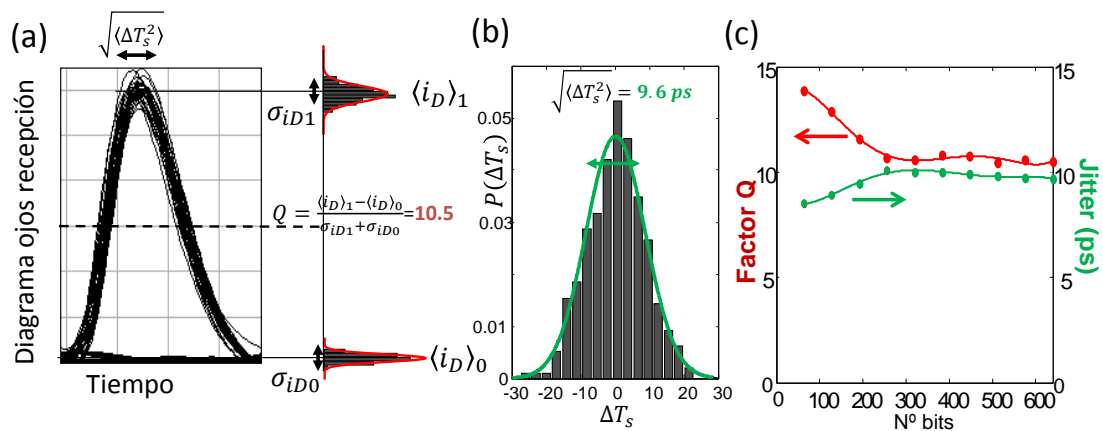


Fig. 2.13. Transmisión solitónica convencional a 5000 km bajo 5 Gbps (a) diagrama de ojos (b) distribución gaussiana del jitter (c) convergencia factor-Q y jitter en simulación numérica.

En presencia de amplificación periódica un pulso solitónico de perfil secante hiperbólico (2.24) dispondrá de una energía  $E_s$  y, consiguientemente, potencia promedio  $P_s$  en su tiempo de bit,

$$E_s = 2P_o F_{AO} T_o; P_s = E_s R_b \quad (2.62)$$

Partiendo de (2.59)-(2.60), se podrá resolver en función de los parámetros del sistema la varianza de la frecuencia central de propagación ( $\langle \Omega^2 \rangle$ ) y de los tiempos de llegada ( $\langle \Delta T_s^2 \rangle$ ) [53],

$$\langle \Omega_s^2 \rangle = 1.82 \frac{S_{ASE}}{F_{AO} P_o T_{FWHM}^3} \quad (2.63)$$

$$\langle \Delta T_s^2 \rangle = \frac{L^3 |\beta_2|^2}{3L_a} \langle \Omega_s^2 \rangle = 0.196 L^3 \left( \frac{\gamma}{F_{AO}} \right) S_{ASE} \frac{|\beta_2|}{T_{FWHM}} \quad (2.64)$$

El *jitter* que se deduce de (2.64) muestra como, para una determinada distancia, el coeficiente de dispersión  $\beta_2$  trasladará temporalmente las fluctuaciones en frecuencia producidas por el ruido ASE sobre el espectro del solitón (de anchura inversa a  $T_{FWHM}$ ). El origen no lineal de este efecto se constata en la proporcionalidad, según (2.26), de la potencia del solitón  $P_o$  con el cociente  $|\beta_2|/T_{FWHM}$ .

En las Fig. 2.14(a) y Fig. 2.14(b) se verifica con las expresiones anteriores (en trazo discontinuo) la correcta simulación numérica de la evolución con la distancia del *jitter* y factor  $Q$  del enlace definido en la Tabla 2.1. El valor de potencia de pico considerado ha sido de  $P_{in} = P_o F_{AO} = 2.5 \text{ dBm}$  para una anchura  $T_{FWHM} = 29 \text{ ps}$ . Nótese que cuando el *jitter* supera su valor umbral, el factor  $Q$  diverge de la estimación teórica lineal. En la década de 1990 se plantearon diferentes técnicas de estabilización de la frecuencia central del solitón (guiado central [54] y guiado desplazado). En el recuadro de la Fig. 2.14(a) se muestra la eficiente reducción del *jitter*, y su correspondencia con la estimación teórica, al aplicar la técnica de guiado central desde la inserción de filtros ópticos tras cada etapa amplificadora [17].

En la Fig. 2.15 se representa el máximo alcance para un factor  $Q = 6$  respecto a la potencia  $P_{in}$  de entrada. Se verifica el efecto puramente aditivo del ruido ASE para una reducida potencia de señal, limitándose según (2.56) el máximo alcance teórico por la curva roja. Por el contrario, al aumentar la potencia de los pulsos solitónicos predominará el efecto no-lineal de *Gordon-Haus*, imponiendo una limitación adicional en distancia (curva verde). De este modo será habitual en la transmisión por fibra en régimen no-lineal identificar una potencia óptima ante ambas limitaciones.

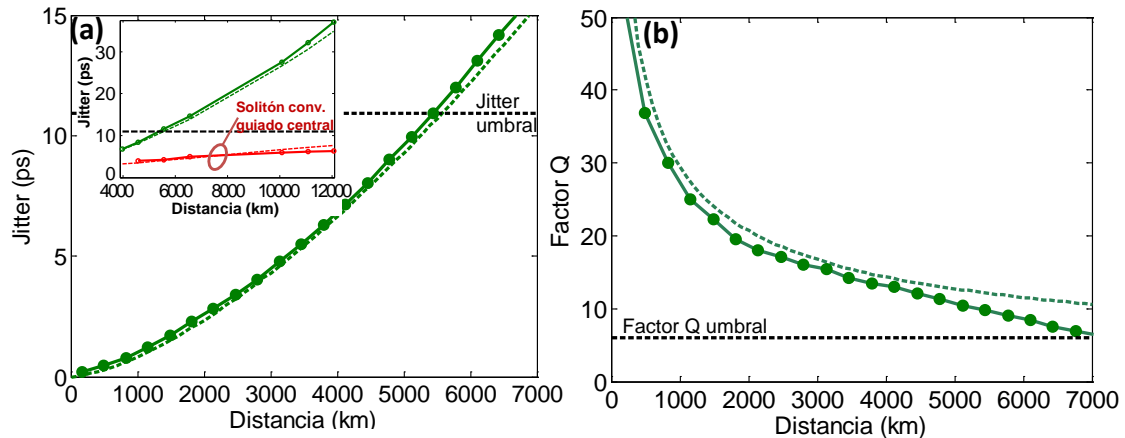


Fig. 2.14 Comparación entre la estimación teórica (trazo discontinuo) y la simulación (trazo continuo) de la evolución con la distancia del (a) jitter (el recuadro muestra efecto guiado central) (b) factor-Q, para un sistema solitónico convencional a 5 Gbps.

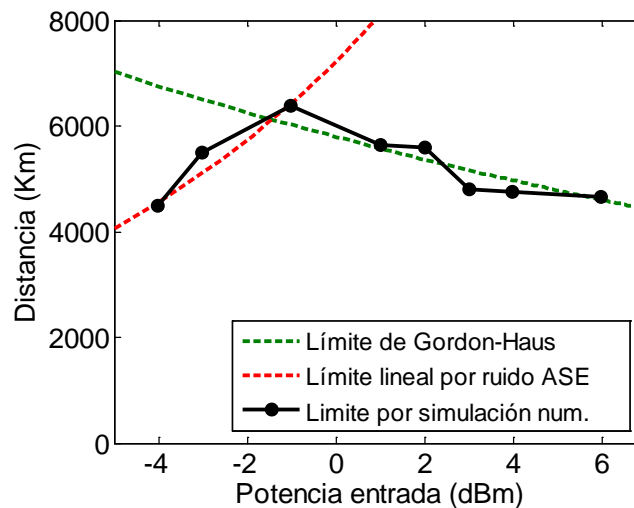


Fig. 2.15 Máximo alcance respecto la potencia de entrada para la transmisión solitónica a 5 Gbps.

A elevados regímenes binarios, la dispersión de polarización de modo (PMD) limitará la máxima distancia de propagación solitónica. Esto será así cuando las dos componentes de polarización ortogonales en las que se reparte cada solitón viajen a una desigual velocidad de grupo por un apreciable coeficiente  $D_p$ . Sin embargo, su efecto podrá ser compensado por las fuerzas de atracción no-lineales que, desde el efecto XPM de la expresión (2.44), surgen entre las componentes de polarización. Como se representa en la Fig. 2.16(a), al separarse los pulsos en cada componente de polarización ortogonal, el efecto XPM inducirá un incremento de la frecuencia instantánea respecto a la portadora de la componentes más lenta (trazo azul continuo) y un decremento en la más rápida (trazo rojo). La dispersión anómala posibilitará su acercamiento al acelerar a la primera y retrasar a la segunda. De modo general este efecto, denominado *self-trapping*, será efectivo si el coeficiente  $D_p$  se mantiene por debajo de una fracción del coeficiente de dispersión [41],



$$D_p < 0.3\sqrt{|\beta_2|} \quad (2.65)$$

Para el enlace contemplado en la Tabla 2.1, por encima de  $D_p = 0.3 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ , se apreciará una degradación en el enlace al perderse la naturaleza solitónica de los pulsos transmitidos. La Fig. 2.16(b) confirma como para una distancia de 5000 km el factor  $Q$  decae linealmente para un coeficiente  $D_p$  por encima de dicho valor.

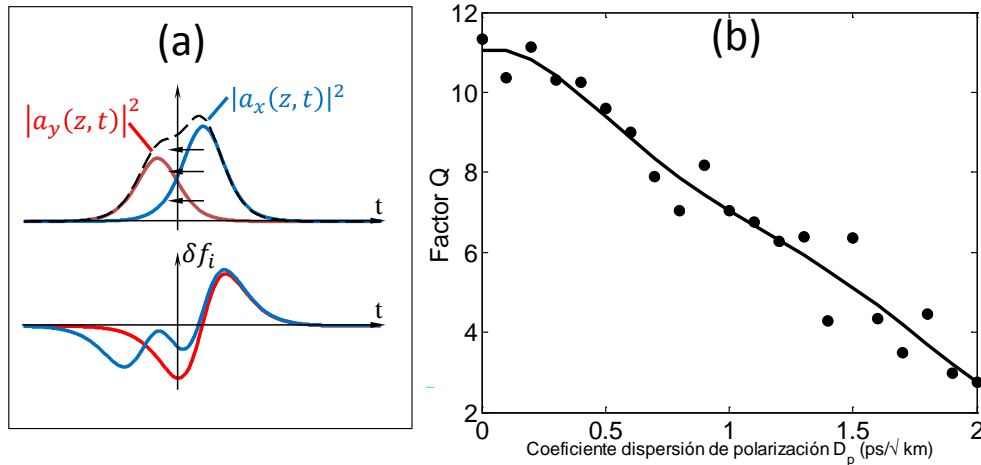


Fig. 2.16 (a) Efecto *self-trapping* en propagación solitónica (b) evolución factor- $Q$  respecto al coeficiente PMD para transmisión solitónica.

Los fabricantes de fibra han reducido considerablemente la birrefringencia de la fibra al ponerse de manifiesto la limitación impuesta por la dispersión de polarización. La mayoría de las fibras comerciales ofrecen ya coeficientes  $D_p < 0.1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ , aunque en la actual infraestructura óptica puedan encontrarse aún tramos antiguos que quintupliquen ese valor. En los siguientes apartados se considerará un factor  $D_p = 0.1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ , virtualmente equivalente a la ausencia de PMD.

### **Transmisión solitónica con manejo de dispersión a 10 Gbps**

La transmisión solitónica convencional no es capaz de soportar en la práctica la transmisión a 10 Gbps sobre largas distancias [21, 36]. La mayor anchura espectral del pulso solitónico exigirá un coeficiente de dispersión tan reducido, para reducir la limitación de *Gordon-Haus*, que el pulso solitónico se conformará con una potencia insuficiente para superar el nivel de ruido ASE lineal. Para una transmisión sobre 9000 km con amplificación periódica cada 40 km, las curvas de contorno de la Fig. 2.17(a) muestran ciertamente que no existe combinación  $\beta_2-T_{FWHM}$  libre de condicionantes [21].

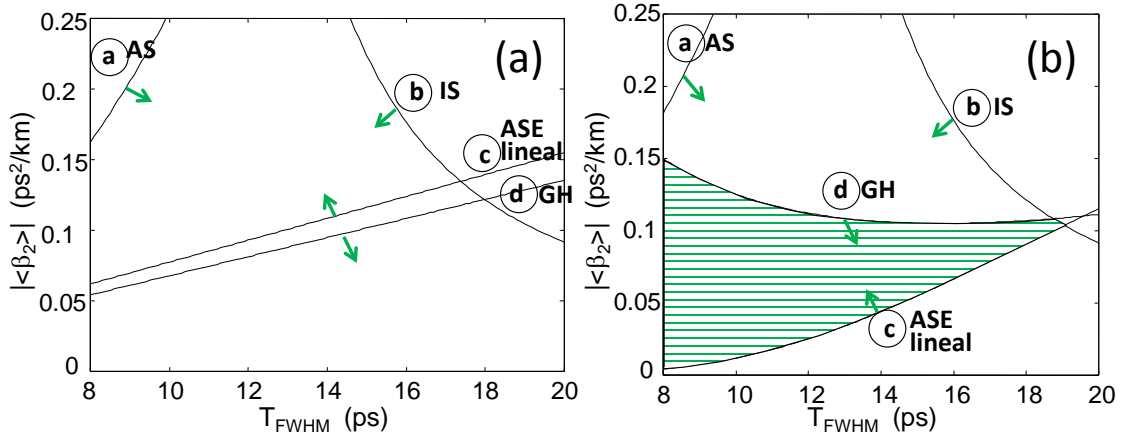


Fig. 2.17 Zona libre de limitaciones para una transmisión solitónica de 9000 km a 10 Gbps (a) convencional (no existe) (b) manejo de dispersión (zona rayada). AS: estabilidad ante perturbación por pérdidas compensadas periódicamente. IS: limitación por interacción entre solitones vecinos. ASE lineal: limitación lineal por superposición ruido ASE según (2.56). GH: limitación de Gordon-Haus según (2.60).

La transmisión sobre un mapa de dispersión, como el mostrado en la Tabla 2.2, soluciona el inconveniente anterior. Combinando fibras dispersivas de distinto signo, el enlace presentará una dispersión local no nula (evitando la aparición del efecto FWM) y una dispersión promedio  $\langle \beta_2 \rangle$  negativa que posibilitará la cancelación de la no-linealidad del enlace [36],

$$\langle \beta_2 \rangle = \frac{\beta_{21}L_1 + \beta_{22}L_2}{L_1 + L_2} \quad (2.66)$$

donde el segundo subíndice hace referencia a los parámetros correspondientes a cada fibra. A diferencia de una transmisión convencional, el pulso experimentará periódicamente un mismo ensanchamiento y compresión temporal. Para que el pulso solitónico recobre periódicamente su perfil temporal, el mapa de dispersión deberá comportarse como una perturbación, presentando una distancia  $Z_{comp} = L_1 + L_2$  pequeña en relación a su periodo  $Z_0$ . Se puede constatar una transmisión solitónica robusta frente a las fluctuaciones razonables que puedan producirse en la dispersión local y, por ende, en la dispersión promedio a lo largo del enlace [55].

Del mismo modo que un pulso solitónico convencional debe incrementar su potencia de entrada en  $F_{AO}$  para compensar la atenuación entre amplificadores, ahora además deberá incrementarse adicionalmente en un factor empírico  $F_{MD}$  para compensar la reducción de nivel ante un acusado ensanchamiento temporal [20, 36].

$$P_{in} = F_{MD}F_{AO}P_o; \quad F_{MD} = 1 + 0.7 \left[ \frac{(\beta_{21} - \langle \beta_2 \rangle)z_1 - (\beta_{22} - \langle \beta_2 \rangle)z_2}{T_{FWHM}^2} \right]^2 \quad (2.67)$$

El pulso solitónico adquirirá un perfil gaussiano (2.25), presentando una energía  $E_s$  y potencia promedio  $P_s$ ,

$$E_s = \frac{P_{in} T_o}{\sqrt{\pi}}; P_s = E_s R_b \quad (2.68)$$

que determinará ahora desde (2.59) la siguiente varianza de la frecuencia central de propagación ( $\langle \Omega^2 \rangle$ ) [20],

$$\langle \Omega_s^2 \rangle = 2.6 \frac{S_{ASE}}{F_{MD} F_{AO} P_o T_{FWHM}^3} \quad (2.69)$$

A partir de esta varianza se puede obtener analíticamente el *jitter* mediante (2.60). Este *jitter* se verá reducido según la expresión anterior en un factor proporcional a la fuerza del mapa de dispersión desde el coeficiente  $F_{MD}$ . De este modo, como se representa en la zona rayada en verde de la gráfica de contorno Fig. 2.17(b), ahora será posible lograr la transmisión fijada como objetivo.

Parámetros de fibra óptica	Fibra NZ-DSF	Fibra estándar
Longitud [km]	113	7
Atenuación [dB/km]	0.2	0.5
Dispersión [ps/(nm·km)]	-1	17
Pendiente de dispersión [ps/(nm <sup>2</sup> ·km)]	-0.06	0.22
Coef. no-linealidad [(mW·km) <sup>-1</sup> ]	0.00265	0.00265
Coef. dispersión de polarización (PMD) [ps/√km]	0.1	0.1
<b>Parámetros amplificador</b>	<b>EDFA</b>	
Dist. entre amplificadores [km]	40	
Figura de ruido EDFA [dB]	4.8	

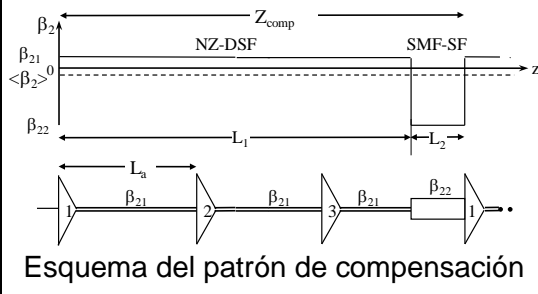


Tabla 2.2 Parámetros de las fibras del enlace solitónico de referencia bajo manejo de dispersión.

La correspondencia de la simulación numérica con las expresiones teóricas (2.60) y (2.56) se aprecia en las Fig. 2.18(a) y Fig. 2.18(b), respectivamente. Para la transmisión solitónica con manejo de dispersión se ha elegido, de acuerdo a la Fig. 2.17(b), una dispersión promedio  $\langle \beta_2 \rangle = -0.064 \text{ ps}^2/\text{km}$  y una anchura  $T_{FWHM} = 14 \text{ ps}$ . Para estos valores la distancia del mapa  $Z_{comp} = 120 \text{ km}$  será pequeña en relación al periodo del solitón  $Z_o = 1550 \text{ km}$ , requiriendo éste una potencia de pico según (2.67) de  $P_{in} = 3.5 \text{ dBm}$ . Se confirma numéricamente el alcance de 9000 km bajo una transmisión solitónica con manejo de dispersión (trazo naranja) y las limitaciones de una transmisión solitónica convencional (trazo verde). Efectivamente, de acuerdo a la Fig. 2.17(a), si se opta por una fibra NZDSF- ( $\beta_2 = |\beta_{21}| =$

$-1,28 \text{ ps}^2/\text{km}$ ) la limitación vendrá impuesta por el jitter, mientras que si se opta por una reducida dispersión ( $\beta_2 = -0.064 \text{ ps}^2/\text{km}$ ) corresponderá a la superposición lineal de ruido ASE desde el factor Q.

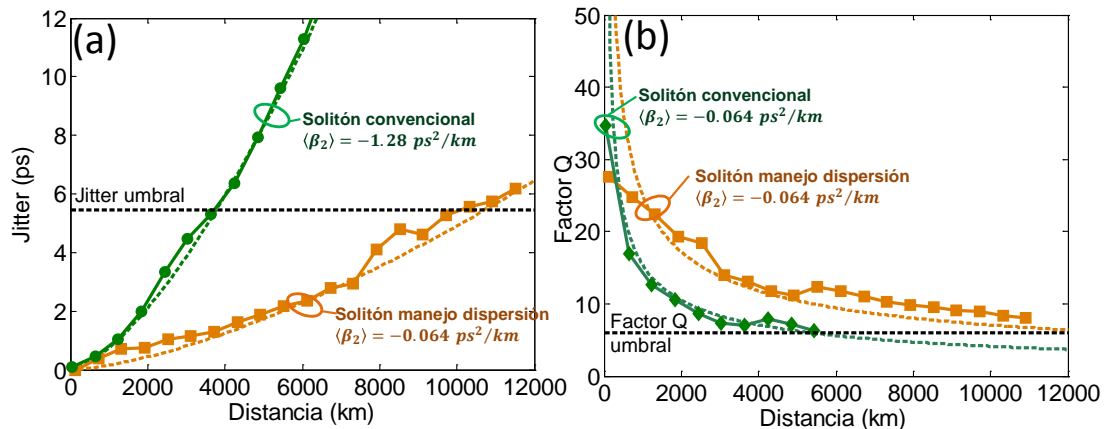


Fig. 2.18 Comparación entre la estimación teórica (trazo discontinuo) y la simulación (trazo continuo) de la evolución con la distancia del (a) jitter (b) factor-Q, para un sistema solitónico convencional y con manejo de dispersión a 10 Gbps.

Para concluir, la transmisión solitónica multicanal verá intensamente reducida la interacción no-lineal entre canales vecinos bajo un esquema de manejo de dispersión [56]. Las ventajas de este esquema respecto al esquema convencional sólo se justificarán aquí gráficamente atendiendo a la Fig. 2.19. En las referencias [18, 19] se pueden encontrar simulaciones multicanal de sistemas solitónicos que, con el simulador desarrollado en esta Tesis, muestran también la coincidencia con resultados analíticos. Como resultado de una diferente velocidad de grupo, los pulsos de distintos canales interactuarán por el efecto XPM únicamente cuando coincidan en el tiempo. Esta interacción no-lineal se describe habitualmente como una 'colisión' [57]. Este proceso, como en el caso del efecto *self-trapping*, se manifestará en la variación de la frecuencia instantánea  $\delta f_i$  de los pulsos que teóricamente retornará a cero tras cada colisión. Por efecto de las pérdidas se romperá esa simetría, variando  $\delta f_i$  en función del punto del enlace en que pueda producirse cada colisión, traduciéndose en un tiempo de llegada aleatorio adicional (*jitter*). Este *jitter* podrá considerarse despreciable si la distancia en que se compensa periódicamente las pérdidas ( $L_a$ ) es pequeña en relación a la distancia ( $L_{col}$ ) en que se produce la colisión,  $L_{col} > 2L_a$  [42, 57]. Esta relación será imposible de mantener en la práctica para una transmisión multicanal solitónica convencional, obteniéndose valores de  $L_{col,conv}$  del orden del kilómetro, en tanto que la distancia de colisión al considerar dos pulsos separados en frecuencia  $\Delta f$ ,

$$L_{col\_conv} = \frac{T_{FWHM}}{\pi|\beta_2|\Delta f} \quad (2.70)$$

se reduce con el régimen binario (al decrecer la anchura temporal) y con el incremento del ancho de banda de transmisión (canales extremos colisionarán rápidamente al presentar distantes velocidades de grupo). A la limitante interacción no-lineal por este efecto XPM habrá que añadir además la del efecto FWM, al deber transmitirse sobre un reducido coeficiente de dispersión. La Fig. 2.19(a) muestra la reducida longitud de colisión al considerar la dinámica de la colisión entre dos pulsos de distintos canales (representándose el desplazamiento de su pico de amplitud), donde el eje de tiempos del ‘canal *i*’ (en trazo rojo) está normalizado al eje de tiempos móvil.

Por el contrario, en un esquema con manejo de dispersión (véase Fig. 2.19(b)) con elevada dispersión local, se producirán múltiples colisiones, equivalentes a una colisión sin pérdidas al producirse en una pequeña escala de distancia. La dinámica de la colisión se producirá ahora en una elevada distancia  $L_{col\_dm}$ , superior al centenar de kilómetros, que ahora sí satisface en la práctica  $L_{col\_dm} > 2L_a$  [56, 57]. Del mismo modo que no es significativo el efecto XPM, tampoco lo será ahora el efecto FWM, dado que la transmisión de todos los canales se produce sobre una significativa dispersión local. En consonancia con lo descrito en la introducción de este capítulo, los sistemas comerciales de larga distancia (por ej. submarinos) optaron a inicios de la década del 2000 por la transmisión solitónica bajo manejo de dispersión, dadas las indudables ventajas para soportar elevados regímenes binarios bajo multiplexación WDM.

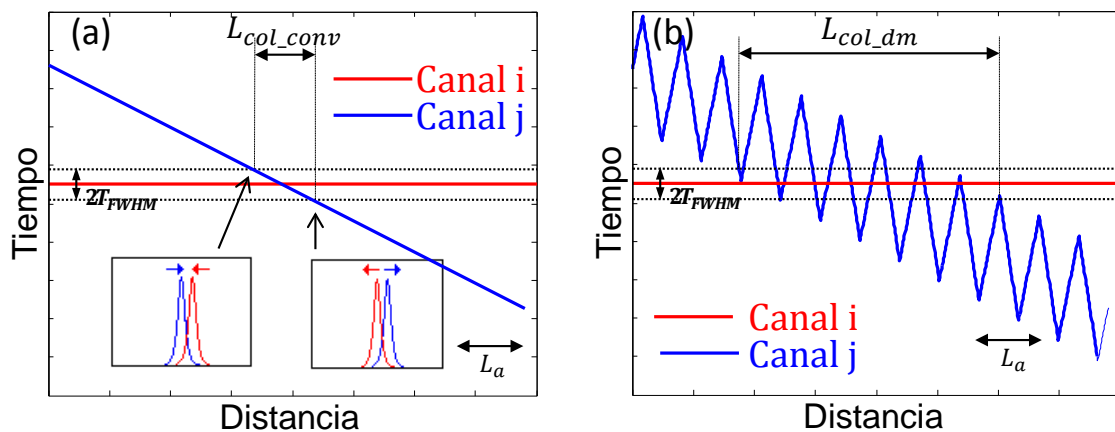


Fig. 2.19. Representación de la longitud de colisión al considerar la colisión entre dos pulsos de distintos canales ‘*i*’ (normalizado al eje de tiempos móvil) y ‘*j*’ para una transmisión multicanal (a) solitónica convencional (b) solitónica con manejo de dispersión.

### 2.5.2. Transmisión cuasi-lineal sobre fibra estándar a 40 Gbps

Tras la aparición comercial de los amplificadores ópticos se produjo la gradual actualización de los existentes enlaces terrestres sobre fibra estándar. La sustitución de sus regeneradores opto-electrónicos por la combinación de amplificadores ópticos EDFA y módulos de compensación de la dispersión (véase Fig. 2.1), condujo a enlaces todo-ópticos en los que la acumulación de los efectos no-lineales con la distancia terminaría condicionando la eficiencia del sistema. La elevada distancia entre amplificadores ópticos, entre 75 km y 100 km, y la elevada dispersión que en su banda de amplificación presenta la fibra estándar tendida, próxima a 17 ps/nm/km en la tercera ventana, imposibilitó la adopción de una transmisión solitónica. Efectivamente, se requeriría una potencia por canal de centenares de mW, imposible de suministrar por los amplificadores ópticos. En una transmisión no solitónica se debe plantear el sistema de modo que se minimicen los efectos no-lineales, no compensados ahora, lo que conduce a una transmisión cuasi-lineal. En este escenario de sistema es sencillo plantear, sobre una distancia del orden de 1000 km, una transmisión multicanal a 10 Gbps bajo modulación NRZ-OOK. Concepción de sistema éste que, dada su simpleza y robustez, soporta aún hoy día una elevada proporción de la capacidad de transmisión de los enlaces terrestres de larga distancia.

Ante la incesante demanda de capacidad de transmisión de los enlaces troncales se contempla desde principios del nuevo milenio nuevas alternativas para soportar 40 Gbps/100 Gbps por canal. Frente a la opción de nuevos formatos de modulación más eficientes, que se abordarán en los siguientes capítulos e indispensables para la transmisión a 100 Gbps, se contempla en este apartado la actualización a 40 Gbps bajo modulación OOK.

Cuadruplicar la capacidad de transmisión por canal, de 10 Gbps a 40 Gbps, implicará además de incrementar la OSNR en 6 dB (véase Fig. 2.11(a)), reducir en 16 y 4 veces, respectivamente, la tolerancia a la dispersión cromática y dispersión de polarización del canal (véanse (2.12) y (2.43)). Por este motivo será clave un cuidadoso diseño del sistema, con una fibra DCF que compense totalmente (al 100%) según (2.15) la pendiente de dispersión de la fibra estándar para posibilitar la transmisión WDM. Los primeros estudios y pruebas experimentales a 40 Gbps mostraron la idoneidad de una codificación RZ, frente a la tradicional modulación NRZ, para reducir la fuerte interacción no-lineal entre pulsos adyacentes [58]. Esta interacción será adicionalmente minimizada si, como se muestra en la Fig. 2.20, se introduce un adecuado tramo de fibra DCF al inicio de la transmisión para que a la salida de cada

amplificador EDFA el nivel de potencia de pico sea reducido por la elevada dispersión ahí acumulada.

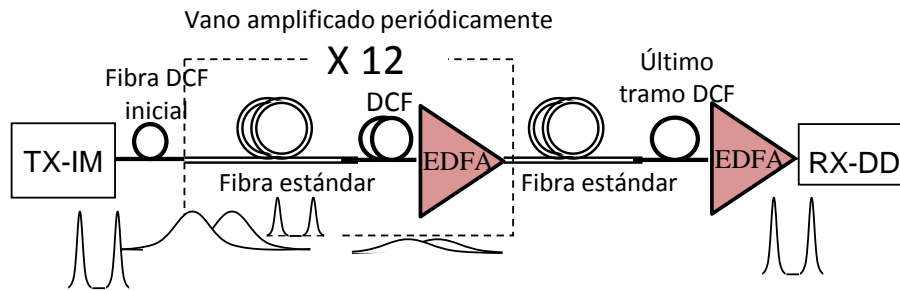


Fig. 2.20. Esquema transmisión a 40 Gbps con fibra DCF inicial.

La solución anterior ha sido la adoptada para el enlace realista mostrado en la Tabla 2.3, obteniéndose para un patrón de pulsos gaussianos de anchura  $T_{FWHM} = 5 \text{ ps}$  un tramo inicial de fibra DCF óptimo de 1 km [22]. Para una transmisión multicanal de 16 canales (distantiados en frecuencia 250 GHz) sobre 1000 km, atendiendo a la evolución del factor Q del peor canal representada en la Fig. 2.21(a), se resuelve una potencia óptima de transmisión de 10 dBm para un óptimo compromiso entre los efectos lineales y no-lineales del canal. Estos valores coinciden razonablemente con aquellos obtenidos en otras referencias [59, 60], en los que se constató además la compatibilidad con rejilla multicanal ITU de 100/200 GHz si se incrementaba la anchura  $T_{FWHM}$  por encima de 8 ps [59]. Como se observa en la Fig. 2.21(b), la transmisión multicanal requerirá un elevado porcentaje de compensación de la pendiente de dispersión de la fibra estándar. Como alternativa a las fibras DCF comerciales, que ya ofrecen la compensación de dispersión sobre toda la banda C, es posible paliar la limitante dispersión residual que pueda darse en los canales extremos desde un tramo adicional de precompensación/post-compensación al inicio/fin del enlace [22].

Parámetros	Fibra estándar	Fibra DCF(100%)
Longitud en cada vano [km]	75	14.37
Atenuación [dB/km]	0.22	0.22
Dispersión [ps/(nm·km)]	16.75	-87.4
Pendiente de dispersión [ps/(nm <sup>2</sup> ·km)]	0.06	-0.31
Coeficiente de no-linealidad [(mW·km) <sup>-1</sup> ]	0.00126	0.0025
	<b>EDFA</b>	
Figura ruido EDFA [dB]	4.5	

Tabla 2.3 Parámetros del enlace de referencia para transmisión multicanal a 40 Gbps.



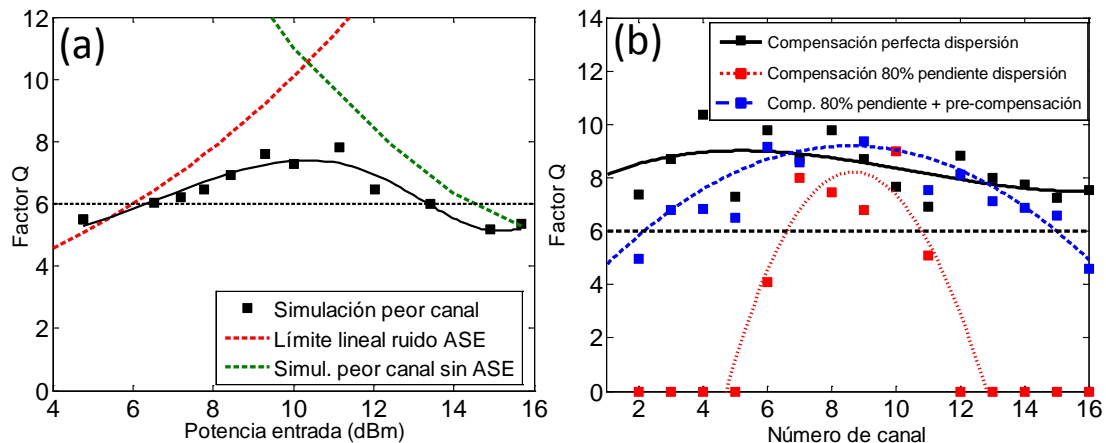


Fig. 2.21 Evolución del factor Q para transmisión cuasi-lineal a 40 Gps respecto (a) potencia de entrada (b) número de canales WDM.

## 2.6. Conclusiones desde el estado del arte

En este capítulo se ha satisfecho el objetivo inicialmente propuesto de evaluar la eficiencia de sistemas realistas IM/DD mediante un detallado modelo del canal óptico. Los resultados obtenidos coinciden con expresiones analíticas y referencias, validando de este modo el simulador desarrollado en esta Tesis.

Más concretamente, se ha confirmado la potencialidad de los sistemas solitónicos con manejo de dispersión para la transmisión de elevados regímenes binarios a larga distancia (por ej. enlaces submarinos de hasta 9000 km). Ciertamente, como se mencionó en la introducción, empresas pioneras como Pirelli y Marconi optaron a inicios de la década del 2000 por esta estrategia ofreciendo soluciones de sistemas WDM comerciales con un régimen binario de 10 Gbps por canal.

Finalmente, por lo que respecta a los enlaces troncales del orden de 1000 km, la imposibilidad de una transmisión solitónica sobre la infraestructura óptica existente requirió acudir como estrategia de diseño a una transmisión cuasi-lineal. En este escenario, se ha extendido la transmisión multicanal a 10 Gbps bajo modulación NRZ-OOK. La transmisión a 40 Gbps bajo modulación RZ-OOK, como se expuso en el punto 2.5.2, aunque es posible teóricamente, requiere en la práctica la minimización de los efectos no-lineales y la completa compensación de la dispersión cromática de la fibra. La imposibilidad de compensar ópticamente la aleatoriedad de la dispersión de polarización dificulta su aplicación en la infraestructura óptica más antigua [61]. Es por este motivo que la transmisión a 40 Gbps/100 Gbps se contempla en la actualidad desde formatos de modulación de una mayor eficiencia espectral (QPSK o M-QAM por ejemplo) que, como se verá en los próximos capítulos, ofrecen una mayor tolerancia a los efectos del canal e incluso posibilitan su ecualización dinámica digital en recepción.



# Capítulo 3. Sistemas con modulación diferencial en fase y detección directa interferométrica

## 3.1. Introducción

La búsqueda de una mayor capacidad de transmisión sobre la actual infraestructura óptica condujo recientemente a incrementar la capacidad de transmisión por canal de 10 Gbps a 40 Gbps. Mantener el tradicional formato de modulación en intensidad y detección directa (IM/DD) requería incrementar el ancho de la rejilla multicanal (de 50 GHz a 100 GHz), duplicándose únicamente de este modo la eficiencia espectral (0.4 bit/s/Hz) mientras se añadían nuevas exigencias: una electrónica en recepción de mayor ancho de banda/velocidad de proceso y, especialmente, un estricto control de los efectos dispersivos acumulados en el canal [22]. En este sentido, los sistemas IM/DD a 40 Gbps requieren unos niveles de dispersión de polarización tan reducidos que su implementación en los enlaces de fibra más antigua resulta muy difícil, si no imposible [61, 62, 63]. Por este motivo, pronto se contempló la posibilidad de utilizar formatos de modulación espectralmente más eficientes que pudiesen reducir la tasa del símbolo mediante la modulación en fase y cuadratura. Especialmente interesante es el formato QPSK, en tanto que, mientras mantiene una potencia constante para cada símbolo (reduciendo los efectos no-lineales del canal), reduce a la mitad la tasa de símbolo. Esto permite la operación sobre la rejilla de 50 GHz y reduce las limitaciones impuestas por los efectos de dispersión de polarización y cromática del canal en un factor de dos y cuatro, respectivamente. A principios de la pasada década se propusieron dos esquemas para su recepción alternativos al receptor coherente homodino (inicialmente propuesto en la década de 1980 [64, 65]): (i) el receptor coherente digital intradino y (ii) el esquema de detección directa interferométrica. La

incorporación del procesado digital en el receptor coherente permitió solventar la ausencia a frecuencias ópticas de un oscilador local de referencia sincronizado con el transmisor [66]. Además, la demodulación de las componentes en fase y cuadratura (I/Q) de la señal posibilitaban la ecualización digital de los efectos del canal. Sin embargo, la indisponibilidad de procesadores digitales DSP con la velocidad de operación requerida supuso un evidente freno. Por entonces, cualquier sistema experimental bajo recepción coherente digital debía confiar en un procesado computacional *off-line* o en diferido [67, 68]. En este escenario, cobró inicialmente un mayor protagonismo la propuesta en el año 2002 de Griffin y Carter [69] de un esquema de recepción basado en un interferómetro con línea de retardo para la conversión en intensidad eléctrica de la variación de fase en que se modula la información. A diferencia de los esquemas de recepción coherente, el esquema propuesto toma como referencia su propia señal retardada, siendo más comúnmente conocido como receptor de detección-directa que por su original denominación anglosajona *asynchronous self-homodyne coherent*. De este modo, bajo la aplicación de este esquema y de una modulación diferencial en fase DQPSK (*Differential-QPSK*), se dispuso pocos años después de una tecnología comercial a 40 Gbps [70, 71] (véase Fig. 3.1). Como se muestra en la Tabla 3.1, su alcance está limitado en la práctica a una distancia menor de 1000 km por la distorsión del canal, dada la imposibilidad de una ecualización digital al no demodularse, como en recepción coherente, las componentes I/Q de la señal. Por este motivo, dado su reducido coste, complejidad y consumo, se consolidó como una interesante alternativa en redes metropolitanas y troncales.

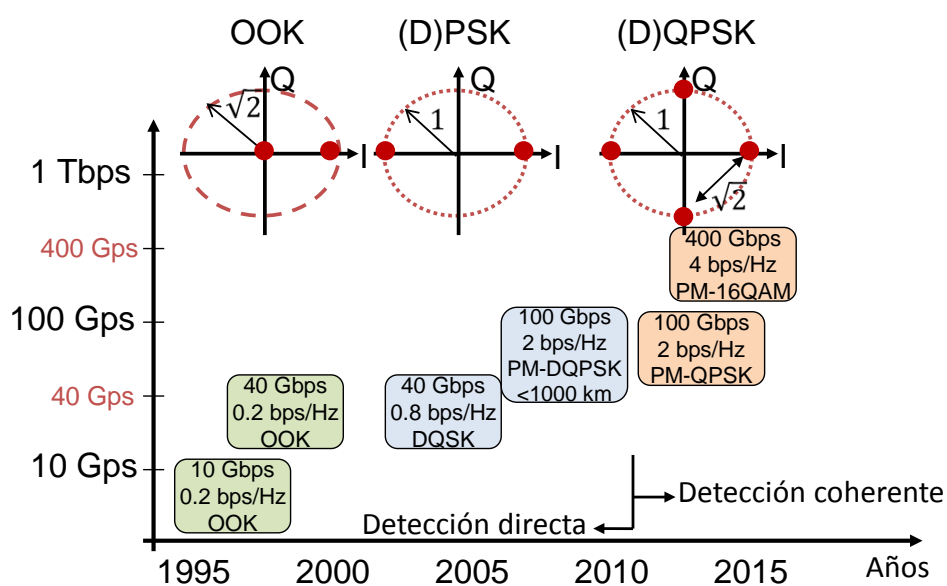


Fig. 3.1. Evolución cronológica del régimen binario por canal respecto a las técnicas de modulación y detección.

Sin embargo, la inminente amenaza de saturación en la capacidad de las redes ópticas de telecomunicación impulsó a finales de la pasada década la búsqueda de formatos de modulación y detección capaces de soportar 100 Gbps por canal [4], como única forma de afrontar con garantías un futuro inmediato (véase Fig. 3.1). Pronto se descartó la técnica de modulación en intensidad por su baja eficiencia espectral y el agravamiento de los factores que ya dificultaban su aplicación a 40 Gbps sobre la infraestructura existente [72, 73]. Con vistas a su aplicación a corto plazo en redes metropolitanas y troncales se valoró la adopción del sencillo esquema de detección-directa interferométrica, ya existente comercialmente a 40 Gbps. Su potencialidad quedó demostrada entonces en numerosos trabajos de simulación numérica [74, 75] y experimentos [76], muchos de ellos de campo [73, 77]. Recientemente se han propuesto diversas modificaciones de este esquema para reducir a la mitad el régimen de símbolo y simplificar así las exigencias en ancho de banda de la electrónica de recepción. En [78] se obtiene la transmisión a 112 Gbps mediante dos subportadoras moduladas a 28 Gbaud/s bajo DQPSK (*dual carrier-DQPSK*). No obstante, este esquema es únicamente compatible con la rejilla ITU a 100 GHz (alcanzando una eficiencia próxima a 1 b/s/Hz). Por el contrario, la solución más explorada para la transmisión multicanal sobre la rejilla de 50 GHz es la adopción de la multiplexación en polarización PM (*Polarization Multiplexing*). Como propuso inicialmente Koch [79], una señal PM-DQPSK (DQPSK con diversidad de polarización) se puede demodular usando un receptor de detección directa interferométrica por cada polarización tras un dispositivo que controle las variaciones temporales de polarización de la señal de entrada y un divisor de polarización PBS (*Polarization Beam Splitter*). Este esquema permite un mayor alcance por la menor degradación de la señal ante los efectos dispersivos del canal [80, 81, 82, 83].

A finales de la pasada década, Telefónica se planteó la posibilidad de aumentar a 100 Gbps por canal la capacidad de su infraestructura óptica troncal existente en España con esquemas de detección directa y modulación DQPSK. Este interés, compartido por otras operadoras punteras de Europa, dio lugar al proyecto europeo CELTIC 100-GET (*100 Gbit/s Carrier-Grade Ethernet Transport Technologies, 2008-2010* [16]). La coordinación de Telefónica del subproyecto 100-GET-ES en España pronto identificó las limitaciones de las herramientas comerciales de simulación existentes para la evaluación numérica del canal óptico bajo señales PM-DQPSK. La posibilidad de realizar evaluación numérica del enlace con el simulador desarrollado en esta Tesis posibilitó la participación de nuestro grupo de investigación. En este capítulo se muestran los principales resultados tras evaluar numéricamente, en un escenario

realista y desfavorable de enlace, la transmisión multicanal a 100 Gbps con modulación DQPSK/PM-DQPSK y detección directa interferométrica. Los valores obtenidos [23, 24] mostraron la posibilidad de transmitir sobre 700 km (cubriendo distancias compatibles con la práctica totalidad de las redes troncales europeas) y tres ROADM intermedios, siempre que se acumule en el enlace una moderada dispersión de polarización o dispersión cromática. Estos resultados están en consonancia con los valores expuestos en la Tabla 3.1 a 100 Gbps (extraídos de ensayos de fabricantes de equipos al final de la pasada década en la red troncal de diferentes países [76, 84, 85]).

Es de destacar que la alta velocidad de procesamiento de los DSP actuales ha impulsado definitivamente en esta década el interés por la recepción coherente digital a 100 Gbps en enlaces troncales y de larga distancia. Su estudio se realizará en los tres próximos capítulos de esta Tesis.

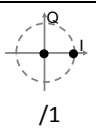
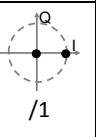
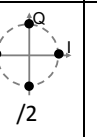
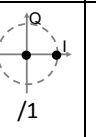
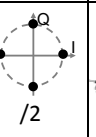
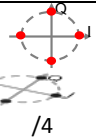
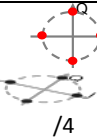
Régimen binario $R_b$	10G	40 G		100G			
<b>Formato</b> (modulación/detección)	OOK/ Directa	OOK/ Directa	DQPSK/ Directa (MZDI)	OOK/ Directa	DQPSK/ Directa (MZDI)	PM-DQPSK/ Directa (MZDI)	PM-QPSK/ Coherente digital
<b>Constelación/ bits/símbolo</b>	 /1	 /1	 /2	 /1	 /2	 /4	 /4
<b>Régimen de símbolo</b> $R_s$ (Gbaud/s) (FEC 7%)	10.7	42.8	21.4	107	53.5	27	27
<b>Rejilla (GHz)/ Eficiencia espectral (bit/s/Hz)</b>	50/0.2  50/0.4	100/0.4	50/0.8	200/0.5	100/1	50/2	50/2
<b>OSNR (dB en 0.1 nm) @ <math>P_e=10^{-3}</math></b>	11	16	13.2	20	17	16	14.5
<b>Máx. dispersión residual</b> (ps/nm) para 2 dB penalización	±600	±38	±160	±6	±22	±100	>> (ecualizable digitalmente)
<b>Máx. dispersión polarización</b> (ps) para 2 dB penalización	12	3	8	4	7	11	>> (ecualizable digitalmente)
<b>Alcance (km)/Aplicación</b>	<2000/ Troncal-Largo alcance	<1000/ Metro- Troncal	<1000/ Metro- Troncal	<500/ Metro	<750/ Metro- Troncal	<1000/ Metro Troncal	>2000/ Troncal- Largo alcance
Exento de un <b>oscilador local</b> en recepción	Si	Si	Si	Si	Si	Si	No
Exento de <b>filtrado óptico</b> para la selección del canal	No	No	No	No	No	No	Si
Exento control o diversidad de <b>polarización</b> en recepción	Si	Si	Si	Si	Si	No	No

Tabla 3.1 Tabla comparativa de las características de diferentes esquemas de transmisión y recepción. Los resultados mostrados corresponden a una codificación NRZ.

Por lo que respecta a la organización de este capítulo, en las secciones 3.2 y 3.3 se detalla la caracterización y modelado de los bloques transmisor y receptor para posibilitar la evaluación de una transmisión DQPSK/PM-DQPSK en el simulador desarrollado en esta Tesis. Su aplicación a una transmisión a 100 Gbps, objetivo del subproyecto CELTIC 100-GET-ES, se detalla en las secciones 3.5 y 3.6 tras describir en la sección 3.4 el escenario de referencia.

## 3.2. Transmisor óptico

Se expondrán brevemente aquí los conceptos teóricos y el modelado de los elementos del transmisor que posibilitan la modulación de la señal óptica de entrada a la fibra.

### 3.2.1. Elementos

#### **Láser**

En las fuentes ópticas láser, como resultado del mecanismo de emisión estimulada, se obtiene idealmente una portadora de frecuencia angular  $\omega_o$  con una intensidad de campo  $e_F(t)$  y envolvente compleja  $\widetilde{e}_F$ ,

$$e_F(t) = \text{Re}\{\widetilde{e}_F e^{j\omega_o t}\}; \widetilde{e}_F = \sqrt{P_s} e^{j\theta_s} \widehat{e}_F \quad (3.1)$$

donde han considerado constantes la amplitud ( $\sqrt{P_s}$ , siendo  $P_s$  la potencia óptica) y el origen de fase  $\theta_s$ . Se asume un estado de polarización lineal  $\widehat{e}_F$  que podrá asociarse a cualquiera de los ejes de polarización ortogonales de referencia ( $\hat{x}$  ó  $\hat{y}$ ).

De cara a la modulación en fase contemplada en éste y próximos capítulos, deberá incluirse en su modelo un ruido de fase  $\theta_{ns}(t)$  e intensidad  $\Delta P_s(t)$  introducidos por la inevitable superposición de fotones de dirección y fase aleatorias emitidos espontáneamente,

$$\widetilde{e}_F = \sqrt{P_s(t)} e^{j(\theta_s + \theta_{ns}(t))} \widehat{e}_F; P_s(t) = P_s + \Delta P_s(t) \quad (3.2)$$

El ruido de fase puede interpretarse como incrementos aleatorios  $\Delta\theta_{ns}$  que se suceden cada intervalo de tiempo  $\tau$ ,

$$\theta_{ns}(t) = \theta_{ns}(t - \tau) + \Delta\theta_{ns}(\tau) \quad (3.3)$$

Dado que un elevado número de procesos de emisión espontánea contribuyen independientemente al ruido de fase,  $\Delta\theta_{ns}$  podrá modelarse como una función gaussiana atendiendo al Teorema Central del Límite. Asumiendo un láser de perfil

Lorentziano, su anchura espectral (o ancho de línea)  $\Delta f_F$  estará directamente ligada a la varianza del ruido mediante la siguiente expresión analítica [48],

$$\langle \Delta \theta_{ns}^2(\tau) \rangle = 2\pi \Delta f_F \tau \quad (3.4)$$

Al particularizar como intervalo temporal el tiempo de bit ( $T_b$ ), el máximo ruido de fase admisible por un receptor podrá describirse usando como figura de mérito el producto  $\Delta f_F \cdot T_b$ .

El ruido de intensidad describe por su parte las fluctuaciones aleatorias en la intensidad óptica emitida por el láser. Debido al nivel de potencia del láser oscilador local podrá ser muy limitante en un receptor coherente. Se especifica a través de ruido relativo de intensidad RIN, que define la relación entre la varianza y la potencia óptica promedio.

$$RIN = \frac{\langle \Delta P_s^2(t) \rangle}{P_s^2} \quad (3.5)$$

El ruido RIN se describe por unidad de ancho de banda, con valores típicos de -160 dB/Hz a -130 dB/Hz, pudiendo modelarse en una primera aproximación con una respuesta en frecuencia plana mediante un ruido AWGN [48].

### ***Modulador óptico***

El objetivo de este elemento es modular ópticamente las componentes de amplitud y fase de la fuente láser según la información definida en el dominio eléctrico. Para los formatos de modulación avanzados y los altos regímenes binarios contemplados en este capítulo, la opción usualmente empleada es el uso de un modulador externo (frente a la modulación directa en intensidad aplicable en OOK).

### **Modulador de fase**

Es un elemento que hace posible la modulación en fase de la luz. El modulador de fase puede implementarse como un dispositivo óptico integrado basado en una guía onda compuesta por materiales con un fuerte coeficiente electro-óptico (fundamentalmente LiNbO<sub>3</sub>). Basándose en el efecto lineal electro-óptico (o efecto *Pockels*), el índice de refracción efectivo del modo  $n_{eff}$  depende linealmente de la tensión externa aplicada  $v(t)$  desde unos electrodos de longitud  $l_{MF}$  (véase la Fig. 3.2(a)). De esta forma, el desfase  $\theta_{MF}(t)$  introducido en el campo eléctrico de entrada será

$$\theta_{MF}(t) = \Delta n_{eff}[v(t)] \frac{\omega_o}{c} l_{MF} = \pi \frac{v(t)}{v_\pi} \quad (3.6)$$

donde  $\Delta n_{eff}[v(t)]$  describe la variación del índice de refracción efectivo con la tensión aplicada y  $v_\pi$  es la tensión de conmutación necesaria para obtener un desfase de  $\pi$  radianes. Esta tensión dependerá de las dimensiones y características del material, con valores en la práctica próximos a 5 v [48]. La evolución de la envolvente de campo complejo a su salida permitirá resolver la función de transferencia del modulador de fase,

$$\widetilde{e}_{MF} = e^{j\theta_{MF}(t)} \cdot \widetilde{e}_F = e^{j\pi \frac{v(t)}{v_\pi(t)}} \cdot \widetilde{e}_F \quad (3.7)$$

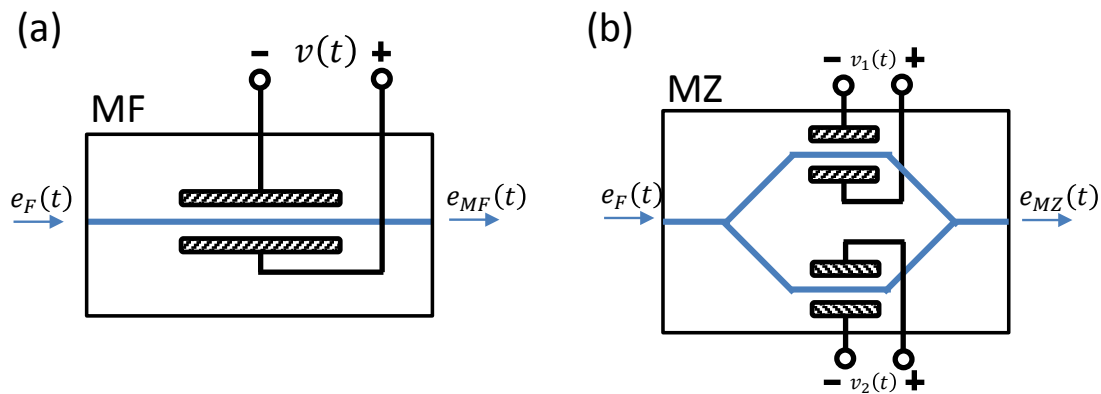


Fig. 3.2(a) Esquema de un modulador de fase óptico integrado (MF) (b) esquema de un modulador óptico de Mach-Zehnder (MZ) integrado.

### Modulador Mach-Zehnder

Basándose en la interferometría, el modulador de Mach-Zehnder (MZM), implementado con dos moduladores de fase como se aprecia desde la Fig. 2(b), consigue modular en fase o amplitud el campo de entrada mediante los diferentes desfases ( $\theta_1, \theta_2$ ) introducidos en cada uno de sus brazos. De este modo, tras su recombinación, el campo a la salida será

$$\widetilde{e}_{MZ} = \frac{1}{2}(e^{j\theta_1} + e^{j\theta_2})\widetilde{e}_F = \cos\left(\frac{\theta_2 - \theta_1}{2}\right) e^{-j\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right)}\widetilde{e}_F \quad (3.8)$$

Es fácil observar que si en cada brazo del interferómetro se induce un desfase de signo opuesto podrá eliminarse la indeseada variación en frecuencia del campo de salida (*chirp*). Esto puede obtenerse, según la expresión (3.8), al aplicar tensiones iguales, pero de signo opuesto,

$$v_1(t) = -v_2(t) = \frac{v(t)}{2} \quad (3.9)$$

De este modo, considerando una misma tensión de conmutación  $v(t)$ , se obtiene la siguiente función de transferencia para el campo eléctrico y para la potencia óptica

$$\widetilde{e}_{MZ} = \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{v(t)}{v_{\pi}}\right) \cdot \widetilde{e}_F; P_{MZ}(t) = P_s \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{v(t)}{v_{\pi}}\right) \quad (3.10)$$

En la Fig. 3.3 se representan ambas funciones de transferencia y se muestran dos modos de operación distintos. En el primero, con una tensión de polarización  $v_{\pi}/2$  (ó  $3v_{\pi}/2$ ) y excursión  $v_{\pi}$ , se polariza en cuadratura y opera en su zona lineal, lo que permite obtener una modulación OOK. En el segundo, de interés aquí, se opera con una tensión de polarización  $v_{\pi}$  y excursión  $2v_{\pi}$ , lográndose una modulación binaria en fase (0 ó  $\pi$  radianes). Para modulaciones binarias de fase BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), esta solución es preferida frente al uso de moduladores de fase, en tanto que la relación no-lineal de la curva de transferencia cosenoidal del modulador MZ reduce las variaciones que, por el ruido eléctrico superpuesto, pueda inducir la tensión de modulación.

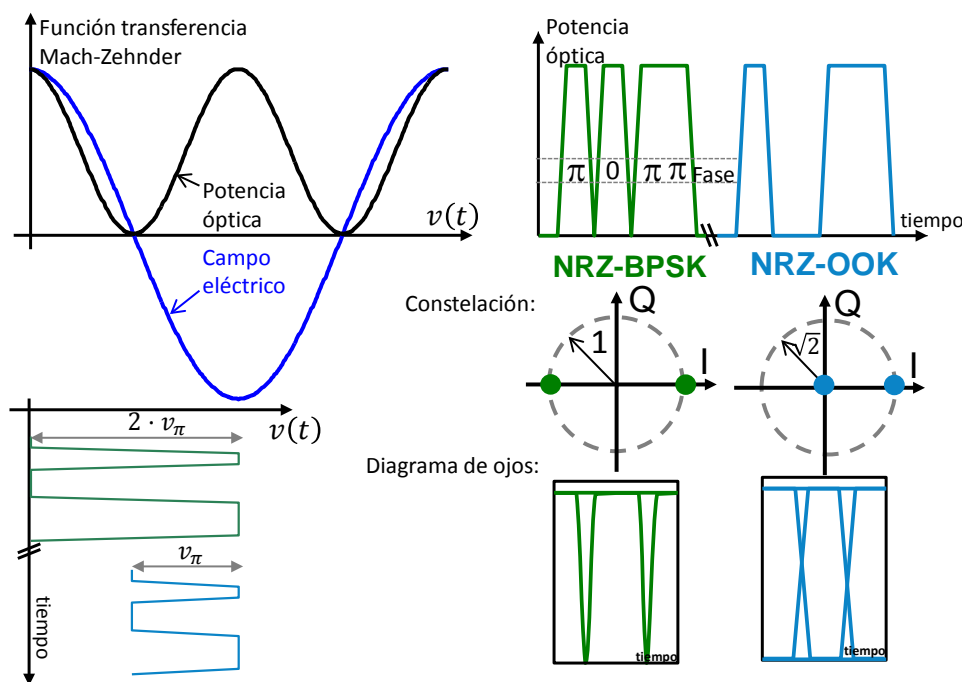


Fig. 3.3 Modos de operación en un modulador de Mach-Zehnder.

### Modulador IQ

Con un modulador de fase y dos moduladores de Mach-Zehnder puede obtenerse una estructura clave para generar los nuevos formatos de modulación avanzada. Como se muestra en la Fig. 3.4(a), la introducción de un desfase  $\pi/2$  en los brazos de uno de los moduladores MZ permitirá modular por separado las componentes en fase (I) y cuadratura (Q) de la señal (en la figura representada para un tiempo de símbolo  $T_s$ ). De este modo, tras su recombinación, podrá representarse cualquier símbolo en la



constelación IQ. Este tipo de modulador está disponible comercialmente en óptica integrada para la transmisión QPSK a elevados regímenes de símbolo como 40 Gbps y 100 Gbps [86].

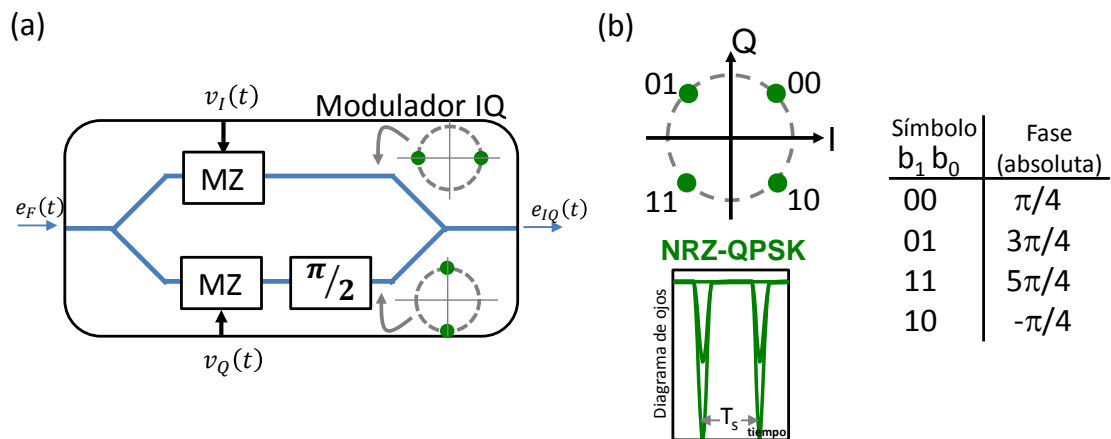


Fig. 3.4 (a) Esquema de un modulador IQ integrado (b) constelación y diagrama de ojos a su salida.

En una modulación QPSK cada símbolo, correspondiente a una secuencia de dos bits según el código Gray de la Fig. 3.4(b), modula independientemente la fase de la portadora. La modulación QPSK es de especial interés como formato de modulación avanzada al permitir reducir a la mitad el régimen de símbolo, duplicando la eficiencia espectral frente a BPSK y aumentando en transmisión la resistencia frente a los efectos dispersivos del canal. Para una modulación M-QAM, deberá ajustarse el valor de excursión sobre el valor de tensión de polarización  $v_\pi$  para conseguir una constelación uniformemente distribuida en una rejilla cuadrada [87]. La Fig. 3.5 muestra para una simulación dinámica las transiciones entre símbolos para una constelación 16-QAM y el correspondiente diagrama de ojos.

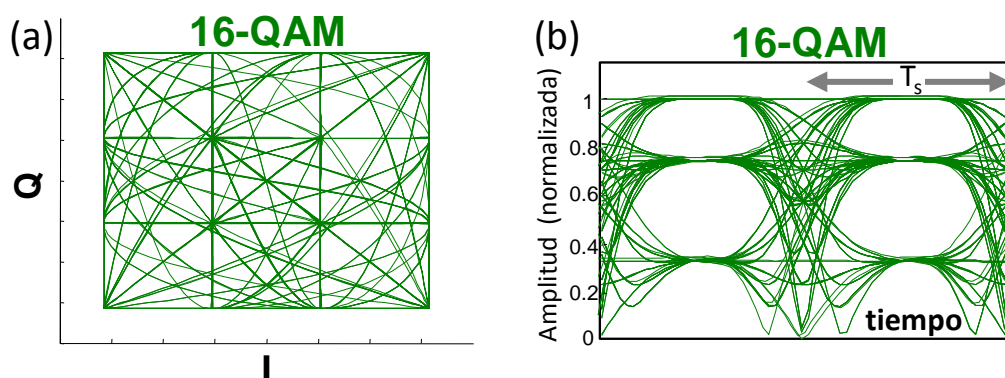


Fig. 3.5 (a) Constelación 16-QAM y (b) diagrama de ojos de salida de un modulador IQ.

### Codificación/Decodificación diferencial

La codificación diferencial bajo BPSK, habitualmente descrita como “modulación DBPSK” o directamente “modulación DPSK”, producirá un incremento en la fase modulada de  $\pi$  radianes cuando se produzca un cambio de estado en el bit actual respecto al precedente. En este caso la codificación responde a una sencilla operación lógica XOR.

Tanto la codificación diferencial aplicada a BPSK como QPSK (denominada habitualmente “modulación DQPSK”), son compatibles con técnicas de detección directa, utilizándose únicamente bajo detección coherente para resolver de forma sencilla la ambigüedad de cuadrante que pueda producirse ante giros en la constelación. Para la codificación DQPSK, en un primer paso, se determina el desfase que corresponde a cada símbolo según la tabla de la Fig. 3.6(a). Posteriormente se deberá incrementar en este valor la fase del símbolo anterior, de forma que la información se encuentre modulada en la variación de fase entre símbolos adyacentes. Por este motivo es necesario codificar los símbolos transmitidos antes de aplicarlos al modulador IQ, tal y como se muestra en la Fig. 3.6(b). La Fig. 3.7 muestra para una secuencia de seis símbolos de ejemplo – 00, 01, 11, 10 10, 11-, los desfases correspondientes, la secuencia codificada resultante y la representación de la evolución de la constelación IQ bajo una condición inicial de fase de  $\pi/4$ .

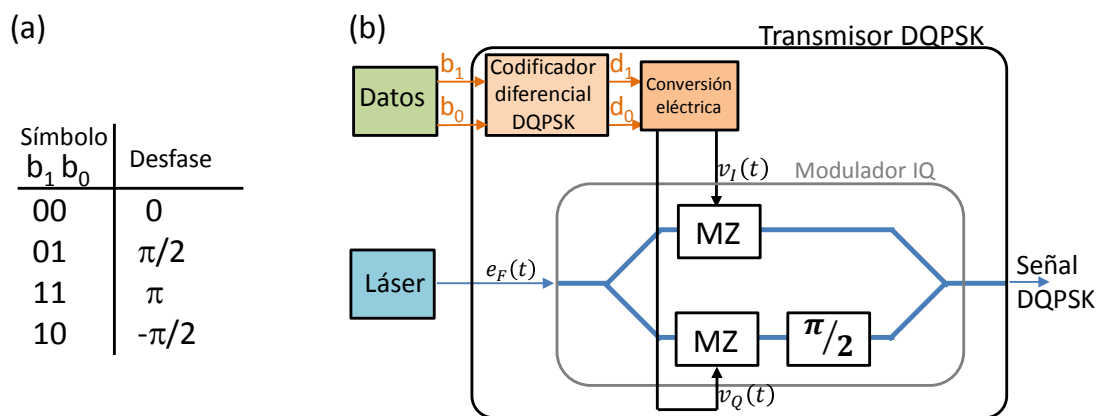


Fig. 3.6 (a) Esquema de un transmisor DQPSK (b) desfase aplicado sobre el símbolo precedente en función del símbolo actual.

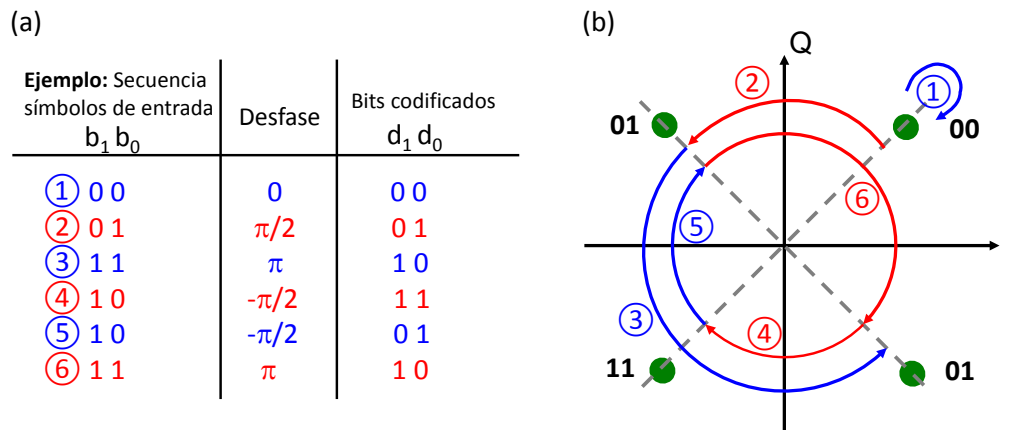


Fig. 3.7 Ejemplo de codificación diferencial de una secuencia de entrada.

La decodificación seguirá lógicamente un proceso inverso, detectando las variaciones de fase entre cada símbolo y el precedente y, finalmente, decodificando la secuencia binaria transmitida.

### 3.2.2. Transmisor DQPSK

El esquema del modulador IQ con un codificador diferencial de la Fig. 3.6 muestra la forma más habitual de implementar un transmisor DQPSK que, en consecuencia, se modelará en este capítulo. En los sistemas reales los moduladores presentan una limitación frecuencial en banda base ante las señales eléctricas que contienen la secuencia de bits a transmitir. Para su modelo realista la señal eléctrica moduladora se obtiene habitualmente tras un filtrado paso bajo por un filtro de Bessel de quinto orden. Como se describe en [5, 48, 75] se obtienen resultados bajo simulación muy aproximados a la realidad para anchos de banda eléctrico entre  $0.5 \cdot R_s$  y  $0.75 \cdot R_s$ . Se tomará aquí un valor intermedio de  $0.6 \cdot R_s$  [88].

### 3.2.3. Transmisor DQPSK bajo POLMUX

La fibra óptica monomodo utilizada como canal soporta dos modos degenerados ortogonalmente polarizados. Como se describió en el apartado 2.2.4, debido a la birrefringencia del canal su estado de polarización podrá cambiar con la propagación, si bien mantendrán su ortogonalidad. La multiplexación en polarización PM (también denominada POLMUX) de la información permitirá duplicar la capacidad del canal, siempre y cuando el receptor pueda realizar adecuadamente la correspondiente demultiplexión. El esquema de transmisión bajo POLMUX, mostrado en la Fig. 3.8, requiere por lo tanto dos moduladores DQPSK con un estado de polarización lineal ortogonal tras la rotación de polarización (RP) en un bloque dispuesto tras uno de

ellos, y un elemento que los combine en un único haz de entrada al canal, denominado combinador de polarización PBC (*Polarization Beam Combiner*).

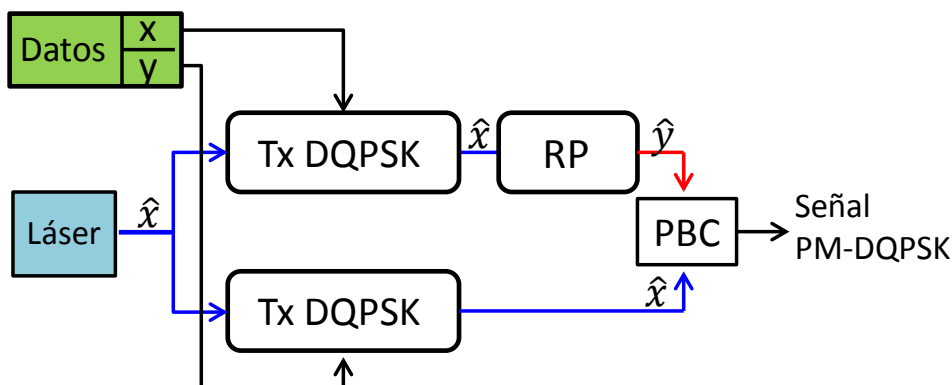


Fig. 3.8 Esquema de un transmisor óptico para una modulación PM-DQPSK. RP: Rotador de polarización. PBC: Combinador de polarización.

### 3.3. Esquema del receptor de detección directa para PM-DQPSK

En tanto que un fotodiodo responde únicamente a la potencia óptica incidente, la detección de la modulación en fase de la señal requerirá de una demodulación óptica previa. Los esquemas de detección coherente requieren de un oscilador local para detectar las variaciones en fase de la señal respecto a él, mostrando unas mejores prestaciones pero una mayor complejidad que la alternativa evaluada en este capítulo, la detección directa. Efectivamente, la demodulación con la propia señal óptica como referencia posibilita detectar directamente las transiciones en fase en que se codificará la información.

Los receptores de detección directa para modulación diferencial DQPSK, sin multiplexación en la polarización, se implementan habitualmente con un interferómetro de línea de retardo. La principal ventaja del esquema de detección directa frente al coherente es que no requiere un control de la frecuencia, fase o polarización, al utilizar como señal de referencia la propia señal retrasada un tiempo de símbolo:

1- Frecuencia. Porque el símbolo precedente que toma como referencia está a la misma frecuencia.

2- Fase. Al tomar el símbolo precedente como referencia, el ruido de fase del láser puede modificar la fase diferencial entre los símbolos colindantes en que se modula la información. Se estima en 0.5 dB la penalización en la ONSR para un máximo producto  $\Delta f_F \cdot T_b$  de  $3 \cdot 10^{-3}$  y  $8 \cdot 10^{-4}$  bajo modulación DPSK y DQPSK, respectivamente

[89, 90]. Estos límites serían al menos cuatro veces mayores que los impuestos por los receptores coherentes homodinos de la pasada década.

3- Polarización. En tanto que el tiempo de símbolo  $T_s$  (del orden de 20 ps para QPSK a 100Gbps) es varios órdenes de magnitud menor que el tiempo en que se producen los cambios dinámicos del estado de polarización (del orden de milisegundos), tanto la señal como la señal de referencia (retrasada  $T_s$ ) mantendrán un mismo estado de polarización. De este modo se puede prescindir del control de polarización de la señal de entrada, implementado digitalmente en los actuales receptores coherentes tras una demodulación óptica previa con diversidad en polarización. Sólo en el caso de recepción de señales PM-DQPSK, con multiplexación en la polarización, deberá introducirse un subsistema óptico adicional que redirija dinámicamente cada componente de polarización al correspondiente receptor DQPSK.

Por el contrario, los principales inconvenientes son la necesaria selección óptica del canal y su no validez para otros formatos de modulación:

1. Demultiplexión de canales WDM en el dominio óptico. A diferencia de la recepción 'colorless' coherente, que puede realizar eléctricamente la selección de canales (tras sintonizar previamente la frecuencia del OL a la del canal a recibir), la detección directa requerirá un dispositivo óptico de filtrado paso banda previo (demultiplexor o filtro óptico).

2. El esquema de recepción directa depende del formato de modulación a diferencia de un receptor coherente, válido para cualquier formato, como por ejemplo M-QAM. La detección directa del formato de modulación DQPSK permitirá demodular únicamente la fase diferencial de la señal. Formatos de modulación de mayor orden requerirán de elementos adicionales [48]. La imposibilidad de demodular en banda base las componentes de polarización, fase y amplitud de la señal imposibilita, por lo tanto, la ecualización digital del canal propia de los receptores coherentes digitales. No obstante, la adopción tras el esquema de detección directa de algoritmos digitales MSPE (del inglés *multi-symbol phase estimation*), basados en la decisión tras largas secuencias de símbolos apoyados en métodos estadísticos de probabilidad condicional, permitiría reducir la penalización OSNR causada por el canal hasta en 2 dB [91]. Sin embargo estas opciones de post-procesado digital de la señal se descartan aquí por su mayor coste y con un claro objetivo de sencillez, clave en el esquema de detección directa bajo estudio.

De manera equivalente al apartado anterior, en este apartado se presentan los nuevos elementos que componen el receptor óptico. La detección coherente, estudiada

separadamente en los próximos capítulos, compartirá lógicamente algunos elementos de los aquí expuestos.

### 3.3.1. Elementos

#### **Filtros ópticos (demultiplexor /multiplexor) y eléctricos**

El filtrado óptico paso-banda en esquemas de recepción directa, como los aquí planteados y aquellos vistos bajo modulación en intensidad en el capítulo anterior, tienen la doble misión de seleccionar el canal multiplexado bajo WDM y reducir el ruido por amplificación óptica fuera de la banda de señal.

En la simulación numérica el demultiplexor de recepción se compone de filtros paso banda centrados respecto a cada canal WDM, siendo habitualmente modelado [48, 74] con una función de respuesta en frecuencia supergaussiana de segundo o tercer orden según

$$H_G(\omega) = e^{-\frac{(\omega-\omega_0)^{2n}}{2\omega_c^{2n}}} \quad (3.11)$$

donde  $\omega_0$  es la frecuencia angular central,  $n$  el orden y  $\omega_c$  un valor relacionado con el ancho de banda óptico  $B_o$  (en Hz) a 3 dB según

$$\omega_c = (\ln 2)^{-2n} \pi B_o \quad (3.12)$$

El tercer orden de esta función es la indicada por Telefónica para el modelado de los multiplexores, demultiplexores y ROADM que posibilitan la transmisión multicanal y reconfigurabilidad de su red.

En el dominio eléctrico, el conjunto formado por los fotodiodos y preamplificador impondrá una respuesta en frecuencia paso bajo que reducirá adicionalmente el ruido proveniente de la amplificación óptica y del propio el receptor. Los filtros eléctricos de recepción se modelarán aquí con un filtro Bessel de fase lineal y quinto orden, en consonancia con la bibliografía existente [5, 48, 74] y la definición del modelo de respuesta en frecuencia del receptor completo definido por los principales estándares (ITU-T G-691, IEEE 802.3ba). La frecuencia de corte  $B_e$  deberá corresponder a una fracción del régimen de símbolo  $R_s$ , tomándose la relación típica de  $0.75 \cdot R_s$ .

#### **Acoplador a 3 dB**

Las relaciones entre los puertos de salida y entrada de un acoplador 2x2 a 3 dB sin pérdidas pueden describirse matricialmente como

$$\begin{bmatrix} \tilde{e}_3 \\ \tilde{e}_4 \end{bmatrix} = \bar{S}_{90^\circ ideal} \begin{bmatrix} \tilde{e}_1 \\ \tilde{e}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{e}_1 \\ \tilde{e}_2 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Los campos de entrada se combinan en cada uno de los puertos de salida con una fase relativa de  $+90^\circ$  y  $-90^\circ$ , por lo que se le denomina también como acoplador híbrido a  $90^\circ$  [92].

**Interferómetro de Mach-Zehnder con retardo de línea (MZDI)**

Una estructura Mach-Zehnder con línea de retardo MZDI (*Mach-Zehnder delay interferometer*) es un elemento clave al posibilitar, por interferometría, la conversión de las variaciones de fase de señal en variaciones de intensidad. Como se muestra en la Fig. 3.9, la señal recibida se reparte en los dos brazos de un interferómetro de Mach-Zehnder mediante un híbrido a  $90^\circ$ . En el brazo inferior la señal óptica se retarda un intervalo de símbolo,  $T_s$ , mientras que en el brazo superior se describe con  $\varphi_{DI}$  el desfase diferencial que pudiera introducirse. Tras su recombinación en un nuevo híbrido a  $90^\circ$ , el módulo de la envolvente compleja de los campos de salida (para una entrada entrada  $\tilde{e}_s$  según (3.2)),

$$\left| \tilde{e}_{o1} \right| = \frac{1}{2} \left| \mp \tilde{e}_s(t - T_s) + \tilde{e}_s(t) e^{j\varphi_{DI}} \right| \quad (3.14)$$

permite obtener las fotocorrientes, proporcionales a la potencia óptica en cada puerto de salida,

$$i_1 = R \left| \tilde{e}_{o1} \right|^2 = \frac{R}{4} (P_s(t) + P_s(t - T_s)) \pm \frac{R}{2} \sqrt{P_s(t) \cdot P_s(t - T_s)} \cos(\Delta\theta_s(t) + \Delta\theta_{ns} + \varphi_{DI}) + i_{shot_2} + i_{RIN} \quad (3.15)$$

Atendiendo al tercer sumando, se resuelve la fase diferencial  $\Delta\theta_s(t) = \theta_s(t) - \theta_s(t - T_s)$  en que se modula la información bajo codificación diferencial (y amplitud constante), con la inevitable superposición del ruido de fase  $\Delta\theta_{ns} = \theta_{ns}(t) - \theta_{ns}(t - T_s)$  de varianza (3.4).

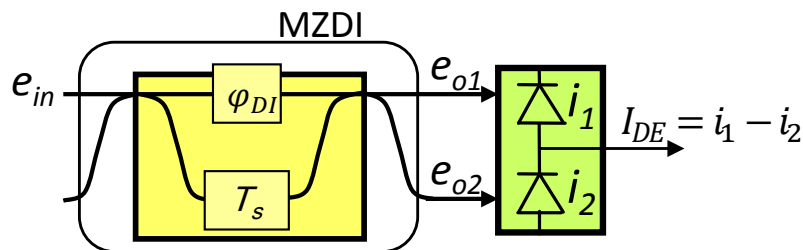


Fig. 3.9 Esquema de recepción directa basado en un interferómetro de Mach-Zehnder con línea de retardo (MZDI).

La fotodetección balanceada será conveniente para duplicar el nivel de intensidad de señal, cancelando además los dos primeros sumandos de la expresión (3.15). Resulta finalmente proyectada la fase diferencial  $\Delta\theta_s$  en la componente en fase  $I_{DE}$  siguiente,

$$I_{DE} = i_1 - i_2 = R\sqrt{P_s(t) \cdot P_s(t - T_s)} \cos(\Delta\theta_s(t) + \Delta\theta_{ns} + \varphi_{DI}) + (i_{shot\ 1} - i_{shot\ 2}) + i_{TIA} \quad (3.16)$$

Nótese que la detección balanceada posibilitará adicionalmente cancelar la común contribución de ruido RIN debido a las fluctuaciones en intensidad del láser de señal. No sucederá así con la componente de ruido *shot* de cada fotodiodo, incorreladas entre sí. La posterior introducción del ruido térmico  $i_{TIA}$ , referido a la entrada de la posterior etapa de preamplificación, completa las fuentes de ruido internas que limitarán la sensibilidad del receptor para señales de muy baja intensidad de entrada. Al igual que se expuso en el anterior capítulo, en un enlace con amplificación óptica el ruido en recepción estará fundamentalmente impuesto por el ruido ASE superpuesto. Por este motivo, se prescindirá en el desarrollo analítico de siguientes puntos de las fuentes internas de ruido del receptor.

Un interferómetro MZDI puede realizarse en tecnología de espacio libre [93, 94], mediante fibra óptica [95] u óptica integrada [96]. En la práctica el retardo de símbolo se implementa ajustando un diferente camino óptico entre los brazos del interferómetro. Aunque su ajuste preciso no es fundamental [48, 97], sí que lo será el desfase  $\varphi_{DI}$  (idealmente nulo o múltiplo de  $2\pi$ ) entre los brazos para el adecuado funcionamiento interferométrico, por este motivo se puede incorporar un control activo de temperatura [98].

### 3.3.2. Recepción directa DQPSK con MZDI

La Fig. 3.10 muestra el esquema de detección directa habitualmente descrito en la bibliografía para la demodulación de señales DQPSK. Tras la selección del canal a demodular por un demultiplexor (o filtro óptico), se disponen dos interferómetros de Mach-Zehnder con un retardo de tiempo de símbolo. Para la detección de las componentes en fase y cuadratura ( $I_{DE}, Q_{DE}$ ) se contempla en cada uno de ellos un desfase de valor ( $\varphi_{DI_I}, \varphi_{DI_Q}$ ) con un posible error  $\theta_e$  (fundamentalmente debido a la variación en temperatura y que, por simplificar, se considerará igual en ambos). La figura representa también la fotodetección balanceada y la limitación en banda de la electrónica de amplificación posterior. Si se considera ( $\varphi_{DI_I} = 0, \varphi_{DI_Q} = 90^\circ$ , con  $\theta_e = 0$ ) y amplitud constante se resuelve de forma equivalente a (3.16),



$$I_{DE} = i_1 - i_2 = R|\tilde{e}_{o1}|^2 - R|\tilde{e}_{o2}|^2 = \frac{R}{2}P_s \cos(\Delta\theta_s(t) + \Delta\theta_{ns})$$

$$Q_{DE} = i_3 - i_4 = R|\tilde{e}_{o3}|^2 - R|\tilde{e}_{o4}|^2 = \frac{R}{2}P_s \sin(\Delta\theta_s(t) + \Delta\theta_{ns})$$
(3.17)

La constelación demodulada será como la de la Fig. 3.7(b), con un desfase constante de  $45^\circ$  si se opta por  $\varphi_{DI,I} = 45^\circ, \varphi_{DI,Q} = -45^\circ$  [75, 99]. Bastará aplicar un proceso de decodificación diferencial posterior, mediante la tabla de la Fig. 3.6(b), para resolver finalmente los símbolos transmitidos.

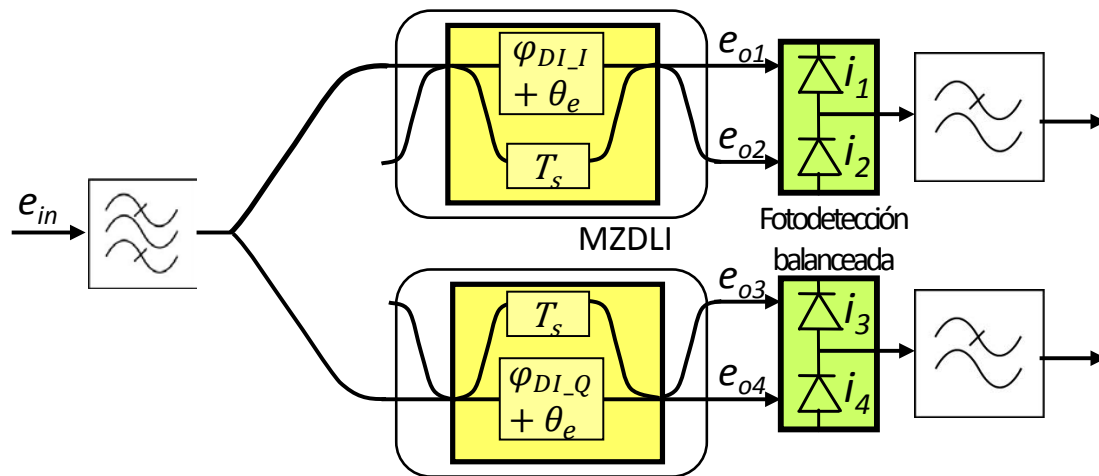


Fig. 3.10 Esquema de detección directa para señales con codificación diferencial DQPSK basado en dos interferómetros Mach-Zehnder con línea de retardo.

La viabilidad de este esquema será posible siempre que la penalización impuesta en la implementación por sus no idealidades no sea limitante. De todas las no idealidades que se pueden contemplar, es especialmente crítica el preciso ajuste del desfase ( $\varphi_{DI,I} = 45^\circ, \varphi_{DI,Q} = -45^\circ$ ) entre los brazos de cada interferómetro [75, 99]. Un desajuste  $\theta_e$  se transformará en un desplazamiento en frecuencia  $\Delta f_{MZ}$  de la función de transferencia del interferómetro a través de la relación siguiente

$$\theta_e = 2\pi\Delta f_{MZ}T_s$$
(3.18)

Para una penalización en la OSNR de 1 dB, el máximo desfase admisible es de  $20.5^\circ$  para DPSK y se reduce en un factor de tres, hasta  $6.5^\circ$ , para DQPSK [48]. Si se expresa este límite como cociente entre el desajuste en frecuencia y el régimen binario ( $\Delta f_{MZ}/R_b$ ) [100], para una penalización de 1 dB se obtiene una relación  $\Delta f_{MZ}/R_b$  máxima del 1% y del 0.5% bajo DQPSK y PM-DQPSK respectivamente (nótese que con POLMUX se duplicaría en (3.18) el tiempo de símbolo). Bajo 100 Gbps-NRZ-DQPSK se admitirá por tanto un máximo desajuste en frecuencia  $\Delta f_{MZ}$  de 1 GHz ó equivalentemente de 500 MHz con POLMUX. Estos valores son viables en una

implementación del interferómetro MZDI en espacio libre, que presenta variaciones en frecuencia menores de 750 MHz en su rango de temperatura, mostrando una dependencia con la temperatura menor de 20 MHz/°C [93]. La implementación sobre fibra u óptica integrada requerirá un preciso control y estabilización con la temperatura en una fracción del °C (por ej, en fibra se produce una variación del orden de 1.45 GHz/°C [94]).

Recientemente se ha propuesto un esquema alternativo, basado en la combinación de la señal de entrada con su valor retardado en un híbrido a 90° con fotodetección balanceada [48]. Su integración óptica en una estructura MMI posibilita la operación en un amplio ancho de banda de operación con mínimos desbalances de fase y amplitud, evitando el preciso ajuste de fases ( $\varphi_{DI,I}, \varphi_{DI,Q}$ ) [96, 101].

### **Demultiplexación en polarización bajo modulación PM-DQPSK**

La transmisión a 100 Gbps sobre DQPSK implica una tasa de símbolo  $R_s$  de aproximadamente 53.5 Gbaud/s, una vez se ha contabilizado, como se describió en el apartado 2.3.2, una sobrecarga del 7% por la aplicación de técnicas de corrección de errores FEC [5]. Su multiplexación WDM requerirá de un espaciado entre canales según la rejilla ITU de 100 GHz, resultando en una eficiencia espectral cercana a 1 bit/s/Hz. Modesta si se compara con la eficiencia de 0.8 bit/s/Hz al transmitir 40 Gbps sobre DQPSK en la rejilla ITU de 50 GHz [70]. La adopción de un esquema de multiplexación en polarización permitirá reducir a la mitad el régimen de símbolo, 26.75 Gbaud/s, y por lo tanto el ancho de banda óptico utilizado y eléctrico necesario. Esto se traduce en una doble eficiencia espectral (al ser ya compatible con la rejilla ITU de 50 GHz) y disponer de una mayor resistencia ante los efectos dispersivos del canal.

Sin embargo, la multiplexación en polarización aumentará la complejidad del receptor puesto que, como se aprecia en la Fig. 3.11, se requerirán dos componentes ópticos adicionales. Por un lado un control automático de polarización APC (*Automatic Polarization Controller*), que ajuste dinámicamente la polarización de la señal de entrada a los ejes del receptor, y un divisor de polarización PBS, que redirija las componentes de polarización demultiplexadas a cada uno de los receptores DQPSK. Se descarta de este modo aquí la opción planteada en [91] de resolver digitalmente, en sustitución del APC óptico, la demultiplexación en polarización siguiendo un procesamiento idéntico al del receptor coherente digital.

El esquema planteado en la Fig. 3.11 ha demostrado su capacidad para la recepción de regímenes superiores a 100 Gbps transmitidos sobre largas distancias [83, 102, 103, 104].

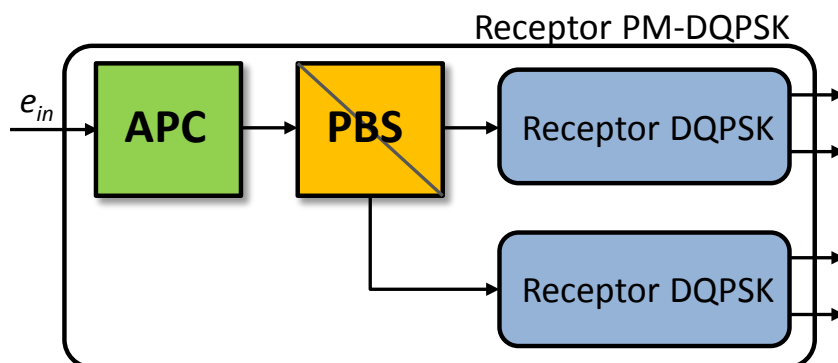


Fig. 3.11 Esquema de un receptor DQPSK con diversidad de polarización.

### 3.3.3. Estimación teórica de la probabilidad de error ante ruido de amplificación

La atenuación infringida por la fibra será periódicamente compensada por los amplificadores ópticos EDFA ubicados a lo largo del enlace. Sin embargo, el ruido óptico AWGN acumulado degradará la relación señal a ruido óptica en recepción (OSNR) y en consecuencia la probabilidad de error por bit  $P_e$ . La componente de ruido más limitante tras la respuesta cuadrática en fotodetección será la producida por el batido de la señal con el ruido ASE, siendo proporcional al producto de la potencia de ambos. Al igual que en la recepción del esquema IM/DD, esta componente de ruido dominará sobre todas las demás fuentes de ruido internas (como ruido *shot* o de amplificación), resultando en un receptor limitado por ruido ASE. No obstante, a diferencia de los esquemas IM/DD y esquemas coherentes (véanse las expresiones (2.48) y (4.11), respectivamente), no podrá volver a asumirse aquí una distribución gaussiana de las componentes de ruido sobre la señal demodulada [5]. Como consecuencia, desde la derivación analítica de su  $P_e$ , la detección directa de una modulación DQPSK sufrirá una penalización adicional en la OSNR necesaria para alcanzar una  $P_e$  de  $10^{-3}$  de 1.9 dB respecto a su detección coherente. Esto es debido a que al tomar como referencia la propia señal retrasada, afectada también por el ruido del canal, empeorará adicionalmente la probabilidad de error. La probabilidad de error bajo detección directa y modulación DQPSK en un canal AWGN (con ruido ASE), incluyendo una variación de fase  $\theta_e$  del receptor (véase Fig. 3.10), corresponde analíticamente a la siguiente expresión [75, 99],

$$P_e = \frac{1}{2} \left\{ Q_1(a_+, b_+) - \frac{1}{2} e^{-(a_+^2 + b_+^2)/2} I_0(a_+ b_+) + Q_1(a_-, b_-) - \frac{1}{2} e^{-(a_-^2 + b_-^2)/2} I_0(a_- b_-) \right\} \quad (3.19)$$

$$a_{\pm} = \sqrt{SNR \left[ 1 - \cos\left(\frac{\pi}{4} \pm \theta_e\right) \right]}; b_{\pm} = \sqrt{SNR \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi}{4} \pm \theta_e\right) \right]}$$

Siendo  $Q_1$  e  $I_0$  funciones de Marcum de primer orden y Bessel de primera especie y orden cero, respectivamente. La relación señal a ruido por símbolo en recepción,  $SNR$ , se define como el cociente entre la energía promedio por símbolo demodulado ( $E_s$ ) y la densidad espectral de potencia de ruido ASE ( $S_{ASE}$ ) según

$$SNR = \frac{E_s}{S_{ASE}} \quad (3.20)$$

La OSNR corresponde, de acuerdo a (2.50), al cociente entre la potencia promedio de señal  $P_s$  (idéntica a la transmitida si se compensa periódicamente la atenuación) y la potencia de ruido ASE medida en ambas polarizaciones en un ancho de banda de referencia  $\Delta f_{ref}$  de 12.5 GHz ó 0.1 nm. Según esto, la OSNR (dB en 0.1 nm) guardará la siguiente relación con la SNR definida en (3.20) bajo la recepción DQPSK a  $R_s = 53.5 \text{ Gbaud/s}$ .

$$OSNR(\text{dB en } 0.1 \text{ nm}) = \frac{P_s}{P_{ASE}} = \frac{E_s R_s}{2 S_{ASE} \Delta f_{ref}} = SNR + 3.3 \text{ dB} \quad (3.21)$$

En un sistema bajo diversidad en polarización o multiplexación en polarización (PM-DQPSK), la reducción a la mitad de la tasa de símbolo (para un mismo régimen binario) compensará el incremento de potencia al multiplexar dos polarizaciones ortogonales, resultando en una idéntica expresión final,

$$OSNR(\text{dB en } 0.1 \text{ nm}) = \frac{P_{s,x} + P_{s,y}}{P_{ASE}} = \frac{E_s}{S_{ASE}} + 3.3 \text{ dB} \quad (3.22)$$

La representación gráfica en la Fig. 3.12 de la probabilidad de error respecto a la OSNR muestra la penalización de 1.9 dB (para una  $P_e = 10^{-3}$ ) del esquema de detección directa respecto a una recepción coherente, y la esperada mejora en aproximadamente 6 dB de esta última respecto al esquema IM/DD.

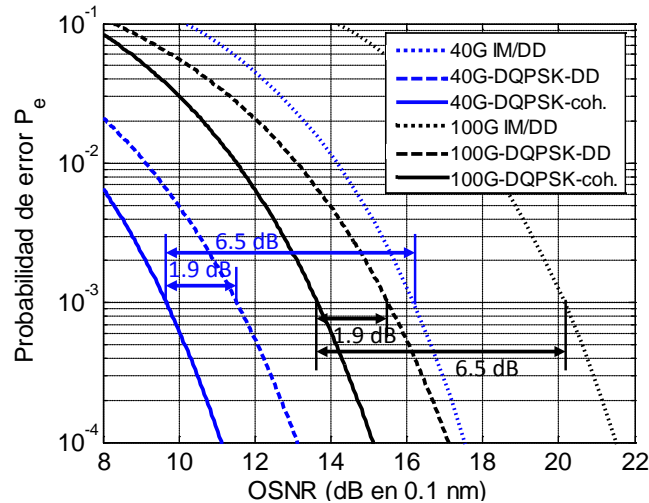


Fig. 3.12 Comparación IM/DD, DQPSK con det. directa y coherente a 40/100 Gbps.

### 3.4. Modelo numérico del enlace óptico de referencia

Una vez actualizada la herramienta numérica con los modelos de transmisor y receptor necesarios para la generación y recepción de señales DQPSK/PM-DQPSK, se usará para la evaluación numérica de la transmisión a 100 Gbps en el ámbito del proyecto 100-GET-ES [16]. En esta sección se describirá la caracterización del enlace óptico que, como escenario desfavorable, hace Telefónica de su propia red troncal. El enlace óptico está formado por la concatenación de ocho tramos de fibra óptica de 80 km hasta cubrir una distancia de 640 km (por ej. el enlace Madrid-Barcelona). Efectivamente, tal y como Telefónica expone en referencia a su red óptica troncal [105, 106], el 75% de los enlaces ópticos resultantes entre sus distintos nodos corresponde a una distancia menor de 700 km. La fibra utilizada es monomodo estándar, cuya atenuación y elevada dispersión en la tercera ventana requerirá su compensación periódica con la inserción de un amplificador óptico de dos etapas EDFA y un módulo de compensación de la dispersión (DCF). Su ubicación, cada 80 km, corresponde al máximo distanciamiento entre los anteriores regeneradores optoelectrónicos que sustituyeron. De este modo, la principal limitación será la resultante acumulación con la distancia de los efectos no-lineales y dispersión de polarización no compensados de la fibra. Nótese que frente al aumento en capacidad obtenido tras esa primera actualización de la infraestructura óptica existente, posibilitando la aplicación de técnicas WDM, se contempla en la actualidad la sustitución de la tradicional técnica de transmisión IM/DD a formatos de modulación de mayor eficiencia espectral para superar la limitación en banda impuesta por los EDFA. Simultáneamente los operadores han iniciado la transición de enlaces WDM punto a punto a redes troncales reconfigurables (véase la Fig. 3.13 representativa de esta red

troncal de telefónica), para poder gestionar remota y dinámicamente el tráfico, proporcionando un mayor ancho de banda a aquellos nodos que lo requieran. El paso de esta gestión estática (sólo configurable manualmente) a otra dinámica y reconfigurable es posible desde dispositivos ROADM (*reconfigurable optical add drop multiplexor*). Aunque hay múltiples tecnologías para su implementación – PLC, O-MEMs (*optical micro-electro mechanical systems*)-, pueden esquemáticamente representarse con multiplexores/demultiplexores que consiguen dirigir mediante bloqueadores de longitud de onda (WSS, *wavelength selective switchers*) los canales WDM para su paso, adición o extracción.

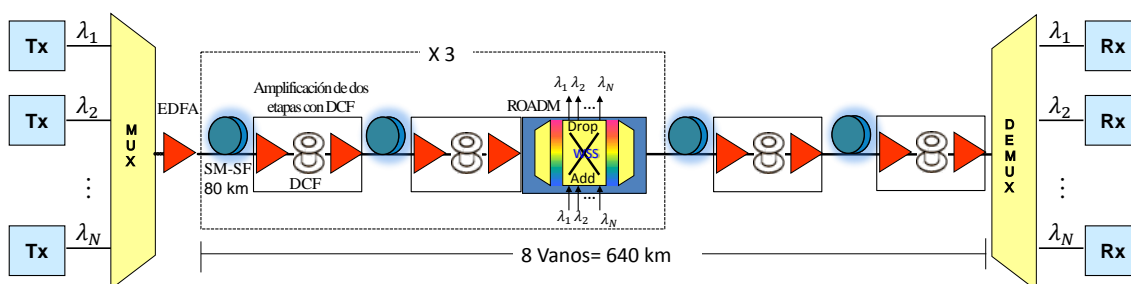


Fig. 3.13 Esquema del enlace óptico de referencia de Telefónica bajo simulación.

Es precisamente en la actualización a 100 Gbps de los enlaces troncales de los operadores europeos sobre las distancias requeridas, menores de 1000 km, donde el formato de detección directa bajo modulación DQPSK anteriormente estudiado puede ser una interesante opción a medio plazo frente a la recepción digital coherente por consumo, coste y sencillez (véase Tabla 3.1).

En la Tabla 3.2 se detallan los parámetros del enlace óptico representado en la Fig. 3.14 y un detalle de la propia red troncal de Telefónica [16]. Es importante apuntar que la exacta reproducción periódica del patrón ideal de compensación de dispersión ahí descrito, además de irreal, supondrá una continua superposición de efectos no-lineales (como se verá en la sección 3.6). No será por lo tanto realista asignar un preciso valor constante de dispersión en tanto que las propias variaciones estáticas (variación del diámetro del núcleo de la fibra con la distancia por la fabricación o instalación, desviaciones en la longitud tendida o combinación de fibras de diversos fabricantes) o dinámicas (esencialmente variación con la temperatura [107]) podrán modificar puntualmente a pequeña escala su valor. En consecuencia, un modelo más realista de fibra debería incluir sobre el valor ideal una variación normal (de desviación típica  $\sigma_D$ ) en una pequeña escala del orden de kilómetros (coincidente aquí con el paso de simulación de 200m) [55, 108]. Tal y como se representa en la Fig. 3.14, se ha distinguido para este esquema de compensación, denominado “mapa de dispersión A”, entre una implementación ideal ( $\sigma_D = 0$  ps) y una más realista con una desviación

típica del 5% respecto a la dispersión nominal de la fibra estándar ( $\sigma_D/D=5\%$  ó  $\sigma_D= 1$  ps/nm/km). En este último caso habrá que constatar que la dispersión residual resultante al final del enlace de referencia, de valor típico 10 ps/nm, sea tolerable para un esquema de recepción que no dispone de elemento alguno de compensación dinámica adicional [109]. El efecto PMD se simula, tal y como se expuso en el punto 2.2.5, mediante la concatenación de tramos birrefringentes que siguen una variación normal del 20% en su coeficiente de dispersión de polarización para modelar así su efecto de orden superior (variación con la longitud de onda) [46]. La fibra se simulará mediante el método de *Split-Step Fourier* (SSF), dividiéndola en tramos en los que superponer los efectos de propagación lineal y no-lineal. La elección de tramos de 200 m para la fibra estándar y de 100 m para la fibra DCF, del orden de la longitud de colisión (o longitud durante la que símbolos de diferentes canales interactúan), asegurarán que en cada paso de simulación el máximo desfase no-lineal sea menor de 1.3 mrad. Estos valores, en consonancia con otros estudios numéricos similares [74, 110, 111], mostraron ser los mínimos necesarios para la adecuada simulación del enlace. Al ser el efecto no-lineal FWM despreciable, dado el alto coeficiente de dispersión local de las fibras consideradas, podrán realizarse simulaciones multibanda resolviendo por el método SSF la propagación de los distintos canales con el sistema de ecuaciones NLSE acopladas (2.44).

Parámetros	Fibra estándar	Fibra DCF
Longitud en cada vano [km]	80	16
Atenuación [dB/km]	0.35	0.5
Dispersión [ps/(nm·km)]	20	-100
Pendiente de dispersión [ps/(nm <sup>2</sup> ·km)]	0.06	-0.3
Coefficiente de no-linealidad [(mW·km) <sup>-1</sup> ]	0.00165	0.003
Coefficiente de dispersión de polarización (PMD) [ps/√km]	0.15	0.15

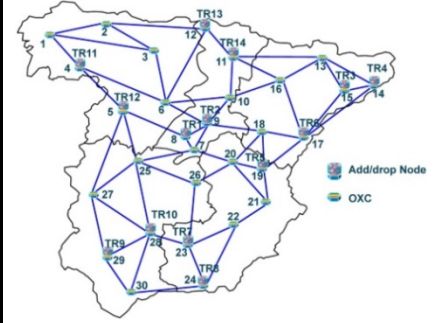


Tabla 3.2 Parámetros de las fibras del enlace de referencia de la red troncal de Telefónica [16].

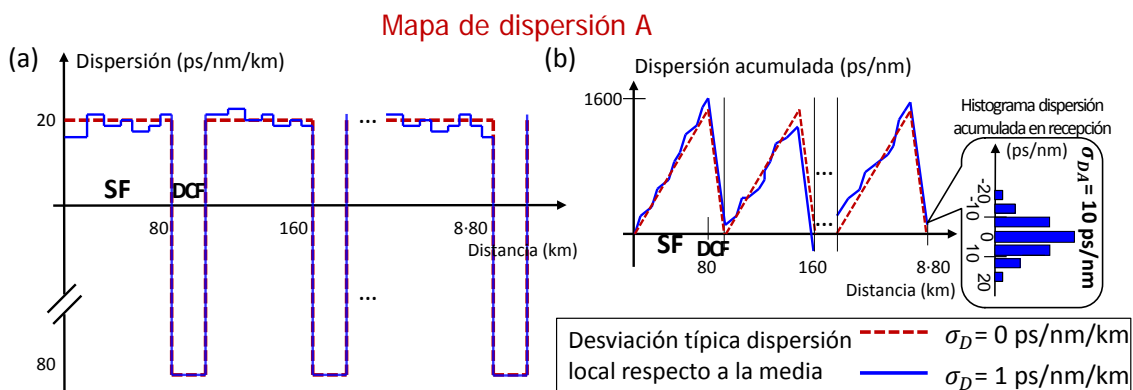


Fig. 3.14 Esquema del mapa de dispersión A (a) dispersión local respecto a la distancia (b) dispersión acumulada con la distancia e histograma en recepción.



Cada uno de los amplificadores EDFA (de transmisión, línea o pre-amplificación) dispone de una ganancia plana en banda-C de 18 dB y una figura de ruido de 5 dB. Es fácil comprobar que la figura de ruido total del amplificador óptico de dos etapas según la correspondiente Fórmula de Friis [112] es de 5.4 dB. Dado que su máxima potencia de salida es de 21 dBm, deberá considerarse una máxima potencia por canal de 2 dBm ante la transmisión de 80 canales.

El multiplexor y demultiplexor, implementados habitualmente con AWG (*array waveguide grating*), se modelan como filtros gaussianos de tercer orden (3.11) con ancho de banda 75 GHz ó 35 GHz según se considere una rejilla WDM de 100 GHz ó 50 GHz, respectivamente. Cada ROADM se modela por su parte como la concatenación del filtrado paso banda impuesto por el conjunto MUX/DEMUX, degradando adicionalmente la señal y por lo tanto su máximo alcance (sus pérdidas de inserción se compensan con la amplificación óptica). En este estudio se distinguirá entre dos escenarios: un enlace directo (sin ROADMs) y un enlace con ROADMs alternos (uno cada dos tramos de fibra, contabilizando un total de 3 ROADMs intermedios). Aunque no se detalle, la adopción de una codificación RZ-DQPSK en sustitución de la aquí estudiada NRZ-DQPSK, mostrará una mayor resistencia a la concatenación de ROADMs y a la dispersión de polarización debido al menor impacto de la distorsión intersimbólica resultante [23, 113].

La evaluación del sistema se realizará mediante simulaciones numéricas que, bajo el método de Monte-Carlo, permitirán resolver la probabilidad de error  $P_e$ . Se utilizarán para ello el suficiente número de secuencias de 512 símbolos (con un mínimo de 50 secuencias o un total de 25600 símbolos) hasta asegurar la convergencia de la  $P_e$ . Se fijará para ello una  $P_e$  mínima objetivo de  $2.4 \cdot 10^{-3}$ , que se asume corresponde a una transmisión libre de errores cuando se adoptan técnicas de corrección de errores FEC tras recepción [73]. Al requerir la codificación FEC de un incremento de la tasa de símbolo cercano al 7% para la inserción de sus códigos de corrección, la transmisión a 100 Gbps requerirá de un régimen de símbolo  $R_s$  de valor 53.5 Gbaud/s ó 26.7 Gbaud/s según se utilice una modulación DQPSK o PM-DQPSK, respectivamente. Destacar finalmente que el ruido de fase no introducirá penalización alguna en el sistema para el ancho de línea  $\Delta f_F = 5 \text{ MHz}$  considerado en transmisión (típico para un láser DFB, *distributed feed-back*), en consonancia con lo indicado en la sección 3.3.



### 3.5. Transmisión de un único canal a 100G-NRZ-DQPSK bajo el enlace de referencia

La transmisión 100G-(PM)-DQPSK en el enlace óptico de referencia de Telefónica se estudiará en esta sección para un canal, y en la próxima sección para múltiples canales. Aquí, adicionalmente, se evaluará de forma pormenorizada la penalización infringida por efecto del ruido ASE, los efectos de dispersión cromática y de polarización de la fibra, el filtrado por la concatenación de ROADMs y la respuesta no-lineal del canal.

Únicamente en este apartado se tomará una  $P_e$  objetivo de  $10^{-3}$  (ligeramente menor que la impuesta por la técnica corrección errores FEC), esto permitirá comprobar la similitud entre los resultados numéricos y aquellos obtenidos experimentalmente o bajo simulación en la bibliografía.

#### 3.5.1. Efecto del ruido de amplificación en el escenario de referencia

La compensación periódica de la atenuación de la fibra por los amplificadores ópticos degradará la relación señal a ruido (OSNR) en recepción. La Fig. 3.15 muestra en trazo discontinuo la evolución teórica de la  $P_e$  bajo detección directa en función de la OSNR al considerar diferentes potencias de señal en las expresiones (3.19)-(3.22). La correcta configuración del enlace se justifica fácilmente al comprobar la correspondencia de los resultados con los de un canal AWGN (trazo rojo). Los resultados numéricos para el enlace de referencia sin ROADM intermedios de la Tabla 3.2 bajo modulación DQPSK y PM-DQPSK se representa, respectivamente, en trazo continuo negro y azul (en todo caso muy próximos como es de esperar según (3.21)-(3.22)). Se aprecia una razonable penalización en la OSNR necesaria para una  $P_e = 10^{-3}$  de 1.2 dB y 0.5 dB para DQPSK y PM-DQPSK, respectivamente [114]. El esquema sin diversidad de polarización muestra una mayor penalización al computarse el ruido en ambas polarizaciones y, especialmente, por la mayor degradación del canal como consecuencia de su mayor tasa de símbolo. En ningún caso se aprecia limitación alguna por los efectos no-lineales de la fibra dado el reducido nivel de potencia de señal empleado (en todo caso menor de 2 dBm).

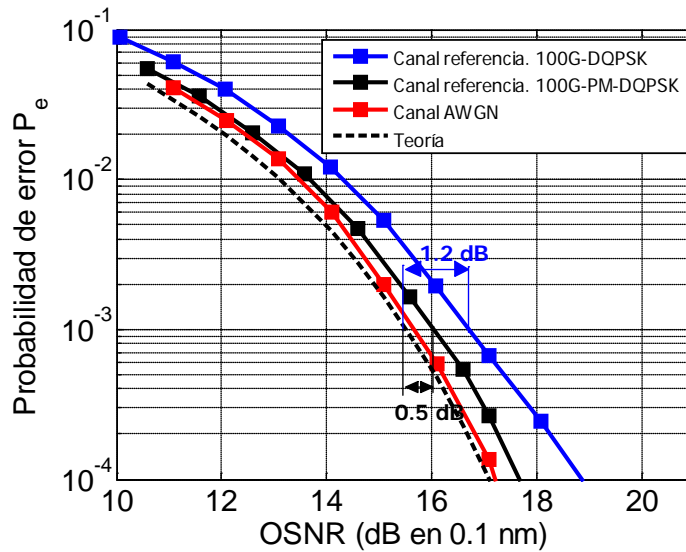


Fig. 3.15 Comparación de la estimación teórica (trazo discontinuo) y la simulación numérica de la probabilidad de error respecto a la OSNR de entrada para la transmisión a 100G-DQPSK en el canal de referencia.

### 3.5.2. Efecto del desfase entre los brazos del interferómetro de Mach-Zehnder

Como se explicó en el punto 3.3.2, un desfase en la fase  $\theta_e$  entre los brazos del interferómetro de Mach-Zehnder (por ejemplo debido al efecto de la temperatura) se traducirá en un desplazamiento en frecuencia  $\Delta f_{MZ}$  de su función de transferencia según (3.18). En la Fig. 3.16 se observa la coincidencia numérica con la teórica al respecto de una penalización en la OSNR de 1 dB para un desplazamiento normalizado por tasa de bit ( $\Delta f_{MZ}/R_b$ ) del 1% y 0.5 % para DQPSK y PM-DQPSK, respectivamente. El esquema de recepción con diversidad en polarización presenta una tolerancia menor a desplazamientos en la respuesta en frecuencia del interferómetro, como se aprecia resumidamente en la Tabla 3.3, requiriendo por tanto un mejor control activo de la temperatura si ésta es la causa de los errores en el desfase  $\theta_e$ .

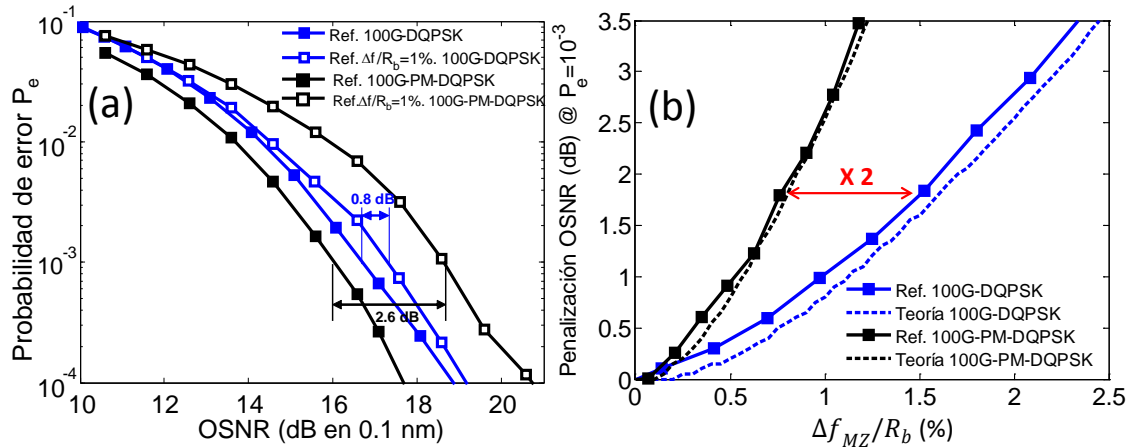


Fig. 3.16 Efecto del desfase entre los brazos del interferómetro (a) evolución de la probabilidad de error para  $\Delta f_{MZ}/R_b = 1\%$  (b) penalización OSNR respecto al desplazamiento en frecuencia

Penalización OSNR (dB en 0.1 nm)	DQPSK		PM-DQPSK	
	$\Delta f_{MZ}/R_b$	$\Delta f_{MZ}$ ( $R_b = 107 \text{ Gbps}$ )	$\Delta f_{MZ}/R_b$	$\Delta f_{MZ}$ ( $R_b = 107 \text{ Gbps}$ )
1 dB	$\pm 1.1 \%$	$\pm 1.2 \text{ GHz}$	$\pm 0.5 \%$	600 MHz
2 dB	$\pm 1.7 \%$	$\pm 1.8 \text{ GHz}$	$\pm 0.8 \%$	900 MHz

Tabla 3.3 Penalización estimada en la OSNR por desplazamientos en frecuencia del MZDI.

### 3.5.3. Efecto de la dispersión residual acumulada en el enlace

En la implementación práctica del enlace bajo compensación de dispersión descrito en la Fig. 3.14 podrá producirse una dispersión acumulada no nula en los canales bajo transmisión. Si se fija una máxima penalización de 2 dB en la OSNR necesaria para  $P_e = 10^{-3}$  se comprueba, atendiendo a la Fig. 3.17, que la máxima dispersión acumulada admisible (en valor absoluto) será aproximadamente de 30 ps/nm bajo modulación DQPSK. Bajo multiplexación en polarización, al reducirse a la mitad el régimen de símbolo, apenas se apreciará penalización alguna al incrementarse en un factor de cuatro su resistencia a la dispersión, tolerando una máxima dispersión residual (en valor absoluto) de aproximadamente 120 ps/nm. Estos valores coinciden muy razonablemente con los indicados en la bibliografía [115] o los reflejados en la Tabla 3.1. Nótese en consecuencia que para la desviación típica de la dispersión residual del mapa de dispersión A realista, próxima a 10 ps/nm según se aprecia en la Fig. 3.14 (para  $\sigma_D/D=5\%$  o  $\sigma_D= 1 \text{ ps/nm/km}$ ), no se apreciará penalización adicional alguna.

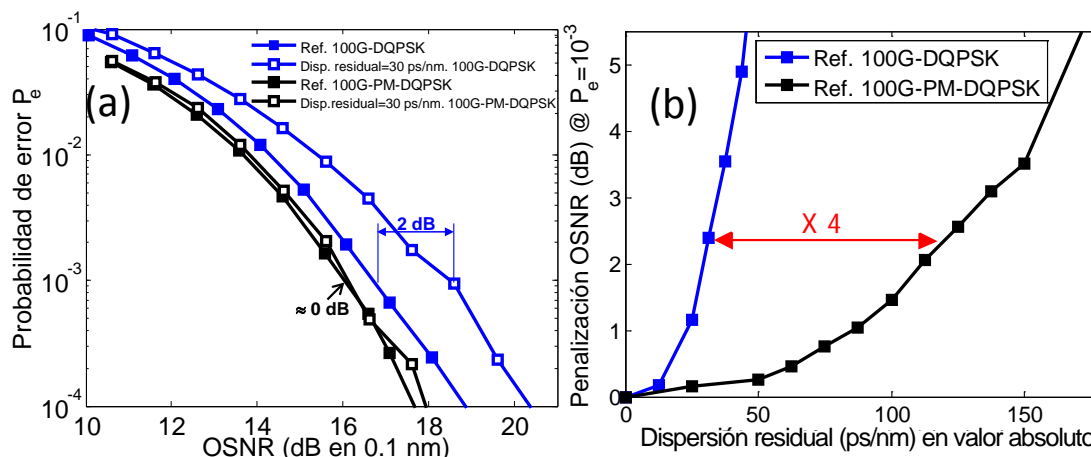


Fig. 3.17 Efecto de la dispersión residual acumulada del enlace (a) evolución probabilidad de error para dispersión residual 30 ps/nm (b) penalización OSNR respecto la dispersión residual.

### 3.5.4. Efecto de la dispersión de polarización

La pérdida de la perfecta circularidad en la geometría del núcleo de la fibra ocasionará la no-degeneración de los modos ortogonales que componen el modo fundamental. Como consecuencia de su comportamiento dinámico experimentarán un retardo diferencial de grupo promedio  $\langle DGD \rangle$ , reflejado en un ensanchamiento o dispersión por modo de polarización PMD. Este retardo está directamente relacionado según (2.41) con la distancia de transmisión y el coeficiente de dispersión de polarización  $D_p$  de la fibra. Como se desprende de la bibliografía [115] o la propia Tabla 3.1, se producirá una penalización de 2 dB en la OSNR cuando el valor del  $\langle DGD \rangle$  suponga un 35% del tiempo de símbolo. Esto corresponde ciertamente a los resultados numéricos obtenidos para nuestro enlace de referencia en la Fig. 3.18 al incrementar el  $\langle DGD \rangle$  con el coeficiente  $D_p$ , apreciándose esa penalización para los valores de 7.5 ps y 10 ps bajo modulaciones DQPSK y PM-DQPSK, respectivamente. Nótese que si bien con POLMUX se aprecia una menor penalización por la dispersión de polarización, no alcanza sin embargo el factor de resistencia doble que sería de esperar como consecuencia de operar a la mitad de régimen de símbolo. Según las referencias [83, 116] esto puede ser debido a una limitación adicional por la interacción no-lineal entre las componentes ortogonales de polarización que no se produciría bajo DQPSK. Destacar finalmente que para el reducido coeficiente de dispersión de polarización indicado por Telefónica para su enlace de referencia,  $D_p = 0.15 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$  correspondiente a un  $\langle DGD \rangle = 4 \text{ ps}$ , se producirá una penalización menor de 0.5 dB con independencia del formato de modulación.

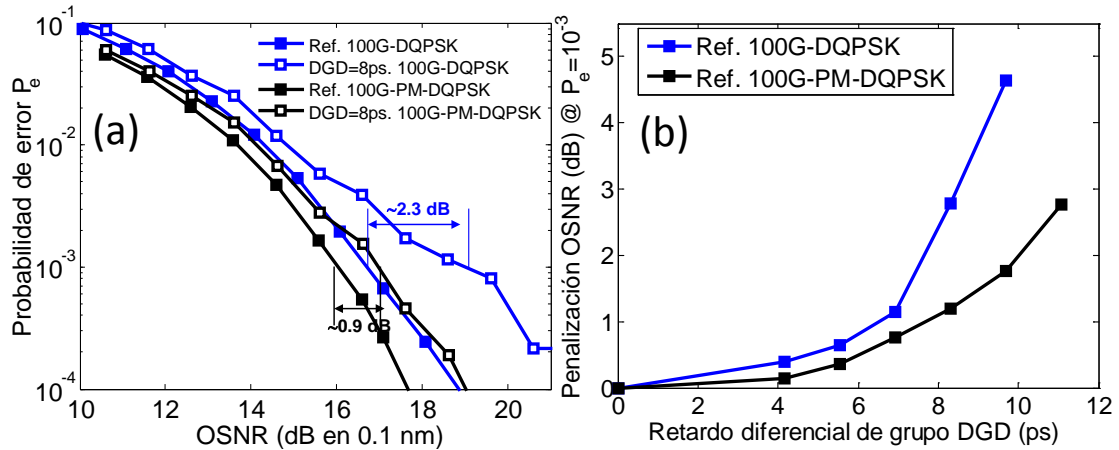


Fig. 3.18 Efecto de la dispersión de polarización en el enlace de referencia (a) evolución probabilidad de error para un  $\langle DGD \rangle$  de 8 ps (b) penalización en la OSNR respecto a  $\langle DGD \rangle$ .

### 3.5.5. Penalización por la inserción de ROADMs

La inserción periódica de ROADMs en el enlace óptico es necesaria para posibilitar redes reconfigurables y la gestión del gran ancho de banda resultante de la operación a 100 Gbps bajo WDM. Sin embargo introduce una nueva limitación como consecuencia del filtrado y paulatina reducción del ancho de banda efectivo por su conexión en cascada. Para el modelo descrito de ROADM (como concatenación de un DEMUX y MUX para tener acceso a los canales individuales), tras cuatro de ellos se habrá reducido el ancho de banda efectivo en un tercio y producido una penalización próxima a 2 dB, tal como se aprecia en la Fig. 3.19. Nótese que el formato PM-DQPSK, pese a ocupar la mitad del ancho de banda que el DQPSK, mostrará una similar penalización bajo el filtrado de los ROADMs al reducirse también a la mitad su ancho de banda para posibilitar la compatibilidad con la rejilla multicanal a 50 GHz.

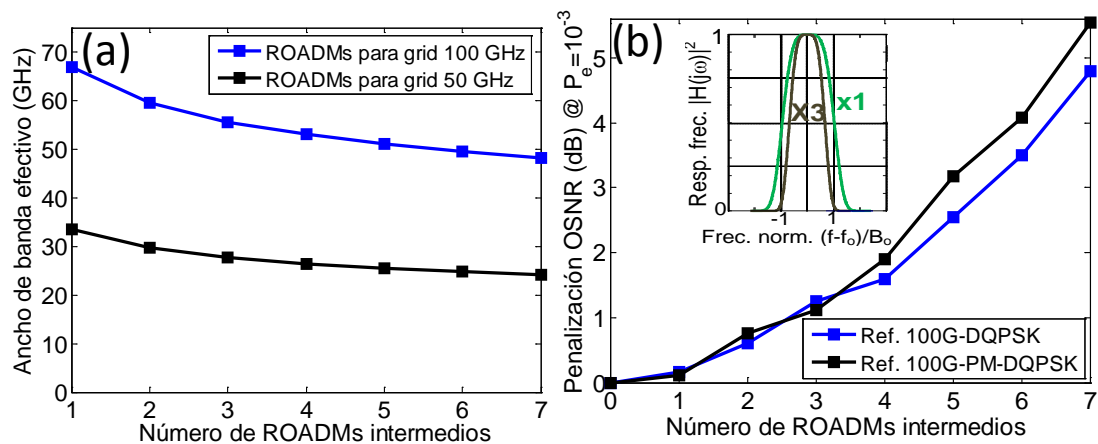


Fig. 3.19 Penalización por la inserción de ROADMs en el enlace de referencia (a) reducción ancho de banda efectivo con la concatenación de ROADM (b) penalización de la OSNR respecto al número de ROADM intermedios.

### 3.5.6. Efectos no-lineales en la propagación de un único canal

El elevado coeficiente de dispersión local del enlace imposibilitará la generación de productos de intermodulación por el efecto no-lineal FWM [74]. Asimismo será irrelevante, dada la constante intensidad de los símbolos bajo el formato QPSK, el desfase inducido por los efectos SPM y XPM. De este modo, la principal limitación en los formatos de modulación en fase surge de la interacción no-lineal en la fibra entre la señal y el ruido ASE [72].

La interacción no-lineal entre señal y ruido se manifestará de forma general como una fluctuación aleatoria de las características de la señal (amplitud, retardo, fase o frecuencia) [117]. Por ejemplo, tal y como se describió en el punto 2.5.1, la propagación solitónica experimentará un retardo o *jitter* aleatorio dentro de su tiempo de bit, limitando su propagación a largas distancias (límite de Gordon-Haus [52]). Ahora, para formatos de modulación en fase, serán especialmente críticas las fluctuaciones de fase inducidas por un fenómeno no-lineal descrito en 1990 y conocido como efecto de Gordon-Mollenauer [5, 118].

El ruido de fase no lineal (NLPN, *non-linear phase noise*) se produce según (2.18) por la transformación no-lineal de las variaciones en amplitud de la señal, inducidas por el ruido ASE, en fluctuaciones aleatorias de fase. Su penalización será doble en un esquema de detección directa respecto a una recepción coherente, en tanto que el ruido NLPN estará presente en cada uno de los dos símbolos necesarios para la estimación diferencial de fase [119, 120]. La Fig. 3.20 ilustra este efecto y la resultante constelación en espiral, reflejo de su naturaleza no lineal.

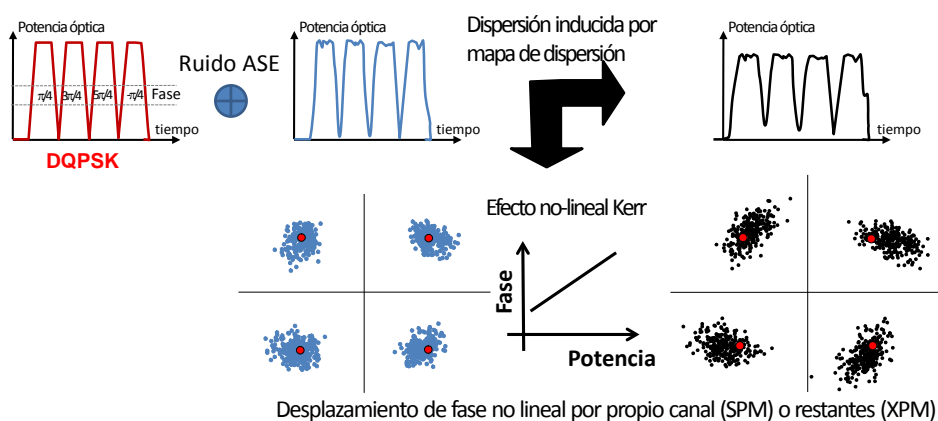


Fig. 3.20 Representación del desplazamiento en fase no lineal experimentado por la señal DQPSK e inducido por el propio canal (SPM) o por los restantes canales (XPM).

Al transmitir un único canal, el ruido NLPN sólo podrá ser inducido por el efecto SPM de la fibra. Si se considera, en una primera aproximación, la ausencia de dispersión o

una exacta compensación periódica de la dispersión, el ruido NLPN generado por la superposición de ruido ASE tras una cascada de  $N_A$  amplificadores EDFA será

$$\begin{aligned} \Phi_{NL} = \gamma_{eff} L_A \left\{ \left| \sqrt{P_s} + n_{ASE\ 1} \right|^2 + \left| \sqrt{P_s} + n_{ASE\ 1} + n_{ASE\ 2} \right|^2 + \dots \right. \\ \left. + \left| \sqrt{P_s} + n_{ASE\ 1} + n_{ASE\ 2} + \dots + n_{ASE\ N_A} \right|^2 \right\} \end{aligned} \quad (3.23)$$

donde  $n_{ASE\ k}$  es el ruido de amplificación introducido por el amplificador k-ésimo, modelado según (2.49) como un ruido AWGN. Por  $\gamma_{eff} = \gamma/F_{AO}$ , con  $F_{AO}$  definido en (2.26), se describe el coeficiente de no-linealidad efectivo en cada vano entre amplificadores, resultado de la periódica disminución del nivel de señal óptica. Merece destacarse aquí que el carácter determinista del ruido NLPN en la propagación de un único canal permitirá, bajo una recepción coherente digital y desde el conocimiento del enlace óptico, la compensación parcial de este ruido de fase no-lineal [121].

Como se resuelve en [92, 118] para una elevada OSNR, el ruido NLPN describirá una distribución gaussiana de siguiente varianza  $\langle \Phi_{NL}^2 \rangle$ ,

$$\langle \Phi_{NL}^2 \rangle = \frac{1}{3} \frac{\langle \Phi_{NL} \rangle^2}{K_{POLMUX} OSNR}; \quad \langle \Phi_{NL} \rangle = \gamma_{eff} L P_s \quad (3.24)$$

donde el factor  $K_{POLMUX}$  valdrá dos bajo multiplexación en polarización (uno en su defecto) y  $\langle \Phi_{NL} \rangle$  es la media del ruido NLPN. Cuando el ruido NLPN iguale al ruido de fase lineal, se marcará el inicio de la limitación no-lineal del canal y de la consiguiente distorsión en espiral de la constelación demodulada. En [118] se fija por simplicidad un valor de referencia  $\langle \Phi_{NL} \rangle = 1\ rad$  que, para el enlace de referencia de Telefónica, corresponde a una potencia de transmisión de 5.8 dBm y 2.8 dBm (3 dB menos) para la modulación DQPSK y PM-DQPSK, respectivamente. Mientras que en la Fig. 3.21(a)-(b) no se observa ciertamente para 2 dBm el efecto del ruido NLPN en la constelación demodulada, sí que se aprecia en torno a los anteriores valores en la Fig. 3.21(c) el cambio de tendencia entre la limitación lineal por ruido ASE a su limitación no-lineal. En esta figura se representa la evolución de la probabilidad de error con la potencia de señal inyectada en la fibra por componente de polarización y periódicamente restituida por la amplificación óptica. Nótese que la introducción de los ROADMs supondrá una penalización adicional próxima a 1.2 dB, con independencia del formato, en correspondencia con la anterior Fig. 3.19.



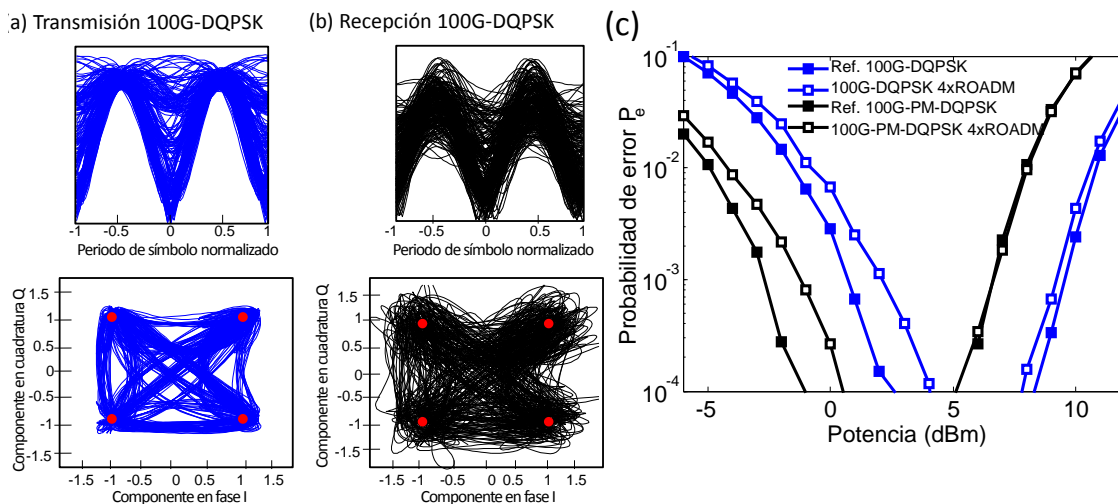


Fig. 3.21 Transmisión 100G-DQPSK. Diagrama de ojos para 2 dBm de potencia (a) sin canal (b) con canal. (c) Evolución probabilidad de error respecto a la potencia de entrada por componente de polarización.

### 3.6. Transmisión WDM a 100G-NRZ-DQPSK bajo el enlace de referencia

En una transmisión multicanal el ruido NLPN inducido en un canal en concreto podrá verse acrecentado por las fluctuaciones de potencia de los restante canales a través del efecto no-lineal XPM. En este caso su incidencia dependerá en gran medida del patrón de compensación de dispersión adoptado. El mapa de compensación periódica del enlace de referencia, mapa A, será idóneo para realizar los procesos de adición y extracción de canales insertando un ROADM en cualquiera de sus extremos (véase Fig. 3.22(a)). Para este mapa se representa en Fig. 3.22(c) la probabilidad de error respecto a la potencia de señal en función del número de canales WDM. Se observa en trazo discontinuo que, para una exacta y periódica compensación periódica de la dispersión (desviación típica relativa de la dispersión  $\sigma_D/D=0\%$ ), el efecto XPM limitará seriamente la transmisión multicanal al reproducirse periódicamente el ruido ASE y la cancelación exacta de la dispersión de cada canal. En trazo discontinuo, con un mapa de dispersión más realista que rompe con esa exacta e ideal periodicidad ( $\sigma_D/D=5\%$ ), se observa por el contrario una importante reducción de la degradación impuesta por el efecto XPM respecto al SPM. Esto último es de esperar, en tanto que el efecto XPM entre componentes de señal es proporcional a la longitud de interacción no-lineal entre canales  $L_w$  (véase (2.35)) [92, 119] que será muy reducida para los elevados regímenes de símbolo y coeficientes de dispersión local aquí considerados.



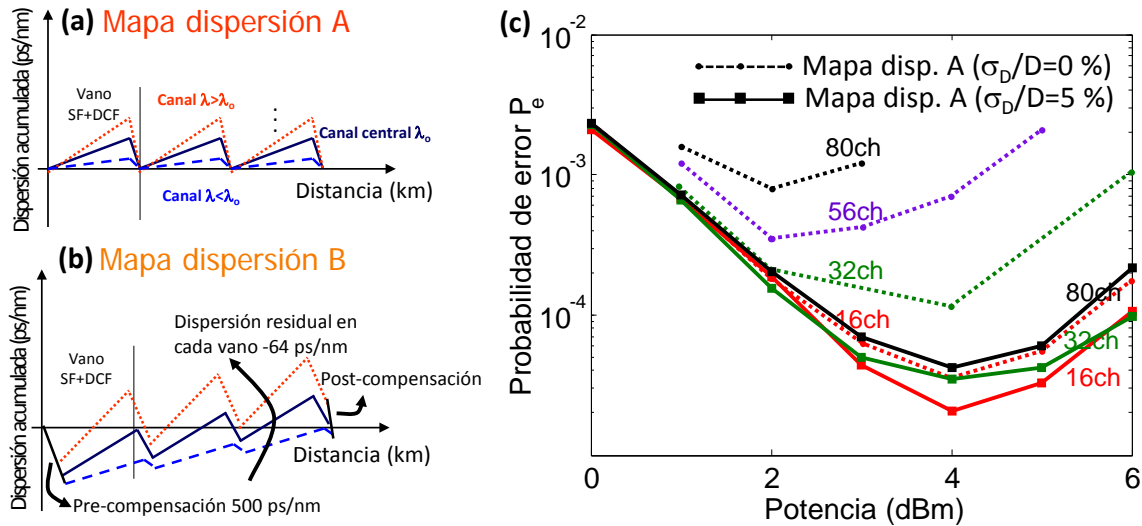


Fig. 3.22 Mapas de dispersión (a) A y (b) B. (c) Evolución de la probabilidad de error respecto a la potencia de entrada para transmisión multicanal WDM en mapa dispersión A.

La dependencia anteriormente observada con el patrón de dispersión permitiría contemplar un mapa B, representado en la Fig. 3.22(b), en el que la dispersión varíe de forma diferente en cada canal introduciendo una dispersión inicial y residual en el enlace. El planteamiento de este mapa, diseñado aquí siguiendo las recomendaciones de [74], se muestra óptimo en laboratorios y experimentos [73, 74], si bien es incompatible con la inserción directa de ROADMs como sucedía en el mapa A. Al considerar una potencia de salida por canal de 2 dBm impuesta por los EDFA, se representa en la Fig. 3.23(a) la evolución de la  $P_e$  con el número de canales WDM. Se observa la esperada reducción del efecto XPM para el modelo realista de implementación del enlace de referencia (mapa A con  $\sigma_D/D=5\%$ ), que será adoptado en adelante, no muy lejano del descrito por el esquema óptimo del mapa B. La evolución de la  $P_e$  con el número de canales bajo transmisión DQPSK (rejilla 100 GHz) y PM-DQPSK (rejilla 50 GHz), en presencia y ausencia de ROADMs intermedios, se muestra para el enlace de referencia (mapa A realista) en la Fig. 3.23(b) y Fig. 3.24(a), respectivamente. Para cada valor promedio de  $P_e$  se superpone la banda de valores correspondiente a su desviación típica, lo que demuestra la pequeña variabilidad de los resultados alcanzados. Ambos formatos de modulación operarán satisfactoriamente a 100 Gbps en el escenario de referencia con ROADMs intermedios, si bien la transmisión PM-DQPSK permitirá duplicar la eficiencia espectral y aumentar la resistencia a los efectos dispersivos del canal pese a una mayor complejidad. Finalmente, tal y como se muestra en la Fig. 3.24(b), podrá optimizarse la potencia transmitida por componente de polarización atendiendo a la limitación no-

lineal del canal a una potencia de 4 dBm y 1 dBm para los formatos DQPSK y PM-DQPSK, respectivamente.

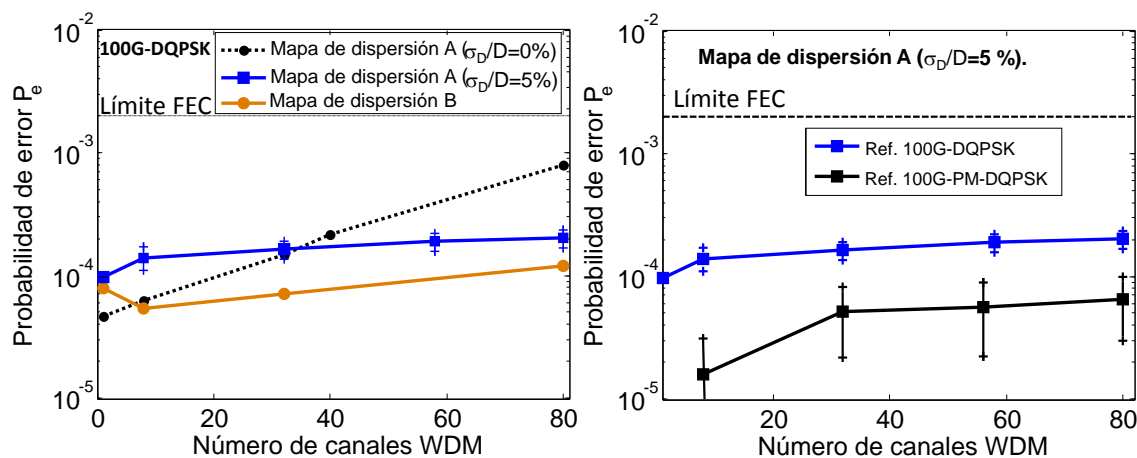


Fig. 3.23 Evolución de la probabilidad de error respecto al número de canales WDM (a) 100G-DQPSK mapas A y B (b) 100G-PM-DQPSK y 100G-DQPSK con mapa A.

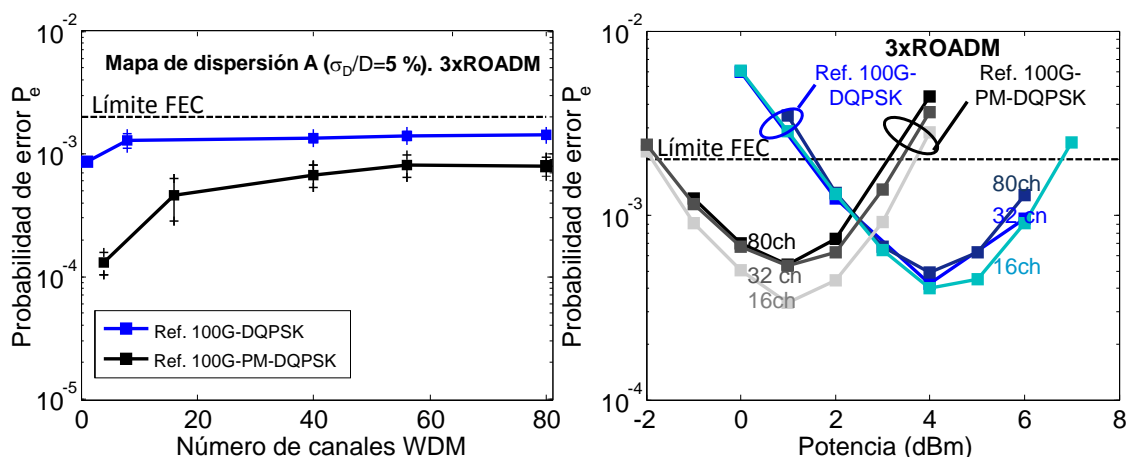


Fig. 3.24 Probabilidad de error con ROADMs intermedios 100G-(PM)-DQPSK (a) evolución respecto al número de canales WDM (b) evolución respecto a la potencia de entrada.

### 3.7. Conclusiones

En el medio y largo plazo se espera que los operadores realicen gradualmente la sustitución de canales 10G-NRZ-OOK por canales a 100 Gbps según sus necesidades de ancho de banda. Una interesante alternativa a la recepción coherente, atendiendo a razones de coste, consumo y complejidad, es el esquema de detección directa interferométrica disponible comercialmente para la modulación DQPSK a 40 Gbps. El estudio de sus prestaciones fue realizado por los principales operadores europeos en el proyecto CELTIC 100-GET. En este Capítulo, en el ámbito del subproyecto 100-GET-ES, se ha evaluado este esquema de detección directa bajo modulación

DQPSK/PM-DQPSK en un enlace realista de referencia de 640 km de la red troncal de Telefónica en España con ROADMs intermedios. Los resultados muestran que una adecuada compensación óptica periódica de la dispersión cromática y reducida incidencia de la dispersión de polarización permitiría operar satisfactoriamente a 100 Gbps con ambos formatos de modulación. Sin embargo, pese a la mayor complejidad del receptor, la transmisión PM-DQPSK posibilita duplicar la eficiencia espectral y aumentar la resistencia ante los efectos dispersivos del canal. La reducida penalización que el escenario realista de referencia muestra ante una transmisión multicanal por el efecto no-lineal XPM es extensible a canales colindantes que adoptan (bajo una misma potencia promedio) formatos de modulación NRZ-OOK ó 40G-NRZ-DQPSK [122]. Esto facilitaría la convivencia de distintos formatos de modulación en una misma fibra.

Los resultados alcanzados bajo simulación numérica muestran, como se ha ido reflejando, gran similitud con aquellos presentes en la bibliografía y son en gran medida coincidentes con los logrados experimentalmente en las etapas finales del proyecto CELTIC [16]. Así las pruebas de campo realizadas bajo el subproyecto 100GET-ER por Ericsson mostraron la viabilidad de transmisión 100G-PM-DQPSK y detección directa en un enlace de 630 km entre Nuremberg y Bayreuth, con 4 ROADM intermedios (características similares al enlace de referencia de Telefónica) [85]. Por su parte, Alcatel-Lucent demostró en 2010 la transmisión de 16 canales bajo NRZ-DQPSK y detección directa en un enlace Ladenburg-Stuttgart-Nuremberg de ida y vuelta sobre 764 km [123]. En ningún caso se apreció penalización alguna por la transmisión simultánea de canales a 10 Gbps y 40 Gbps bajo condiciones normales de operación.

Poco antes, a finales del 2009, en el ámbito del subproyecto CELTIC 100G-ES también se realizaron ensayos a 100G sobre la red troncal de Telefónica. Huawei anunció la transmisión PM-DQPSK bajo detección directa en el enlace Valladolid-Burgos-Zaragoza sobre una distancia de 600 km. No obstante, merecen también ser destacadas las demostraciones bajo detección coherente del propio Huawei, sobre este mismo enlace, y de Alcatel-Lucent, en un enlace de 1088 km sobre Madrid-Sevilla-Mérida, que mostraron su facilidad para lograr un alcance superior a 1000 km. Pese a la mayor complejidad y coste actual de este esquema de recepción coherente digital, destacan sus ventajas adicionales como la posibilidad de una recepción 'colorless', clave en redes reconfigurables, la compatibilidad con formatos de modulación de mayor eficiencia espectral M-QAM y una ecualización dinámica digital que posibilita su aplicación hasta en redes de largo-alcance. De este modo, es

razonable que cada operador, en función de las características de su propia red troncal, deba realizar estudios actualizados de coste, como aquellos efectuados por Telefónica en [16, 106], en los que valore en cada caso la elección de una u otra técnica de detección.

# Capítulo 4. Receptor coherente digital intradino

## 4.1. Introducción

La recepción coherente se basa en la detección resultante de la combinación de la señal de información de entrada con un oscilador local (OL) de referencia. La disponibilidad de láseres semiconductor como OL impulsó en la década de los ochenta, apenas una década después del desarrollo de los sistemas ópticos basados en sencillos esquemas de detección directa, la investigación en esquemas de recepción coherentes. El objetivo era incrementar al máximo el alcance de esos primeros enlaces ópticos que, bajo detección directa, estaban limitados por las fuentes de ruido eléctrico en recepción. Ciertamente, en un receptor coherente la señal eléctrica de salida es proporcional a la potencia del OL. De este modo, trabajando con niveles elevados de OL se podrían obtener mejoras en la sensibilidad del orden de 20 dB, resultando en una recepción limitada únicamente por el ruido *shot* [62, 108]. Sin embargo, su desarrollo debía afrontar antes la dificultad de contar con un intenso OL de referencia sincronizado en fase y alineado en polarización con la señal de entrada. La mayoría de los esfuerzos, centrados en el desarrollo de complejos y costosos PLL (*phase-locked loop*) en el dominio óptico, exigían además reducidas anchuras de línea en las fuentes láser [124].

El desarrollo comercial en la década de los noventa de la amplificación óptica EDFA, y su disponibilidad como amplificación en línea y de preamplificación, detuvo el interés en la recepción coherente. Su inicial aplicación como preamplificador permitió entonces a los esquemas de detección directa igualar la sensibilidad de los receptores coherentes, en tanto que la SNR de ambos sistemas pasaría a estar limitada fundamentalmente por el ruido ASE [48, 124]. Todo ello manteniendo un esquema de detección más económico y sencillo en el que no era necesario control alguno de la

fase y polarización del OL. Comenzó así un largo periodo de 20 años en el que se abandonó todo interés en la recepción óptica coherente debido a las posibilidades brindadas por la amplificación EDFA para desarrollar sistemas IM/DD de largo alcance y alta capacidad desde la aplicación de la técnica de multiplexación WDM.

En la pasada década, ante la incesante demanda de ancho de banda y la imposibilidad de incrementar el ancho de banda de amplificación EDFA (limitado fundamentalmente a la banda C, excepción hecha de los esquemas híbridos Raman-EDFA), se planteó el desarrollo de otros formatos de modulación que permitiesen sobre la infraestructura óptica existente superar la baja eficiencia espectral de la codificación OOK (próxima a 0.2 bit/s/Hz). Una interesante opción, planteada en el anterior capítulo, fue implementar un sencillo esquema de detección directa basado en un interferómetro de Mach-Zehnder con línea de retardo. Se posibilitaba así, con formatos de modulación de fase y codificación diferencial DQPSK o PM-DQPSK, duplicar o cuadruplicar respectivamente la tasa de bit bajo una misma tasa de símbolo. Estas opciones, como se vió en el anterior capítulo, se han contemplado recientemente como una solución a corto-medio plazo para incrementar las capacidades de transmisión de las redes troncales y metropolitanas hasta 100 Gbps por canal y alcanzar así eficiencias espectrales próximas a 2 bit/s/Hz [78, 79, 96].

El desarrollo en esta década de la recepción coherente, como clara sucesora de los esquemas de detección directa, ha requerido encontrar solución práctica a los dos principales problemas que surgen en su implementación (i) la disponibilidad de un OL como señal de referencia sincronizada en fase y frecuencia con la fuente de señal (ii) la continua alineación del estado de polarización de la señal recibida con la del OL referencia, aun cuando aquella no adopte multiplexación en polarización. El primer problema, frente a la imposibilidad práctica de disponer de un PLL óptico, encuentra solución en la estimación digital de la fase mediante la demodulación de las componentes ortogonales en fase y cuadratura de la señal [66, 125] obtenidas en un *downconverter* IQ (DIQ). Respecto al segundo problema, frente a la igualmente costosa y poco fiable resolución óptica de un control automático de polarización, podrá abordarse digitalmente. Para ello, se necesitará una red de diversidad de polarización que separe las dos componentes ortogonales de polarización la señal de entrada y las dirija su correspondiente DIQ simple. Tal y como se representa en la Fig. 4.1, las salidas de este downconverter con diversidad de polarización serán digitalmente procesadas en un DSP, posibilitando la demultiplexación en polarización de la señal.

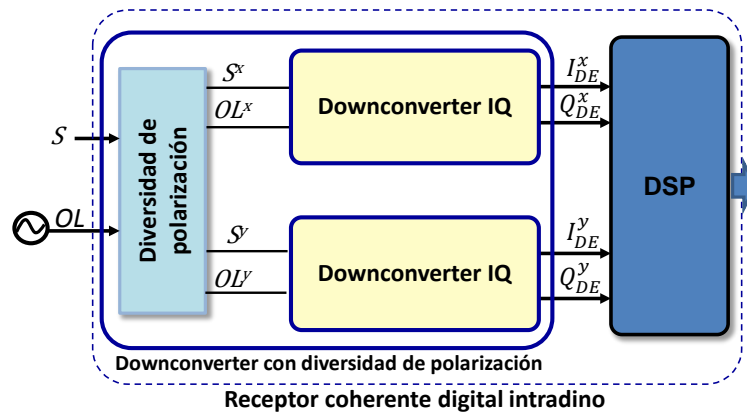


Fig. 4.1 Diagrama de bloques simplificado de un receptor coherente digital intradino.

Como se puede deducir de lo anterior, la recepción coherente digital intradina ha recuperado definitivamente el foco de atención como alternativa a la detección directa al posibilitar (i) incrementar la capacidad de la red óptica existente mediante nuevos formatos de modulación de elevada eficiencia espectral (por ej. POLMUX y M-QAM, que combinan la modulación en amplitud, fase y polarización), (ii) desarrollar redes reconfigurables en las que es clave la recepción ‘*colorless*’ ofrecida por la detección coherente, posibilitando demodular cualquier canal desde la simple sintonización del OL (sin recurrir a ningún elemento de filtrado óptico adicional) y beneficiarse así de una mayor selectividad en frecuencia sobre la señal demodulada en banda base (iii) equalizar digitalmente los efectos dinámicos del canal tras el completo acceso a la información de la señal demodulada (amplitud, fase y polarización) sirviéndose de la alta velocidad de procesamiento de los DSP actuales y algoritmos muy similares a aquellos empleados en radiocomunicación MIMO [66, 126, 127].

El formato de modulación PM-QPSK bajo detección coherente es de este modo contemplado en la actualidad [11] como el principal candidato para incrementar sobre las actuales redes todo-ópticas la capacidad de canal a 112 Gbps (100 Gbps más el incremento del 4% de cabecera de las tramas Ethernet/IP y 7% para técnicas de corrección de errores FEC, lo que corresponde a una tasa de símbolo de 28 Gbaud/s). La integración monolítica en un mismo chip de los necesarios componentes ópticos y eléctricos (con excepción del OL, conversores analógico-digital y DSP) del receptor con diversidad de polarización y fase es clave para reducir el coste, tamaño, complejidad y consumo [128] respecto a su implementación con óptica discreta. Las inevitables no-idealidades que pueda presentar el receptor en la banda de frecuencias de operación, propias de la tecnología o inducida por errores de fabricación, podrán ser parcialmente compensadas en el DSP.

Tras el modelado del canal y del transmisor de las secciones 2.2 y 3.2, respectivamente, se presentan aquí los diferentes subsistemas que componen el receptor coherente intradino. En la sección 4.2 se describirá el ‘front-end’ óptico o downconverter con diversidad de polarización y en la sección 4.3 se modelarán los algoritmos del necesario procesado digital de señal posterior.

## 4.2. Downconverter IQ con diversidad de polarización

En esta sección se describirán los subsistemas y componentes fundamentales del downconverter con diversidad de polarización. Asimismo, se presentarán las expresiones que definen la probabilidad de error por bit para una implementación ideal y se compararán con las correspondientes a una detección directa interferométrica.

### 4.2.1. Conceptos básicos de la detección coherente

La Fig. 4.2 muestra un esquema básico de recepción coherente en el que la entrada se combina con un oscilador local de idéntica frecuencia  $\omega_o$  en un híbrido a  $90^\circ$ . La intensidad de campo eléctrico de señal  $e_s(t)$  y OL  $e_{LO}(t)$  se podrán representar en función de su respectivos estados de polarización,  $\hat{e}_s$  y  $\hat{e}_{LO}$ , y sus correspondientes envolventes complejas lentamente variables,  $\tilde{e}_s$  y  $\tilde{e}_{LO}$ ,

$$\begin{aligned} e_s(t) &= \text{Re}\{\tilde{e}_s e^{j\omega_o t} \cdot \hat{e}_s\} \\ e_{LO}(t) &= \text{Re}\{\tilde{e}_{LO} e^{j\omega_o t} \cdot \hat{e}_{LO}\} \end{aligned} \quad (4.1)$$

definiéndose las envolventes complejas como

$$\begin{aligned} \tilde{e}_s &= \sqrt{P_s} e^{j(\theta_s + \theta_{ns})} \\ \tilde{e}_{LO} &= \sqrt{P_{LO}} e^{j\Delta\omega t} e^{j\theta_{nLO}} \end{aligned} \quad (4.2)$$

donde  $P_s$  y  $P_{LO}$  son las potencias ópticas de señal de entrada y oscilador local. La modulación de la señal en fase está contenida en  $\theta_s$ , siendo  $\theta_{ns}$  y  $\theta_{nLO}$  el ruido de fase debido respectivamente a las fuentes láser de señal y OL empleadas (se desprecia así cualquier contribución no lineal introducida por el canal óptico). El término  $\Delta\omega$  introduce la posible diferencia entre las frecuencias de OL y señal.



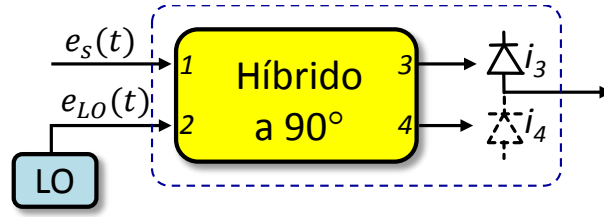


Fig. 4.2 Esquema básico de recepción coherente basado en un híbrido a 90°.

La señal y OL se combinan en el híbrido a 90° ideal, con parámetros de *scattering*  $\bar{S}_{90^\circ \text{ ideal}}$  definidos a través de (3.13) entre sus dos puertos de entrada y de salida. De este modo, las fotocorrientes ( $i_3, i_4$ ) que se obtienen a la salida de cada uno de los fotodiodos (modelados idealmente con respuesta cuadrática y responsividad  $R$ ) podrán describirse, tras definir con  $\Delta\theta_n = \theta_{n_s} - \theta_{n_{LO}}$  la diferencia entre los ruidos de fase de señal y OL, según

$$i_3 = \frac{R}{2} \{ P_s + P_{OL} \pm 2\sqrt{P_{OL}P_s} \sin(\Delta\omega t + \Delta\theta_n + \theta_s) \cdot \hat{e}_s \cdot \hat{e}_{OL} \} \quad (4.3)$$

Los dos primeros sumandos corresponden a la interferente detección directa de señal y OL, pudiendo cancelarse por la electrónica posterior (amplificación o condensador de desacople) o en la propia detección balanceada mostrada en la Fig. 4.2. Esta última opción es especialmente interesante para constelaciones que no presentan módulo constante (por ej. M-QAM), además de que, como se comentó en el punto 3.3.1, se cancelará el ruido RIN debido fundamentalmente aquí a las fluctuaciones en intensidad del OL. Efectivamente se obtiene tras la detección balanceada,

$$I_{DE} = i_3 - i_4 = 2R\sqrt{P_{OL}P_s} \sin(\Delta\omega t + \Delta\theta_n + \theta_s) \cdot \hat{e}_s \cdot \hat{e}_{OL} \quad (4.4)$$

Nótese como, aunque el fotodiodo genera una corriente proporcional a la potencia óptica, su combinación con una señal de referencia permite trasladar las variaciones de la información en cuadratura a variaciones de corriente eléctrica. La amplitud de la información demodulada podrá incrementarse aumentando  $P_{OL}$ , lo que demuestra la ventaja de la detección coherente frente a los esquemas de detección directa. De este modo, en ausencia de amplificación óptica, la fuente de ruido limitante será ciertamente el ruido *shot* al depender de la potencia óptica total recibida.

Llegados a este punto se puede distinguir entre tres tipos de técnicas de recepción coherente en función del valor  $\Delta\omega$  (véase la Fig. 4.3):

- (i) Detección homodina, donde para la demodulación a banda base de la señal, el láser de señal y OL mantienen una misma frecuencia y desfase ( $\Delta\omega = 0$ ). Ése es precisamente el principal inconveniente para su

implementación práctica, al requerir el OL un control activo de la frecuencia y fase. Su implementación con un PLL óptico en 1984 [64] puso pronto de manifiesto la difícil consecución de las restrictivas anchuras de línea requeridas para su funcionamiento con sencillos láseres de semiconductor DFB. Efectivamente, valores de tan sólo 140 kHz para 112 Gbps bajo PM-QPSK [129], únicamente serían alcanzables con los más complejos y costosos láseres ECL (*external cavity laser*).

- (ii) Detección heterodina, en la que se elige una frecuencia de OL distinta de la de señal, de tal modo que es necesaria una demodulación eléctrica adicional de la señal paso banda resultante de frecuencia intermedia  $\omega_{IF} = \Delta\omega$ . Se posibilita así el uso de PLL eléctricos y se relaja los requerimientos en la anchura de línea de los láseres. Sin embargo la detección heterodina, además de la previsible reducción a la mitad de la energía de señal recibida (lo que reduce en 3 dB su sensibilidad), presenta una importante limitación adicional en tanto que la frecuencia intermedia debe superar al ancho de banda de la señal demodulada [130]. Esto imposibilita considerar esta opción como alternativa para soportar altos regímenes binarios al requerir de una electrónica y fotodiodos con el doble de ancho de banda respecto a las otras opciones.
- (iii) Detección intradino, similar al homodino al mantener una mínima diferencia entre las frecuencias de señal y OL, en todo caso menor que el régimen de símbolo [131] ( $\Delta\omega < R_s$ ). Como consecuencia, la fase de la señal demodulada se incrementará con el tiempo, describiendo el símbolo demodulado una rotación en el plano IQ, sobre la que se superpondrá el ruido de fase  $\Delta\varphi_n$ . Para compensar la rotación será necesario detectar las componentes en fase y cuadratura de la señal recibida para, partiendo de las señales eléctricas obtenidas, implementar un algoritmo de estimación de fase digital como el inicialmente propuesto en [131, 132] o más recientemente [125]. De este modo, con la corrección digital de las diferencias en frecuencia y fase de los láseres de señal y OL, podrán relajarse las exigencias al respecto de la anchura espectral del láser. Se podrán tolerar hasta 28 MHz para 112 Gbps bajo PM-QPSK [133] (fácilmente obtenible con sencillas fuentes láser DFB). Las evidentes ventajas de este esquema para su implementación práctica justifican su interés actual, siendo sobre el que se centre el posterior estudio.

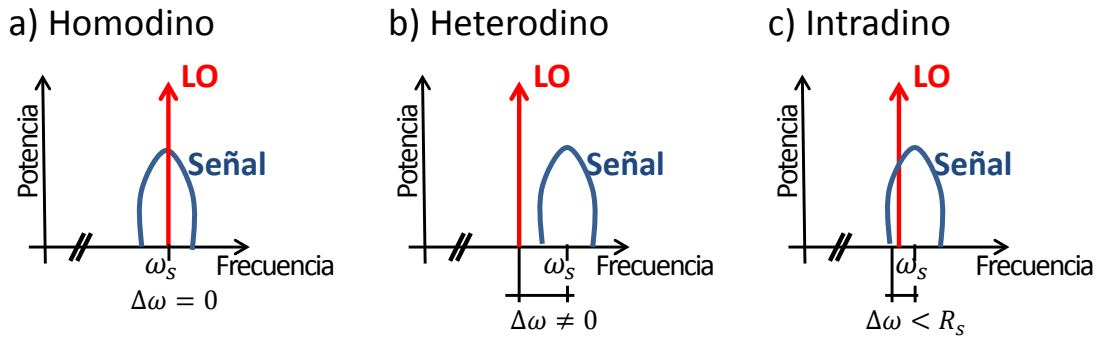


Fig. 4.3 Técnicas de detección coherente: (a) homodina, (b) heterodina e (c) intradina.

La extensión del esquema de la Fig. 4.2 para la demodulación de las componentes en fase y cuadratura de señal ( $I_{DE}, Q_{DE}$ ) define al *downconverter* IQ que, representado en la Fig. 4.4, deberá obtener a su salida

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix} = R\sqrt{P_{OL}P_s} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \hat{e}_s \cdot \hat{e}_{OL} \quad (4.5)$$

Por sencillez se omite, además de los términos de ruido, la diferencia de frecuencias  $\Delta\omega$  que podrá ser compensada digitalmente en el receptor intradino, tal y como se verá en el apartado 4.3.5. Es evidente comprobar ahora que la demodulación adicional de la componente en cuadratura introducirá una penalización de 3 dB en la sensibilidad del receptor intradino y homodino, tal y como se aprecia en el coeficiente (4.5) respecto a (4.4). Por este motivo, para constelaciones QPSK se equipara la sensibilidad de los esquemas homodino, heterodino e intradino.



Fig. 4.4 Esquema elemental de un *downconverter* IQ.

La implementación convencional del *downconverter* IQ, basada en híbridos a 90°, se estudiará en el apartado 4.2.3. Su integración óptica presentará unas limitaciones que, como se evaluarán en el próximo Capítulo 5, se podrán resolver desde la propuesta de unos esquemas de recepción alternativos.

#### 4.2.2. Esquema de detección coherente con diversidad de polarización

Atendiendo a la expresión (4.5) de salida del *downconverter* IQ, será necesario igualar las polarizaciones de señal y OL para maximizar la componente de señal en las fotocorrientes obtenidas (evitando su variación temporal e incluso su cancelación).

Para ello puede ser preciso un control activo de polarización [103], como el mostrado en el capítulo anterior para el esquema de detección directa, o implementar un esquema con diversidad de polarización adicional al de fase antes contemplado como el propuesto en 1987 [134]. Las Fig. 4.5(a) y Fig. 4.5(b) muestran los diagramas de bloques del *downconverter* con diversidad de polarización recomendados por el OIF para la recepción de señales PM-QPSK a 100 Gbps [11]. Las dos alternativas de red de diversidad de polarización se basan en divisores de polarización PBS que separan la señal en dos componentes de polarización ortogonales de entrada a cada *downconverter* IQ. Asumiendo que el OL presenta inicialmente un estado de polarización lineal respecto a los ejes de referencia del receptor ( $\hat{x}$  o  $\hat{y}$ ), éste deberá proyectarse con una inclinación de  $45^\circ$  para un reparto equitativo de potencia en cada polarización. Es inmediato comprobar que al aplicar un PBS al OL, según el esquema de la Fig. 4.5(a), se demodulará en banda base la envolvente compleja de cada polarización de entrada (usándose el superíndice 'x' e 'y' para cada una de ellas),

$$\begin{bmatrix} \Gamma_{DE}^x \\ \Gamma_{DE}^y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{DE}^x + jQ_{DE}^x \\ I_{DE}^y + jQ_{DE}^y \end{bmatrix} = R \sqrt{\frac{P_{OL}}{2}} P_s \begin{bmatrix} e^{j\theta_s^x} \\ e^{j\theta_s^y} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

La sustitución de un PBS por un divisor de potencia (BS, *Beam Splitter*) en el camino del OL, según el esquema de la Fig. 4.5(b), reducirá a la mitad el nivel de la señal demodulada, al disminuirse en 3 dB la potencia de OL aplicada a la polarización de interés de cada DIQ simple.

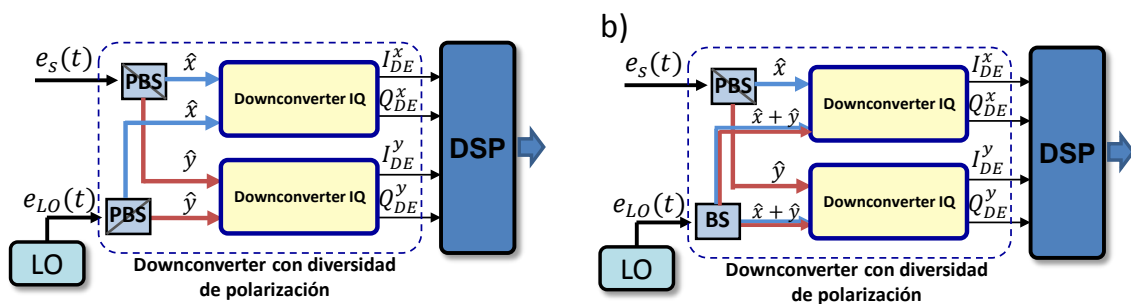


Fig. 4.5 Esquema del receptor coherente digital con red de diversidad de polarización implementada con (a) dos divisores de polarización PBS (b) un divisor de polarización PBS y un divisor BS.

A diferencia de la habitual integración óptica del *downconverter* IQ (recurriendo a estructuras MMI en la red de diversidad de fase), la integración de la red de diversidad de polarización es aún un tema bajo estudio [135]. En la práctica se recurre habitualmente a la óptica discreta para obtener divisores de polarización con un comportamiento cercano al ideal [136]. Ante la ausencia por parte del OIF de una especificación de funcionamiento de los PBS, el próximo Capítulo 6 se centrará en la

evaluación teórica y numérica de la penalización infringida por una construcción no ideal de los componentes de la red de diversidad de polarización. De este modo, al fijar una máxima penalización admisible, se podrán resolver ahí por primera vez las especificaciones de diseño de los PBS.

Bajo POLMUX las dos componentes ortogonales de polarización de cada canal experimentarán una inevitable dispersión temporal y rotación arbitraria en su propagación por la fibra. Como se verá en el apartado 4.3.4, la recepción de las componentes de amplitud, fase y polarización de la señal demodulada posibilitará su equalización digital en el DSP [68].

### 4.2.3. Downconverter IQ convencional basado en híbridos a 90°

En la Fig. 4.6(a) se muestra el esquema más habitual de recepción con diversidad de fase basado en un híbrido a 90° y detección balanceada o diferencial. Este tradicional esquema de conversor inferior o *downconverter* IQ (DIQ) se denominará en adelante *downconverter* convencional. Pese a su propuesta por el OIF [11] para la recepción de señales PM-QPSK a 100 Gbps, se emplea para constelaciones más densas M-QAM [8, 66, 137]. Tal y como se estudiará en el próximo capítulo, este esquema estará fuertemente condicionado en sus prestaciones por sus no-idealidades.

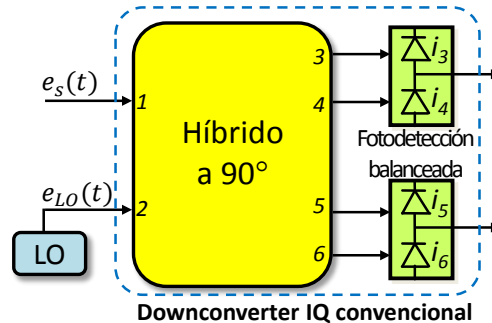


Fig. 4.6 Esquema del *downconverter* IQ convencional.

El híbrido a 90° es un elemento clave para la detección coherente de las componentes en fase y cuadratura de la señal de entrada. Los parámetros de *scattering* de un híbrido ideal a 90° sin pérdidas establecen la siguiente relación entre las envolventes complejas de sus cuatro puertos de salida respecto a los dos de entrada,

$$\begin{bmatrix} \tilde{e}_3 \\ \tilde{e}_4 \\ \tilde{e}_5 \\ \tilde{e}_6 \end{bmatrix} = \bar{\bar{S}}_{90^\circ \text{ ideal}} \begin{bmatrix} \tilde{e}_1 \\ \tilde{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_{31}} & e^{j\varphi_{32}} \\ e^{j\varphi_{41}} & -e^{j\varphi_{42}} \\ e^{j\varphi_{51}} & je^{j\varphi_{52}} \\ e^{j\varphi_{61}} & -je^{j\varphi_{62}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{e}_1 \\ \tilde{e}_2 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

donde la fase de los coeficientes debe satisfacer la siguiente condición

$$\varphi_{31} - \varphi_{32} = \varphi_{41} - \varphi_{42} = \varphi_{51} - \varphi_{52} = \varphi_{61} - \varphi_{62} = \varphi_H \quad (4.8)$$

Es evidente la diferencia relativa de desfases múltiplo de  $90^\circ$  que se establece respecto a las entradas en los puertos de salida, lo que le da el nombre de híbrido a  $90^\circ$ . Si  $\varphi_H=0$ , la matriz de transformación (4.7) se reduce a

$$\bar{\bar{S}}_{90^\circ ideal} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Se podrá realizar un análisis similar al desarrollado en el anterior apartado 4.2.1, considerando ahora entre sus seis puertos la matriz ideal de *scattering*  $\bar{\bar{S}}_{90^\circ ideal}$  definida en (4.9). Es fácil comprobar que la combinación de la señal con los cuatro estados en cuadratura de la señal de referencia OL permite, tras su detección diferencial, el acceso a sus componentes en fase y cuadratura definidas por la expresión (4.5).

En el híbrido a  $90^\circ$  podrán producirse desbalances en fase y amplitud, al operar lejos de la frecuencia central de diseño o por errores en su fabricación. Como consecuencia, la matriz de *scattering* del híbrido a  $90^\circ$  podrá describirse introduciendo un escalado distinto ( $I_{mbI}, I_{mbQ}$ ) y un desfase adicional  $\varphi_{PE}$  entre sus puertos de salida [138],

$$\bar{\bar{S}}_{90^\circ} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ I_{mbI} & -I_{mbI} \\ 1 & je^{j\varphi_{PE}} \\ I_{mbQ} & -jI_{mbQ}e^{j\varphi_{PE}} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Como se mostrará en el apartado 4.3.2, los desbalances del híbrido ocasionarán una pérdida de ortogonalidad entre las componentes IQ demoduladas que podrá resolverse digitalmente mediante algoritmos de ortonormalización.

Aunque el híbrido a  $90^\circ$  puede realizarse en espacio libre [125, 139] o sobre fibra, su implementación en óptica integrada junto a los fotodiodos o amplificadores posibilita una importante reducción en tamaño y coste [128]. En la Fig. 4.7 se muestran dos posibles implementaciones en óptica integrada para el híbrido 2x4 a  $90^\circ$ . La primera, con acopladores a 3 dB y un desfaseador a  $90^\circ$ , corresponde a la matriz de transferencia (4.9) [48]. Otra opción, que asegura las relaciones deseadas de fase en una banda ancha de operación (ideal para WDM), es una estructura de interferencia multimodal MMI (*multimode interference*) 2x4. Nótese que en este segundo caso será necesaria una red de salida para disponer en el mismo orden los puertos de salida que en el híbrido a  $90^\circ$  ideal.

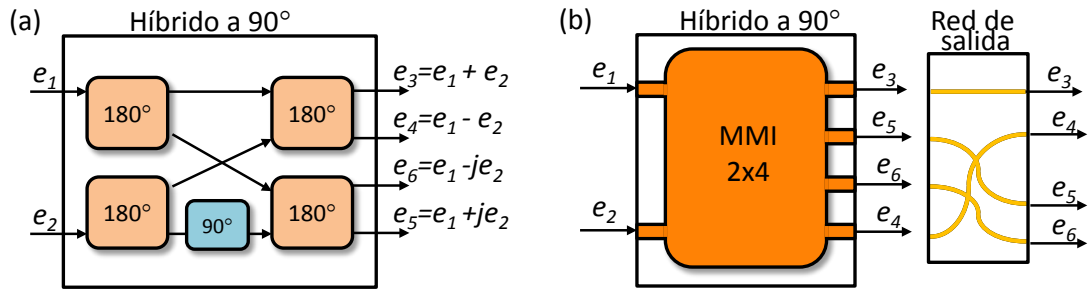


Fig. 4.7. Implementaciones en óptica integrada del híbrido a 90° (a) dos acopladores a 3 dB y un desfasador a 90° (b) un MMI 2x4.

#### 4.2.4. Comparación entre los esquemas de recepción coherente y detección directa

La recepción coherente de las componentes de señal con un OL como referencia, en sustitución del símbolo precedente de la detección directa, conlleva una apreciable mejora en la sensibilidad una vez pueda hacerse frente a las dificultades de implementación a frecuencias ópticas. Para comprobar esto basta con comparar la probabilidad de error teórica presentada en (3.19) para el esquema de detección directa, con la que se espera de un receptor coherente. El ruido ASE introducido por la amplificación óptica permitirá, en ausencia de distorsión, modelar la fibra como un canal AWGN, para el que bajo una modulación M-QAM y receptor ideal (sin relevantes fuentes de ruido internas) corresponde la siguiente probabilidad de error por bit [126, 140],

$$P_e = \frac{1}{\log_2 M} \left\{ 1 - \left[ 1 - \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2(M-1)}} \operatorname{SNR} \right) \right]^2 \right\} \quad (4.11)$$

donde SNR corresponde aquí, como en (3.20), a la relación señal a ruido por símbolo. Por otra parte, la OSNR describe según (3.22) la relación a la entrada del receptor entre la potencia de señal en ambas polarizaciones y la potencia de ruido ASE en un ancho de banda óptico de referencia de 0.1 nm (12.5 GHz en 1550 nm). De este modo, bajo un régimen de símbolo \$R\_s\$ de 26.7 Gbaud/s (que posibilitaría transmitir a 107 Gbps bajo modulación PM-QPSK), se obtendrá aquí una misma relación que se vuelve a reproducir por mayor claridad,

$$\operatorname{OSNR}(\text{dB en } 0.1 \text{ nm}) = \frac{P_{s,x} + P_{s,y}}{P_{ASE}} = \frac{2E_s R_s}{2S_{ASE} \Delta f_{ref}} = \frac{E_s}{S_{ASE}} + 3.3 \text{ dB} \quad (4.12)$$

Nótese que el ruido ASE introducido por la amplificación óptica condicionará la mínima OSNR necesaria para satisfacer una mínima probabilidad de error en un receptor ideal sin fuentes internas de ruido. Ciertamente, como se estudiará en el siguiente capítulo, la probabilidad de error podrá ser superada para muy bajos niveles de señal por las fuentes internas de ruido eléctrico del receptor, lo que condicionará en última instancia su sensibilidad [124]. Por encima de esos valores podrá considerarse teóricamente un receptor libre de ruido como el que se describe aquí.

La Fig. 4.8 representa la evolución teórica de la probabilidad de error con la OSNR para el esquemas de recepción coherente (trazo continuo) bajo un régimen de símbolo de 26.7 Gbps. La codificación diferencial, descrita por DQPSK, empleada en la detección directa puede utilizarse bajo detección coherente cuando pueda darse una ambigüedad de cuadrante en detección por el algoritmo de estimación de fase digital seguido. En este caso, la probabilidad de error (en trazo discontinuo) se duplica, lo que se traduce en una penalización en la OSNR próxima a 0.6 dB [68]. Se observa asimismo que la detección directa interferométrica (trazo punteado) presenta una importante penalización de 2.5 dB en la OSNR necesaria para una  $P_e = 10^{-3}$  respecto al esquema de detección coherente [126]. Además de esta mejora, es de destacar que la adopción de un esquema de recepción coherente, tal y como se verá en el siguiente apartado, posibilita la ecualización digital del canal.

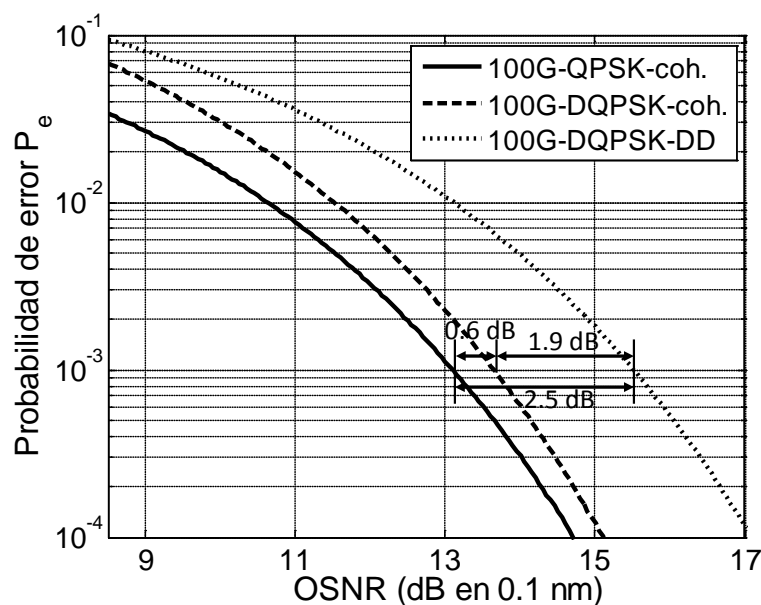


Fig. 4.8 Evolución de la probabilidad de error respecto a la OSNR para diferentes esquemas de detección (coh: coherente; DD: detección directa interferométrica) y transmisión 100G-QPSK.



### 4.3. Algoritmos de procesamiento digital de señal

El procesamiento digital estará fuertemente condicionado por la velocidad de cómputo necesaria para procesar en tiempo real los elevados regímenes de símbolo requeridos en la actualidad. Es por ello fundamental recurrir al óptimo fraccionamiento en bloques algorítmicos, lo que supone un campo muy activo de estudio e investigación. Los algoritmos aquí presentados responden a aquellos más ampliamente referenciados y han sido incluidos en la herramienta de simulación para posibilitar la detección coherente digital. Los resultados numéricos obtenidos bajo el procesamiento digital descrito concuerdan con los presentados en la bibliografía mediante algoritmos similares, mostrando en todo caso la correcta ecualización digital de los limitantes efectos del canal óptico [68]. De este modo, bajo un adecuado procesamiento digital, si los efectos no-lineales no son relevantes, las prestaciones del sistema equivalen a las obtenidas bajo un sencillo canal AWGN de idéntico OSNR según las expresiones teóricas presentadas en (4.11). Así, en capítulos posteriores se asumirá un canal AWGN sin distorsión al asumir un procesamiento digital de señal ideal posterior. Entonces podrá centrarse el estudio en evaluar el efecto de las no-idealidades del receptor y las posibles correcciones que digital o analógicamente puedan introducirse en el mismo.

El bloque de conversión analógica-digital (CAD) es la puerta de entrada al procesamiento digital en el DSP. La velocidad de muestreo deberá fijarse al doble de la tasa de símbolo, capturando dos muestras por símbolo, para cumplir el criterio de Nyquist. No obstante, algunas referencias plantean la posibilidad de reducir esta tasa mediante la recuperación digital previa del reloj que posibilite un instante óptimo de muestro [68, 126], produciéndose una inevitable penalización en las prestaciones de los algoritmos de compensación digital. En todo caso, los principales fabricantes muestran ya la disponibilidad de procesadores capaces de capturar y procesar la señal a un ritmo suficiente de hasta 55 Gmuestras/s [141].

Como se aprecia en la Fig. 4.9, las cuatro señales analógicas de salida del *downconverter* con diversidad de polarización serán discretizadas con una resolución que introduzca una mínima penalización por el ruido de cuantificación. Será necesario para ello que los CAD dispongan de un control automático de ganancia para adaptar su rango dinámico a las variaciones en el nivel de señal. Para modulaciones QPSK es habitual recurrir a CAD de 4 a 6 bits de resolución, infringiéndose con tan sólo 4 bits una reducida penalización de apenas 0.5 dB [142]. En consecuencia, al duplicar el número de símbolos en cada componente IQ, será conveniente duplicar del mismo modo la resolución del CAD, incrementando en un bit su resolución (esto es, 5 bits

para 16-QAM ó 6 bits para 64-QAM) [137]. La figura muestra asimismo un esquema de los bloques de procesamiento digital habituales [66, 143] que serán integrados en la herramienta de simulación numérica. Tras la detección y cuantificación, se procederá a aplicar un algoritmo de ortonormalización que corrija la posible pérdida de ortogonalidad y consiguiente distorsión lineal en la constelación IQ de los símbolos demodulados como consecuencia de los desbalances en fase y amplitud del híbrido a 90°. A continuación se ecualizará mediante filtros digitales de respuesta impulsional finita (FIR) la dispersión cromática estática que pueda haber introducido el enlace. La demultiplexación en polarización, así como la ecualización adaptativa de la dispersión en polarización y cromática residual del enlace tiene lugar en una estructura en mariposa de filtros FIR, de longitud  $N_{PMD}$ , con un algoritmo que persigue una amplitud constante en cada polarización. Los desajustes dinámicos introducidos por el láser de señal y OL en cada símbolo se cancelarán en un algoritmo de estimación digital de fase sirviéndose de un promedio de los  $N_{FE}$  símbolos colindantes. Finalmente, el decisor y un bloque de decodificación diferencial, este necesario si la señal presenta una modulación diferencial, resolverán los bits recibidos. El conocimiento de las probabilidades de error mínimas sobre las que poder aplicar exitosamente las técnicas de corrección de errores FEC permitirá evaluar en este punto las prestaciones del receptor.

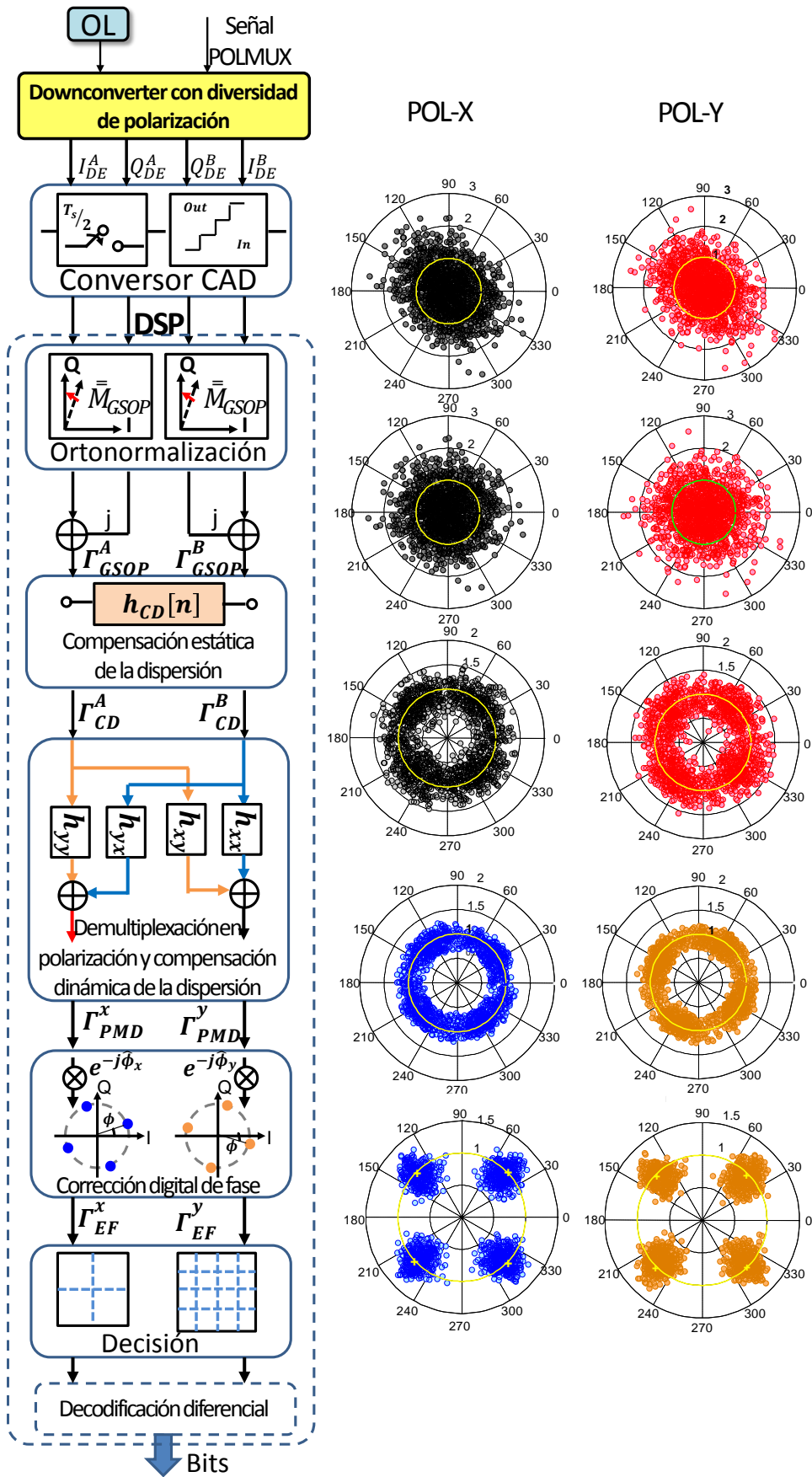


Fig. 4.9 Evolución de la constelación IQ por componente de polarización en los diferentes bloques de procesado digital de señal en un receptor coherente digital intradino.

### 4.3.1. Evaluación numérica de la recepción coherente digital bajo modulación 107 Gbps-PM-DQPSK para un enlace de referencia.

En este apartado se evaluará la recepción coherente digital intradina bajo una modulación PM-DQPSK a 107 Gbps en el enlace óptico de referencia definido por Telefónica según la Tabla 3.2 y Fig. 3.13 de la sección 3.4. Para lograr probabilidades de error  $P_e$  de hasta  $10^{-9}$  se requerirán niveles de potencia inferiores a 2 dBm para los que, tal y como se demostró en el apartado 3.5.6, no serán relevantes los efectos no-lineales del canal. Por este motivo, el DSP será capaz de ecualizar la totalidad de efectos lineales infringidos por el canal. Para los niveles de señal considerados, el receptor coherente estará limitado por la superposición del ruido ASE introducido por la amplificación óptica, y no por el ruido interno del receptor, al igual que sucedió en los esquemas de detección directa contemplados en el capítulo anterior.

El receptor coherente se corresponde con la implementación ideal descrita en la anterior sección con un OL de potencia 20 dBm. El ancho de línea del láser en transmisión y OL es de 5 MHz, valor razonable para un láser DFB. Dada la compensación óptica de la dispersión cromática realizada en el enlace mediante fibras DCF, el procesado digital prescindirá del bloque de compensación de la dispersión cromática. En consonancia con el análisis de los próximos apartados, se considerará aquí un bloque de demultiplexión en polarización y compensación dinámica de la dispersión, de longitud  $N_{PMD}=5$ , y un bloque para la estimación digital de fase con  $N_{EF}=5$ .

La Fig. 4.10(a) representa la evolución de la probabilidad de error  $P_e$  con la OSNR de entrada al receptor. Al comparar la predicción teórica, calculada desde (4.11) para un receptor ideal, se aprecia en la OSNR necesaria para una  $P_e = 10^{-3}$  una razonable penalización de 1.4 dB, valor que coincide con el obtenido en otras referencias al considerar la limitación en banda del receptor real [115]. La adecuada ecualización de los efectos del canal se aprecia en la práctica superposición de los resultados para un canal limitado únicamente por ruido ASE (canal AWGN). En estas circunstancias, tal y como muestra la Fig. 4.10(b) para una potencia en transmisión de 2 dBm, podrá multiplicarse en un factor de 2.5 el alcance respecto a un esquema de detección directa interferométrica.

El efecto de desviaciones puntuales en la caracterización del enlace de referencia y la eficiencia de su compensación digital en el correspondiente bloque del DSP se verá en detalle en los próximos apartados.

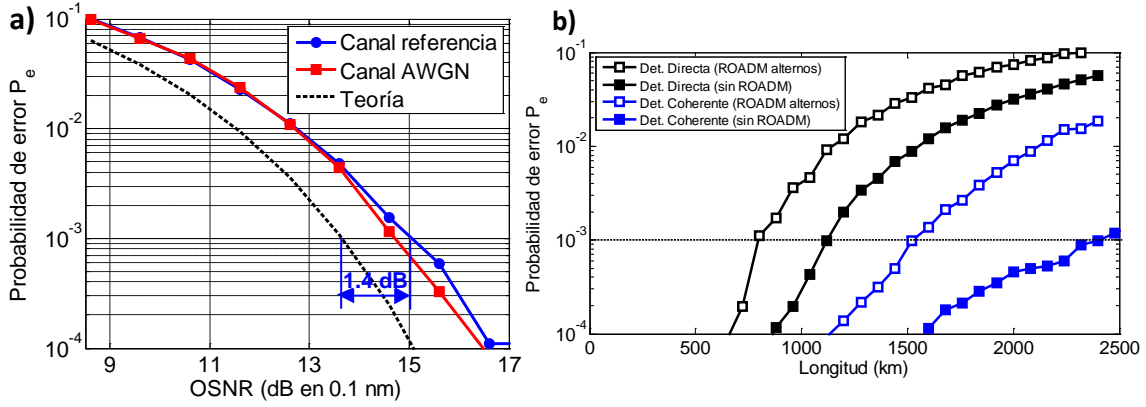


Fig. 4.10 Evolución de la probabilidad de error para una transmisión 107Gbps-PM-DQPSK en el enlace de referencia de Telefónica con detección coherente (a) respecto OSNR (b) respecto la distancia en comparación con detección directa con/sin ROADMs.

### 4.3.2. Algoritmo de ortonormalización (GSOP)

Los desbalances en fase y amplitud de los híbridos, y de responsividad entre los fotodiodos balanceados, ocasionarán una pérdidas de ortogonalidad entre las componentes IQ demoduladas. La aplicación de algoritmos de ortonormalización permitirá corregir la distorsión ocasionada y relajar así las condiciones de diseño del *downconverter* IQ. Aquí se implementa el extendido algoritmo de ortonormalización de Gram-Schmidt [66, 142, 144], que transforma un conjunto de señales no ortogonales en ortonormales calculando la correlación entre sus componentes IQ. Este algoritmo es habitualmente implementado en el DSP para corregir tanto los desbalances en fase y amplitud que se puedan producir en el *downconverter* IQ (en el propio híbrido o por diferentes responsividades entre los fotodiodos balanceados) como la desviación respecto al desfase ideal de  $90^\circ$  al generarse la componente de señal en cuadratura en el transmisor.

Para derivar las expresiones que describen a este algoritmo se considerarán diferentes responsividades ( $R_A$  y  $R_B$ ) entre cada par de fotodiodos balanceados y la matriz de *scattering*  $\bar{S}_{90^\circ}$  de (4.10) para un híbrido a  $90^\circ$  con desbalances de fase y amplitud. Procediendo del mismo modo que en la anterior sección 4.2.1, se obtiene la siguiente expresión que describe las componentes demoduladas por polarización en función de una matriz de transformación  $\bar{M}_H$ ,

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix} = \frac{P_s + P_{LO}}{4} \begin{bmatrix} R_A - R_B I_{mbI}^2 \\ R_A + R_B I_{mbQ}^2 \end{bmatrix} + \frac{R}{2} \sqrt{P_s P_{OL}} \cdot \bar{M}_H \cdot \begin{bmatrix} \cos(\Delta\omega t + \theta_s) \\ \sin(\Delta\omega t + \theta_s) \end{bmatrix}; \quad (4.13)$$

$$\bar{M}_H = \frac{1}{2R} \begin{bmatrix} R_A + R_B I_{mbI}^2 & 0 \\ -(R_A + R_B I_{mbQ}^2) \sin\phi_{PE} & (R_A + R_B I_{mbQ}^2) \cos\phi_{PE} \end{bmatrix}$$

Es fácil comprobar que la matriz  $\overline{\overline{M}}_H$  se corresponde con el producto de matrices causantes del desbalanceo en amplitud (con escalado distinto en cada eje) y un desbalanceo en fase (rotación  $\phi_{PE}$  adicional en uno de los ejes),

$$\overline{\overline{M}}_H = \begin{bmatrix} \frac{R_A + R_B I_{mbI}^2}{2R} & 0 \\ 0 & \frac{R_A + R_B I_{mbQ}^2}{2R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\sin\phi_{PE} & \cos\phi_{PE} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Como consecuencia de los desbalances del *downconverter* IQ convencional, tal y como se representa de forma simplificada en la Fig. 4.11 para una constelación QPSK, se producirá una pérdida de ortogonalidad en la constelación IQ de los símbolos demodulados.

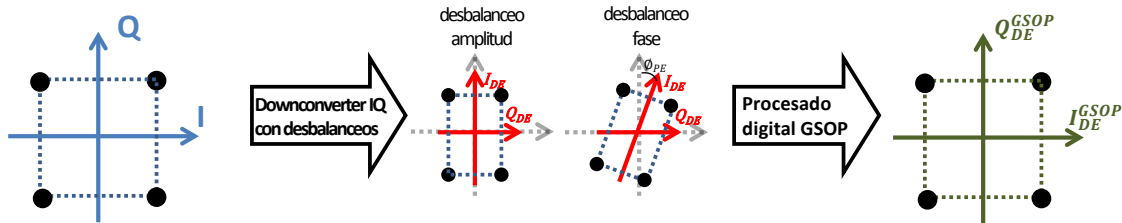


Fig. 4.11 Representación de la corrección efectuada por el algoritmo GSOP de la distorsión en la constelación QPSK demodulada por un *downconverter* IQ con desbalances.

La definición de una responsividad promedio  $R = 0.5 \cdot (R_A + R_B)$ , permite constatar como, bajo una implementación ideal del receptor,  $R_A = R_B = R$ ;  $I_{mbI} = I_{mbQ} = 1$  y  $\phi_{PE} = 0$ , la matriz  $\overline{\overline{M}}_H$  se reduce a la matriz unidad y la expresión anterior se reduce lógicamente a (4.5).

El término de detección directa (primer sumando de la ecuación (4.13)), será constante bajo una modulación QPSK, pudiendo cancelarse en la electrónica precedente (condensador de desacoplo o etapa de amplificación). Como se estudiará en el próximo capítulo, bajo modulación M-QAM, la variación temporal de la potencia de los símbolos ocasionará una interferencia que sólo puede reducirse incrementando la potencia del OL.

El objeto del algoritmo GSOP deberá obtener el inverso de la matriz  $\overline{\overline{M}}_H$ ,

$$\begin{aligned} \overline{\overline{M}}_H^{-1} &= 2R \begin{bmatrix} (R_A + R_B I_{mbQ}^2)^{-1} & 0 \\ (R_A + R_B I_{mbI}^2)^{-1} \frac{\sin\phi_{PE}}{\cos\phi_{PE}} & (R_A + R_B I_{mbQ}^2)^{-1} \frac{1}{\cos\phi_{PE}} \end{bmatrix} \\ &\approx 2R \begin{bmatrix} (R_A + R_B I_{mbQ}^2)^{-1} & 0 \\ (R_A + R_B I_{mbI}^2)^{-1} \sin\phi_{PE} & (R_A + R_B I_{mbQ}^2)^{-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.15)$$

donde se ha asumido en la aproximación un moderado error de fase,  $\cos^{-1}\phi_{PE} \approx 1$  (aproximación válida, con un error inferior al 10%, para errores de fase de hasta 25°).

La matriz de transformación del algoritmo GSOP,  $\bar{M}_{GSOP}$ , deberá conseguir adicionalmente que las componentes demoduladas de señal estén normalizadas a potencia unidad (base ortonormal), para lo que es preciso añadir un factor de proporcionalidad,

$$\begin{bmatrix} I_{DE}^{GSOP} \\ Q_{DE}^{GSOP} \end{bmatrix} = \bar{M}_{GSOP} \begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{R\sqrt{P_s + P_{LO}}} \bar{M}_H^{-1} \begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos(\Delta\omega t + \theta_s) \\ \sin(\Delta\omega t + \theta_s) \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Partiendo de las componentes en fase y cuadratura de la señal (4.13), e independientemente del conjunto de valores  $\theta_s$  que puedan presentar los símbolos de la modulación utilizada (por ej. M-QAM), se resuelven las siguientes potencias ( $P_I, P_Q$ ) y factor de correlación ( $\rho$ ),

$$P_I = \langle I_{DE}^2 \rangle = \frac{P_s + P_{LO}}{8} (R_A + R_B I_{mbI}^2)^2; P_Q = \langle Q_{DE}^2 \rangle = \frac{P_s + P_{LO}}{8} (R_A + R_B I_{mbQ}^2)^2; \quad (4.17)$$

$$\rho = \langle I_{DE} \cdot Q_{DE} \rangle = \frac{P_s + P_{LO}}{4} (R_A + R_B I_{mbI}^2) (R_A + R_B I_{mbQ}^2) \sin\phi_{PE}$$

que permitirán implementar digitalmente la matriz de transformación (4.16) del algoritmo GSOP [142].

$$\bar{M}_{GSOP} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{P_I}} & 0 \\ \rho & \frac{1}{\sqrt{P_Q}} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

La Fig. 4.12 muestra para el escenario de referencia, la eficiencia del algoritmo de ortonormalización GSOP ante un desbalanceo en fase del híbrido, tanto bajo modulación QPSK como 16-QAM. En ausencia de GSOP y ante un desbalanceo de hasta 5° no se aprecia penalización alguna bajo QPSK, pudiendo liberar de este modo al DSP de este bloque, sin embargo, sí que se aprecia 1 dB de penalización bajo una constelación de mayor densidad como 16-QAM [124]. Los propios desbalanceos que presentan con la frecuencia los híbridos a 90° en su banda de operación aconsejan sin duda alguna el empleo de este algoritmo para su corrección. Las constelaciones QPSK y 16-QAM demoduladas bajo un desbalanceo de 15° en el híbrido se representan en la Fig. 4.12(b) y (c), respectivamente, en ausencia (izquierda) y presencia (derecha) del algoritmo GSOP.



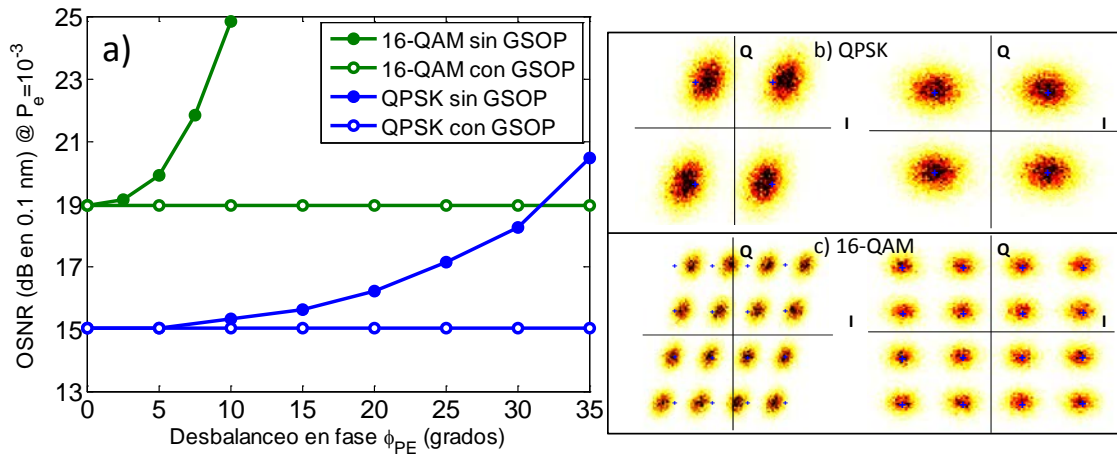


Fig. 4.12 Efecto del desbalanceo del híbrido a  $90^\circ$  (a) degradación de la OSNR (para  $P_e = 10^{-3}$ ) por desbalanceos en fase con/sin GSOP. Constelación sin (izquierda) y con (derecha) algoritmo GSOP para un desbalanceo de  $15^\circ$  ante modulación (b) QPSK y (c) 16-QAM.

### 4.3.3. Compensación de la dispersión cromática.

La dispersión cromática de un canal determinado podrá ecualizarse digitalmente si se conoce la función de respuesta en frecuencia de la fibra dispersiva utilizada en su propagación. A diferencia de la dispersión de polarización, que varía dinámicamente en una escala de tiempo de milisegundos, la dispersión cromática se mantendrá constante. Aunque la ecualización de la dispersión introducida por el canal pueda resolverse junto a la demultiplexación en polarización en un único subsistema, es conveniente realizar primeramente en dos filtros digitales iguales (uno por cada componente de polarización y de coeficientes fijos) la ecualización de la, por lo general, mayor dispersión cromática. Frente a la posibilidad de ecualizar una elevada dispersión en el dominio frecuencial con un importante coste computacional, es más habitual su implementación en el dominio del tiempo. De este modo podrá resolverse posteriormente, mediante filtros adaptativos en configuración de mariposa, la demultiplexación en polarización y la cancelación de la dispersión cromática residual o de la dispersión de polarización variable con el tiempo.

La compensación de la dispersión requerirá modelar la función de respuesta en frecuencia inversa del canal dispersivo de longitud  $L$ ,  $H_{Comp}(\omega)$ , haciendo uso de la  $Disp$  aproximación de primer orden presentada en (2.4) y (2.7),

$$H_{Comp}(\omega) = e^{j\frac{\beta_2}{2}(\omega-\omega_0)^2L} \quad (4.19)$$



La señal deberá multiplicarse por la correspondiente respuesta al impulso obtenida de su transformada inversa de Fourier [145],

$$h_{CD}(t) = \sqrt{\frac{jc}{LD\lambda_0^2}} e^{-j\frac{\pi c}{LD\lambda_0^2}t^2} \quad (4.20)$$

para la que ha considerado la relación entre el parámetro de dispersión  $D$  y el coeficiente de dispersión de segundo orden  $\beta_2$  presentado en (2.11). En tanto que la respuesta al impulso es de duración infinita y no causal, ésta deberá truncarse antes de proceder a muestrear la respuesta temporal para evitar *aliasing* y obtener la respuesta al impulso del filtro FIR digital. Aunque pueden contemplarse distintos tipos de enventanado [143], aquí se considera una sencilla ventana rectangular. Si el muestreo se realiza según el criterio de *Nyquist* al doble del régimen de símbolo,  $T_m = T_s/2$ , se obtiene el siguiente filtro FIR  $h_{CD}[k]$  de longitud  $N_{CD}$ ,

$$h_{CD}[k] = h_{CD}\left(\left(k - \frac{N_{CD} - 1}{2}\right) \cdot T_m\right); k \in [0, N_{CD} - 1] \quad (4.21)$$

El número necesario de coeficientes complejos,  $N_{CD}$  mantendrá una relación directa de proporcionalidad con la dispersión acumulada y el cuadrado régimen de símbolo, en consonancia con el ensanchamiento temporal ya derivado en (2.12) [145],

$$N_{CD} = 2 \left\lfloor \frac{2\lambda_0^2}{c} L|D|R_s^2 \right\rfloor + 1 \quad (4.22)$$

donde el símbolo  $\lfloor \cdot \rfloor$  define un redondeo al entero más próximo hacia menos infinito para asegurar un número entero de coeficientes.

Como referencia, para compensar 1000 ps/nm a un régimen de símbolo  $R_s$  (Gbaud/s), se precisarán  $N_{CD} = 0.032 \cdot R_s^2$  (Gbaud/s) coeficientes del filtro FIR. La Tabla 4.1 describe los coeficientes necesarios para compensar diversas fracciones de una fibra DCF a 107 Gbps bajo modulación PM-QPSK y PM-16QAM. De este modo, bastará con realizar por cada componente de polarización la convolución entre la señal compleja de entrada  $\Gamma_{GSOP}[n]$  y la respuesta al impulso discreta  $h_{CD}[n]$  para obtener, según se representa en la Fig. 4.9, y con más detalle en la Fig. 4.13, una señal de salida ecualizada  $\Gamma_{CD}[n]$ . La Fig. 4.14(a) muestra bajo modulación PM-QPSK la eficiente compensación de la dispersión cromática que se obtiene para los valores de la anterior tabla, describiendo la probabilidad de error una gran similitud con la del canal de referencia. Ciertamente, tal y como se aprecia en la Fig. 4.14(b), esta compensación digital, siempre que cuente con el número de coeficientes  $N_{CD}$

necesarios, introducirá una reducida penalización en la OSNR (en cualquier caso menor de 0.5 dB).

Dispersión cromática residual	PM-QPSK 107 Gbps	PM-16QAM 107 Gbps
200 ps/nm	5	-
400 ps/nm	9	3
800 ps/nm	19	5
1600 ps/nm	37	9

Tabla 4.1 Número de coeficientes  $N_{CD}$  del filtro FIR necesario para la ecualización de la dispersión cromática residual.

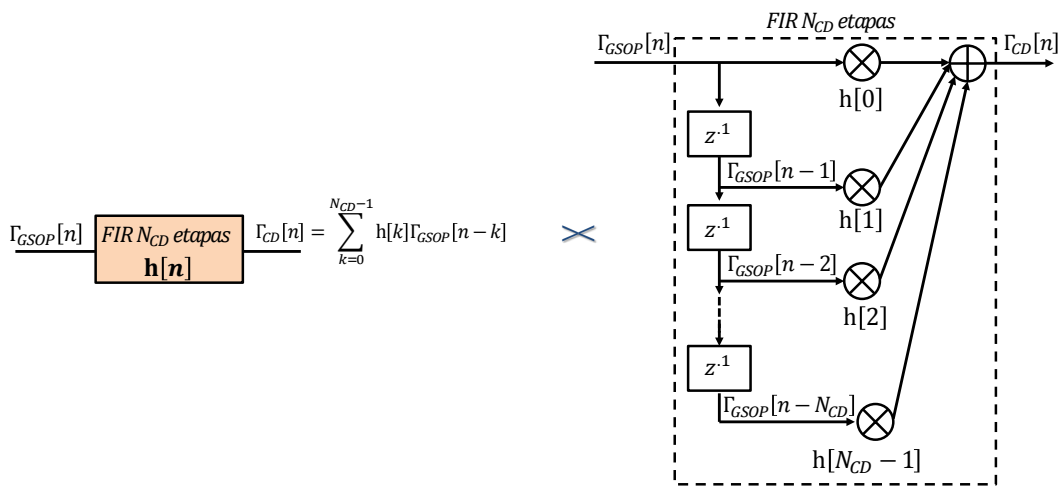


Fig. 4.13 Esquema del filtro digital FIR con  $N_{CD}$  coeficientes fijos a implementar en cada componente de polarización demodulada.

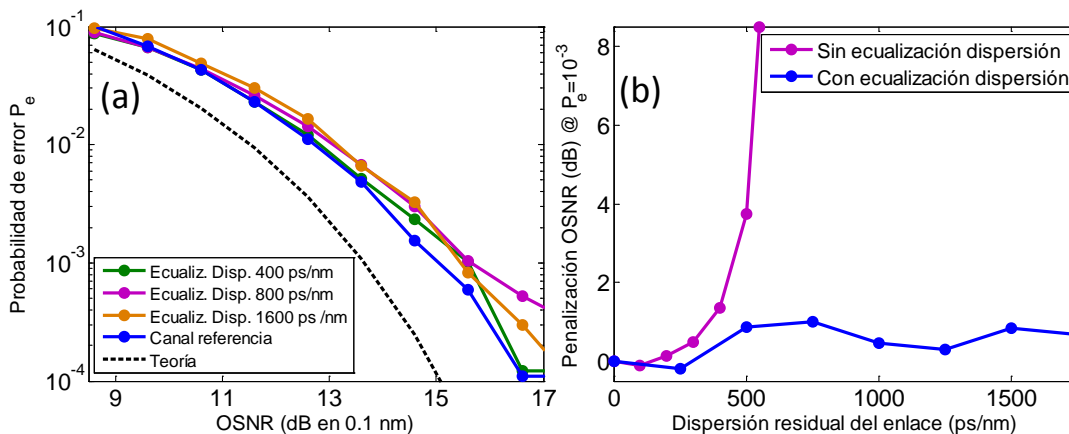


Fig. 4.14 Efecto de la ecualización digital de la dispersión cromática bajo modulación 107 Gbps PM-DQPSK (a) probabilidad de error respecto a la OSNR de entrada al receptor (b) penalización del OSNR ( $P_e = 10^{-3}$ ) en presencia y ausencia de ecualización de dispersión.

#### 4.3.4. Demultiplexación en polarización y compensación dinámica de la dispersión.

El canal óptico es incapaz de mantener el estado de polarización de las componentes de señal inicialmente transmitidas sobre cada uno de los modos ortogonales de la fibra, aunque sí conserva la ortogonalidad existente en transmisión. Este fenómeno, tal y como se presentó en la expresión (2.39) del apartado 2.2.4, puede describirse mediante una matriz de Jones  $\overline{\overline{M}}_F$ , que modela la concatenación de giros y desfases arbitrarios que experimenta la señal en su propagación por la fibra [44, 45, 145]. Las componentes en fase y cuadratura demoduladas en cada componente de polarización sólo podrán corresponder con las inicialmente transmitidas una vez se resuelva y aplique el inverso de la matriz de Jones del canal. Dada la patente similitud con un sistema MIMO [145], podrá aplicarse el esquema en mariposa mostrado en la Fig. 4.15 para resolver el inverso del canal  $\overline{\overline{M}}_{PMD}$  y realizar así la demultiplexación en polarización,

$$\overline{\overline{M}}_{PMD} = \begin{bmatrix} h_{xx} & h_{xy} \\ h_{yx} & h_{yy} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

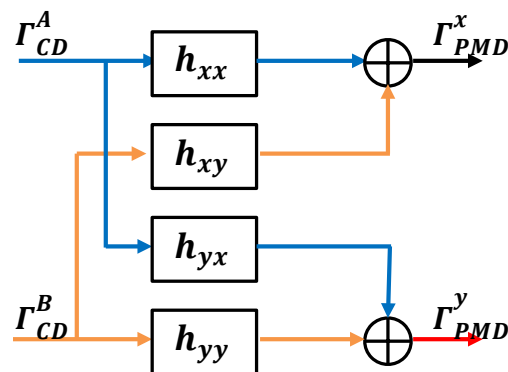


Fig. 4.15 Esquema 2x2 de filtros FIR adaptativos en configuración mariposa para la demultiplexación en polarización y compensación de la dispersión de polarización (PMD).

En vez de sencillos coeficientes escalares, deberán introducirse filtros FIR de  $N_{PMD}$  coeficientes complejos para poder compensar adicionalmente la dispersión en polarización introducida por la birrefringencia de la fibra. Asimismo, y a diferencia de la compensación de la dispersión cromática, estos coeficientes deberán ajustarse adaptativamente para poder seguir la variación temporal que, en una escala de tiempo de milisegundos, muestra  $\overline{\overline{M}}_F$ . La adaptación de los coeficientes de los filtros puede realizarse con secuencias periódicas de entrenamiento o más convenientemente mediante algoritmos ciegos como el extendido CMA (*Constant Modulus Algorithm*). El

algoritmo de gradiente estocástico descendiente CMA se basa en perseguir un módulo constante en los símbolos de cada salida que, como es de esperar, se produce en formatos de modulación M-PSK o QPSK. El propio algoritmo CMA, o una modificación suya [146], ha demostrado ser igualmente válido para constelaciones que no preserven su módulo (M-QAM). De este modo, la actualización de los coeficientes de los filtros digitales puede realizarse desde un sencillo algoritmo adaptativo que opera sobre los  $N_{PMD}$  últimos valores de entrada ( $\Gamma_{CD}^A, \Gamma_{CD}^B$ ) según [143],

$$\begin{aligned}
 \mathbf{h}_{xx} &= \mathbf{h}_{xx} + \mu \varepsilon_x \Gamma_{PMD}^x \Gamma_{CD}^{A*} \\
 \mathbf{h}_{xy} &= \mathbf{h}_{xy} + \mu \varepsilon_x \Gamma_{PMD}^x \Gamma_{CD}^{B*} \\
 \mathbf{h}_{yx} &= \mathbf{h}_{yx} + \mu \varepsilon_y \Gamma_{PMD}^y \Gamma_{CD}^{A*} \\
 \mathbf{h}_{yy} &= \mathbf{h}_{yy} + \mu \varepsilon_y \Gamma_{PMD}^y \Gamma_{CD}^{B*}
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

donde  $\mu$  corresponde al parámetro de convergencia (habitualmente del orden de 0.001 [66]), mientras que los coeficientes ( $\varepsilon_x, \varepsilon_y$ ) describen el error en módulo cometido sobre los símbolos de cada componente de polarización,

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_x &= 1 - |\Gamma_{PMD}^x|^2 \\
 \varepsilon_y &= 1 - |\Gamma_{PMD}^y|^2
 \end{aligned} \tag{4.25}$$

En el proceso de adaptación deberá controlarse que la ecualización no presente un matriz de Jones  $\overline{M_{PMD}}$  singular, para prevenir así la convergencia a una misma solución. Esta singularidad puede prevenirse actualizando según [145] los coeficientes de los filtros cuando se aproxime la cancelación del determinante de  $\overline{M_{PMD}}$ . Tras este bloque se habrá resuelto la demultiplexación en polarización y, adicionalmente, compensado otros efectos como la dispersión de polarización, pérdidas dependientes de la polarización y la dispersión cromática residual no ecualizada en el bloque anterior. Convendrá recordar que los dos modos ortogonalmente polarizados de la fibra experimentarán un retardo diferencial de grupo (DGD) en su propagación por la fibra. Debido a su comportamiento dinámico experimentarán una media  $\langle DGD \rangle$  que, según (2.41), será proporcional a la longitud del enlace y el coeficiente de dispersión de polarización de la fibra. Ciertamente, como se observa en la Fig. 4.16 para el enlace de referencia contemplado en este capítulo, diferentes valores de  $\langle DGD \rangle$  en el enlace podrán ecualizarse usando un suficiente número de etapas de los filtros FIR en mariposa.

Tal y como se aprecia en la Fig. 4.9, la salidas ecualizadas y demultiplexadas en polarización de este bloque presentarán aún una distorsión de fase introducida por el desajuste en frecuencia y fase entre la señal y OL. Convendrá de este modo proceder a estimar y compensar esta fase previamente al bloque de decisión final.

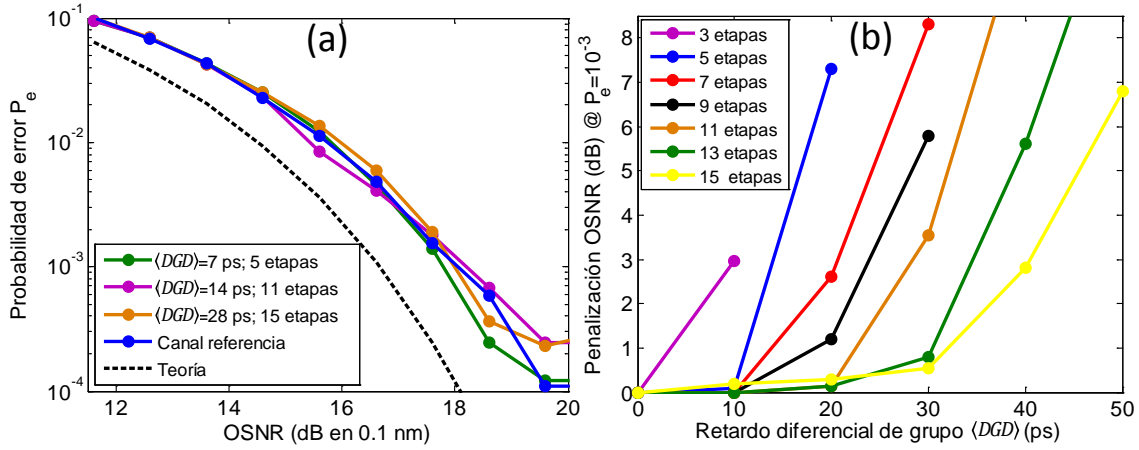


Fig. 4.16 Efecto de la demultiplexación en polarización digital bajo modulación 107 Gbps PM-DQPSK en función de  $\langle DGD \rangle$  y número de etapas de los filtros FIR. (a) Probabilidad de error respecto al OSNR de entrada al receptor (b) penalización del OSNR ( $P_e = 10^{-3}$ ).

#### 4.3.5. Estimación digital de la fase

Como se mencionó en la introducción de este capítulo, el desarrollo de un esquema de recepción coherente intradino fue posible cuando pudo resolverse digitalmente la desviación en frecuencia y fase entre la señal y el oscilador local. El tradicional algoritmo de Viterbi-Viterbi [147] para modulaciones M-PSK es un método extendido para la estimación digital de la fase, compatible con razonables desviaciones de frecuencia en el láser de señal y OL (hasta 400 MHz según [68]). El algoritmo aquí empleado, el algoritmo 'feed forward' de Viterbi-Viterbi [66], se basa en eliminar primeramente la información codificada en la fase de cada símbolo al elevarlo a la M-ésima potencia ( $M=4$  para QPSK). Dada la presencia de ruido, convendrá estimar la fase en cada componente de polarización ( $\hat{\phi}^x, \hat{\phi}^y$ ), tal y como se representa en la Fig. 4.17, tras realizar el promedio de los símbolos colindantes con una ventana móvil de longitud  $N_{EF}$ ,

$$\hat{\phi}[n] = \frac{1}{M} \arg \left[ \sum_{n=-\frac{N_{EF}-1}{2}}^{\frac{N_{EF}-1}{2}} (\Gamma_{PMD})^M \right] \quad (4.26)$$

omitiendo el correspondiente superíndice, que correspondería en cada caso a 'x' o 'y', el símbolo procesado según la Fig. 4.17 corresponderá a

$$\Gamma_{EF}[n] = \Gamma_{PMD}[n]e^{-j\hat{\phi}} [n] \quad (4.27)$$

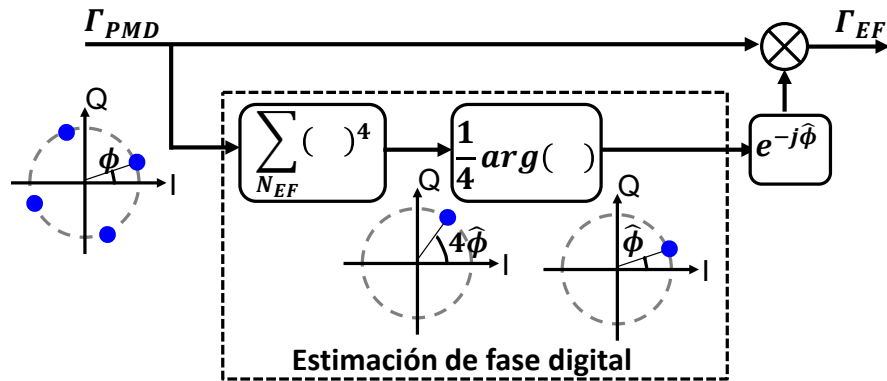


Fig. 4.17 Representación esquemática del algoritmo digital de estimación de fase para M=4.

El valor de  $N_{EF}$  símbolos sobre el que realizar el promedio resultará de un compromiso entre un valor elevado, para promediar la contribución del ruido ASE/*shot* (de distribución gaussiana y media nula), y un valor reducido, para que no sea limitante la acumulación del ruido de fase introducido por el láser de señal y OL. En tanto que la fase estimada se restringe a un rango de valores  $0 \leq \hat{\phi}[n] \leq \frac{\pi}{2}$  (por ejemplo, para M=4), podrá producirse una ambigüedad de cuadrante, para solucionarlo deberá seguirse la evolución de  $\hat{\phi}[n]$  y corregir sus saltos de fase (*phase unwrapping* según [124]). La Fig. 4.18 muestra el compromiso existente entre el tamaño de la ventana  $N_{FE}$  y el ruido de fase introducido por una elevada anchura espectral de las fuentes ópticas. Esto muestra que pueden utilizarse láseres semiconductor DFB para la señal y OL, con anchuras de línea habituales de unos MHz, sin necesidad de recurrir a costosos láseres ECL de ancho de línea próximos a 0.1 MHz [133]. Tal y como se muestra en la Fig. 4.9, a la salida del correspondiente bloque de estimación de fase, las componentes de señal en cada polarización podrán ser adecuadamente identificadas.

Aquí se ha presentado este bloque como independiente del bloque de demultiplexación en polarización. Sin embargo, con una mayor complejidad de implementación, podría contemplarse su integración conjunta para adaptar con más exactitud los coeficientes de los filtros FIR en configuración de mariposa. Esto es posible mediante un algoritmo de gradiente estocástico de decisión dirigida DD-LMS (*Least Mean Square*, de minimización del error cuadrático medio) asistido en fase, con una señal de error compleja que corresponde a la diferencia entre los símbolos

procesados y el símbolo  $\Gamma_D$  proveniente del decisor (ajuste ciego) [143] o de una secuencia de entrenamiento [127],

$$\begin{aligned}\varepsilon_x &= \Gamma_{EF}^x - \Gamma_D^x \\ \varepsilon_y &= \Gamma_{EF}^y - \Gamma_D^y\end{aligned}\quad (4.28)$$

La estimación de fase ante modulaciones M-QAM confía en esta última opción [137] o en la aplicación del algoritmo de Viterbi-Viterbi en exclusiva sobre los símbolos de igual amplitud de la constelación [87].

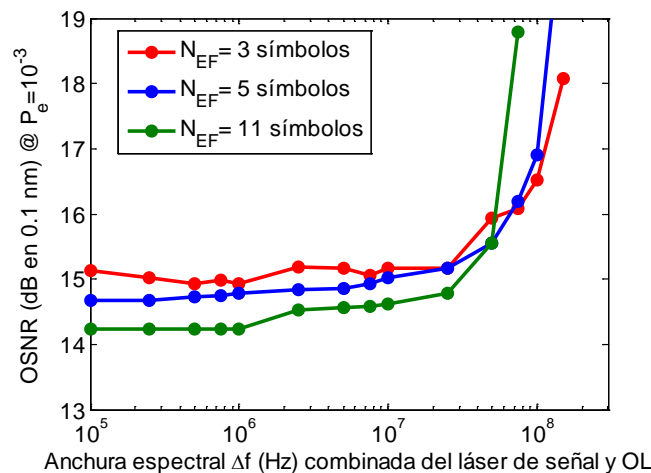


Fig. 4.18 Degradación de la OSNR por efecto del tamaño de la ventana del algoritmo de estimación de fase digital en presencia de ruido de fase

#### 4.3.6. Decisión y decodificación diferencial

Tras la compensación de la fase digitalmente estimada se decidirán, según las fronteras de decisión de la constelación empleada, los bits correspondientes a cada símbolo demodulado. Si para los parámetros del sistema, el algoritmo de Viterbi-Viterbi fuese incapaz de resolver la ambigüedad de cuadrante en las constelaciones QPSK y QAM demoduladas (por la no corrección de los saltos de fase), convendrá adoptar una codificación diferencial de la señal de entrada que deberá aquí ser resuelta. El inconveniente de este procedimiento es que se duplica la probabilidad de error [68], lo que ocasiona una penalización próxima a 0.6 dB en la OSNR. Una penalización similar se apreciaría al codificar diferencialmente los dos bits menos significativos de modulaciones M-QAM [148] para resolver la incertidumbre de cuadrante. No obstante, otras implementaciones de la estimación digital de fase basadas en secuencias de entrenamiento, introducción de símbolos piloto, o basados

en algoritmos de decisión dirigida permiten prescindir de esta codificación diferencial [149, 150].

## 4.4. Conclusiones

En este capítulo se ha constatado y verificado numéricamente como el procesado digital de las componentes de amplitud, fase y polarización de la señal óptica demodulada es clave en un receptor coherente digital intradino. Por una parte, posibilita el necesario control en polarización y fase de la señal de entrada respecto al OL de referencia, lo que facilita la multiplexación en polarización de la información. Por otra, permite la eficiente corrección digital de las imperfecciones introducidas por el sistema (el receptor y, principalmente, el canal).

La correcta implementación de algoritmos digitales de estado del arte en el simulador desarrollado en esta Tesis se ha validado, para el enlace de referencia del anterior capítulo, atendiendo a las expresiones teóricas y resultados de un canal AWGN sin dispersión. De este modo, asumiendo la existencia de un adecuado procesado digital de señal posterior, podrá adoptarse un sencillo modelo de canal AWGN sin distorsión en la caracterización de nuevas propuestas de esquemas de recepción de los dos próximos capítulos. Esto permitirá centrar el estudio en la identificación de las no-idealidades de cada receptor y evaluar la eficiencia de las corrección analógica o digital ahí planteada.



# Capítulo 5. Downconverter de una polarización

## 5.1. Introducción

Como se deduce de los dos anteriores capítulos, es de esperar que la transmisión digital en las redes ópticas existentes pronto se vaya actualizando a nuevos esquemas de transmisión coherentes. Esto es así en tanto que, debido a su mayor eficiencia espectral y posibilidad de ecualización digital del canal, permiten incrementar la tasa de transmisión y reutilizar la infraestructura óptica existente. En este sentido, conviene recordar que recientemente el *Optical Internetworking Forum* ha propuesto la modulación QPSK con diversidad de polarización para la transmisión a 100 Gbps por canal [10] con un esquema de recepción coherente digital intradino basado en el *downconverter* convencional [11]. No obstante, de cara a un futuro inmediato, se contempla incrementar la capacidad de transmisión recurriendo a formatos de modulación como 16-QAM [9], 64-QAM o incluso 512-QAM [25]. Estos nuevos formatos pueden simultanear un mayor régimen binario por canal con una menor tasa de símbolo, permitiendo así: i) una mayor tolerancia a los efectos dispersivos de la fibra (cromática y de polarización), ii) una reducción en la exigencia de velocidad/ancho de banda de los dispositivos electrónicos (asociado también a un menor consumo de potencia). Por otra parte los recientes avances en amplificación óptica, que ofrecen un amplio ancho de banda de transmisión disponible [7, 8] (abarcando las bandas C+L o incluso S+C+L), impulsan un renovado interés en disponer de receptores ópticos coherentes eficientes que operen en un amplio rango de longitudes de onda.

Por otro lado existe un claro interés en la integración de los receptores con tecnologías como Fosforo de Indio (InP) [128] o Silicon-on-Insulator (Sol) [151], debido a que permiten una importante reducción de coste, tamaño y consumo (necesario en

aplicaciones comerciales). Por ejemplo, en el marco del programa MIRTHE [9], se implementó un *downconverter* convencional haciendo uso de híbridos MMI 2x4 a 90° y fotodiodos integrados en el mismo chip.

En este capítulo se estudiarán y evaluarán diferentes implementaciones del subsistema downconverter IQ (DIQ). Su objetivo, como se mostró en el anterior capítulo, es la demodulación de las componentes en fase y cuadratura (IQ) de la señal incidente tras su combinación con una señal de referencia u oscilador local (OL) de igual frecuencia. Como se vió entonces, el desajuste que en la práctica pueda darse en frecuencia o fase entre ellos se corregirá en un bloque de procesamiento digital posterior que aquí se asumirá ideal. Este bloque digital, asistido desde una red de diversidad de polarización óptica, solucionará asimismo el desalineamiento entre la polarización de la señal de entrada y OL, tal y como se abordará en el siguiente capítulo. Para mantener acotada la complejidad de este capítulo, se supondrá en todo momento que el estado de polarización de la señal recibida y el OL son coincidentes.

La Fig. 5.1 describe el esquema general de un *downconverter* IQ que agrupa tanto la solución convencional como otras propuestas que se evaluarán aquí. El combinador 2xN representado permite obtener N fotocorrientes de los fotodiodos situados en sus puertos de salida. A continuación, las fotocorrientes se operarán linealmente en el dominio analógico o digital (en este caso tras su paso previo por convertidores analógico-digital, CAD) para calcular las componentes IQ del canal demodulado. Este tipo de receptores podrá ser implementado monolíticamente haciendo uso de híbridos MMI 2xN (por ej. MMI 2x3 ó MMI 2x4) con fotodiodos integrados en el mismo chip. El principal inconveniente es que los híbridos reducen notablemente sus prestaciones al incrementar el ancho de banda de operación, produciéndose desbalances al trabajar lejos de la frecuencia de diseño [152, 153]. El efecto de estos desbalances serán más acusados ante modulaciones de orden superior, M-QAM, en los extremos de la banda de operación y, especialmente, ante la presencia de posibles errores en el proceso de fabricación. Dada la linealidad de los algoritmos de ecualización digitales implementados en el DSP, el bloque de recuperación IQ deberá minimizar la distorsión no-lineal o interferencia que pudieran ser causadas por las no-idealidades del receptor. En la sección 5.2 se evaluarán las limitaciones de una implementación monolítica en InP del *downconverter* convencional con recuperación analógica de las componentes IQ desde una fotodetección balanceada. Para superar sus importantes restricciones, en la sección 5.3 se evaluará la adopción a frecuencias ópticas de un esquema de recepción '*five port*' conocido a frecuencias de microondas y basado en un acoplador 2x3 a 120° [14, 154]. Su interés radica en que, como es bien sabido en el

ámbito de los receptores de seis puertos [155, 156], es necesario un mínimo de tres medidas de potencia para recuperar tras su operación lineal las componentes IQ sin distorsión, pese a las no-idealidades o desbalances del receptor. Esta es la característica determinante que distingue a este esquema de receptor tanto de sus primeras implementaciones, con acopladores 3x3 a 120° implementados en fibra en la década de 1980 [65, 157], como de las más recientes, con acopladores también implementados en fibra [158, 159] o integrados en Sol (*Silicon on Insulator*) [12]. Se demostrará que el receptor propuesto tiene idealmente la misma sensibilidad (limitada por el ruido eléctrico interno y el ruido del canal) que el receptor convencional. En ambos casos se podrá adoptar el modelo de un sencillo canal AWGN sin distorsión asumiendo un bloque de procesamiento digital de señal ideal.

Adicionalmente, en el desarrollo de las futuras redes ópticas reconfigurables, será clave la disponibilidad de receptores coherentes que no estén limitados a la demodulación de un canal a una longitud de onda específica impuesta por la salida de un demultiplexor. Estos receptores acromáticos, definidos habitualmente bajo el calificativo anglosajón '*colorless*', deben poder seleccionar y demodular un canal concreto de una transmisión multicanal tan sólo sintonizando la frecuencia del oscilador local (sin la asistencia de ningún dispositivo óptico de filtrado o demultiplexión). En una recepción '*colorless*' el rechazo del modo común CMRR del DIQ se utiliza habitualmente como figura de mérito para describir su capacidad para suprimir las interferencias generadas en banda base por los canales adyacentes [50, 160, 161]. Para mantener un alto CMRR en el ancho de banda de operación '*colorless*' será necesario nuevamente reducir las no-idealidades o desbalances del DIQ, lo que impone unos márgenes muy estrechos a las tolerancias de fabricación. Ante la imposibilidad de trabajar en la práctica con elevados niveles de señal, y la consiguiente reducción en el margen dinámico de operación, el OIF ha propuesto recientemente integrar en el receptor convencional un atenuador óptico variable (VOA, *Variable Optical Attenuator*) en el camino óptico de la señal de entrada junto a un necesario circuito de control [11, 162]. En la sección 5.4 se evaluarán las ventajas que esquemas multipuerto, distintos al anterior DIQ convencional pero igualmente asistidos desde un bloque de recuperación analógica de las componentes IQ, ofrecen para una recepción '*colorless*' libre de interferencias de los canales adyacentes en un amplio ancho de banda de operación.

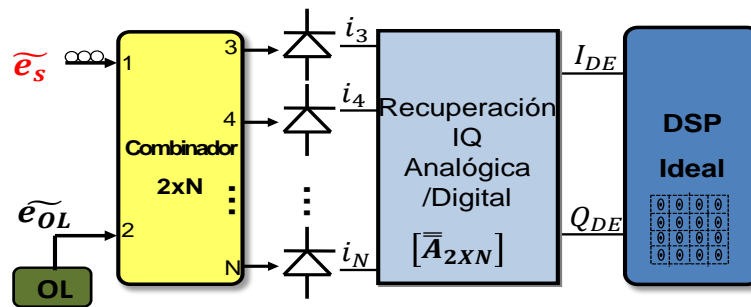


Fig. 5.1. Esquema general del *downconverter* IQ de un receptor coherente digital.

## 5.2. Downconverter convencional basado en híbridos a $90^\circ$

Como esquema de referencia para la recepción coherente digital, el *downconverter* convencional ha sido ampliamente estudiado en la bibliografía. No obstante, en esta sección se presentan algunas aportaciones interesantes:

- i) Expresión analítica bajo modulación M-QAM de la probabilidad de error del receptor al considerar fuentes internas de ruido con un factor de penalización al considerar sus desbalances. Esta expresión ha sido adecuadamente verificada desde la simulación numérica.
- ii) Simulación de un *downconverter* convencional monolíticamente integrado en InP en un escenario realista de fabricación.
- iii) Constatación numérica de la importante penalización infringida para altos niveles de señal bajo modulaciones M-QAM por la distorsión no-lineal inducida por las no-idealidades del *downconverter* (por trabajar lejos de la frecuencia central de diseño o por las tolerancias del proceso de fabricación). Esta penalización limita en última instancia el rango dinámico y ancho de banda de operación del *downconverter* convencional.

### 5.2.1. Teoría del downconverter convencional

En la Fig. 5.2(a) se muestra el esquema del *downconverter* convencional, basado en un híbrido a  $90^\circ$  con cuatro fotodiodos en configuración diferencial (Fig. 5.2(b)) o balanceada (Fig. 5.2(c)), para detectar las componentes IQ de la señal recibida. Estas componentes son amplificadas y digitalizadas como paso previo a su procesamiento digital. Los campos eléctricos escalares incidentes de señal de entrada y OL podrán describirse en función de sus envolventes complejas, de forma equivalente a como se hizo en (3.1), pero considerando aquí un mismo estado de polarización ( $\hat{e}_s = \hat{e}_{OL}$ ),

$$e_s(t) = Re\{\tilde{e}_s e^{j\omega_o t}\} \tag{5.1}$$

$$e_{OL}(t) = Re\{\tilde{e}_{OL} e^{j\omega_o t}\} \tag{5.2}$$

Bajo la detección homodina aquí contemplada, el OL (de potencia  $P_{OL} = |\tilde{e}_{OL}|^2$  al considerar una expresión de campo eléctrico normalizada) tendrá la misma frecuencia que la señal recibida. La envolvente compleja de la señal de entrada podrá incorporar una componente de ruido  $n_{ASE}$  superpuesta a la deseada de señal  $S_{TX}$ , describiéndose como

$$\tilde{e}_s = S_{TX} + n_{ASE} \tag{5.3}$$

donde  $n_{ASE}$  representa la contribución de ruido ASE producido por la amplificación óptica del enlace que, como se vió en la sección 2.4, será modelado como un ruido AWGN de densidad espectral de potencia  $S_{ASE}$ . La incorporación de éste y de las distintas fuentes de ruido de interés en recepción tendrá lugar más adelante, por lo que la envolvente lentamente variable de señal, de potencia promedio  $P_s = |\tilde{e}_s|^2$ , se describirá por ahora únicamente en función de sus componentes IQ,

$$S_{TX} = \sqrt{P_s}(I + jQ) \tag{5.4}$$

donde I y Q son las componentes normalizadas en fase y cuadratura de la señal de entrada, de modo tal que  $\langle I^2 \rangle + \langle Q^2 \rangle = 1$ , definiendo  $\langle \rangle$  al operador promedio.

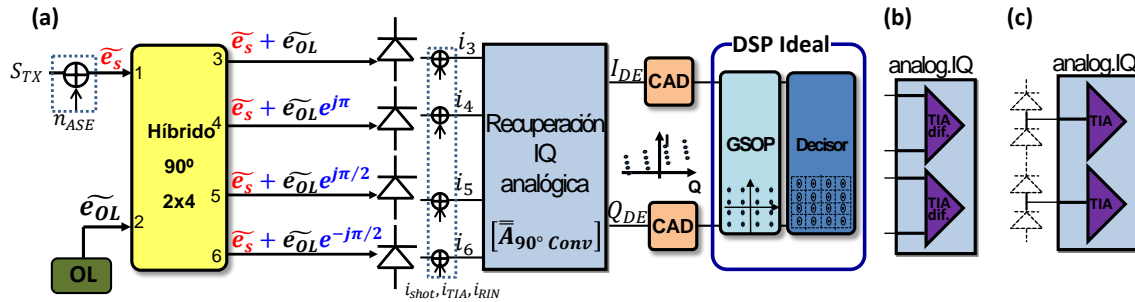


Fig. 5.2 Esquema del receptor convencional : (a) esquema general, (b) detalle del bloque de recuperación IQ diferencial, (c) detalle de bloque de recuperación IQ con fotodiodos balanceados.

La señal y OL se combinan en un híbrido a 90°, con parámetros de scattering  $S_{im}$  definidos entre sus seis puertos

$$\begin{bmatrix} \tilde{e}_3 \\ \tilde{e}_4 \\ \tilde{e}_5 \\ \tilde{e}_6 \end{bmatrix} = \bar{S}_{90^\circ} \begin{bmatrix} \tilde{e}_s \\ \tilde{e}_{LO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \\ S_{31} & S_{32} \\ S_{41} & S_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{e}_s \\ \tilde{e}_{LO} \end{bmatrix} \tag{5.5}$$

De este modo, las fotocorrientes que se obtienen en los fotodiodos de salida (de responsividad  $R_i$  y respuesta cuadrática ideal) pueden describirse como

$$i_i = R_i |\tilde{e}_i|^2 = R_i |S_{i1} \tilde{e}_s + S_{i2} \tilde{e}_{LO}|^2; i = 3, \dots, 6 \quad (5.6)$$

Implementando a continuación una red analógica que reste las fotocorrientes dos a dos, como muestra la Fig. 5.2(b)-(c), según

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{90^\circ Conv} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} = \bar{A}_{90^\circ Conv} \cdot \bar{i} \quad (5.7)$$

se obtienen las siguientes componentes demoduladas IQ de la señal recibida, descritas en forma matricial como

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{90^\circ Conv} = \begin{bmatrix} i_3 - i_4 \\ i_5 - i_6 \end{bmatrix} = P_{OL} \begin{bmatrix} \alpha_I \\ \alpha_Q \end{bmatrix} + 2\sqrt{P_{OL}P_s} \begin{bmatrix} u_I & u_Q \\ v_I & v_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} + P_s \begin{bmatrix} \gamma_I \\ \gamma_Q \end{bmatrix} (I^2 + Q^2) \quad (5.8)$$

En el miembro derecho de la ecuación (5.8) se introducen tres términos que, según la Tabla 5.1, pueden describirse fácilmente en función de los parámetros de los fotodiodos e híbrido a  $90^\circ$ : desplazamiento en continua ( $\alpha_I, \alpha_Q$ ), transformación de los ejes de referencia ( $u, v$ ) y distorsión no-lineal ( $\gamma_I, \gamma_Q$ ). Como se muestra en [163] para un receptor de seis puertos a frecuencia de microondas, los dos primeros términos causan una traslación, giro y falta de ortogonalización de los ejes de referencia, compensable en el DSP siguiendo el extendido algoritmo de ortogonalización GSOP (véase apartado 4.3.2) [142]. No obstante, este algoritmo lineal es incapaz de compensar el último término, responsable de una distorsión no-lineal en la constelación de señal recibida y proporcional a la relación  $P_s/P_{LO}$ , lo que limitará considerablemente la eficiencia del receptor.

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

Tabla 5.1. Parámetros que caracterizan al receptor convencional

Lo descrito en el anterior párrafo puede visualizarse gráficamente en la Fig. 5.3(a) para una constelación 64-QAM, en donde se aprecia que los símbolos demodulados experimentarán un desplazamiento y una transformación descrita por los dos primeros términos de la ecuación (5.8) cuando se anulan los coeficiente de distorsión no-lineal ( $\gamma_I = \gamma_Q = 0$ ). Por el contrario, en presencia de distorsión no-lineal y ausencia de

errores lineales ( $\alpha_I = \alpha_Q = 0, u = -jv$ ), la constelación demodulada se situará en una rejilla curva.

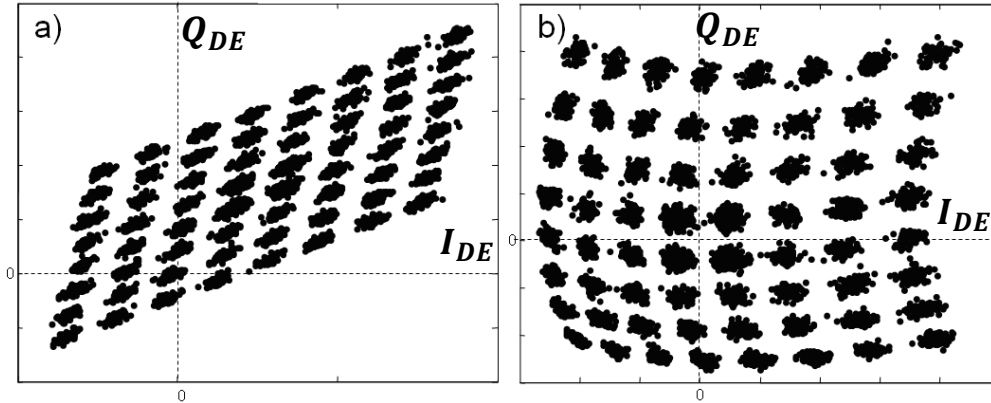


Fig. 5.3. Constelación 64-QAM detectada por un *downconverter* convencional considerando únicamente: (a) distorsión lineal ( $\gamma_I = \gamma_Q = 0$ ); (b) distorsión no-lineal ( $\gamma_I, \gamma_Q \neq 0, \alpha_I = \alpha_Q = 0, u = -jv$ ).

De este modo, se puede concluir que los desbalances del hardware del *downconverter* convencional pueden ocasionar un limitante término de distorsión no-lineal en la señal demodulada que obedece, según el tercer término de (5.8), a la componente de detección directa que no es completamente cancelada en la detección balanceada. Su importancia en las constelaciones que no presentan módulo constante (M-QAM con  $M \neq 4$ ) aumenta con la relación de potencia entre señal y OL, limitando de este modo el rango dinámico disponible en recepción.

### ***Interpretación geométrica de la distorsión no-lineal introducida en los símbolos recibidos***

Una aproximación gráfica al origen de la distorsión no-lineal se puede obtener desde la interpretación de la ecuación (5.6), reescrita en función del símbolo recibido normalizado,  $\Gamma^s = \tilde{e}_s / \tilde{e}_{LO}$ , y de los centros del híbrido  $q_i = -S_{i2} / S_{i1}$  como:

$$i_i = R_i |S_{i1}|^2 P_{LO} |\Gamma^s - q_i|^2; i = 3, \dots, 6. \quad (5.9)$$

Geoméricamente, la ecuación (5.9) representa cuatro medidas proporcionales al radio definido por una circunferencia que discurre por el símbolo  $\Gamma^s$  y centrada en cada uno de los centros  $q_i$ . Definiendo ese factor de proporcionalidad como  $\delta_i = R_i |S_{i1}|^2 P_{LO}$ , dependiente del desbalanceo de amplitud respecto al puerto de entrada de señal, se obtiene ciertamente la ecuación de una circunferencia de radio  $d_i$

$$|\Gamma^s - q_i|^2 = \frac{i_i}{\delta_i} = d_i \quad (5.10)$$

Para una implementación ideal, con  $\delta_i = \delta$  y los centros ubicados según (4.9) en  $\{q_3 = -1; q_4 = 1; q_5 = -j; q_6 = j\}$ , las componentes demoduladas de señal ( $I_{DE}, Q_{DE}$ ) podrán obtenerse fácilmente desde la diferencia analógica de cada par de fotocorrientes de las que se dispone:

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_3 - i_4 \\ i_5 - i_6 \end{bmatrix} = \delta \begin{bmatrix} d_3 - d_4 \\ d_5 - d_6 \end{bmatrix} = 4\delta \begin{bmatrix} \text{Re}(\Gamma^s) \\ \text{Im}(\Gamma^s) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Esto se observa gráficamente en el trazo verde continuo de la Fig. 5.4, para la resolución sin distorsión de la componente en fase desde la diferencia de distancias  $d_i$ , siempre que se mantenga en ellas un mismo factor de proporcionalidad  $\delta_i = \delta$ . Ante la presencia de desbalances de amplitud, por ej.  $\delta_3 = k\delta_4$ , es fácil observar en el trazo rojo discontinuo que se producirá una distorsión en la medida  $\Delta I_{DE} = (1 - k)\delta|\Gamma^s|^2$  que, dada su dependencia con  $|\Gamma^s|^2$ , no podrá resolverse por métodos lineales.

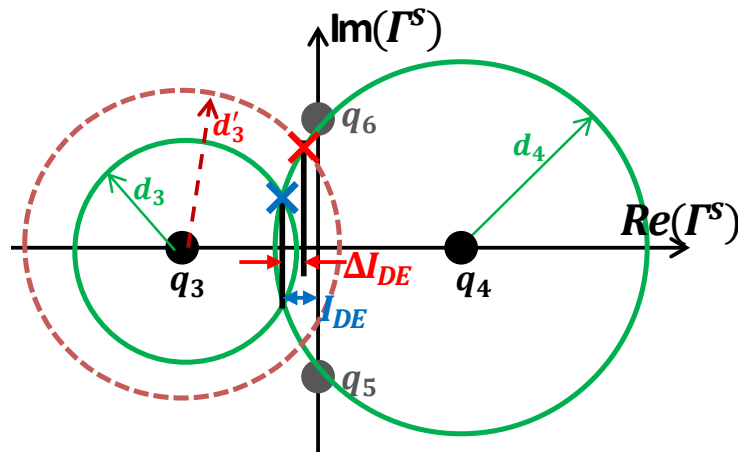


Fig. 5.4. Representación gráfica de la distorsión no-lineal en el *downconverter* convencional. Cruz azul: símbolo correctamente demodulado. Cruz roja: símbolo demodulado con distorsión  $\Delta I_{DE}$  debido a desbalances en el receptor.

### 5.2.2. Estimación analítica de la probabilidad de error bajo una implementación ideal del downconverter convencional

En este apartado se detallan el procedimiento y las expresiones que conducen, primeramente, a la obtención de la relación señal-a-ruido (SNR) del *downconverter* convencional bajo una implementación ideal e introducción de sus fuentes internas de ruido. Relación que, a continuación, definirá la probabilidad de error ante formatos de



modulación M-QAM de orden elevado. Esto determinará en última instancia la sensibilidad del esquema de recepción. Los resultados de este mismo estudio, que pueden encontrarse sin dificultad en la bibliografía [49, 92], permitirán, por una parte, validar las simulaciones numéricas y, por otra, comprobar más adelante que el *downconverter* a 120° no infringe penalización alguna en cuanto a la sensibilidad de recepción.

Se empezará evaluando la potencia de la señal eléctrica recibida bajo una implementación ideal del DIQ, para ello consideraremos: i) ausencia de ruido, ii) recepción perfectamente balanceada (fotodiodos de idéntica responsividad  $R = R_i$ ), iii) híbrido a 90° ideal caracterizado por la matriz de *scattering*  $\bar{S}_{90^\circ ideal}$  presentada en (4.9).

Bajo las condiciones anteriores, desde la ecuación (5.8) y la Tabla 5.1, se obtiene que los ejes de referencia mantienen la condición de cuadratura ideal ( $\alpha_I = \alpha_Q = 0, u = -jv$ ) sin que se produzca distorsión no-lineal ( $\gamma_I = \gamma_Q = 0$ ). De este modo, la ecuación (5.8), en ausencia de ruido, se reduce a la esperada relación (4.5),

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{90^\circ ideal} = R\sqrt{P_{OL}P_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Si se desarrolla ahora la expresión (5.6) según (5.3), y se introducen además las fuentes internas de ruido del receptor, se obtendrán las siguientes fotocorrientes para una implementación ideal (definiendo los operadores real e imaginario por  $Re(\cdot)$  y  $Im(\cdot)$ , respectivamente):

$$\begin{aligned} i_3 = \frac{R}{4} \{ & P_s(I^2 + Q^2) + P_{OL} + P_{ASE} \pm 2\sqrt{P_{OL}}Re(S_{TX} + n_{ASE}) + 2Re(S_{TX}^*n_{ASE}) \} + \\ & i_{shot_4^3} + i_{RIN} + i_{TIA_4^3} \\ i_5 = \frac{R}{4} \{ & P_s(I^2 + Q^2) + P_{OL} + P_{ASE} \pm 2\sqrt{P_{OL}}Im(S_{TX} + n_{ASE}) + 2Im(S_{TX}^*n_{ASE}) \} + \\ & i_{shot_6^5} + i_{RIN} + i_{TIA_6^5} \end{aligned} \quad (5.13)$$

donde se han utilizado diferentes subíndices para describir las componentes de ruido incorreladas entre sí. Los tres últimos sumandos en cada expresión introducen los términos más relevantes de ruido *shot*, ruido RIN y ruido térmico de los amplificadores de transimpedancia (ruido TIA), respectivamente. Nótese que para una detección balanceada ideal se cancelarán las componentes comunes de detección directa, ruido RIN y ruido ASE resultante del batido con la señal. Ciertamente, la detección

balanceada según (5.7) es una forma sencilla de duplicar la componente de señal mientras se cancelan las anteriores componentes comunes de ruido,

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix} = R\sqrt{P_{OL}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Re(S_{TX} + n_{ASE}) \\ Im(S_{TX} + n_{ASE}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{DE_I} \\ N_{DE_Q} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

donde se han definido las componentes en fase y cuadratura del ruido eléctrico interno del receptor ( $N_{DE_I}, N_{DE_Q}$ ) como

$$N_{DE_I} = (i_{shot\ 3} - i_{shot\ 4}) + (i_{TIA\ 3} - i_{TIA\ 4}) \quad (5.15)$$

$$N_{DE_Q} = (i_{shot\ 5} - i_{shot\ 6}) + (i_{TIA\ 5} - i_{TIA\ 6})$$

Se partirá de estos resultados para resolver la relación de potencias entre las componentes de señal y ruido (SNR) de downconverter convencional. A la señal demodulada compleja, definida como  $S_{DE} = I_{DE} + jQ_{DE}$  ó  $S_{DE} = R\sqrt{P_{OL}}\tilde{e}_s$  (en ausencia de fuentes internas de ruido), le corresponderá el siguiente valor cuadrático medio (descrito en adelante por el operador  $\langle \cdot \rangle$ ),

$$\langle |S_{DE}|^2 \rangle = R^2 P_{OL} P_s \quad (5.16)$$

A continuación, se enumeran brevemente las fuentes de ruido relevantes en recepción, que podrán modelarse como ruido AWGN. Aunque ya fueron descritas brevemente con anterioridad en el punto 2.3.1, se resolverá su varianza para este esquema de detección. Para la evaluación de su valor se considerará que el receptor dispone de un ancho de banda efectivo de ruido  $B_e$ .

1. Ruido óptico ASE ( $n_{ASE}$ ). Introducido junto a la señal según la expresión anterior (5.3), siendo limitante el batido que se produce en cada fotodiodo con el OL. Su contribución tras recepción, apreciable en el primer término de (5.14), es equivalente a la expresión (5.16), en la que la potencia incidente de señal deberá ser sustituida por la de ruido  $P_{ASE} = S_{ASE} B_e$ ,

$$\langle i_{ASE_{OL}}^2 \rangle = R^2 P_{OL} P_{ASE} \quad (5.17)$$

2. Ruido eléctrico *shot* o cuántico ( $i_{shot}$ ). La fotocorriente generada por cada fotodiodo ante la señal óptica incidente (resultante de la contribución de señal y OL), irá acompañada de unas fluctuaciones como consecuencia de la llegada aleatoria de fotones, de valor cuadrático medio proporcional a su fotocorriente promedio  $\langle i_i \rangle$  [39, 49],

$$\langle i_{shot\ i}^2 \rangle = 2qB_e \langle i_i \rangle; \quad i = 3, \dots, 6. \quad (5.18)$$

Ante una implementación ideal, la potencia de señal y OL se repartirá equitativamente entre los cuatro puertos de salida del híbrido a 90°, resultando

$$\langle i_i \rangle = R \frac{P_s + P_{OL}}{4} \cong R \frac{P_{OL}}{4} \quad (5.19)$$

donde se ha asumido que para un bajo nivel de señal (única situación en la que el ruido interno es relevante) se cumplirá  $P_{LO} \gg P_s$ . Nótese que aquí se ha contemplado únicamente el ruido *shot* asociado a los fotodiodos PIN, al no ser emplearse habitualmente fotodiodos de avalancha APD en receptores ópticos coherentes. El motivo es que en los esquemas coherentes hay ya un factor de amplificación suministrado por el propio OL que no hace necesario recurrir a la ganancia suministrada por un fotodiodo APD más complejo y ruidoso (recordemos que en ellos el ruido *shot* se amplifica en exceso sobre la señal).

3. Ruido relativo de intensidad ( $i_{RIN}$ ). Debido fundamentalmente a las fluctuaciones en intensidad del OL, deberá considerarse en cada fotodiodo un ruido de intensidad relativo a la fotocorriente media  $\langle i_i \rangle$  según el parámetro RIN (descrito habitualmente en unidades dB/Hz) que se asumirá constante con la frecuencia [49]:

$$\langle i_{RIN\ i}^2 \rangle = RIN B_e \langle i_i \rangle^2 \quad (5.20)$$

4. Ruido térmico de amplificación ( $i_{TIA}$ ). El amplificador de transimpedancia (TIA) aplicado a cada una de las componentes de señal introducirá un limitante ruido identificado con la electrónica de preamplificación [49, 50]. Esto es así en tanto que, al ser de ganancia razonablemente alta, según la fórmula de Friss su ruido será más limitante que el introducido en etapas de amplificación posteriores. Su origen está en la agitación térmica de los portadores en la electrónica de recepción. Se considerará un ruido equivalente, referido a sus entradas y dependiente de la densidad espectral de ruido  $\alpha_{TIA}$  del TIA, tal y como se definió en (2.47) y que se repite aquí para mayor claridad,

$$\langle i_{TIA}^2 \rangle = \alpha_{TIA}^2 B_e \quad (5.21)$$

5. Los láseres de señal y OL requerirán en la práctica de un reducido ancho de línea para poder despreciar su ruido de fase. La incidencia del ruido de fase será especialmente crítica en modulaciones M-QAM de orden elevado exigiendo, por ejemplo, el uso de láseres ECL (de ancho de línea del orden de 100 kHz) para la recepción 16-QAM [137]. Afortunadamente, en la línea del algoritmo digital de estimación de fase propuesto en 4.3.5, se han propuesto recientemente algoritmos digitales (*feedforward carry recovery algorithm*) [148, 164] que han demostrado la reducción de esta exigencia para constelaciones QAM, mostrando incluso la compatibilidad de láseres DFB para una transmisión 256-QAM. Por este motivo, desde la suposición de un bloque DSP ideal, se ignorará el ruido de fase.
6. Otras fuentes de ruido, como el ruido de corriente de oscuridad o superficial de fugas, podrán despreciarse en relación a las anteriores.

En demodulación ideal de una constelación M-QAM, se obtendrá para un receptor óptimo la probabilidad de error por bit  $P_e$  mostrada en (4.11), que vuelve a reproducirse aquí por mayor claridad,

$$P_e = \frac{1}{\log_2 M} \left\{ 1 - \left[ 1 - \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \operatorname{SNR}} \right) \right]^2 \right\} \quad (5.22)$$

donde SNR corresponde según (3.20) al cociente entre la potencia de señal y de ruido recibidas en un ancho de banda equivalente al régimen de símbolo. Para el *downconverter* convencional ideal, la SNR de las componentes en fase en cuadratura será idéntica, pudiendo expresarse, al considerar las fuentes internas de ruido, como

$$\operatorname{SNR} = \frac{\langle |S_{DE}|^2 \rangle}{\langle i_{ASE\_LO}^2 \rangle + \langle N_{DE\_I}^2 \rangle + \langle N_{DE\_Q}^2 \rangle} = \frac{\langle |S_{DE}|^2 \rangle}{\langle i_{ASE\_LO}^2 \rangle + 4\langle i_{shot}^2 \rangle + 4\langle i_{TIA}^2 \rangle} \quad (5.23)$$

Si se define la relación señal a ruido óptica a la entrada como  $OSNR = P_s/P_{ASE}$ , la expresión anterior puede describirse equivalentemente como,

$$\frac{1}{\operatorname{SNR}} = \frac{1}{OSNR} + \frac{2qB_e}{R} \frac{1}{P_s} + \frac{4\langle i_{TIA}^2 \rangle}{R^2 P_{OL} P_s} \quad (5.24)$$

Este resultado es muy importante, puesto que permite constatar como el máximo SNR (y por lo tanto la mínima probabilidad de error), vendrá impuesto por la OSNR [92].

Las Fig. 5.5(a)-(b) muestran en trazo negro continuo la evaluación numérica de las anteriores expresiones respecto a la potencia de señal  $P_s$  (dBm) para la recepción de

una señal a 112 Gbps modulada bajo 64-QAM (considerándose  $\alpha_{TIA} = 20 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$  y una responsividad  $R = 0.89 \text{ A/W}$ ). La Fig. 5.5(a) representa, en ausencia de ruido ASE, la probabilidad de error para las potencias de OL, 15 dBm y 5 dBm. En la Fig. 5.5(b) se plantea otra representación habitual ante la presencia de ruido en el canal AWGN (ruido ASE), que se utilizará frecuentemente en este capítulo. En ésta, la OSNR de entrada se fija para asegurar una probabilidad de error en un receptor ideal sin ruido, habitualmente  $P_e = 10^{-4}$ , y se resuelve para cada potencia de señal la reducción que aquella debe experimentar (penalización de la OSNR) para mantener esa misma probabilidad en presencia del ruido del receptor. En ambas figuras se constata que, para bajos niveles de señal, la sensibilidad del receptor estará limitada por sus fuentes internas de ruido: para una potencia de OL de 15 dBm limitado por el ruido *shot* y para 5 dBm limitado fundamentalmente por el ruido térmico.

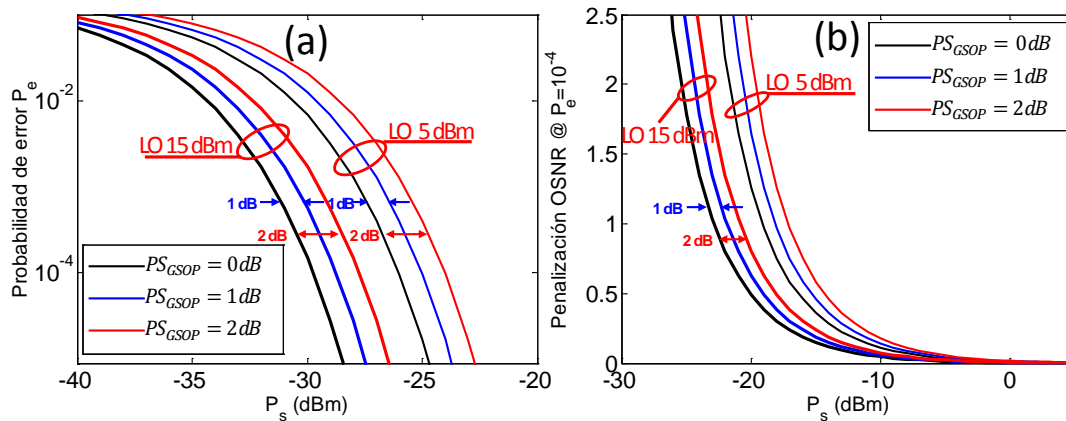


Fig. 5.5 Evaluación teórica del *downconverter* convencional respecto a la potencia de señal (a) probabilidad de error y (b) penalización de OSNR (para una  $P_e = 10^{-4}$ ). En trazo negro, receptor ideal. En trazo azul y rojo se introduce una penalización en la sensibilidad de 1 dB y 2 dB, respectivamente.

### 5.2.3. Estimación analítica de la penalización en sensibilidad por no-idealidades del *downconverter* convencional

En este punto se propondrá una métrica para la estimación de la penalización en sensibilidad ocasionada por las no-idealidades del receptor. El punto de partida será la relación de los símbolos demodulados ( $I_{DE}, Q_{DE}$ ) con las componentes de información de la señal ( $I, Q$ ) de acuerdo a (5.8), asumiendo el desacoplo de la componente en continua y la ausencia de distorsión no-lineal (para el cálculo de sensibilidad, se cumplirá en cualquier caso  $P_s \ll P_{LO}$ ),

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{90^\circ Conv} = R\sqrt{P_{OL}P_s} \cdot \overline{\overline{M}}_H \cdot \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{DE,I} \\ N_{DE,Q} \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

donde  $R$  representa la responsividad promedio de una detección que, por simplicidad, se considerará igual en cada par de fotodiodos ( $R_A = R_3 = R_5$ ;  $R_B = R_4 = R_6$ ), resultando  $R = 0.5 \cdot (R_A + R_B)$ . Las fuentes de ruido interno del receptor ya fueron definidas en (5.15). El *downconverter* convencional queda descrito por una matriz de sistema  $\overline{\overline{M}}_H$ , definida por los parámetros de la Tabla 5.1,

$$\overline{\overline{M}}_H = \frac{2}{R} \begin{bmatrix} u_I & u_Q \\ v_I & v_Q \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

Idealmente, para una misma responsividad en los fotodiodos y parámetros de *scattering*  $\overline{\overline{S}}_{90^\circ ideal}$ , definidos en (4.9), la matriz  $\overline{\overline{M}}_H$  de este *downconverter* convencional se reducirá a una matriz identidad  $\overline{\overline{M}}_{Hideal} = \overline{\overline{I}}$ .

Los desbalances que pueda presentar este receptor con diversidad de fase se compensarán digitalmente mediante algoritmos de ortonormalización (como el algoritmo GSOP), permitiendo así resolver las componentes IQ de señal del sistema (5.25). Tal y como se justifica en el Apéndice A, la norma de Frobenius  $\|\cdot\|_F$  de la matriz del sistema permitirá estimar el incremento en la potencia de ruido de la solución y, por lo tanto, la penalización en potencia de la sensibilidad del receptor  $PS_{GSOP}(dB)$ , resultando así

$$PS_{GSOP}(dB) = 10 \log \frac{\|\overline{\overline{M}}_H^{-1}\|_F^2}{\|\overline{\overline{M}}_{Hideal}^{-1}\|_F^2} = 10 \log \left( \frac{|u|^2 + |v|^2}{2|\overline{\overline{M}}_H|^2} \right) \quad (5.27)$$

En las anteriores Fig. 5.5(a)-(b) se representa el desplazamiento que se producirá en el eje de abscisas (potencia de señal), con independencia de la potencia del OL, al considerar penalizaciones en la sensibilidad de 1 dB y 2 dB.

Es necesario mencionar que, tal y como se muestra en la Fig. 5.6, la aplicación de un algoritmo de ortogonalización (como el GSOP aquí contemplado) ocasionará que el ruido eléctrico superpuesto a las componentes IQ demoduladas entrantes deje de estar incorrelado a su salida. No obstante, para errores razonables de implementación y tasas de error reducidas podrá considerarse que la corrección de los desbalances del híbrido resolverá la ubicación de los símbolos y no alterará sustancialmente la distribución gaussiana del ruido superpuesto, validando la estimación del anterior punto sin necesidad de recurrir a formulaciones analíticas más complejas [163, 165]. De este modo, en los próximos apartados se verificará numéricamente la validez de este estimador para caracterizaciones realistas del *downconverter* convencional.

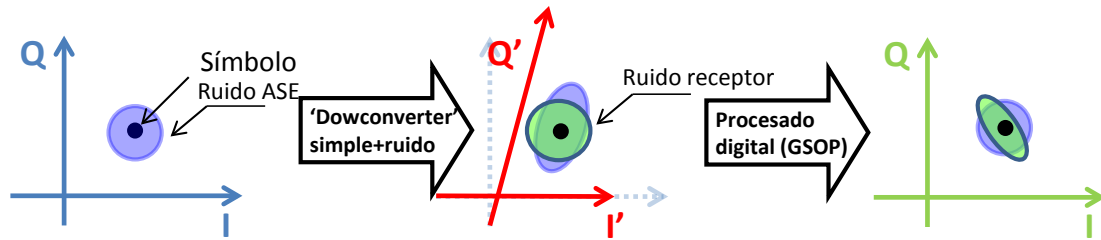


Fig. 5.6 Representación de la transformación realizada por el algoritmo digital GSOP sobre las componentes de ruido óptico (ruido ASE) y eléctrico del receptor.

#### 5.2.4. Modelo del *downconverter* convencional monolíticamente integrado para su simulación numérica

##### **Implementación monolíticamente integrada del *downconverter* convencional**

La gran mayoría de receptores coherentes que se pueden encontrar en la bibliografía hacen uso del *downconverter* convencional. El híbrido de  $90^\circ$  puede ser realizado en óptica discreta “*bulk*” [139], en fibra óptica [145] o en óptica integrada [128]. Esta última solución posibilita la integración monolítica de los híbridos a  $90^\circ$  (con estructuras MMI 2x4) con fotodiodos en un mismo chip y es idónea para aplicaciones comerciales por su menor coste y tamaño. Sin embargo, al incrementar el ancho de banda de operación o ante errores de fabricación, aumentará el desbalanceo de los híbridos construidos mediante estructuras MMI [152, 153]. Estos desbalanceos introducirán, según la predicción teórica de (5.8), una distorsión lineal y no-lineal en la constelación IQ de los símbolos recibidos. El *downconverter* convencional confía en algoritmos de ortogonalización, como el extendido GSOP, capaces de corregir únicamente la distorsión lineal introducida por los desbalanceos del receptor. En este apartado se describirá brevemente la estructura del MMI 2x4 utilizada y la evolución de su comportamiento al trabajar lejos de la frecuencia central de diseño o por las desviaciones introducidas por las tolerancias habituales del proceso de fabricación.

En la Fig. 5.7(a) se representa la geometría del MMI 2x4, a fabricar en InP, lo que posibilitará la integración monolítica con los fotodiodos PIN. Los componentes pasivos (guías de entrada/salida, *tapers*, estructura MMI y cruces) se basan en guiaondas rib, como la representada en la Fig. 5.7(b), de profundidad de grabado nominal  $D=0.5 \mu\text{m}$  y ancho del núcleo  $H=1 \mu\text{m}$ . En la sección de entrada y salida se hace uso de guiaondas monomodo de anchura  $W = 2 \mu\text{m}$ . La geometría de la estructura multimodo MMI se ha diseñado cuidadosamente para minimizar los desbalanceos en amplitud y fase a una longitud de onda central de operación de 1550 nm, obteniéndose una

anchura y longitud nominal de  $L_{MMI,90^\circ} = 1379 \mu m$  y  $W_{MMI,90^\circ} = 25.2 \mu m$ , respectivamente. En la Fig. 5.7(a) se aprecia también la necesidad de una red de salida para posibilitar la fotodetección balanceada directa de las componentes en fase y cuadratura. La simulación con herramientas comerciales, FIMMWAVE & FIMMPROP de Photon Design y BeamPROP & FullWave de Rsoft Inc., permitirá obtener los parámetros de *scattering* de la estructura,  $\bar{S}_{90^\circ}$ , para este diseño nominal. El diseño y simulación electromagnética de estas estructuras MMI no han sido objeto del autor de esta Tesis, pudiendo encontrarse más detalles y justificación en [9, 29]. En la Fig. 5.8 se pone de manifiesto su buen comportamiento alrededor de la frecuencia central del diseño nominal, y su degradación al alejarse de ella, en términos del desbalanceo en amplitud  $DA_i(\lambda)$  y fase  $DF_i(\lambda)$  respecto a su respuesta ideal,

$$DA_i(\lambda) = \left( \left| \frac{S_{i2}(\lambda)}{S_{i1}(\lambda)} \right| - \left| \frac{S_{i2}}{S_{i1}} \right|_{ideal} \right)$$

$$DF_i(\lambda) = \left( \angle \frac{S_{i2}(\lambda)}{S_{i1}(\lambda)} - \angle \frac{S_{i2}}{S_{i1}} \right)_{ideal}$$
(5.28)

Podrá obtenerse el máximo desbalanceo en amplitud ( $MDA = \max_i DA_i(\lambda)$ ) y máximo desbalanceo en fase ( $MDF = \max_i DF_i(\lambda)$ ) de salida, valores que se utilizarán junto a la penalización en sensibilidad  $PS_{GSO P}(dB)$  de (5.27) como figuras de mérito del receptor, reproduciéndose su valor para las distintas bandas de operación en la Tabla 5.2.

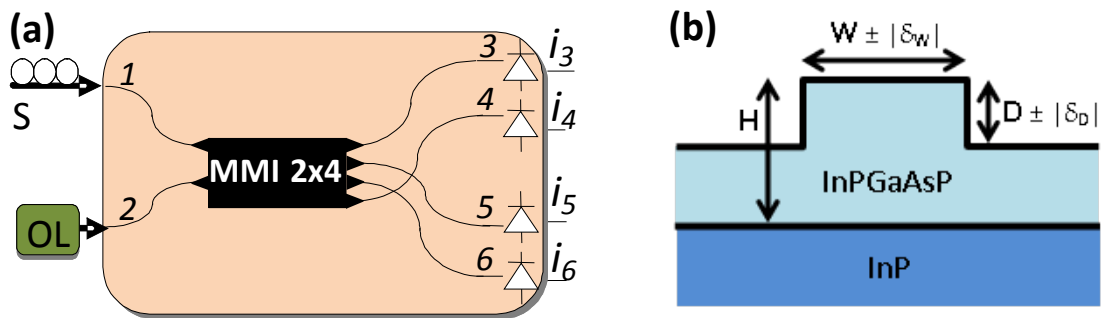


Fig. 5.7 (a) Esquema del MMI 2x4 a 90°, red de salida y fotodetección del *downconverter* convencional (b) geometría transversal guía rib.



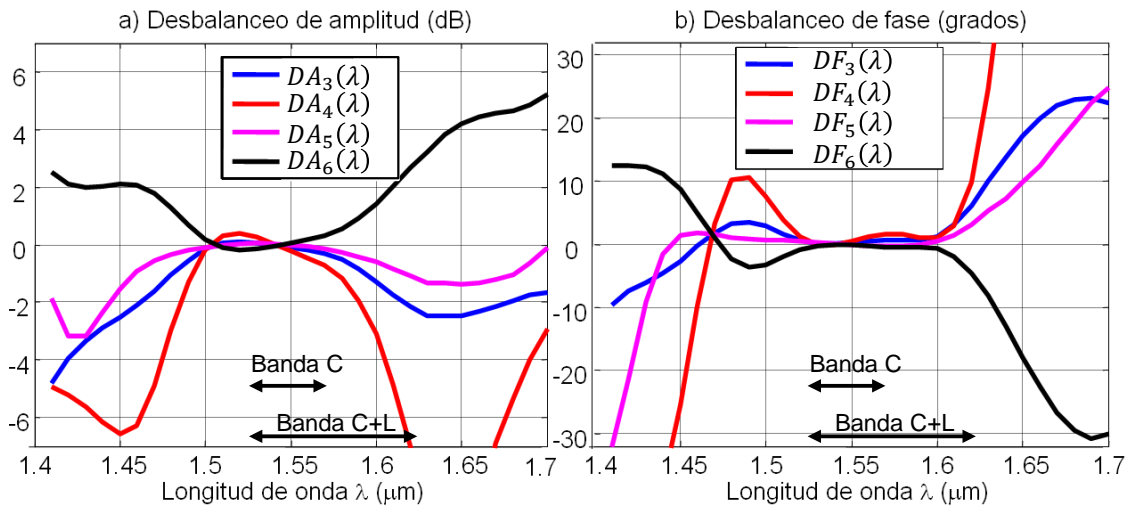


Fig. 5.8 Desbalances de (a) amplitud y (b) fase obtenidos desde el modelo electromagnético del híbrido a 90° mediante un MMI 2x4 bajo diseño nominal.

Longitud de onda/banda de operación	MDA (dB)	MDF (°)	$PS_{GSOP}$ (dB)
1550 nm (frecuencia de diseño)	0.2 dB	0.1°	0.4 dB
Banda C (1530 nm-1570 nm)	0.6 dB	0.4°	1.4 dB
Banda C+L (1530 nm-1620 nm)	7 dB	9.74°	6.8 dB

Tabla 5.2 Máximo desbalanceo en amplitud y fase del híbrido a 90°, implementado con un MMI 2x4, en distintas bandas de operación bajo su diseño nominal. Se indica además la máxima penalización en la sensibilidad infringida en cada caso por la corrección digital GSOP de sus desbalances.

Una vez se han cuantificado los desbalances al operar lejos de la frecuencia central de diseño, se evaluará el efecto de las inevitables desviaciones introducidas respecto al diseño nominal por las tolerancias en el proceso de fabricación. Para el estudio de las tolerancias se ha tenido en cuenta el efecto conjunto de los principales errores que se suelen producir en la fabricación de circuitos de óptica integrada bajo tecnología InP (véase Fig. 5.7(b)): errores en el ancho de las guías ( $\delta_W$ ) y en la profundidad de grabado ( $\delta_D$ ). No es necesario considerar variaciones respecto al ancho del núcleo (H) de la guía rib, dada la habitual precisión en el crecimiento epitaxial de capas en InPGaAsP/InP que lo determina. De entre los componentes pasivos, los errores de fabricación afectarán significativamente al comportamiento en frecuencia del MMI. Se han considerado tres casos diferentes según las tolerancias introducidas en el proceso de fabricación:

Caso I: Implementación según diseño nominal

Caso II. Error típico de fabricación ( $\delta_W = -150 \text{ nm}$ ,  $\delta_D = 45 \text{ nm}$ )

Caso III. Apreciable error de fabricación ( $\delta_W = -250 \text{ nm}$ ,  $\delta_D = 100 \text{ nm}$ )

El efecto de un signo opuesto entre  $\delta_W$  y  $\delta_D$  deteriorará notablemente las prestaciones de la estructura multimodo MMI respecto al diseño nominal, al modificar su anchura efectiva y desplazar la respuesta en frecuencia del MMI [166, 167]. En la Tabla 5.3 se resumen los valores de MDA, MDF y  $PS_{GSOP}(dB)$  que caracterizan al híbrido del *downconverter* convencional para cada uno de los tres casos anteriores en banda C.

	MDA (dB)	MDF (°)	$PS_{GSOP}(dB)$
Caso I: Implementación según diseño nominal	0.6 dB	0.4°	1.4 dB
Caso II: Error típico de fabricación	2.7 dB	2°	2.8 dB
Caso III: Apreciable error de fabricación	9.6 dB	17°	4.9 dB

Tabla 5.3 Máximo desbalanceo en amplitud y fase del híbrido a 90°, implementado con un MMI 2x4, en la banda C de operación (1530 nm-1570 nm). Se indica la máxima penalización en la sensibilidad infringida en cada caso por la corrección digital GSOP de sus desbalanceos.

### **Modelo de receptor para su simulación numérica**

Un objetivo importante de este capítulo es el de evaluar numéricamente, bajo una implementación realista, distintos esquemas de DIQ ante una señal con modulación M-QAM. El canal óptico podrá aproximarse como un canal AWGN, sin la distorsión temporal con la que se modeló en los tres capítulos anteriores en tanto que, como se ha constatado en el Capítulo 4, el procesado digital de señal será capaz de ecualizar sus efectos lineales. Esto último, unido a que las imperfecciones del *hardware* se introducirán como desbalanceos en fase y amplitud constantes en el ancho de banda de cada canal, permitirá evaluar numéricamente el *downconverter* usando una única muestra por símbolo, simplificando así la decisión y evaluación de la probabilidad de error por el método de Monte-Carlo. Esto independiza los resultados de la forma de los pulsos o filtros en recepción y permite la verificación directa con las expresiones analíticas al ser equivalente al tradicional modelo de receptor óptimo habitualmente utilizado en comparativas similares [168, 169].

La validez del modelo propuesto se observa en la Fig. 5.9(a) para la recepción de una señal a 56 Gbps modulada bajo 64-QAM y un OL de potencia 10 dBm. La OSNR de entrada ha sido fijada en cada caso para una  $P_e = 10^{-4}$  en un DIQ ideal sin ruido interno. La línea discontinua muestra la estimación teórica según (5.22) al considerar las siguientes fuentes de ruido con valores realistas [49, 50]: i) ruido de amplificación TIA ( $\alpha_{TIA} = 20 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ), ii) ruido relativo de intensidad RIN ( $RIN = -150 \text{ dB/Hz}$ ), iii) ruido *shot* según (5.18) de fotodiodos de responsividad media 0.89 A/W. Cada par de fotodiodos en configuración balanceada presenta un desbalanceo de valor  $|(R_1 - R_2)/(R_1 + R_2) \times 100\% = 5\%$  [170]. En trazo continuo y símbolos rellenos se

muestran los resultados de un modelo dinámico del receptor, desde 16 muestras por símbolo, idéntico al descrito en la sección 4.3. Se contempla aquí, además de un modelo ideal de híbrido a 90°, la operación en los extremos de la banda-C (1570 nm) y banda-L (1620 nm) del diseño nominal. Se observa la correspondencia con el modelo aquí seguido (símbolos vacíos), equiparable a un receptor óptimo de ancho de banda equivalente al régimen de símbolo desde el procesado de una muestra por símbolo. Aunque no se aprecia en la gráfica, el valor de OSNR necesario para obtener una  $P_e = 10^{-4}$  se incrementará ligeramente en el modelo dinámico de receptor dado su limitación en banda (recepción no-óptima): 2.7 dB para 64-QAM, 2 dB para 16-QAM y 1.4 dB para QPSK (en consonancia con la Fig. 4.10(a)). Estos valores concuerdan con los indicados en la bibliografía [48]. La Fig. 5.9(b) muestra alternativamente el incremento en la OSNR de entrada al receptor que debería darse en cada potencia para obtener una misma probabilidad de error  $P_e = 10^{-4}$ .

Ciertamente, según los resultados mostrados y como también se deduce de la Fig. 5.5(b), por debajo de una reducida potencia de señal  $P_s$  el receptor pasará a estar limitado por su ruido interno en vez de por el ruido ASE. Por el contrario, y como se describirá en detalle en el próximo apartado, el rango dinámico de recepción se verá fuertemente limitado para altos niveles de potencia de señal por los desbalanceos del *downconverter*. Esta distorsión se aprecia claramente en la Fig. 5.10, atendiendo a la evolución de la constelación 16-QAM demodulada al incrementar la relación  $P_s/P_{OL}$ .

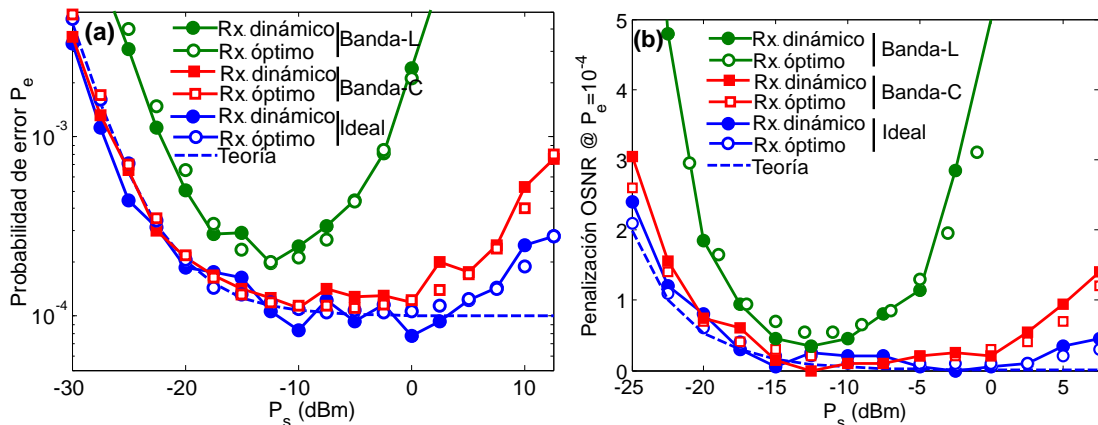


Fig. 5.9. Comparación de distintos modelos de simulación del *downconverter* convencional bajo modulación 64-QAM considerando una implementación ideal, operación en límite de la banda-C y banda-L, (a) probabilidad de error (b) penalización en la OSNR (para una  $P_e = 10^{-4}$ ).

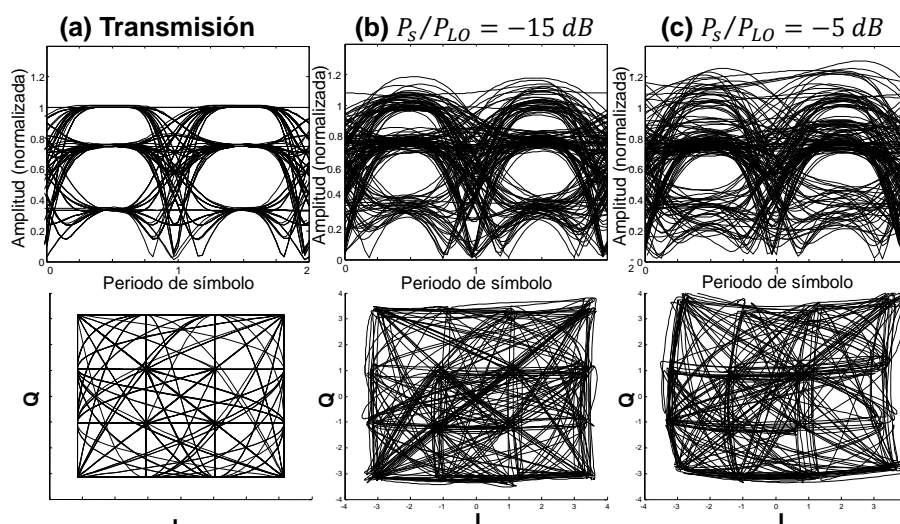


Fig. 5.10 Diagrama de ojos y constelación IQ en un *downconverter* convencional bajo modulación 16-QAM en el extremo de la banda L (a) sin canal (b)  $P_s/P_{LO} = -15 \text{ dB}$  (c)  $P_s/P_{OL} = -5 \text{ dB}$ .

### 5.2.5. Evaluación numérica de las prestaciones del downconverter convencional

En este punto se evalúa en detalle la degradación de las prestaciones del *downconverter* convencional debido al empeoramiento de su respuesta al incrementar su ancho de banda de operación o por los desbalances introducidos en su proceso de fabricación. Se considerará que la señal óptica de entrada corresponde a un único canal (la distorsión por otros canales, bajo una recepción ‘colorless’, se evaluará en la sección 5.4).

#### **Evaluación de las prestaciones en banda C+L bajo diseño nominal**

Aquí se cuantificará, bajo un diseño nominal, el empeoramiento del rango dinámico del DIQ como consecuencia de trabajar en banda C o banda C+L. La Fig. 5.11 muestra la penalización en la OSNR (para una  $P_e = 10^{-4}$ ) respecto a la potencia de señal, para diferentes potencias de OL, a las longitudes de ondas superiores de cada banda C (1570 nm) y L (1625 nm) en las que el híbrido a  $90^\circ$  presenta su peor respuesta. Como es de esperar, el ruido eléctrico interno del receptor (*shot* y térmico) limita la transmisión para bajos niveles de señal. Como puede deducirse de la expresión (5.24), al incrementar la potencia de OL el receptor mejorará su sensibilidad, pasando de estar limitado por ruido térmico a estarlo por ruido *shot*. Sin embargo este incremento estará necesariamente limitado ante importantes desbalances del receptor por el ruido RIN de OL no cancelado, que condicionará en la práctica un máximo valor de OL [49]. Para bajos niveles de señal se observa en trazo discontinuo el correcto ajuste de los resultados numéricos con la estimación analítica del

comportamiento del receptor según (5.22) y (5.24), corregida por la penalización en sensibilidad  $PS_{GSOP}(dB)$  al considerar en cada caso sus imperfecciones ecualizadas por el algoritmo GSOP. Para niveles altos de señal, por el contrario, se aprecia claramente la degradación debido a la distorsión no-lineal, cuantificable por el parámetro  $(\gamma_I, \gamma_Q)$  de la expresión (5.8) y Tabla 5.1. Esta distorsión, producida por los desbalances del DIQ y proporcional a la relación  $P_S/P_{OL}$ , limitará el rango dinámico del receptor al no poder ser compensada digitalmente desde el algoritmo GSOP [29]. Esto puede apreciarse gráficamente en la Fig. 5.12, donde se representa la constelación recibida a 1625 nm tras su paso por el algoritmo GSOP para  $P_{OL} = 10 \text{ dBm}$  y diferentes potencias de señal. En la Fig. 5.12(a), para una relación  $P_S/P_{OL} = -20 \text{ dBm}$ , la distorsión no-lineal es despreciable mientras que la distorsión lineal (similar a la representada en la Fig. 5.3(a)) podrá ser compensada por el algoritmo GSOP. Por el contrario, en la Fig. 5.12(b), para una relación  $P_S/P_{OL} = -5 \text{ dBm}$ , es evidente la distorsión no-lineal responsable del aumento de la probabilidad de error para altos niveles de señal. Este efecto será tanto más limitante cuanto mayor sea el orden de la modulación M-QAM.

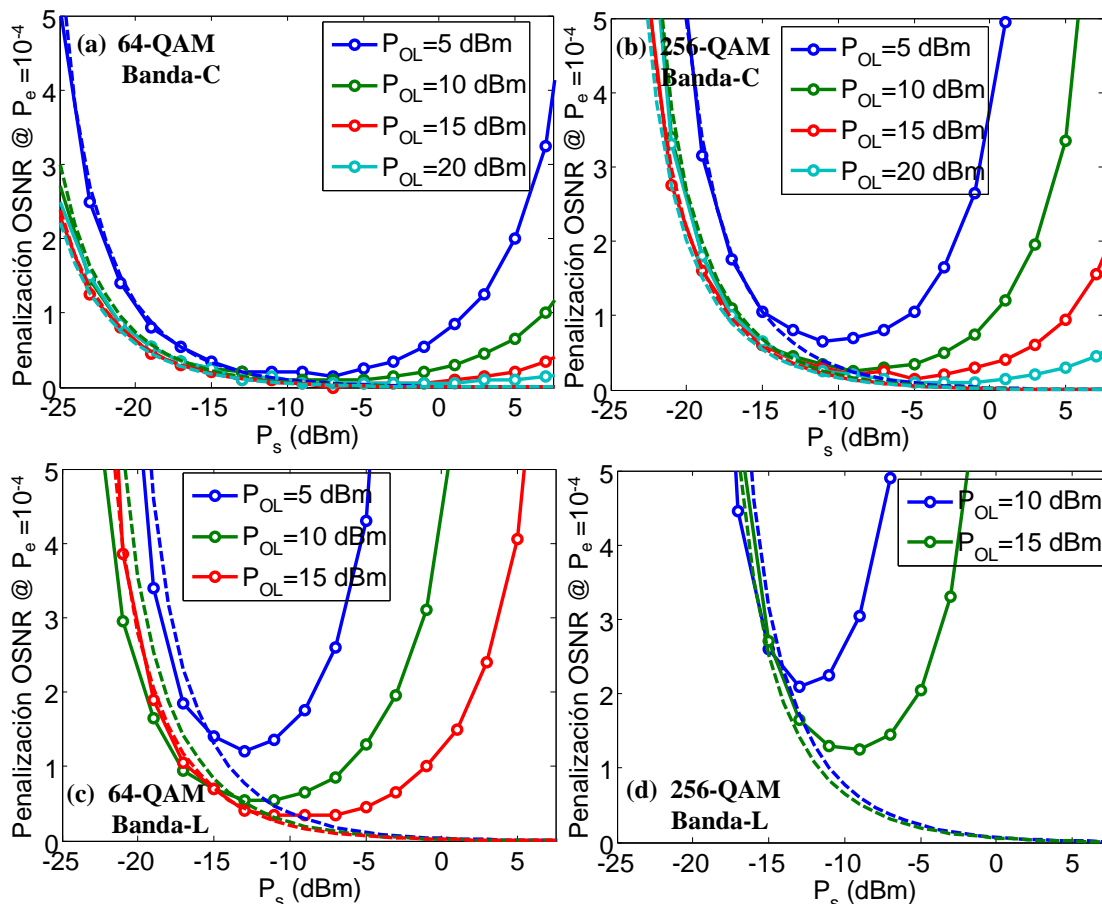


Fig. 5.11. Penalización en la OSNR (para  $P_e = 10^{-4}$ ) respecto a la potencia de señal en función de la potencia de OL para un *downconverter* convencional bajo modulación 64-QAM y 256-QAM al operar en el extremo de banda-C y banda-L. Estimación teórica en trazo discontinuo.

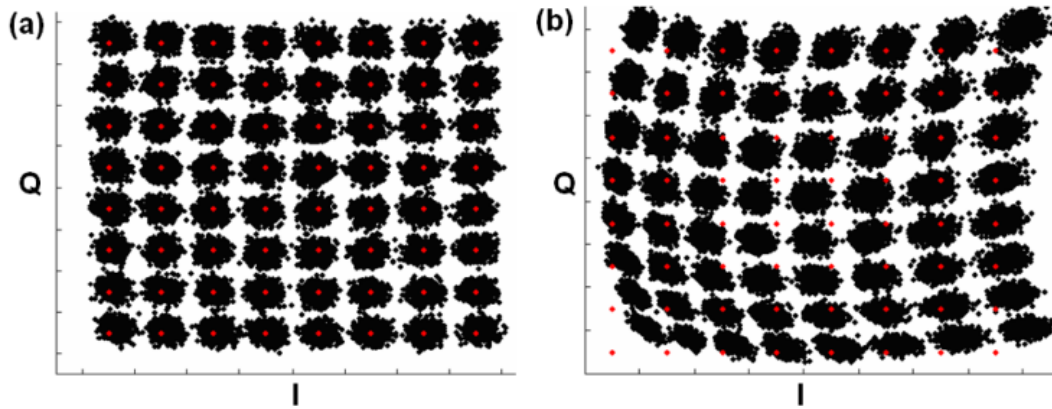


Fig. 5.12 Constelación 64-QAM tras la corrección GSOP de un *downconverter* convencional operando en el extremo de la banda L con  $P_{OL}=10 \text{ dBm}$  bajo (a)  $P_s/P_{OL} = -20 \text{ dB}$  (b)  $P_s/P_{OL} = -5 \text{ dB}$ .

Alternativamente, bajo una misma relación  $P_s/P_{OL}$ , el coeficiente de distorsión no-lineal ( $\gamma_I, \gamma_Q$ ) aumentará con los desbalances del receptor al trabajar fuera de su frecuencia de diseño. La consiguiente limitación en el ancho de banda de recepción puede observarse en la Fig. 5.13 bajo modulación 64-QAM y 256-QAM para  $P_{OL} = 10 \text{ dBm}$  y diferentes relaciones  $P_s/P_{OL}$ . El DIQ únicamente presentará un buen comportamiento en la proximidad de su frecuencia central de operación y para reducidos niveles de señal donde, como se ha demostrado, se minimiza la distorsión no-lineal. Como consecuencia, incluso bajo el diseño nominal aquí contemplado, el *downconverter* convencional estará limitado en su operación a un reducido ancho de banda de operación y margen dinámico.

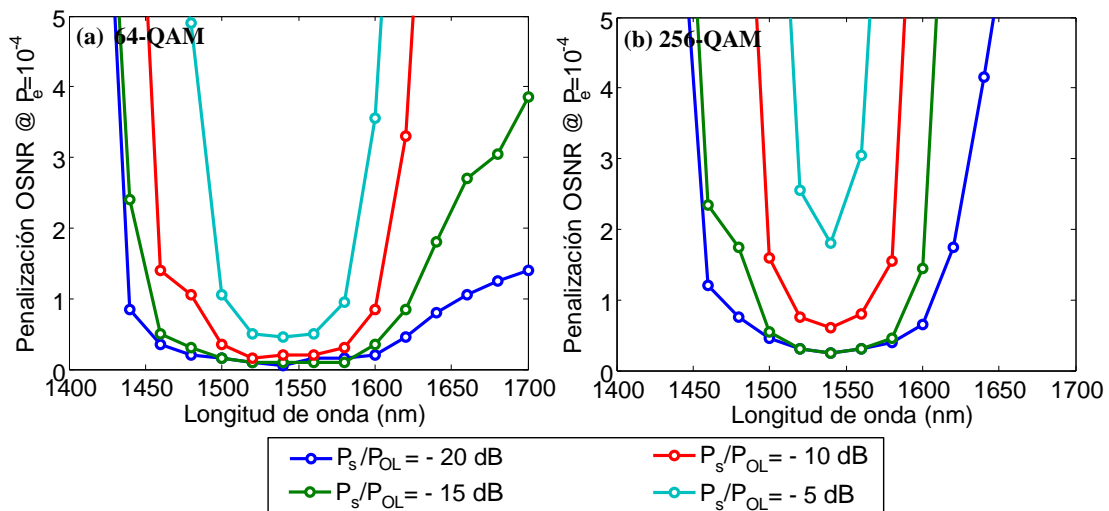


Fig. 5.13 Penalización en la OSNR (para una  $P_e = 10^{-4}$ ) en un *downconverter* convencional con  $P_{OL}=10 \text{ dBm}$  bajo modulación 64-QAM y 256 QAM en banda S+C+L.



### Evaluación de las prestaciones en banda C bajo errores de fabricación y ruido de cuantificación

Como es de esperar, según lo visto en el punto anterior, la introducción de los desbalances en la respuesta del DIQ por tolerancias en el proceso de fabricación empeorará aún más sus prestaciones. El modelo de receptor podrá completarse aquí al considerar que los conversores analógico-digitales (CAD) de entrada al DSP introducirán un ruido de cuantificación en función del número de bits de resolución. Para conversores de 10 bits, la Fig. 5.14 muestra como la limitación por ruido eléctrico y distorsión no-lineal (para bajo y alto nivel de señal, respectivamente), incrementan la penalización en el OSNR conforme las tolerancias de fabricación se relajan según los casos contemplados en la Tabla 5.3. Se ha considerado una potencia de OL de 5 dBm, pudiendo comprobarse por lo tanto la similitud con el diseño nominal (Caso I) evaluado en la Fig. 5.11(a)-(b). La sucesiva reducción del rango dinámico del receptor ante unas tolerancias de fabricación menos rígidas imposibilitará incluso la representación, dentro de los ejes de la Fig. 5.14(b), de la demodulación 256-QAM bajo las tolerancias definidas por el Caso III.

Como se indica en [137], el *downconverter* convencional experimentará una pequeña penalización en su OSNR (menor de 0.1 dB para una  $P_e = 10^{-4}$ ) para un CAD de al menos 7 bits de resolución bajo modulación 64-QAM y 8 bits bajo 256-QAM (mostrando un comportamiento muy parecido al antes descrito). Sin embargo, la penalización aumentará a 0.5 dB al reducir la anterior resolución en un bit. Ciertamente, esto se comprueba en la Fig. 5.14, prácticamente con independencia del escenario de fabricación y modulación contemplada.

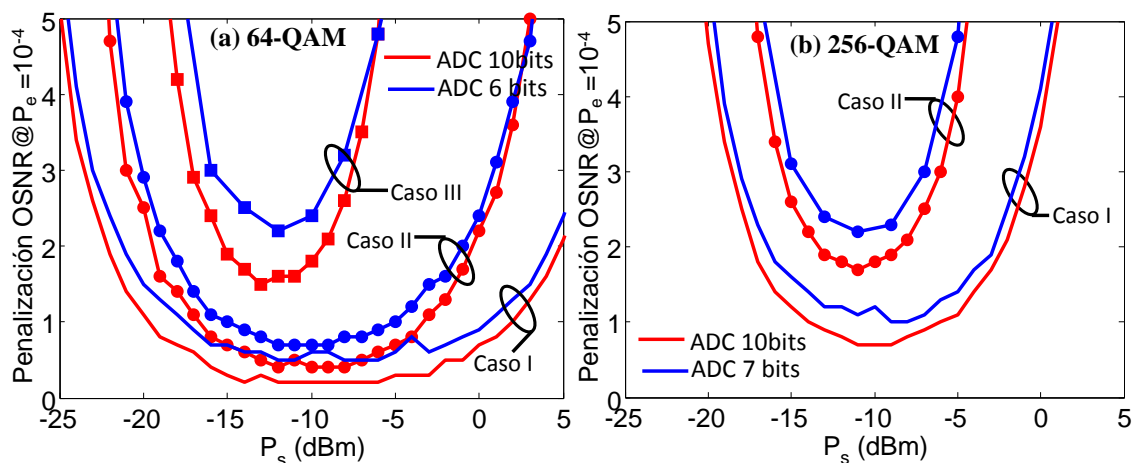


Fig. 5.14. Penalización en la OSNR respecto a la potencia señal para el *downconverter* convencional en banda C bajo modulación (a) 64-QAM y (b) 256-QAM para los casos I, II y III.

### 5.3. Downconverter basado en un acoplador a $120^\circ$

Ante la inevitable distorsión no-lineal que se produce en la recepción de modulaciones de orden superior M-QAM en un *downconverter* convencional, se propone y evalúa numéricamente aquí una interesante alternativa. Se estudiará la adaptación del conocido esquema de recepción ‘*five port*’ de frecuencias de microondas [14] a frecuencias ópticas desde una implementación monolíticamente integrada. Primeramente, se constatará analíticamente que no hay penalización alguna en la sensibilidad respecto al *downconverter* convencional para una construcción ideal. A continuación, para una implementación monolíticamente integrada realista, se comprobará que los desbalances de este *downconverter* a  $120^\circ$  podrán ser compensados en el bloque de recuperación IQ tras una sencilla operación lineal, que podrá realizarse digital o analógicamente tras la calibración previa del receptor. Esta es además la principal característica frente a otras soluciones recientes de receptor a  $120^\circ$ , carentes de calibración, implementadas en fibra [158, 159] o integradas en Sol [12].

#### 5.3.1. Teoría del downconverter a $120^\circ$

La Fig. 5.15 muestra el esquema propuesto de DIQ basado en un acoplador  $120^\circ$  y tres fotodiodos. El bloque de recuperación de las componentes IQ se representa en las Fig. 5.15(a) y Fig. 5.15(b) implementado analógica y digitalmente, respectivamente. La recuperación IQ digital, contemplada en detalle en esta sección, posibilitará, a diferencia del algoritmo digital de ortonormalización del *downconverter* convencional, la compensación adicional de la distorsión no-lineal inducida por las imperfecciones del receptor. Un mismo objetivo se lograría con una adecuada implementación analógica, con unas ventajas adicionales que lo harán especialmente interesante para la recepción ‘*colorless*’ estudiada en la próxima sección. Pese a que bajo cualquiera de estas dos opciones habrá una mayor electrónica respecto al *downconverter* convencional (en la solución de la Fig. 5.15(a) se puede apreciar la complejidad adicional de la recuperación IQ analógica y en la Fig. 5.15(b) se observa la existencia de un conversor CAD adicional), deben valorarse también las siguientes ventajas: (i) un menor número de interconexiones óptico-eléctricas, (ii) la ausencia de una red de salida como la mostrada en la Fig. 5.7(a) y (iii) la fotodetección balanceada o diferencial será, respectivamente, sustituida por estructuras más simples de fotodetección o amplificación [12]. Adicionalmente, como se verá en el siguiente apartado, la construcción del acoplador a  $120^\circ$  mediante una estructura MMI más



sencilla se beneficiará implícitamente de una mayor tolerancia a la fabricación y mejor respuesta en frecuencia.

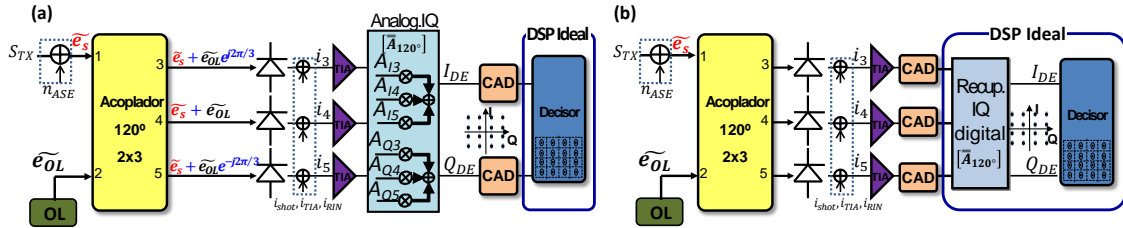


Fig. 5.15. Esquema del *downconverter* IQ basado en un acoplador 120°.

Siguiendo un análisis similar al mostrado para el *downconverter* convencional, la señal de entrada y el OL se combinan ahora en un acoplador a 120° con una matriz de parámetros de scattering  $S_{im}$  definidos entre sus cinco puertos

$$\bar{S}_{120^\circ} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \\ S_{31} & S_{32} \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

A su salida, se obtienen las siguientes fotocorrientes

$$i_i = R_i |S_{i1} \tilde{e}_s + S_{i2} \tilde{e}_{OL}|^2 ; i = 3,4,5. \quad (5.30)$$

que podrán expresarse, en ausencia de fuentes de ruido, de forma equivalente a la expresión (5.8) del *downconverter* convencional en forma matricial como

$$\begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} = P_{OL} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix} + P_s \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \end{bmatrix} (I^2 + Q^2) + \sqrt{P_{OL} P_s} \begin{bmatrix} u_{1I} & u_{1Q} \\ u_{2I} & u_{2Q} \\ u_{3I} & u_{3Q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

La Tabla 5.4 define los nuevos parámetros introducidos en la descripción de las fotocorrientes de salida: desplazamiento en continua ( $\alpha_i$ ), detección directa de la potencia de señal ( $\gamma_i$ ) y combinación lineal de las componentes IQ de señal según el parámetro ( $u_{iI}, u_{iQ}$ ).

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

Tabla 5.4. Parámetros que caracterizan al *downconverter* a 120°

Es fácil comprobar que el sistema de ecuaciones descrito por (5.31) corresponde a un sistema determinado que permitirá resolver la potencia normalizada  $[I^2 + Q^2]$  y las componentes IQ de señal sin distorsión. De este modo, siguiendo un sencillo procedimiento ya implementado en un esquema similar a frecuencia de microondas [14], las componentes IQ de la señal demodulada podrán obtenerse desde la siguiente operación lineal de las fotocorrientes de salida

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{120^\circ} = \begin{bmatrix} A_{I3} & A_{I4} & A_{I5} \\ A_{Q3} & A_{Q4} & A_{Q5} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} = \bar{\bar{A}}_{120^\circ} \cdot \bar{i} \quad (5.32)$$

donde los coeficientes de calibración ( $A_{Ii}, A_{Qi}$ ) se determinan resolviendo el sistema anterior al transmitir tres símbolos conocidos [155, 156], en un procedimiento descrito con más detalle en el Apéndice B.1. Obsérvese que se ha prescindido de la corrección de la componente en continua del símbolo demodulado al asumir que es eliminada por condensadores de desacoplo o por la propia amplificación eléctrica. La matriz de calibración  $\bar{\bar{A}}_{120^\circ}$ , obtenida mediante un proceso de calibración previo independiente de la modulación de la señal de entrada, permitirá resolver aquí las componentes IQ sin distorsión. Esto es así por la operación de una única entrada adicional puesto que, recordemos, en el esquema convencional la operación equivalente implementada digitalmente en el algoritmo GSOP operaba sobre sólo dos entradas de medida diferencial.

**Interpretación geométrica de la demodulación sin distorsión de los símbolos recibidos**

Siguiendo un razonamiento geométrico equivalente al realizado para el *downconverter* convencional, la ecuación (5.30) representa ahora tres circunferencias como las descritas en (5.10), con centros ubicados en  $q_i = -S_{i2}/S_{i1}$  que discurre por el símbolo  $\Gamma^s$  bajo un radio  $d_i$ . Como entonces, cada radio es proporcional a la fotocorriente en un factor de proporcionalidad  $\delta_i = R_i |S_{i1}|^2 P_{OL}$ . Tal y como se representa en la Fig. 5.16, con independencia de los desbalances existentes en el receptor (que modificarían la ubicación de los centros y factor de proporcionalidad  $\delta_i$ ), las componentes ( $I_{DE}, Q_{DE}$ ) del símbolo recibido podrán obtenerse sin ambigüedad tras la operación lineal de las tres fotocorrientes.

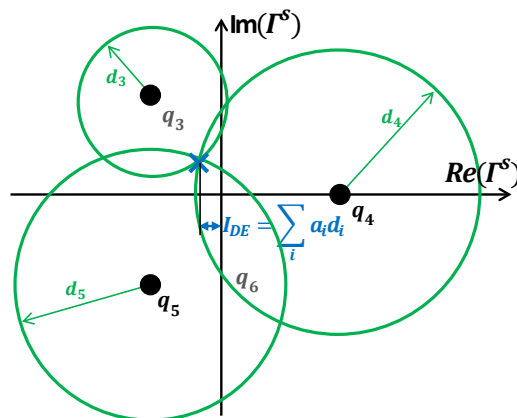


Fig. 5.16. Representación grafica del principio de detección del *downconverter* a 120° desde la combinación lineal de sus medidas de potencia óptica.

### 5.3.2. Estimación analítica de la probabilidad de error bajo una implementación ideal del downconverter a 120°

En esta sección se obtendrán las expresiones que definen la relación señal-a-ruido (SNR) del *downconverter* a 120° siguiendo un procedimiento equivalente al del punto 5.2.2 del *downconverter* convencional. Se demostrará que, para una implementación real, su sensibilidad no se verá penalizada respecto al *downconverter* convencional. Más aún, como se verá en los siguientes apartados tras la introducción de los desbalances del receptor, el rango dinámico no se verá mermado como en el esquema convencional por la resultante distorsión no-lineal.

Se buscará evaluar primeramente la potencia de señal eléctrica recibida bajo una implementación ideal, considerando: i) ausencia de ruido, ii) fotodiodos de idéntica responsividad ( $R = R_i$ ), iii) acoplador a 120° ideal caracterizado por la matriz de scattering  $\bar{S}_{120^\circ ideal}$  siguiente:

$$\bar{S}_{120^\circ ideal} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j \cdot 120^\circ} \\ 1 & 1 \\ 1 & e^{-j \cdot 120^\circ} \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

Nótese que los campos de entrada se combinan en cada uno de los tres puertos de salida con una fase relativa de 120°, denominándose en consecuencia este acoplador híbrido a 120° o directamente acoplador a 120°.

Bajo las condiciones anteriores y teniendo en cuenta la Tabla 5.4, el sistema (5.31) se reduce a

$$\begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} = \frac{R}{3} P_{OL} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{R}{3} P_s (I^2 + Q^2) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{R}{3} \sqrt{P_{OL} P_s} \begin{bmatrix} -1 & \sqrt{3} \\ 2 & 0 \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

Es fácil comprobar que, para esta situación ideal, la cancelación de los términos de detección directa y obtención de las componentes IQ podrán lograrse tras la siguiente operación lineal sobre las fotocorrientes de salida

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{120^\circ ideal} = \begin{bmatrix} -1/2 & 1 & -1/2 \\ \sqrt{3}/2 & 0 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} = \bar{A}_{120^\circ ideal} \cdot \vec{i} \quad (5.35)$$

De este modo se obtendrá una solución idéntica a la mostrada en la ecuación (5.12) para el *downconverter* convencional, con la eliminación de los términos de detección directa,

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{120^\circ ideal} = \bar{A}_{120^\circ ideal} \cdot \bar{i} = R\sqrt{P_{OL}P_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

correspondiendo por lo tanto a la señal compleja demodulada el mismo valor cuadrático medio que el deducido entonces en (5.16).

El desarrollo de la ecuación (5.30) según (5.3), junto a la introducción de las fuentes de ruido descritas en 5.2.2, conduce en recepción a las siguientes fotocorrientes bajo una implementación ideal:

$$i_3 = \frac{R}{3} \left\{ P_s(I^2 + Q^2) + P_{OL} + P_{ASE} + 2\sqrt{P_{OL}} \operatorname{Re} \left( (S_{TX} + n_{ASE}) e^{\mp j120^\circ} \right) + 2\operatorname{Re}(S_{TX}^* n_{ASE}) \right\} \\ + i_{shot5}^3 + i_{RIN} + i_{TIA5}^3 \quad (5.37)$$

$$i_4 = \frac{R}{3} \left\{ P_s(I^2 + Q^2) + P_{OL} + P_{ASE} + 2\sqrt{P_{OL}} \operatorname{Re}(S_{TX} + n_{ASE}) + 2\operatorname{Re}(S_{TX}^* n_{ASE}) \right\} \\ + i_{shot4} + i_{RIN} + i_{TIA4}$$

Al igual que bajo una detección balanceada, al aplicar ahora (5.35) el símbolo demodulado verá cancelado las componentes comunes de detección directa, ruido RIN y ruido ASE tras su batido con la señal, obteniéndose

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix} = \bar{A}_{120^\circ ideal} \cdot \bar{i} = R\sqrt{P_{OL}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(S + n_{ASE}) \\ \operatorname{Im}(S + n_{ASE}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{DE_I} \\ N_{DE_Q} \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

donde las componentes de ruido en fase y cuadratura del ruido eléctrico interno del receptor ( $N_{DE_I}, N_{DE_Q}$ ) serán independientes entre sí correspondiendo ahora a

$$N_{DE_I} = -1/2 (i_{shot3} + i_{shot5} + i_{TIA3} + i_{TIA5}) + i_{shot4} + i_{TIA4} \\ N_{DE_Q} = \sqrt{3}/2 (i_{shot3} - i_{shot5} + i_{TIA3} - i_{TIA5}) \quad (5.39)$$

y presentando en consecuencia un valor cuadrático medio descrito por

$$\langle N_{DE_I}^2 \rangle = \langle N_{DE_Q}^2 \rangle = 3/2 (\langle i_{shot}^2 \rangle + \langle i_{TIA}^2 \rangle) \quad (5.40)$$

donde el ruido *shot* generado por cada fotodiodo, según (5.18), será proporcional ahora a una fotocorriente promedio de valor  $\langle i_i \rangle = RP_{LO}/3$ .

La relación señal-a-ruido (SNR) bajo la implementación ideal aquí contemplada para el *downconverter* a 120° resulta finalmente

$$SNR = \frac{\langle |S_{DE}|^2 \rangle}{\langle i_{ASE\_LO}^2 \rangle + \langle N_{DE\_I}^2 \rangle + \langle N_{DE\_Q}^2 \rangle} = \frac{\langle |S_{DE}|^2 \rangle}{\langle i_{ASE\_LO}^2 \rangle + 3\langle i_{shot\ i}^2 \rangle + 3\langle i_{TIA}^2 \rangle} \quad (5.41)$$

Esta expresión puede describirse de una forma prácticamente idéntica a la del *downconverter* convencional, según (5.24), como

$$\frac{1}{SNR} = \frac{1}{OSNR} + \frac{2qB_e}{R} \frac{1}{P_s} + \frac{3\langle i_{TIA}^2 \rangle}{R^2 P_{OL} P_s} \quad (5.42)$$

En correspondencia con la Fig. 5.5 del *downconverter* convencional, las Fig. 5.17(a) y Fig. 5.17(b) muestran ahora en trazo negro continuo para la recepción de una misma señal la evaluación teórica de la probabilidad de error y penalización en la OSNR (para una  $P_e = 10^{-4}$ ), respectivamente. La limitación en sensibilidad por ruido *shot* ante una potencia de OL elevada (15 dBm por ej. en las anteriores figuras), tal y como se deduce analíticamente desde el mismo segundo sumando en el segundo término de (5.24) y (5.42), es equivalente en el *downconverter* convencional y *downconverter* a 120°. Sin embargo, ante una limitación por el ruido térmico descrito por el correspondiente tercer sumando, apreciable a menores potencias de OL (por ej. 5 dBm en las figuras), el *downconverter* a 120° presentará idealmente una mejora en sensibilidad de  $10 \log(4/3) = 1.25 \text{ dB}$  (aproximadamente 1 dB en la figura). Esto es así por el menor número de puertos de salida entre los que se ha de repartir la potencia óptica de entrada.

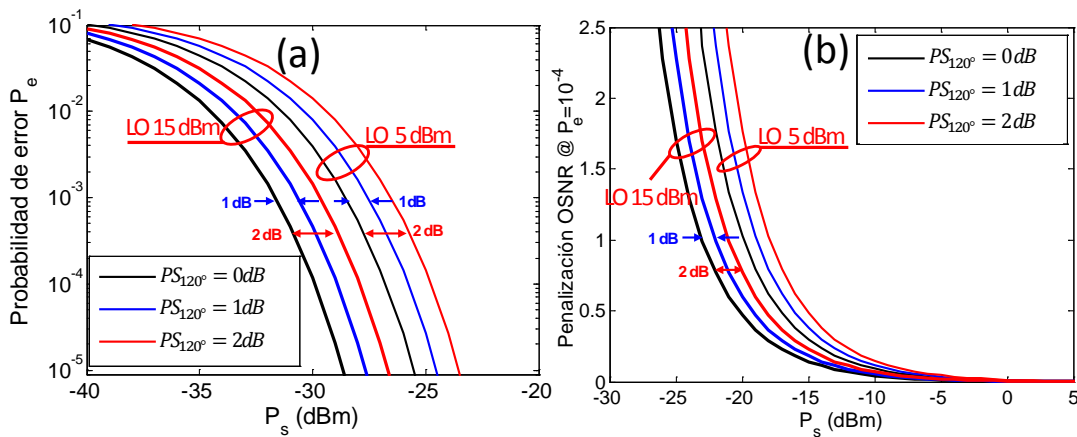


Fig. 5.17 Evaluación teórica del *downconverter* a 120° respecto a la potencia de señal de (a) probabilidad de error y (b) penalización de OSNR (para una  $P_e = 10^{-4}$ ). En trazo negro, receptor ideal. En trazo azul y rojo se introduce penalización en la sensibilidad de 1 dB y 2 dB, respectivamente.

### 5.3.3. Estimación analítica de la penalización en sensibilidad por no-idealidades del downconverter a 120°

En este punto, de forma equivalente al punto 5.2.3 del *downconverter* convencional, se propondrá una métrica para la estimación de la penalización en sensibilidad ocasionada por las no-idealidades del *downconverter* a 120°. El punto de partida será el sistema que relaciona ahora las fotocorrientes de salida con las componentes de señal ( $I, Q$ ) de acuerdo a (5.31), asumiendo nuevamente aquí el desacoplo de la componente en continua y la ausencia de distorsión no-lineal (que aunque se cancelará en este esquema, es irrelevante al cumplirse para el cálculo de sensibilidad  $P_s \ll P_{OL}$ ),

$$\begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} = \frac{R}{3} \sqrt{P_{OL} P_s} \cdot \overline{\overline{M}}_{120^\circ} \cdot \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{N3} \\ i_{N4} \\ i_{N5} \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

donde  $R$  representa la responsividad promedio ( $R = (R_3 + R_4 + R_5)/3$ ) y el segundo sumando el ruido eléctrico superpuesto en recepción ( $i_{Ni} = i_{shot\ i} + i_{RIN} + i_{TIA\ i}; i = 3,4,5$ ). Por otra parte, el DIQ queda descrito por una matriz  $\overline{\overline{M}}_{120^\circ}$  de orden 3x2, definida con los parámetros de la Tabla 5.4,

$$\overline{\overline{M}}_{120^\circ} = \frac{3}{R} \begin{bmatrix} u_{1I} & u_{1Q} \\ u_{2I} & u_{2Q} \\ u_{3I} & u_{3Q} \end{bmatrix} \quad (5.44)$$

Las desbalances que pueda presentar este DIQ se compensarán tras la operación, analógica o digital, de una matriz  $\overline{\overline{A}}_{120^\circ}$  de orden 2x3 (5.32) que cumplirá  $\overline{\overline{A}}_{120^\circ} \cdot \overline{\overline{M}}_{120^\circ} = \overline{\overline{I}}$ . Se recuerda que una matriz rectangular no tiene inverso, y que  $\overline{\overline{A}}_{120^\circ}$  se corresponderá con la “inversa por la izquierda” de  $\overline{\overline{M}}_{120^\circ}$  [171]. Ciertamente, para la implementación ideal de (5.34), su cálculo conducirá a la matriz  $\overline{\overline{A}}_{120^\circ\ ideal}$  definida en (5.35).

Desde la norma de Frobenius definida en el Apéndice A, y asociando a  $\overline{\overline{A}}_{120^\circ}$  el papel de la matriz inversa del sistema, podrá estimarse ahora la penalización en la sensibilidad de este *downconverter*,  $PS_{120^\circ}(dB)$ , resultando

$$PS_{120^\circ}(dB) = 10 \log \frac{\|\overline{\overline{A}}_{120^\circ}\|_F^2}{\|\overline{\overline{A}}_{120^\circ\ ideal}\|_F^2} = 10 \log \left[ \frac{\sum_{i=3}^5 (A_{Ii}^2 + A_{Qi}^2)}{3} \right] \quad (5.45)$$

En las Fig. 5.17(a) y Fig. 5.17(b) se representa la penalización en sensibilidad que, independientemente de la potencia del OL, se producirá en la evolución de la probabilidad de error y penalización en la OSNR del *downconverter* a 120°. En los

próximos apartados se verificará numéricamente la validez de este estimador para caracterizaciones realistas del *downconverter* a 120°.

#### 5.3.4. Modelo del downconverter 120° monolíticamente integrado para su simulación numérica

##### **Implementación monolíticamente integrada del downconverter a 120°**

El acoplador a 120° puede ser realizado en óptica discreta “*bulk*” o con un acoplador por fusión sobre fibra 3x3. Esta última solución ha sido ampliamente documentada para la implementación de receptores multipuerto con buen comportamiento en banda ancha [158, 159], en la que las componentes IQ de la señal se obtienen según la relación descrita por (5.35) sobre las fotocorrientes de salida. Entre sus inconvenientes está la necesidad de tener un control muy preciso de las longitudes de los tres tramos de fibra de entrada a los fotodiodos (del orden del milímetro para regímenes superiores a 20 Gbaud/s), para evitar una diferencia significativa en el retardo de grupo que afecte a la temporización (*skew*). En esta tesis se contempla la integración monolítica en un mismo chip del MMI 2x3 (como acoplador a 120°), fabricado en tecnología InP para posibilitar su integración con los fotodiodos PIN. Esta solución, aunque idónea para aplicaciones comerciales de recepción por su menor coste, acusará, como en la implementación equivalente del *downconverter* convencional, desbalanceos al incrementar el ancho de banda de operación o ante errores de fabricación.

En la Fig. 5.18(a) se representa la geometría del MMI 2x3, donde los componentes pasivos se basan en guíasondas rib (representada en la Fig. 5.18(b)) de profundidad de grabado nominal  $D=0.5 \mu\text{m}$  y ancho del núcleo  $H=1 \mu\text{m}$ . Nótese aquí la mayor sencillez de la red de salida respecto a la del *downconverter* convencional, sin presencia de cruces (ni reales ni *dummies* para emularlos). Las dimensiones de la zona multimodo del MMI, optimizadas para una longitud de onda de operación de 1550 nm, son ahora de longitud  $L_{MMI,120^\circ} = 1034 \mu\text{m}$  y anchura  $W_{MMI,120^\circ} = 18.8 \mu\text{m}$ . La respuesta en frecuencia de sus parámetros de scattering  $\bar{S}_{120^\circ}$  obtenida de la simulación con herramientas comerciales está representada en la Fig. 5.19. Debe indicarse que el mejor comportamiento en frecuencia del MMI 2x3 respecto al MMI 2x4 se debe a que la anchura del MMI es menor que la del 2x4 lo que, como es bien conocido de la teoría de operación de los MMI [166], aumenta su ancho de banda. A través unas definiciones equivalentes a (5.28), podrá definirse aquí el máximo desbalanceo en amplitud (MDA) y máximo desbalanceo en fase (MDF). Sus valores se

muestran para este diseño nominal en la Tabla 5.5 en función de la banda de operación y junto al valor  $PS_{120^\circ}(dB)$  estimado según (5.45).

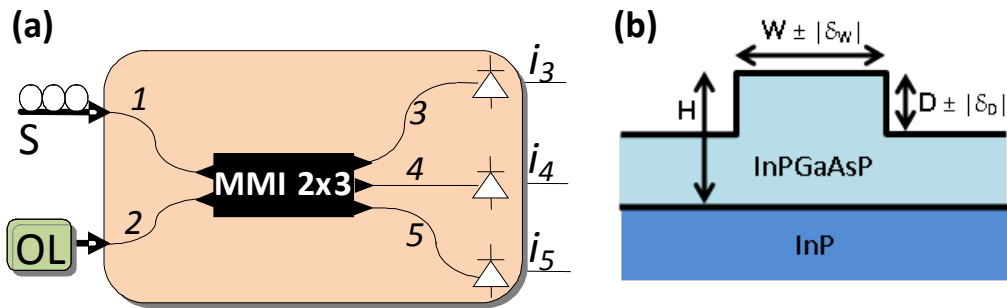


Fig. 5.18. (a) Esquema del MMI 2x3 y fotodetección del *downconverter* a  $120^\circ$  (b) geometría transversal guía rib.

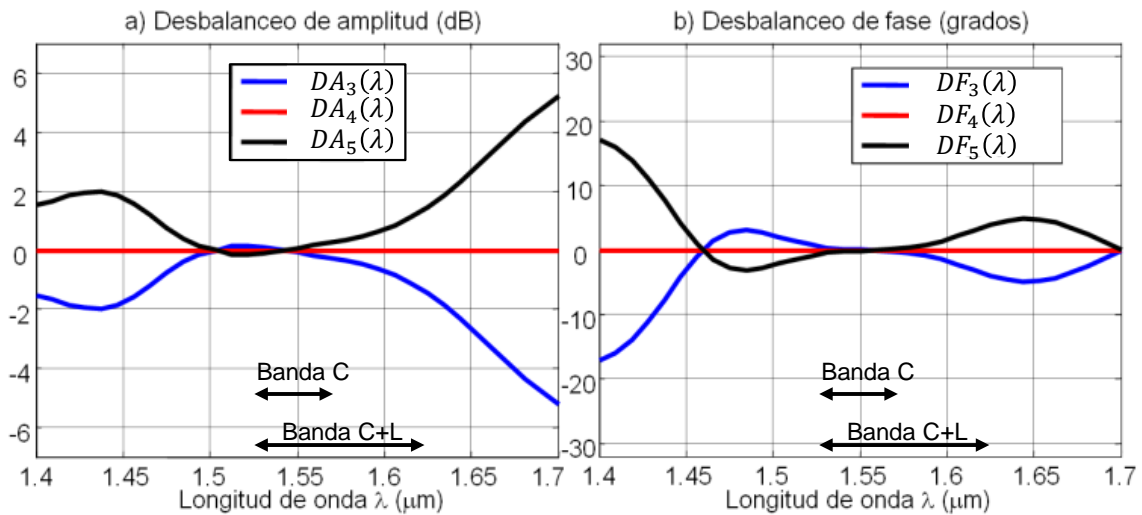


Fig. 5.19 Desbalances de (a) amplitud y (b) fase obtenidos desde el modelo electromagnético del acoplador a  $120^\circ$  mediante un MMI 2x3 bajo diseño nominal

Longitud de onda/banda de operación	MDA (dB)	MDF (°)	$PS_{120^\circ}(dB)$
1550 nm (frecuencia de diseño)	0.01 dB	0.05°	0.23 dB
Banda C (1530 nm-1570 nm)	0.05 dB	0.1°	0.72 dB
Banda C+L (1530 nm-1620 nm)	1.12 dB	3.1°	3.44 dB

Tabla 5.5 Máximo desbalanceo en amplitud y en fase del acoplador a  $120^\circ$  desde un MMI 2x3 en distintas bandas de operación bajo su diseño nominal. Se indica la máxima penalización en la sensibilidad infringida tras el proceso de recuperación de las componentes IQ.

El efecto de las tolerancias de fabricación se ha estudiado basándose en los tres mismos escenarios del *downconverter* convencional. La reducción de tamaño del MMI 2x3 posibilita que éste logre también teóricamente un mejor comportamiento ante errores de fabricación [12]. Esto se aprecia resumidamente en la Tabla 5.6 atendiendo



a los parámetros MDA, MDF y  $PS_{120^\circ}(dB)$  obtenidos para cada caso en la banda-C de operación.

	MDA (dB)	MDF (°)	$PS_{120^\circ}(dB)$
Caso I: Implementación según diseño nominal	0.05 dB	0.1°	0.72 dB
Caso II: Error típico de fabricación	0.2 dB	5.5°	3.7 dB
Caso III: Apreciable error de fabricación	1 dB	16.5°	5.6 dB

Tabla 5.6 Máximo desbalanceo en amplitud y en fase del acoplador a 120° desde un MMI 2x3 en la banda C de operación (1530 nm-1570 nm). Se indica la máxima penalización en la sensibilidad infringida tras el proceso de recuperación de las componentes IQ.

### **Modelo de receptor para su simulación numérica**

Bajo las mismas justificaciones expuestas en el correspondiente apartado del punto 5.2.4, se seguirá aquí una evaluación numérica simplificada del receptor propuesto, equivalente a un receptor óptimo con el que comparar y verificar las expresiones analíticas anteriormente derivadas. La validez del modelo propuesto para el *downconverter* a 120° se observa en la Fig. 5.20(a) para la recepción de una señal a 56 Gbps, modulada bajo 64-QAM, un OL de potencia 10 dBm y misma caracterización realista de las fuentes internas de ruido descrita en 5.2.4. La línea discontinua muestra la estimación teórica según (5.22) y (5.42), mientras que en trazo continuo y símbolos rellenos se muestran los resultados de un modelo dinámico del receptor, con 16 muestras por símbolo. Se contempla el modelo ideal del acoplador a 120° y la operación en los extremos de la banda-C (1570 nm) y banda-L (1620 nm) de su diseño nominal. Los respectivos símbolos vacíos superpuestos confirman la validez de los resultados obtenidos mediante el modelo que usa una muestra por símbolo. La limitación en banda del modelo dinámico de receptor (recepción no-óptima) requerirá incrementar el valor de OSNR necesario para lograr una  $P_e = 10^{-4}$  en unos valores prácticamente idénticos a los del *downconverter* convencional: 2.7 dB para 64-QAM, 2 dB para 16-QAM y aproximadamente 1 dB para QPSK. La Fig. 5.20(b) muestra equivalentemente el incremento en la OSNR de entrada al receptor necesaria para obtener en cada potencia de señal una misma probabilidad de error  $P_e = 10^{-4}$ .

Como se describirá a continuación en detalle, se dispondrá de un mayor rango dinámico por la compensación de los desbalanceos del receptor, tal y como se aprecia en la Fig. 5.21, obtenida bajo las mismas condiciones que la Fig. 5.10 del *downconverter* convencional.

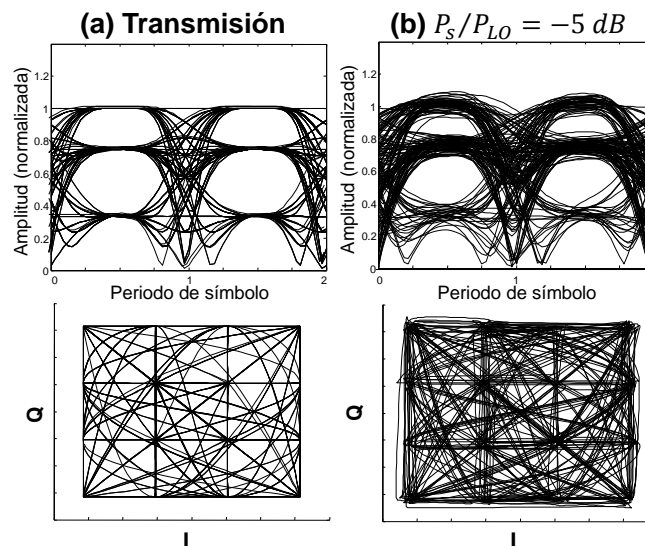
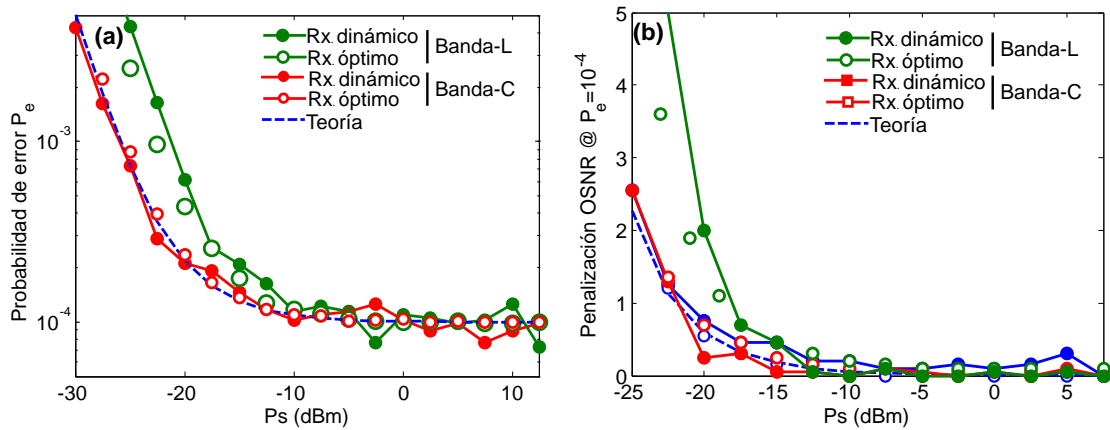


Fig. 5.21 Diagrama de ojos y constelación IQ para el *downconverter* a  $120^\circ$  bajo una modulación 16-QAM en el extremo de la banda L (a) sin canal (b)  $P_s/P_{OL} = -5 \text{ dB}$ .

### 5.3.5. Evaluación numérica de las prestaciones del downconverter a $120^\circ$

#### *Evaluación de las prestaciones en banda C+L bajo diseño nominal*

En este apartado se evalúan las prestaciones del *downconverter* a  $120^\circ$  propuesto bajo un diseño nominal, contemplando los desbalances resultantes de incrementar su ancho de banda de operación a la banda C y banda C+L. Las fuentes internas de ruido seguirán la misma caracterización que para el *downconverter* convencional. Se adoptará el esquema de *downconverter* a  $120^\circ$  con recuperación digital mostrado en la Fig. 5.15(b), asumiendo que se dispone de la matriz  $\bar{A}_{120^\circ}$  a la longitud de onda de operación. La Fig. 5.22 muestra la penalización del OSNR (para una  $P_e = 10^{-4}$ ) respecto a la potencia de señal para diferentes potencias de OL en la recepción de un

canal en el extremo de la banda C (1570 nm) y banda L (1625 nm) (longitudes de onda a las que corresponde la peor operación en cada una de las bandas). Siempre y cuando se opere con un adecuado nivel de OL (que no limite al receptor por la componente no cancelada de ruido RIN), se verifica la estimación analítica en trazo discontinuo de las prestaciones del receptor obtenida de las expresiones (5.22) y (5.42) con el factor de corrección  $PS_{120^\circ}(dB)$  correspondiente a cada caso (véase Tabla 5.5). Si se compara con la Fig. 5.11 equivalente del *downconverter* convencional, se aprecia una similar limitación por ruido eléctrico para niveles bajos de señal, como es de esperar según las expresiones (5.24) y (5.42). Para niveles altos de señal, no obstante, se aprecia como el procesado lineal descrito por la expresión (5.32) permite ahora eliminar la distorsión no-lineal causada por los desbalances del receptor (como consecuencia de trabajar lejos de la frecuencia de diseño), alcanzándose un rango dinámico mucho mayor, incluso para elevadas relaciones  $P_s/P_{LO}$ . Ciertamente, si se observa la Fig. 5.23, y se compara con Fig. 5.12, puede visualizarse la menor distorsión no-lineal de la constelación 64-QAM tras su corrección lineal con independencia ahora de la relación  $P_s/P_{LO}$ .

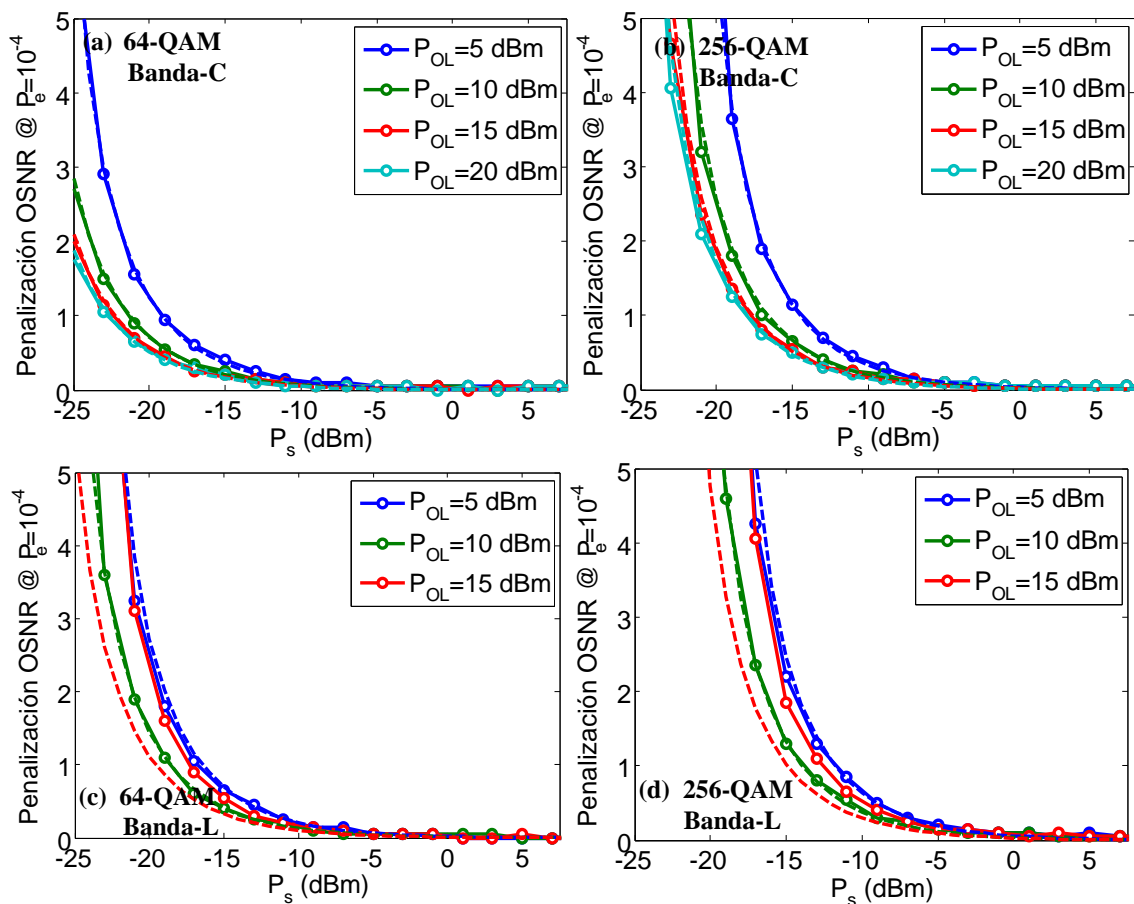


Fig. 5.22 Penalización OSNR (para  $P_e = 10^{-4}$ ) respecto a la potencia de señal en función de la potencia de OL para el downconverter a  $120^\circ$  bajo modulación 64-QAM y 256-QAM al operar en el extremo de banda-C y banda-L.

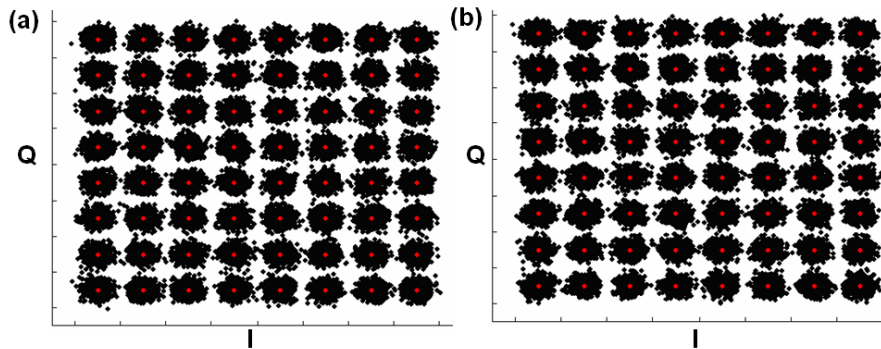


Fig. 5.23 Constelación 64-QAM tras un *downconverter* a 120° operando en el extremo de la banda L con  $P_{OL}=10\text{ dBm}$  bajo (a)  $P_s/P_{OL} = -20\text{ dB}$  (b)  $P_s/P_{OL} = -5\text{ dB}$ .

El esperado mayor ancho de banda de operación debido a la robustez ante los desbalances del receptor se aprecia en la Fig. 5.24 para un OL de potencia  $P_{OL} = 10\text{ dBm}$ , modulación 64-QAM y 256-QAM. La Tabla 5.7 resume en su primera fila, para el diseño nominal y operación en banda C, el mayor rango dinámico del *downconverter* a 120° propuesto respecto al convencional al considerar una máxima penalización en la OSNR de 1 dB y una potencia de OL de 5 dBm. Se muestra asimismo el máximo ancho de banda de operación que posibilitaría la recepción de una potencia de señal de hasta 0 dBm.

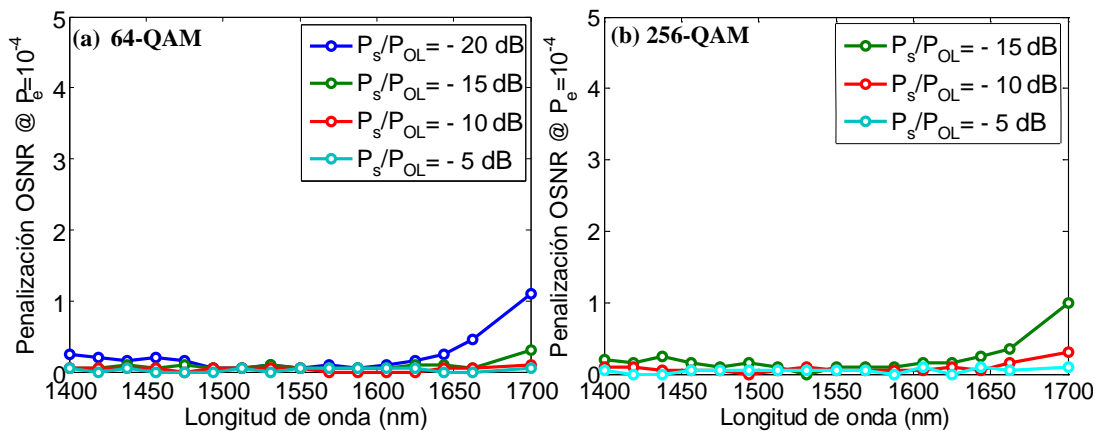


Fig. 5.24 Penalización en la OSNR (para una  $P_e = 10^{-4}$ ) de un *downconverter* a 120° con  $P_{OL}=10\text{ dBm}$  bajo modulación 64-QAM y 256 QAM en banda S+C+L.

		64-QAM		256-QAM	
		DIQ 90°	DIQ 120°	DIQ 90°	DIQ 120°
<b>Caso I. Diseño nominal</b>	Sensibilidad	-19.6 dBm	-19.2 dBm	-14 dBm	-14.6 dBm
	Rango dinámico	21.3 dB	>24.2 dB	8 dB	19.6 dB
	Ancho de banda de operación	78 nm	>300 nm	-	>300 nm
<b>Caso II. Error típico de fabricación</b>	Sensibilidad	-16.6 dBm	-16 dBm	-	-11.5 dBm
	Rango dinámico	13.2 dB	>21 dB	-	>16.5 dB

Tabla 5.7 Sensibilidad y margen dinámico al considerar una máxima penalización admisible en la OSNR de 1 dB para la recepción en banda-C bajo los esquemas convencional y a 120° (resolución infinita en los CAD).

### Evaluación de las prestaciones en banda C bajo errores de fabricación y ruido de cuantificación

En este apartado se comparan numéricamente las prestaciones de los DIQ bajo estudio ante los inevitables desbalances introducidos por los errores en su fabricación. La penalización en la ONSR por la operación en el extremo de la banda C del *downconverter* convencional (con algoritmo digital GSOP) y del *downconverter* a  $120^\circ$  (con corrección lineal digital), se muestran superpuestos en la Fig. 5.25 bajo modulación 64-QAM y 256-QAM, para diferentes tolerancias de fabricación y una potencia de OL de 5 dBm. El *downconverter* a  $120^\circ$ , aunque está limitado por el ruido eléctrico de forma similar para reducidos niveles de señal, es más resistente para altos niveles por la corrección de la distorsión no-lineal inducida por las imperfecciones del receptor [30]. De hecho, puede apreciarse que, a diferencia del *downconverter* convencional, es capaz de operar bajo modulación 256-QAM incluso en el peor escenario de fabricación (Caso III). La segunda fila de la Tabla 5.7 muestra, para un error típico de fabricación (Caso II), el mayor rango dinámico del *downconverter* a  $120^\circ$  respecto al convencional al fijar una máxima penalización de 1 dB en la ONSR.

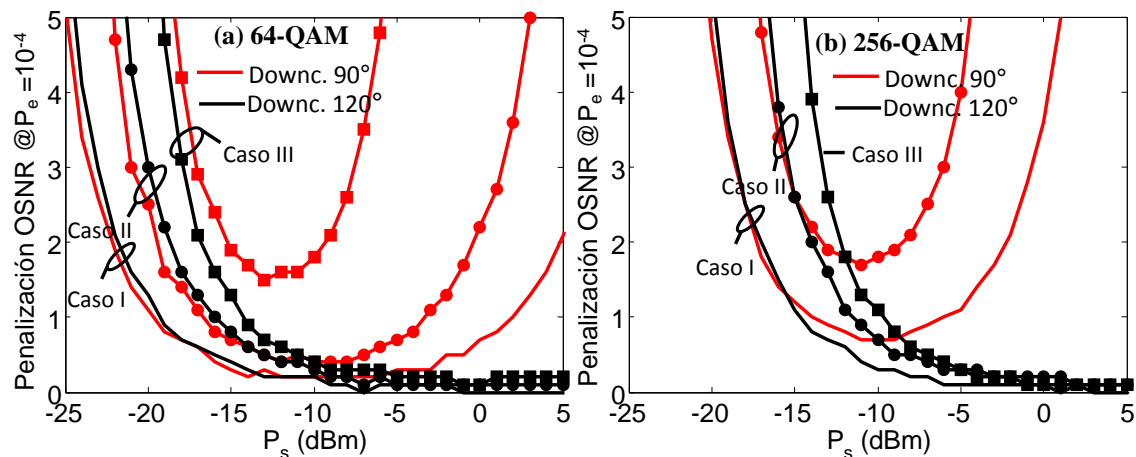


Fig. 5.25. Penalización del OSNR respecto potencia de señal del *downconverter* convencional y a  $120^\circ$  al operar en el extremo de la banda C en los Casos I, II y III (a) 64-QAM (b) 256-QAM.

La demostración de que el ruido de cuantificación de los CAD, al trabajar con un reducido número de bits de resolución, penaliza de forma equivalente al *downconverter* convencional y a  $120^\circ$ , pese a las diferentes estrategias de demodulación de los símbolos recibidos, se aprecia en la Fig. 5.26 (nuevamente puestos en comparación aquí).

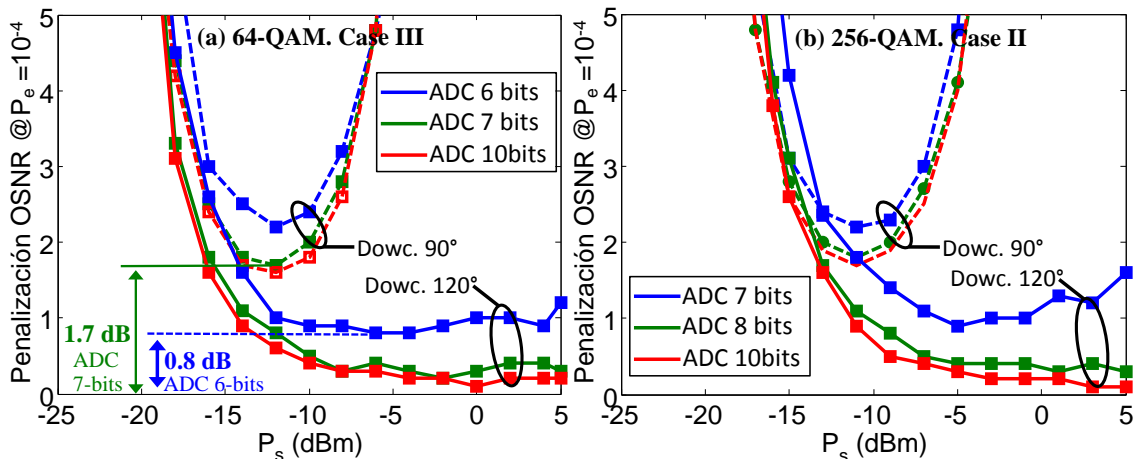


Fig. 5.26. Penalización de la OSNR respecto a la potencia de señal en el *downconverter* convencional y a 120° en función de la resolución de los CAD, escenario de fabricación y modulación (a) de 64-QAM y Caso III (b) 256-QAM y Caso II.

### Conclusiones

El *downconverter* convencional, basado en híbridos a 90° y fotodetección balanceada, está expuesto a una distorsión no lineal en la constelación IQ de la señal recibida debido a la inevitable no idealidad del hardware. Esta distorsión no-lineal no es posible ecualizarla utilizando los algoritmos digitales de ortogonalización habituales, como el procedimiento GSOP, lo que limita tanto el rango dinámico de la señal de entrada como el ancho de banda de operación de este tipo de receptores. Esto es así especialmente para esquemas de modulación M-QAM de orden elevado y bajo errores habituales de fabricación. Frente a la opción anterior, en esta sección se ha demostrado que un *downconverter* basado en un acoplador a 120° es capaz de corregir los desbalances del hardware provocados por una operación lejana a la frecuencia de diseño o por errores de fabricación mediante una sencilla operación lineal, dando lugar a una demodulación de las componentes IQ de señal sin distorsión. Esto otorga a este nuevo esquema de un mayor rango dinámico y ancho de banda, y lo convierte en una opción muy interesante como receptor coherente de altas prestaciones.



## 5.4. Downconverters basados en híbridos a 90° y acopladores a 120° bajo operación 'colorless'

### 5.4.1. Introducción y objetivos

La incorporación en las futuras redes de transporte de multiplexores ópticos reconfigurables (ROADM), que posibilitan la extracción/introducción de cualquier canal entre sus puertos de entrada/salida, ofrecerá a los operadores de red de una mayor flexibilidad y posibilidades de configuración. En este escenario es clave la disponibilidad de receptores que puedan demodular un canal específico de una transmisión multicanal (WDM) sin la asistencia de ningún dispositivo óptico de filtrado adicional (por ej. demultiplexor o filtro), tan sólo sintonizando la frecuencia del oscilador local (OL) a la del canal seleccionado. La disponibilidad de estos receptores acromáticos o 'sin color', aunque más comúnmente conocidos por su acepción anglosajona 'colorless' (aquí adoptada), permitirá incrementar la eficiencia y reducir el coste de estas redes reconfigurables.

Se estudiará primeramente la recepción 'colorless' del *downconverter* convencional que, como se comentó anteriormente, ha sido propuesto por el OIF [11] para posibilitar la recepción en la banda-C o banda-L de canales a 100 Gbps bajo modulación PM-QPSK transmitidos sobre la actual infraestructura óptica (con rejilla de 50 GHz especificada por la ITU). Su adaptación a modulaciones de amplitud en cuadratura (por ej. 16-64 QAM) se contempla actualmente como solución para incrementar la tasa de transmisión dada su mayor eficiencia espectral [9]. Si bien una implementación ideal de un *downconverter* I/Q posibilitaría la recepción 'colorless', sus inevitables imperfecciones (al incrementar el ancho de banda de operación o por errores de fabricación) ocasionarán una interferencia proporcional al número de canales recibidos. Como consecuencia, los receptores dispondrán de un limitado ancho de banda de operación (asociado al número máximo de canales WDM que son capaces de recibir) y rango dinámico (según el máximo nivel de señal limitado bajo la distorsión no-lineal admisible) [161]. Esto no sólo imposibilita en la práctica la existencia de receptores que operen en banda C+L, sino que el reducido rango dinámico condiciona el diseño de toda la red óptica reconfigurable al limitar el rango de distancias de transmisión y fijar una máxima atenuación con la longitud de onda de los dispositivos ópticos intermedios (filtros, amplificadores, ROADMs, etc.). Así, el OIF ha propuesto recientemente [11, 162] integrar en el camino de señal un fotodiodo que posibilite el

control y optimización del nivel de potencia de señal al receptor mediante un atenuador óptico variable (VOA).

En el punto 5.4.2 de esta sección se introduce la teoría general de un *downconverter* multipuerto y se muestra que el rechazo-en-modo-común (CMRR, *common-mode-rejection-ratio*) es una figura de mérito de su capacidad de recepción ‘*colorless*’. El escenario de simulación se presenta en el punto 5.4.3, mostrándose primeramente en el punto 5.4.4 las limitaciones del *downconverter* convencional. En el punto 5.4.5 se constata que el *downconverter* a 120°, por su capacidad para compensar los errores de hardware bajo una adecuada calibración de las tres medidas de potencia de salida, es capaz de superar las prestaciones del *downconverter* convencional bajo operación ‘*colorless*’ y ofrecer un amplio ancho de banda de operación capaz de cubrir las bandas C+L. Finalmente, en el punto 5.4.6, se plantea como ese mismo concepto puede extenderse a la operación sobre las cuatro salidas del *downconverter* a 90°, conduciendo a interesantes esquemas multipuerto de gran ancho de banda de operación (bandas C+L) y resistencia ante errores de fabricación.

### 5.4.2. Teoría de la recepción ‘colorless’ en esquemas multipuerto

Tras el estudio pormenorizado en los dos puntos precedentes de DIQ basados en combinadores 2x4 y 2x3, se abordará globalmente aquí los condicionantes para su adecuada recepción ‘*colorless*’. Se partirá del esquema general de detección multipuerto mostrado anteriormente en la Fig. 5.1, que reúne a ambos esquemas y a una propuesta adicional aquí planteada.

Analíticamente, en ausencia de fuentes de ruido, el campo eléctrico de la señal de entrada, formado por la multiplexación WDM de  $N_{ch}$  canales de igual potencia  $P_s$ , y el láser oscilador local OL podrán describirse en función de sus envolventes complejas como

$$e_s(t) = Re \left\{ \sum_{n=1}^{N_{ch}} \sqrt{P_s} \Gamma_n e^{j\omega_n t} \right\} \quad (5.46)$$

$$e_{OL}(t) = Re \{ \sqrt{P_{OL}} e^{j\omega_k t} \}$$

donde  $\Gamma_n$  corresponde al símbolo normalizado del n-ésimo canal, definido en el plano complejo como  $\Gamma_n = I_n + jQ_n$ . En una recepción homodina el OL, de potencia  $P_{OL}$ , deberá sintonizarse a la frecuencia  $\omega_k$  del canal a detectar. La señal y OL se combinan en el MMI 2xN, con parámetros de *scattering*  $S_{im}^k$  definidos entre sus puertos a frecuencia  $\omega_k$  ( $i = 3, 4, \dots, N; m = 1 \text{ ó } 2$ ). Las fotocorrientes obtenidas en cada



fotodiodo de salida (modelado idealmente bajo responsividad  $R_i$ ) pueden describirse como

$$i_i^k = R_i \left| \sum_{n=1}^{N_{ch}} S_{i1}^n \sqrt{P_s} \Gamma_n e^{j(\omega_n - \omega_k)t} + S_{i2}^k \sqrt{P_{LO}} \right|^2; i = 3, 4, \dots, N. \quad (5.47)$$

Asumiendo que las interferencias ocasionadas por el batido entre los distintos canales, situadas a frecuencias múltiplo de su esqui espaciado frecuencial (por ej. 50 GHz), serán filtradas por el comportamiento paso bajo de la electrónica [31, 50], las fotocorrientes de salida  $\bar{i}^k = [i_3^k, i_4^k, \dots, i_N^k]^t$  (donde el superíndice 't' denota el transpuesto) podrán describirse en notación matricial como

$$\bar{i}^k = P_{LO} \bar{\alpha}_k + P_s \sum_{n=1}^N \bar{\gamma}_n |\Gamma_n|^2 + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \text{Re}(\bar{u}_k^* \Gamma_k) \quad (5.48)$$

Pueden identificarse tres términos en el lado derecho de la expresión anterior: un término irrelevante de continua (que será cancelado por la electrónica del receptor), una interferencia en banda base causada por el batido de cada canal consigo mismo (equivalente a la distorsión no-lineal inducida por el canal demodulado de la sección 5.2 y 5.3) y una transformación de las componentes IQ del canal a demodular proporcional a la potencia del OL. La Tabla 5.8 describe de forma equivalente a la Tabla 5.4 la dependencia de los parámetros vectoriales  $(\bar{\alpha}_k, \bar{\gamma}_n, \bar{u}_k)$  con la responsividad de los fotodiodos y parámetros de *scattering* del MMI 2xN. Obsérvese que la interferencia de cada n-ésimo canal dependerá del correspondiente parámetro  $\gamma_{ni}$  a su longitud de onda de operación.

Componente continua	Coefficiente de detección directa	Transformación IQ
$\bar{\alpha}_k = [\alpha_{k3}, \alpha_{k4}, \alpha_{k5}, \alpha_{k6}]^t$ $\alpha_{ik} = R_i  S_{i2}^k ^2$	$\bar{\gamma}_n = [\gamma_{n3}, \gamma_{n4}, \gamma_{n5}, \gamma_{n6}]^t$ $\gamma_{ni} = R_i  S_{i1}^n ^2$	$\bar{u}_k = [u_{k3}, u_{k4}, u_{k5}, u_{k6}]^t$ $u_{ki} = R_i S_{i2}^k S_{i1}^{k*}$

Tabla 5.8 Parámetros que caracterizan bajo recepción 'colorless' a un esquema multipuerto

La aplicación a continuación de una operación lineal a las fotocorrientes de salida, realizada en el dominio digital o analógico, por un sistema con matriz de transformación  $\bar{A}$  (véase la Fig. 5.1) permitirá la recuperación de las componentes  $(I_{DE}, Q_{DE})$  de señal demoduladas según

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix} = \bar{A} \bar{i}^k = P_s \sum_{n=1}^{N_{ch}} \bar{A} \bar{\gamma}_n |\Gamma_n|^2 + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \text{Re}(\bar{A} \bar{u}_k^* \Gamma_k) \quad (5.49)$$

Donde la matriz  $\bar{A}$  del sistema de recuperación IQ del canal demodulado puede describirse (omitiendo el superíndice 'k' por simplicidad) de forma general en función de los coeficientes  $(A_{Ii}, A_{Qi})$  como

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{I3} & A_{I4} & \dots & A_{IN} \\ A_{Q3} & A_{Q4} & \dots & A_{QN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ \dots \\ i_N \end{bmatrix} = \bar{\bar{A}} \cdot \bar{i} \quad (5.50)$$

La implementación digital del sistema de recuperación IQ para un *downconverter* a 120° (basado en un MMI 2x3 según la Fig. 5.15(b)), mostró en la sección 5.3 su capacidad frente al esquema convencional para resolver sin distorsión las componentes IQ en un gran ancho banda de operación. Sin embargo, en una recepción ‘*colorless*’, la implementación digital del sistema de recuperación IQ conlleva importantes inconvenientes frente a su implementación analógica:

- i) Se necesita un conversor CAD por cada una de las fotocorrientes de salida.
- ii) La distorsión introducida en cada fotocorriente mediante el segundo sumando de (5.48) puede reducir significativamente el número efectivo de bits de resolución (ENoB, *effective number of bits*) de los CAD ante la recepción multicanal de un elevado número de canales.

Según lo anterior se contempla aquí, con generalidad a todos los esquemas ‘*colorless*’, la implementación analógica del sistema de recuperación IQ. De este modo se aplicará la misma operación lineal descrita por la matriz  $\bar{\bar{A}}$  según (5.50) a la demodulación de cualquier canal. Es importante reseñar que el objeto de este estudio es el de mostrar los beneficios de un sistema analógico adecuadamente calibrado por una sola vez tras la fabricación del receptor, y no el de proponer soluciones tecnológicas para su implementación.

La finalidad del circuito analógico será la de obtener directamente las componentes IQ (o una transformación lo más ortogonal posible desde la que resolverlas) del canal demodulado, mientras minimiza la interferencia en banda base causada por los canales colindantes al reducir el peso del primer sumando de la Eq. (5.49),

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{Interf} = P_s \sum_{n=1}^{N_{ch}} \bar{\bar{A}} \bar{\gamma}_n |\Gamma_n|^2 \quad (5.51)$$

Nótese que la interferencia a minimizar con la operación descrita por la matriz  $\bar{\bar{A}}$  depende de la potencia de señal (considerada aquí común a todos los canales), el número  $N_{ch}$  de canales coincidentes y las prestaciones del receptor en términos del desbalanceo en potencia para la componente de señal debida al vector  $\bar{\gamma}_n$ . En tanto que el CMRR es una medida del desbalanceo en potencia del receptor dependiente de la frecuencia, se usará aquí, como es habitual en la bibliografía [160, 161], como figura

de mérito de las prestaciones 'colorless' del receptor, proponiéndose su siguiente definición [31, 32]:

$$\begin{bmatrix} CMRR_I(\omega_n) \\ CMRR_Q(\omega_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=3}^N A_{Ii} \gamma_{ni} / \sum_{i=3}^N |A_{Ii}| \gamma_{ni} \\ \sum_{i=3}^N A_{Qi} \gamma_{ni} / \sum_{i=3}^N |A_{Qi}| \gamma_{ni} \end{bmatrix} \quad (5.52)$$

Donde el subíndice  $i$  recorre todas las  $N$  fotocorrientes combinadas linealmente para la recuperación analógica de las componentes IQ del canal demodulado. Obsérvese que el numerador corresponde en cada caso a la interferencia en la componentes I ó Q descritas por la Eq. (5.51), mientras que el denominador es tan sólo un factor de normalización. Los resultados numéricos que se obtendrán en los puntos siguientes para cada esquema bajo estudio corroborarán la validez de esta expresión.

### 5.4.3. Escenario de simulación bajo recepción 'colorless'

En los siguientes apartados se procederá a evaluar numéricamente la recepción 'colorless' de diferentes particularizaciones del esquema general anterior. Se ha considerado en todos ellos la recepción de canales a 112 Gbps bajo modulación 16-QAM multiplexados en longitud de onda según la rejilla WDM de 50 GHz especificada por la ITU. Se ha considerado un mismo valor de potencia de señal  $P_s$  para todos los canales y potencias de OL realistas, aunque en todos los casos se representarán curvas de contorno que mostrarán la dependencia de la eficiencia del receptor con ambos valores. Al considerar nuevamente aquí algoritmos digitales de ecualización ideales, la fibra óptica podrá ser modelada como un canal AWGN con una contribución uniforme en cada canal del ruido ASE. De este modo, el efecto de la dispersión cromática residual o de polarización de los canales colindantes no ha sido incorporado aquí para evaluar las prestaciones del receptor (puede consultarse [50, 160] para un estudio en profundidad del factor de escalado a introducir en la intensidad del término de interferencia (5.51)). En todos los canales la relación OSNR de entrada ha sido igualmente ajustada para una probabilidad de error  $P_e = 10^{-4}$  bajo un *downconverter* ideal sin fuentes de ruido interno. La caracterización de las fuentes de ruido internas del receptor (ruido *shot*, térmico y RIN) coincide con la descrita en las secciones 5.2.4 y 5.3.4 anteriores. La resolución de los CAD es de 5 bits, asegurando así bajo 16-QAM un bajo nivel de ruido de cuantificación, que ocasionará una mínima penalización en la OSNR próxima a 0.5 dB [148].

#### 5.4.4. Evaluación de las prestaciones ‘colorless’ en banda C del downconverter convencional

Se considerará primeramente el *downconverter convencional* basado en la integración monolítica de un MMI 2x4 con cuatro fotodiodos (véase la anterior Fig. 5.2, correspondiente a la particularización de la Fig. 5.1 bajo N=4). Bajo una implementación ideal, con fotodiodos de igual responsividad y parámetros de scattering  $\bar{S}_{90^\circ ideal}$  constantes en todo el ancho de banda de operación según (4.9), se resuelve fácilmente la matriz  $\bar{A}$  (5.7) que permitiría resolver las componentes IQ de cualquier canal libre de interferencias o distorsión no-lineal. Dicha matriz se reproduce nuevamente ahora para una mayor claridad,

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{90^\circ Conv} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} = \bar{A}_{90^\circ Conv} \cdot \bar{i} \quad (5.53)$$

Se recuerda que la aplicación de esta matriz requiere la existencia de una red de salida como la de la Fig. 5.7(a) para reordenar las salidas del MMI 2x4 a 90°. Esta operación podrá implementarse fácilmente con fotodiodos en configuración balanceada o una amplificación diferencial como la mostrada en la Fig. 5.2(b)-(c), definiendo el conocido *downconverter* convencional propuesto por el OIF [11]. En presencia de imperfecciones en el receptor es fácil comprobar que las componentes IQ del canal demodulado (5.49) corresponden ahora, según (5.53),

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{90^\circ Conv} = \begin{bmatrix} i_3 - i_4 \\ i_5 - i_6 \end{bmatrix} = P_s \sum_{n=1}^{N_{ch}} \begin{bmatrix} \gamma_{n3} - \gamma_{n4} \\ \gamma_{n5} - \gamma_{n6} \end{bmatrix} |\Gamma_n|^2 + 2\sqrt{P_{OL}P_s} \begin{bmatrix} u_I & u_Q \\ v_I & v_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \quad (5.54)$$

Como se estudió en el punto 5.2.1, el segundo sumando describe una transformación sobre las componentes IQ del canal demodulado (según los parámetros  $(u, v)$  presentados en la Tabla 5.1) por las imperfecciones del receptor a la longitud de onda de operación. Esta distorsión se compensará fácilmente en el DSP por el algoritmo de ortonormalización de Gram-Schmidt (GSOP). Por el contrario, la interferencia en banda base introducida por el primer sumando de (5.54) no podrá ser anulada, limitando en consecuencia la recepción ‘colorless’. La evaluación del CMRR, según la definición propuesta en (5.52) bajo los coeficientes (5.53), coincide con el CMRR definido por el OIF, para el que especifica un valor máximo de -20 dB en toda la banda de operación [11]:

$$\begin{aligned}
 CMRR_I(\omega_n) &= \left. \frac{i_3 - i_4}{i_3 + i_4} \right|_{Interf} = \frac{\gamma_{n3} - \gamma_{n4}}{\gamma_{n3} + \gamma_{n4}} \\
 CMRR_Q(\omega_n) &= \left. \frac{i_5 - i_6}{i_5 + i_6} \right|_{Interf} = \frac{\gamma_{n5} - \gamma_{n6}}{\gamma_{n5} + \gamma_{n6}}
 \end{aligned}
 \tag{5.55}$$

Es interesante representar la dependencia del máximo valor  $CMRR_{m\acute{a}x}(\lambda) = \max(CMRR_I, CMRR_Q)$  con la frecuencia, puesto que según (5.51) o el primer sumando de (5.54), la interferencia introducida por cada uno de los restantes canales dependerá de su potencia y el CMRR a su respectiva longitud de onda. De este modo, para una efectiva recepción 'colorless' se necesitará

- i) Una elevada relación  $P_{LO}/P_s$  (que describe la relación entre las componentes de señal e interferencia)
- ii) Un elevado valor absoluto del  $CMRR_{m\acute{a}x}$  sobre el ancho de banda completo de operación del DIQ.

El primer punto implica en todo caso una limitación en el rango dinámico del receptor ante una elevada potencia de señal  $P_s$ . El cumplimiento del segundo punto requiere reducir las no-idealidades o desbalances del *downconverter*, lo que impone unos márgenes muy estrechos en las tolerancias de fabricación que repercutirá finalmente en el incremento de los costes. Este último aspecto se constata en la Fig. 5.27, donde se muestra la dependencia con la longitud de onda del CMRR bajo los dos escenarios realistas de fabricación de un MMI 2x4 ya presentados en el punto 5.2.4: Caso I. Diseño nominal (sin errores de fabricación) y Caso II. Errores típicos de fabricación en la geometría de las guiaondas. Como se esperaría, mientras el diseño nominal (Caso I) satisface la especificación del OIF, ésta sólo se cumple en la mitad de la banda-C bajo errores moderados de fabricación (Caso II).

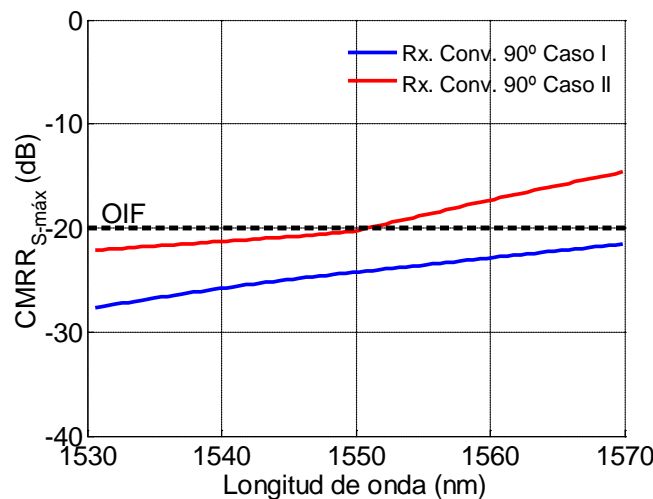


Fig. 5.27  $CMRR_{m\acute{a}x}$  respecto a la longitud de onda (banda-C) del *downconverter* convencional a 90° en función del escenario de fabricación (Caso I/Caso II).

A continuación se evalúan numéricamente las prestaciones ‘colorless’ del *downconverter* convencional considerando una potencia de OL de 8 dBm y una señal de entrada multicanal WDM compuesta por hasta 80 canales bajo modulación 16-QAM a 112 Gbps. La Fig. 5.28(a) muestra para una implementación según el diseño nominal (Caso I) la penalización del OSNR (para una  $P_e = 10^{-4}$ ) del peor canal al variar la potencia de señal de entrada en función del número de canales WDM coincidentes en recepción. La línea discontinua representa un valor habitual de referencia correspondiente a 1 dB de penalización en la OSNR sobre el producido por el ruido de cuantificación (0.5 dB). El DIQ está limitado para un bajo nivel de señal por las fuentes de ruido eléctrico (*shot* y térmico) y para niveles altos de señal por la interferencia en banda base ocasionada por los canales coincidentes en recepción. Esta interferencia, como muestra la figura, aumenta lógicamente con el número de canales por el empeoramiento del CMRR impuesto por los desbalances del receptor en los extremos de la banda-C (véase la Fig. 5.27). Por este motivo, ante errores típicos de fabricación, como se muestra en la Fig. 5.28(b) para el Caso II, se producirá una mayor limitación con el número de canales para niveles altos de señal, reduciéndose aún más de este modo el rango dinámico de operación. Bajo este esquema convencional, a diferencia de los siguientes esquemas propuestos en este trabajo, no es concebible por tanto la operación ‘colorless’ en la banda C+L, disponiéndose únicamente por tanto en la práctica de receptores que operan con estas limitaciones en la banda-C o en la banda-L [11].

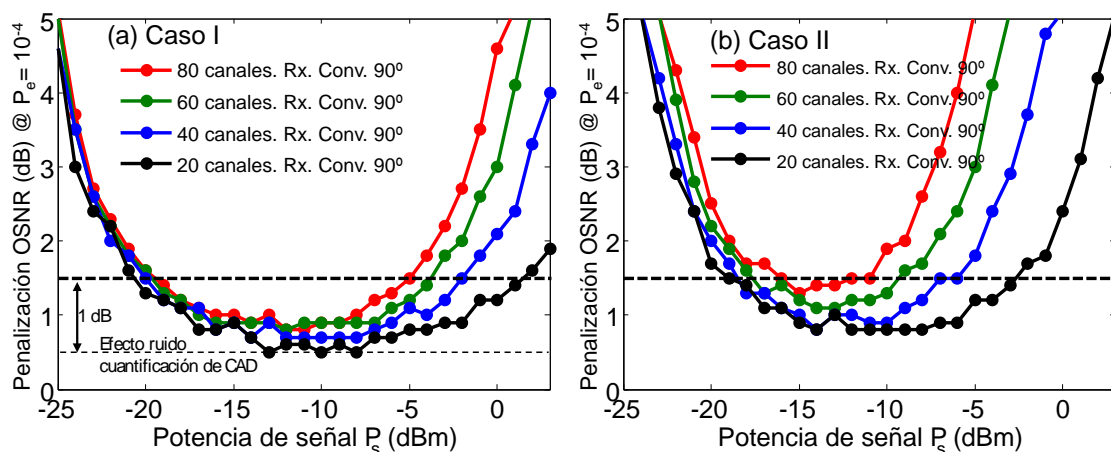


Fig. 5.28. Penalización de OSNR (para  $P_e = 10^{-4}$ ) respecto a la potencia de señal para un OL de potencia 8 dBm en función del número de canales WDM coincidentes a 112Gbps bajo modulación 16-QAM a) diseño nominal (Caso I) b) errores típicos de fabricación (Caso II).

Información adicional suministra la gráfica de contorno de la Fig. 5.29, que muestra para cada escenario de fabricación la penalización del OSNR del peor canal

demodulado bajo una recepción 'colorless' de 80 canales en función de la potencia de señal y para un rango de potencias de OL realista [50, 161]. Se observa como los desbalances del receptor degradan la sensibilidad y reducen el rango dinámico, especialmente al disminuir la relación  $P_{OL}/P_s$ .

Es de destacar que la búsqueda de un mayor rango dinámico, incrementando la potencia del OL, podrá incurrir en la saturación de la electrónica de amplificación o de los propios fotodiodos. Si bien los correspondientes niveles de fotocorriente en cada fotodiodo PIN se mantendrán por debajo de su habitual límite de saturación [32, 170, 172], deberá prestarse atención a su máxima excursión (proporcional al producto de potencia de señal y OL) para evitar la saturación de los amplificadores de transimpedancia (TIA) [161, 173]. De este modo, en la práctica se recomienda incrementar el rango dinámico del receptor convencional integrando un VOA en el camino de señal [11, 162], consiguiendo mediante su óptima reducción de nivel (i) reducir la influencia de la interferencia multicanal definida en (5.51), (ii) posibilitar un elevado nivel de OL sin saturar la electrónica de amplificación.

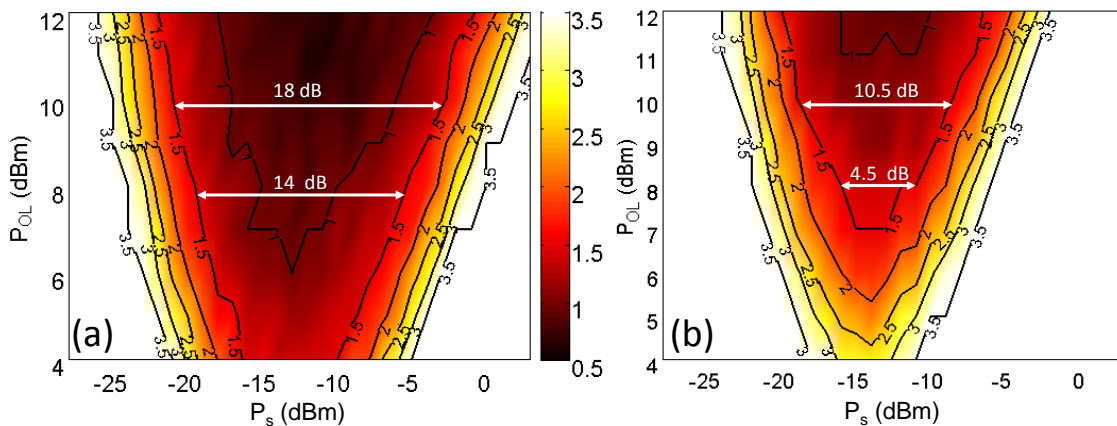


Fig. 5.29 Gráfica de contorno de la penalización del OSNR (para  $P_e = 10^{-4}$ ) en función de la potencia de señal y OL tras la recepción 'colorless' de un *downconverter* convencional en banda-C de 80 canales a 112 Gbps bajo 16-QAM para (a) diseño nominal (Caso I) (b) error típicos de fabricación (Caso II).

#### 5.4.5. Evaluación de las prestaciones 'colorless' en banda C y banda C+L del downconverter basado en un acoplador a 120°

A continuación se evaluará la recepción 'colorless' del *DIQ* propuesto en la sección 5.3, basado en la integración monolítica de un acoplador a 120° (MMI 2x3) con tres fotodiodos. La recuperación de las componentes IQ de señal se hará mediante la operación lineal de las fotocorrientes de salida en un circuito analógico previamente calibrado, en correspondencia con el esquema Fig. 5.15(a). De esta forma, como se



razonó en el punto 5.4.2, se eluden los inconvenientes de una operación digital. Se recuerda que ésta es la solución más sencilla de receptor puesto que, como se expuso anteriormente, son necesarias un mínimo de tres medidas de potencia para recuperar, mediante su operación lineal, las componentes IQ sin distorsión no-lineal. De este modo, esta prometedora propuesta permitirá, tras una adecuada calibración, disponer de un receptor robusto ante sus imperfecciones.

Desarrollando ahora matricialmente para  $N=3$  las tres fotocorrientes de salida, correspondientes a la demodulación del  $k$ -ésimo canal, se obtiene según (5.48) y la Tabla 5.8,

$$\begin{bmatrix} i_3^k \\ i_4^k \\ i_5^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{k3} \\ \alpha_{k4} \\ \alpha_{k5} \end{bmatrix} + P_s \sum_{n=1}^{N_{ch}} \begin{bmatrix} \gamma_{n3} \\ \gamma_{n4} \\ \gamma_{n5} \end{bmatrix} |\Gamma_n|^2 + \sqrt{P_{OL}P_s} \begin{bmatrix} Re(u_{k3}) & Im(u_{k3}) \\ Re(u_{k4}) & Im(u_{k4}) \\ Re(u_{k5}) & Im(u_{k5}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_k \\ Q_k \end{bmatrix} \quad (5.56)$$

Las componentes IQ del tercer sumando podrán resolverse libres de distorsión particularizando la operación descrita en (5.50) con  $N=3$ ,

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{I3} & A_{I4} & A_{I5} \\ A_{Q3} & A_{Q4} & A_{Q5} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} = \bar{A}_{120^\circ} \cdot \bar{i} \quad (5.57)$$

Es fácil comprobar que para una implementación ideal de este DIQ (fotodiodos de igual responsividad y  $|S_{ij}|^2 = \frac{1}{3}$  según (5.33) en toda la banda de trabajo), la aplicación de los coeficientes  $\bar{A}_{120^\circ ideal}$  presentados en (5.35) permitirá, además de resolver las componentes IQ, cancelar el segundo sumando de interferencia multicanal de (5.56) (lo que correspondería a un CMRR nulo en valor absoluto). De otro modo, ante imperfecciones en la implementación del receptor, la reducida dependencia con la longitud de onda de la respuesta del acoplador a  $120^\circ$  [29] posibilitará que unos mismos coeficientes de calibración ( $A_{Ii}, A_{Qi}$ ), calculados en el centro de la banda siguiendo el mismo procedimiento de calibración de la sección 5.3 (detallado en el Apéndice B.1), permitan la demodulación de cualquier canal en toda la banda de operación. La significativa reducción de la interferencia multicanal, descrita por (5.51), podrá describirse ahora en función de la longitud de onda resolviendo el CMRR definido en (5.52) para  $N=3$  con sus correspondientes coeficientes de calibración ( $A_{Ii}, A_{Qi}$ ). Debe destacarse que la significativa compensación de los desbalanceos del receptor en toda la banda de operación permitirá prescindir, a diferencia del *downconverter* convencional, de un posterior algoritmo digital de ortonormalización (por ej. GSOP).



**Recepción 'colorless' en banda-C**

Las Fig. 5.30(a) y Fig. 5.30(b) muestran la evolución del  $CMRR_{m\acute{a}x}$  en banda-C, bajo cada uno de los dos escenarios de implementación del *downconverter* a 120° integrado: I. Diseño nominal y II. Errores típicos de fabricación. La Fig. 5.30(b) representa además una situación realista (que se adoptará en las simulaciones posteriores), por la que los coeficientes de calibración exactos ( $A_{Ii}, A_{Qi}$ ) calculados en 1550 nm sufren una desviación de hasta el 5% (considerándose su peor combinación). En todo caso, el CMRR resultante mejora ostensiblemente al del *downconverter* convencional (mostrado en línea continua), superando en toda la banda-C el valor absoluto de 20 dB especificado para éste último por el OIF.

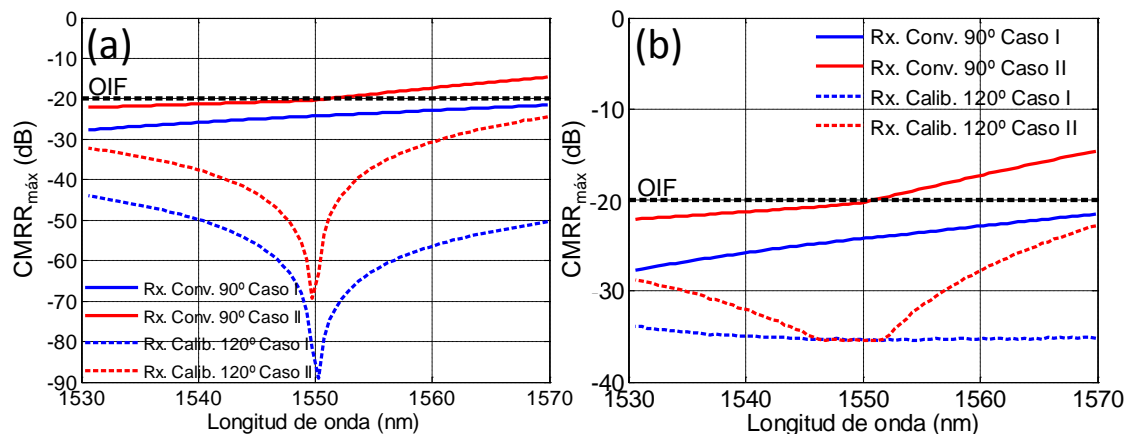


Fig. 5.30 CMRR respecto a la longitud de onda del *downconverter* calibrado a 120° comparado con el *downconverter* convencional en función del escenario de fabricación (Caso I/II) (a) coeficientes exactos del DIQ a 120° (b) coeficientes del DIQ a 120° con un 5% de desviación.

La previsible mejora es corroborada en la Fig. 5.31 bajo una recepción 'colorless' en banda-C de canales con multiplexación WDM y modulación 16-QAM a 112 Gbps. Ahí se representa, bajo cada escenario de fabricación y para ambos *downconverters*, la penalización del OSNR (para una  $P_e = 10^{-4}$ ) del peor canal respecto la potencia de señal de entrada para un OL de potencia  $P_{OL} = 8 \text{ dBm}$ . Se aprecia, como es de esperar, una similar limitación para bajo nivel de señal por las fuentes de ruido eléctrico (*shot* y térmico). Por el contrario, la ventaja del *downconverter* a 120° es más evidente con el incremento de nivel de señal y el número de canales coincidentes, dada la importante reducción que experimenta la interferencia multicanal, en clara correspondencia con su mejor CMRR en toda la banda-C de operación. Las gráficas de contorno de la penalización del OSNR bajo una recepción 'colorless' de 80 canales, mostradas en la Fig. 5.32, ofrecen información adicional respecto a la dependencia con la potencia del OL. En comparación con la Fig. 5.29 del *downconverter* convencional, se aprecia claramente un mayor rango dinámico con una dependencia

mucho menor de la potencia del OL para reducir eficientemente la interferencia de los canales colindantes. La Tabla 5.9 resume el rango dinámico y sensibilidad que se obtendría, para una potencia de OL realista de 8 dBm y 10 dBm, al fijar para cada esquema de recepción y escenario de fabricación (Caso I/ Caso II) una penalización adicional en la OSNR de 1 dB.

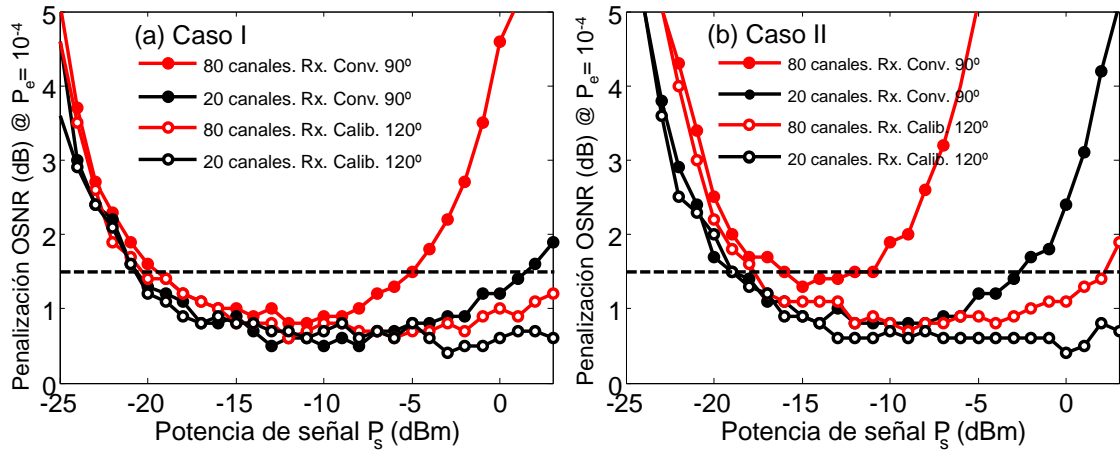


Fig. 5.31. Penalización de OSNR (para  $P_e = 10^{-4}$ ) del *downconverter* a  $120^\circ$  respecto potencia de señal para 8 dBm de OL en función del número de canales a 112 Gbps bajo 16-QAM a) diseño nominal (Caso I) b) errores típicos de fabricación (Caso II).

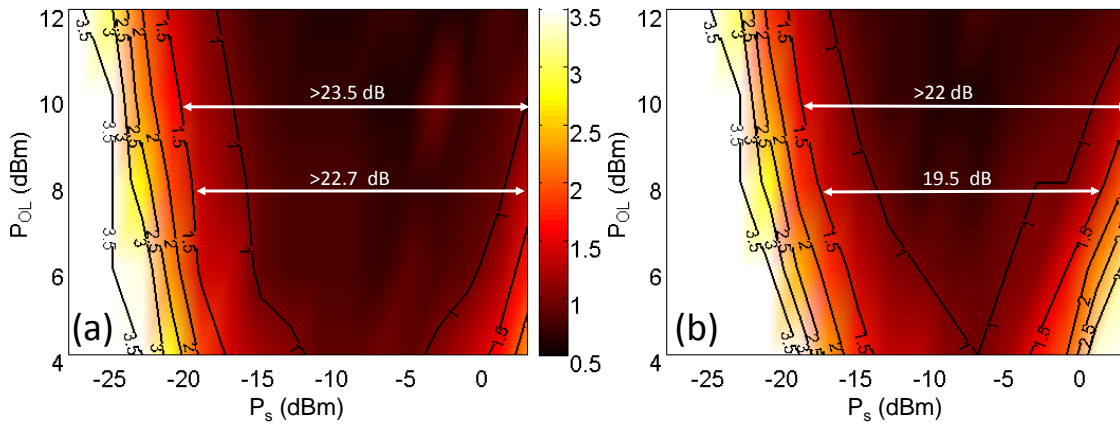


Fig. 5.32. Gráfica de contorno de la penalización del OSNR (para  $P_e = 10^{-4}$ ) en función de la potencia de señal y OL tras la recepción 'colorless' de un *downconverter* a  $120^\circ$  en banda-C de 80 canales a 112 Gbps bajo 16-QAM para (a) diseño nominal (Caso I) (b) errores típicos de fabricación (Caso II).

		$P_{OL} = 10 \text{ dBm}$		$P_{OL} = 8 \text{ dBm}$	
		DIQ $90^\circ$	DIQ $120^\circ$	DIQ $90^\circ$	DIQ $120^\circ$
<b>Caso I. Diseño nominal</b>	Rango dinámico	18 dB	>23.5 dB	14 dB	>22.7 dB
	Sensibilidad	-21 dBm	-20.5 dBm	-19.5 dBm	-19.7 dBm
<b>Caso II. Error típico de fabricación</b>	Rango dinámico	10.5 dB	>22 dB	4.5 dB	19.5 dB
	Sensibilidad	-19 dBm	-19 dBm	-16 dBm	-17.8 dBm

Tabla 5.9. Margen dinámico y sensibilidad para la recepción 'colorless' de 80 canales a 112 Gbps bajo modulación 16-QAM en banda-C en los *downconverters* convencional y a  $120^\circ$  calibrado.

**Recepción 'colorless' en banda C+L**

Según se deduce del CMRR mostrado en la Fig. 5.30, podría pensarse en extender el ancho de banda de operación 'colorless' del *downconverter* a 120° al conjunto de las bandas C y L. Para constatar esto se partirá de la caracterización obtenida en el laboratorio del chip óptico correspondiente un *downconverter* a 120° monolíticamente integrado en InP con tres fotodiodos por el Fraunhofer Heinrich-Hert-Institute (HHI) [13] (véase la Fig. 5.33). La Fig. 5.34(a) muestra un máximo desbalanceo en fase (MDF) de 5° en la banda C+L completa (1530 nm-1615 nm). Esto es razonable en tanto que, como se comentó en la sección 5.3, la menor dimensión del MMI 2x3 se traduce en un mayor ancho de banda de operación. Esto último, junto a una sencilla red de salida (un puerto menos y sin cruces), reducirá notablemente el coste de implementación de este receptor respecto al convencional, al disminuirse en aproximadamente un 50% el tamaño del correspondiente circuito fotónico (PIC) [13]. La respuesta casi ideal del receptor permitirá la demodulación las componentes IQ de cualquier canal en la banda C+L con los coeficientes ideales de (5.35). Ciertamente, la evaluación de la expresión (5.52) desde estos coeficientes ideales describe un CMRR que, tal y como se representa en la Fig. 5.34(b), muestra un máximo valor absoluto de 26 dB en toda la banda C+L (muy por encima de los 20 dB especificados por el OIF). Según esta caracterización experimental podrán evaluarse las prestaciones del *downconverter* determinando computacionalmente la tasa de error para la recepción de canales modulados bajo 16-QAM a 112 Gbps. De este modo, atendiendo a la penalización del OSNR (para una  $P_e=3.8 \cdot 10^{-3}$ ) respecto a la potencia de señal representada en la Fig. 5.35(a) para  $P_{LO} = 8 \text{ dBm}$ , podrá soportarse la recepción 'colorless' de 80 canales centrados en las bandas C ó L, alcanzándose un rango dinámico superior a 25 dB al fijar una máxima penalización de 1 dB. Nótese que los pequeños desbalanceos en fase y amplitud apreciables en el límite inferior de la banda-C (1530 nm) justifican la peor recepción 'colorless' en dicha banda. Precisamente para esta banda-C se muestra en la Fig. 5.35(b) las curvas de contorno de la penalización del OSNR al variar la potencia de señal y OL bajo la recepción 'colorless' de 80 canales. Es evidente la razonable similitud con la Fig. 5.32(a) correspondiente una implementación del *downconverter* según el diseño nominal, pero extensiva aquí a la recepción 'colorless' en la banda C+L tras su caracterización experimental. La Tabla 5.10 resume los anteriores resultados.

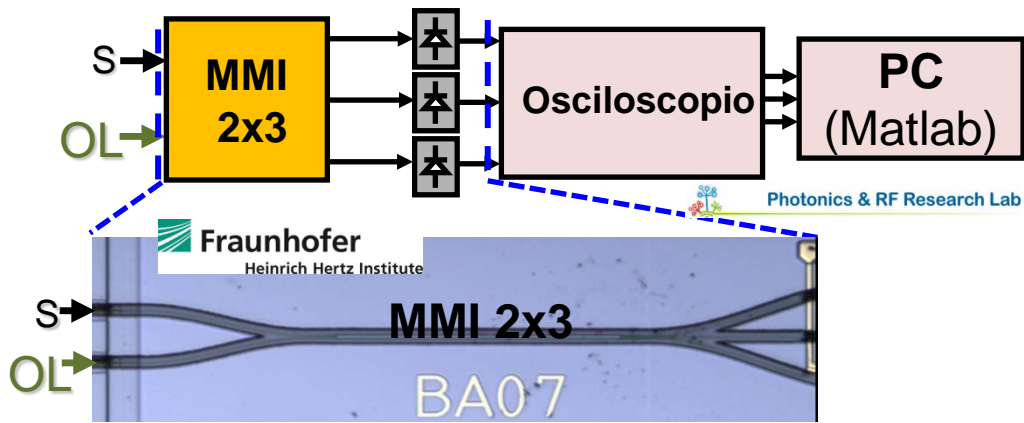


Fig. 5.33 Esquema de caracterización y evaluación del *downconverter* a 120° basado en un MMI 2x3 [13]

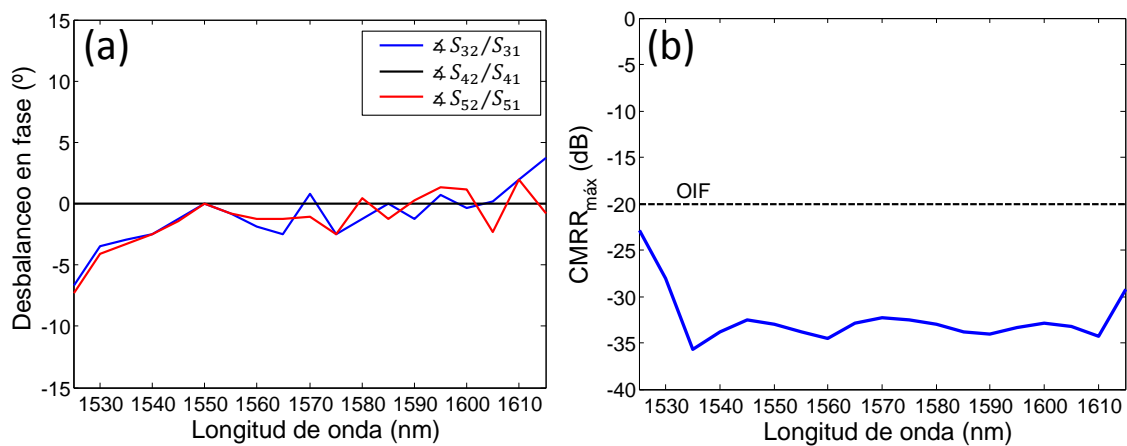


Fig. 5.34. (a) Desbalanceo en fase entre los puertos del MMI 2x3 desde su caracterización experimental en el laboratorio (b) variación del  $CMRR_{m\acute{a}x}$  con la longitud de onda del *downconverter* a 120° con coeficientes ideales según verificación experimental en el laboratorio

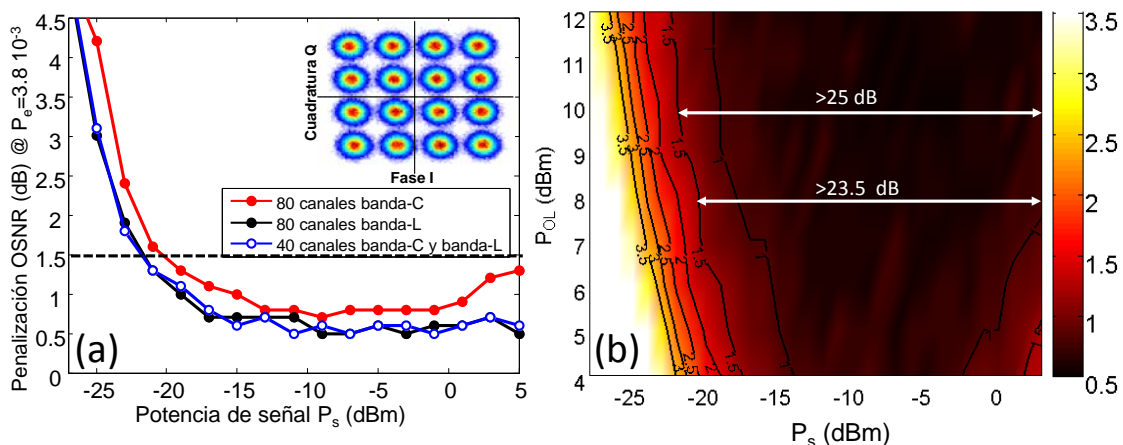


Fig. 5.35. (a) Penalización del OSNR (para  $P_e = 3.8 \cdot 10^{-3}$ ) para un OL de 8 dBm al variar la potencia de señal para recepción '*colorless*' en un DIQ a 120° de 80 canales a 112 Gbps bajo modulación 16-QAM (el recuadro muestra la constelación demodulada para  $P_s = -10$  dBm del peor canal para la transmisión de 80 canales entre la banda C y L) (b) gráfica de contorno de la penalización del OSNR respecto a la potencia de señal y OL para la recepción '*colorless*' en banda-C de 80 canales.

	$P_{OL} = 10 \text{ dBm}$	$P_{OL} = 8 \text{ dBm}$
Rango dinámico	>25 dB	>23.5 dB
Sensibilidad	-22 dBm	-20.5 dBm

Tabla 5.10. Margen dinámico y sensibilidad para la recepción 'colorless' de 80 canales a 112 Gbps bajo modulación 16-QAM en banda-C del *downconverter* a 120° calibrado.

### Conclusiones respecto la recepción 'colorless' del downconverter convencional y downconverter a 120° calibrado

Un receptor 'colorless' requerirá en su banda de operación de un elevado rechazo en modo común (CMRR) para reducir eficientemente la interferencia en banda base ocasionada por los canales interferentes, y conseguir así un mayor rango dinámico de operación. La obtención de un elevado CMRR en el *downconverter* convencional se ve imposibilitada en la práctica por los inevitables desbalanceos, ya sea por operar lejos de su frecuencia de diseño o por las tolerancias presentes en su proceso de fabricación. Aquí se ha propuesto como alternativa un *downconverter* basado en un acoplador a 120° capaz simultáneamente de demodular sin distorsión las componentes IQ de un canal específico y ofrecer un elevado CMRR en una amplia banda de operación. Esto es posible mediante la realización de una sencilla operación lineal con un circuito analógico calibrado, pudiéndose prescindir así de los algoritmos digitales de ortonormalización (GSOP) necesarios en el receptor convencional a 90° para resolver sus desbalanceos. Los resultados numéricos muestran en un escenario realista de fabricación la interesante alternativa de esta propuesta frente al *downconverter* convencional, logrando un elevado rango dinámico incluso para reducidas potencias de OL (evitando problemas de saturación en la electrónica de amplificación). Así, específicamente, para una recepción 'colorless' de 80 canales modulados a 112 Gbps bajo 16-QAM, es capaz de ofrecer con una similar sensibilidad un mayor rango dinámico y de operar simultáneamente en las bandas C+L.

#### 5.4.6. Evaluación de las prestaciones 'colorless' en banda C+L de downconverters basados en híbridos a 90° calibrados

En este punto se evaluará la aplicación de un circuito analógico para la recuperación de las componentes IQ de señal desde las cuatro medidas de potencia disponibles en el DIQ basado en un híbrido a 90° (véase la Fig. 5.36(a)). La complejidad adicional respecto a los anteriores esquemas, capaces de la recepción 'colorless' en la banda-C, justifica que se plantee aquí directamente de partida la operación sobre las bandas C+L.

Primeramente, y como esquema de referencia, se contempla el ajuste de los coeficientes no-nulos a aplicar en la resta diferencial entre cada par de fotodiodos, según la operación descrita en la Fig. 5.36(b),

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{90^\circ 2-Cal} = \begin{bmatrix} A_{I3} & A_{I4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_{Q5} & A_{Q6} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \quad (5.58)$$

Atendiendo a (5.51) este esquema, referido en adelante como 90° 2-Cal(ibrado), podrá cancelar a una única longitud de onda (por ej. a la longitud de onda central de la banda de operación) el término de interferencia debido al batido entre cada uno de los canales coincidentes en recepción. La imposibilidad de recuperar sin distorsión las componentes IQ de señal (ciertamente la operación sobre los tres puertos de salida del *downconverter* a 120° es el esquema más sencillo que lo consigue), requiere la aplicación posterior del algoritmo digital de ortogonalización GSOP, para compensar la distorsión lineal producida por los desbalances del receptor.

La posibilidad de operar sobre las cuatro medidas de potencia, según el esquema representado en la Fig. 5.36(a)-(c) denominado en adelante como 90° 4-Cal(ibrado), mediante la siguiente matriz de transformación  $\bar{A}$

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{90^\circ 4-Cal} = \begin{bmatrix} A_{I3} & A_{I4} & A_{I5} & A_{I6} \\ A_{Q3} & A_{Q4} & A_{Q5} & A_{Q6} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \quad (5.59)$$

proporcionará un grado de libertad adicional respecto al *downconverter* a 120° calibrado, que permitirá ahora cancelar en dos longitudes de onda (por ej.  $\lambda_A$  y  $\lambda_B$ ) la interferencia por los canales adyacentes en una recepción ‘colorless’. Los coeficientes ( $A_{Ii}, A_{Qi}$ ) podrán resolverse de una sola vez, tras la fabricación del receptor, al resolver el sistema lineal en función de las fotocorrientes  $i_i^k$  resultantes de la demodulación en  $\lambda_A$  de cuatro símbolos conocidos ante la interferencia de un canal coincidente en  $\lambda_B$  [32]. Más detalles de este procedimiento se describen en el Apéndice B.2. Tal y como se mostrará a continuación, si ( $\lambda_A$  y  $\lambda_B$ ) son adecuadamente escogidas (por ej. ubicadas equidistantemente dentro de la banda de operación del receptor), la doble cancelación del CMRR (en escala lineal) posibilitará una recepción ‘colorless’ en la banda C+L incluso ante imperfecciones del receptor o tolerancias razonables en el valor ideal de los coeficientes aplicados.



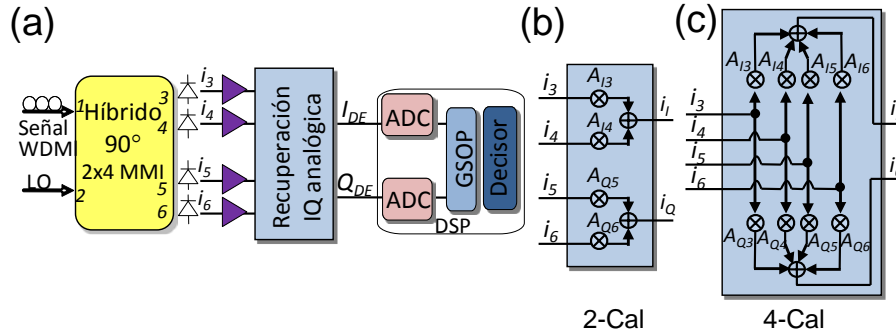


Fig. 5.36 (a) Arquitectura del *downconverter* a 90° calibrado para recepción 'colorless' con recuperación analógica IQ bajo un esquema (b) '2-Cal' y (c) '4-Cal'.

Para evaluar numéricamente ambas propuestas se propone un circuito óptico pasivo en InP, basado en la integración monolítica de los fotodiodos de salida con un MMI 2x4, diseñado para optimizar los desbalanceos en fase y amplitud a la longitud de onda central de operación central ( $\lambda = 1575 \text{ nm}$  para la banda C+L). Así, para el diseño nominal se determina una longitud y anchura del MMI de  $L_{MMI,90^\circ} = 1379 \mu\text{m}$  y  $W_{MMI,90^\circ} = 25.5 \mu\text{m}$ , respectivamente [32]. Tal y como se muestra en la Tabla 5.11, una implementación según el diseño nominal (Caso I) logrará en la banda C+L un máximo desbalanceo en amplitud (MDA) y fase (MDF) de tan sólo 1.2 dB y 4°, respectivamente. Es de interés resaltar aquí que la red de salida, que tiene como objeto lograr una especial disposición especial de las fotocorrientes de salida para su operación diferencial en los *downconverters* a 90° convencional y 2-Cal, es prescindible en el 4-Cal. No obstante, se considerará un diseño común de la red óptica pasiva con objeto de valorar exclusivamente la mejora del correspondiente circuito analógico calibrado. Para el análisis ante las tolerancias de fabricación, al igual que se realizó en el punto 5.2.4, se considerará el efecto combinado de errores típicos (Caso II), desde una reducción en el ancho de las guías  $\delta_W = -150 \text{ nm}$  y aumento de la profundidad de grabado  $\delta_D = 45 \text{ nm}$ . Estos errores penalizan la operación en la banda-L al desplazar la respuesta en frecuencia del MMI de 1575 nm a 1540 nm, estableciendo un MDA y MDF de 5.2 dB y 10.7°, respectivamente (véase la Tabla 5.11). Mencionar que cambiando el signo de las desviaciones  $\delta_W$  y  $\delta_D$ , guías más anchas y menos profundas, se obtendrían similares conclusiones como consecuencia del empeoramiento a una menor longitud de onda (banda-C), por lo que este caso no se estudiará aquí.

	MDA (dB)	MDF (°)
Caso I. Implementación según diseño nominal	1.2 dB	4°
Caso II. Error típico de fabricación	5.2 dB	10.7°

Tabla 5.11. Máximo desbalanceo en amplitud (MDA) y fase (MDF) en la banda C+L del *downconverter* a 90°.

La Fig. 5.37 muestra la dependencia con la longitud de onda del máximo CMRR evaluado según (5.52) para el *downconverter* convencional y los esquemas aquí contemplados (todos ellos basados en híbridos a 90°). En la Fig. 5.37(a) se considera un diseño nominal (Caso I) y coeficientes de calibración exactos, calculados a la longitud de onda central de operación (esto es, 1575 nm) para el *downconverter* a 90° 2-Cal y a longitudes de onda intermedias ( $\lambda_A=1550$  nm y  $\lambda_B=1600$  nm) para el 90° 4-Cal. La Fig. 5.37(b) muestra un caso más realista, bajo errores típicos de fabricación (Caso II), donde se contempla la peor combinación resultante de introducir una desviación del 5% en cada uno de los coeficientes de calibración. Como se deduce de las expresiones (5.51) y (5.52), la interferencia introducida por cada canal colindante al demodulado se ponderará por el CMRR a su longitud de onda y su potencia. Por este motivo, atendiendo a la Fig. 5.37(b), se elegirá para el *downconverter* a 90° 2-Cal la combinación de coeficientes que, calibrados a 1575 nm, cancelan (en escala lineal) el CMRR en el centro de la banda C+L en detrimento de otras opciones menos eficientes representadas en la misma figura (como las correspondientes a la cancelación del CMRR en el centro de la banda-C, 1550 nm, o banda-L, 1600 nm). Nótese que el esquema a 90° 4-Cal se perfila como única opción capaz de alcanzar, con independencia del escenario de fabricación, un alto CMRR sobre la banda completa de operación (mejorando los -20 dB especificados por el OIF) desde su cancelación (en términos lineales) en dos longitudes de onda intermedias. A continuación se compararán los esquemas calibrados a 90° 4-Cal y 2-Cal, en tanto que el *downconverter* convencional muestra en cualquier situación un peor comportamiento que este último.

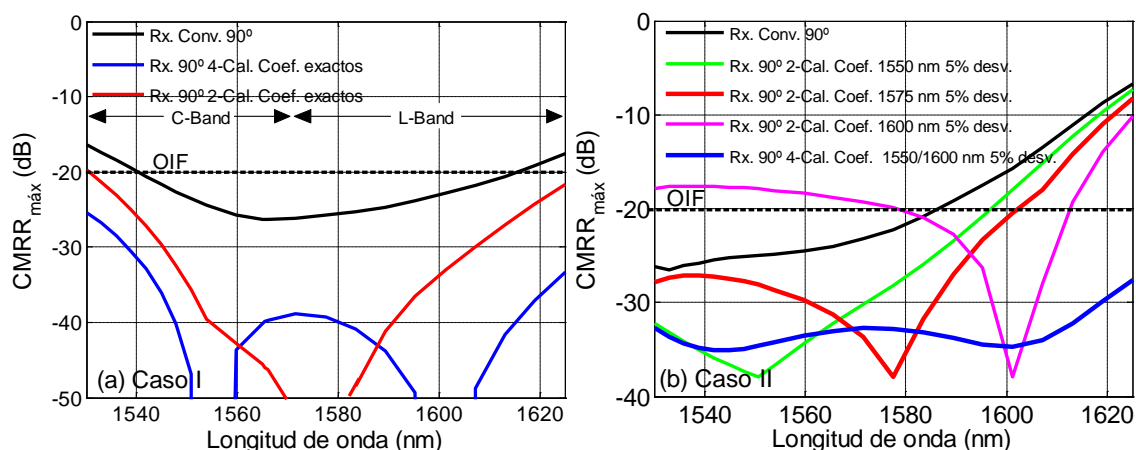


Fig. 5.37. CMRR respecto a la longitud de onda de *downconverters* a 90° (a) diseño nominal (Caso I) con coeficientes de calibración exactos (b) error típico de fabricación (Caso II) con coeficientes de calibración con una desviación del 5%.



La Fig. 5.38 muestra la gráfica de contorno de la penalización del OSNR (para una  $P_e = 10^{-4}$ ) del peor canal demodulado en función de la potencia de señal y OL para los *downconverters* a 90° 2-Cal y 4-Cal implementados según el diseño nominal (Caso I). Se han considerado coeficientes de calibración exactos y la recepción multicanal de 128 canales: 64 centrados en la banda-C (1550 nm) y otros 64 centrados en la banda-L (1600 nm). La Tabla 5.12 resume para cada esquema y potencias realistas de OL (8 dBm y 10 dBm), la sensibilidad y rango dinámico resultantes de atender a las curvas etiquetadas con una penalización de 1 dB sobre la penalización introducida por los CAD (aproximadamente 0.5 dB). Aunque ambos DIQ están limitados de manera similar para bajo nivel de señal por el ruido *shot* y térmico, en este óptimo escenario apenas se aprecia una ligera mejora para reducidas relaciones  $P_{OL}/P_s$  en el esquema 90° 4-Cal. Sin embargo, tal y como se muestra en la Fig. 5.39 bajo errores típicos de fabricación (Caso II), solamente el *downconverter* a 90° 4-Cal muestra un buen comportamiento para altas potencias de señal, logrando un rango dinámico diez veces superior al 2-Cal pese a que los coeficientes de calibración experimentan aquí una desviación respecto a sus valores exactos del 5%. Ciertamente, únicamente este esquema de recepción 'colorless' muestra una eficiente reducción de la interferencia introducida por los canales colindantes, aún bajo errores razonables implementación y moderados valores de potencia de OL, en correspondencia con el óptimo CMRR alcanzado en toda la banda C+L (véase la Fig. 5.37).

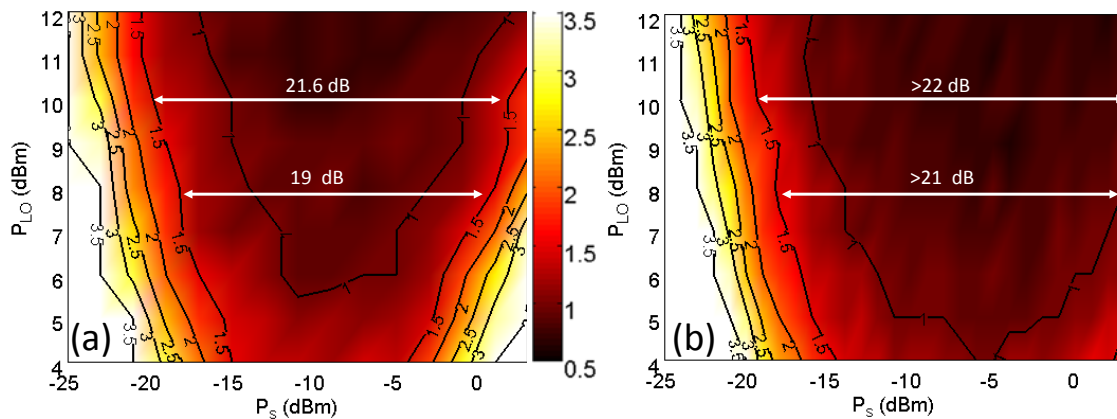


Fig. 5.38. Penalización del OSNR (para  $P_e = 10^{-4}$ ) en función de la potencia de señal y OL para la recepción 'colorless' en banda C+L de 128 canales a 112 Gbps bajo 16-QAM, diseño nominal (Caso I) y coeficientes de calibración exactos (a) 90° 2-Cal y (b) 90° 4-Cal.

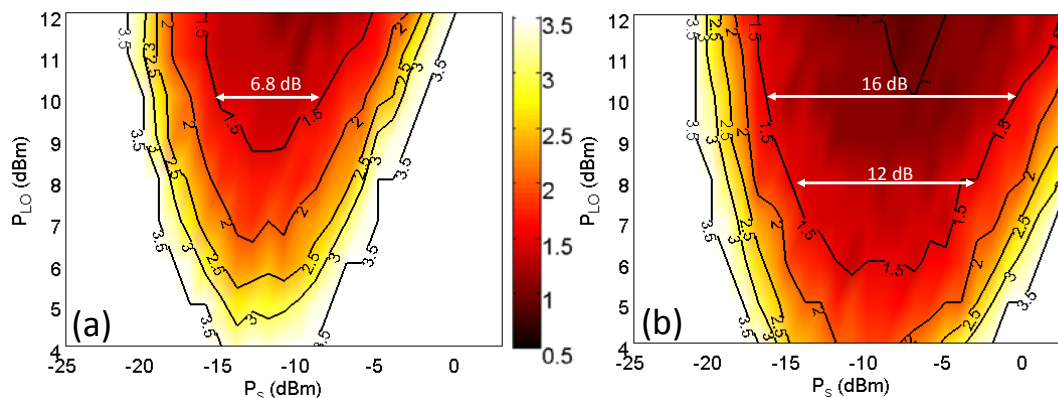


Fig. 5.39. Penalización del OSNR (para  $P_e = 10^{-4}$ ) en función de la potencia de señal y OL para la recepción 'colorless' en banda C+L de 128 canales a 112 Gbps bajo 16-QAM, errores típicos de fabricación (Caso II) y coeficientes de calibración con 5% de desviación (a) 90° 2-Cal y (b) 90° 4-Cal.

		$P_{OL}= 10 \text{ dBm}$		$P_{OL}= 8 \text{ dBm}$	
		2-Cal	4-Cal	2-Cal	4-Cal
<b>Caso I. Diseño nominal</b>	Rango dinámico	21.6 dB	>22 dB	19 dB	>21 dB
	Sensibilidad	-19.8 dBm	-19.4 dBm	-18 dBm	-18.2 dBm
<b>Caso II. Error típico de fabricación</b>	Rango dinámico	6.8 dB	16 dB	--	12 dB
	Sensibilidad	-15.3 dBm	-16.5 dBm	--	-15 dBm

Tabla 5.12. Margen dinámico y sensibilidad de los *downconverters* a 90° calibrados en función de la potencia de OL según las Fig. 5.38 y Fig. 5.39.

### Conclusiones respecto la recepción 'colorless' del downconverter calibrado a 90°

La extrapolación de las ideal empleadas en el DIQ a 120° (recepción multipuerto y calibración) al esquema basado en híbridos a 90°, mediante la operación lineal de sus cuatro fotocorrientes de salida en un circuito analógico calibrado, presenta una ventaja clave para una óptima recepción 'colorless'. El grado de libertad adicional permitirá aquí la cancelación del CMRR del receptor en dos longitudes de onda simultáneamente. La implementación monolíticamente integrada de este DIQ (4-Cal), capaz de una operación 'colorless' simultánea en las bandas C+L, ha sido comparada con el *downconverter* a 90° convencional y su versión calibrada (2-Cal), donde se ajusta óptimamente los coeficientes en la operación diferencial entre cada par de fotocorrientes. Los resultados numéricos muestran que esta propuesta, ante errores típicos de fabricación o desajuste en los coeficientes de calibración, muestra unas mejores prestaciones como resultado de reducir eficientemente la interferencia entre canales vecinos al lograr un elevado CMRR en toda la banda de operación. Específicamente, se ha comprobado que puede lograr la recepción 'colorless' de 128 canales repartidos entre la banda C y L a 112 Gbps bajo modulación 16-QAM con un amplio rango dinámico. Esta propuesta es una interesante alternativa al esquema de

#### 5.4. Downconverters basados en híbridos a 90 y acopladores a 120 bajo operación 'colorless'

recepción convencional, que confía en la integración adicional de un VOA para la consecución de un mayor rango dinámico ante una operación 'colorless'. Además, puede ser una interesante opción en redes de acceso y metropolitanas en las que se proyecta operar sobre las bandas C+L a menores regímenes binarios [174, 175].



# Capítulo 6. Downconverter con diversidad de polarización

## 6.1. Introducción y objetivos

La resolución digital del estado de polarización dinámico de la señal de entrada a un receptor coherente digital posibilita la multiplexación en polarizaciones ortogonales y la compensación de la dispersión de polarización de la fibra. El *hardware* del receptor consiste en un *downconverter* con diversidad de polarización (DP-DIQ), formado por dos *downconverter* I/Q (DIQ), uno por polarización, precedidos por una red de diversidad de polarización. La red de diversidad de polarización de referencia acordada por el OIF [11] para la recepción de señales a 100 Gbps bajo multiplexación en polarización (PM-QPSK), se basa en divisores de polarización PBS que, según los esquemas presentados en la Fig. 4.5, separan la señal en dos polarizaciones ortogonales de entrada a cada uno de los *DIQ* convencionales (ya estudiados en la sección 5.2 del capítulo anterior). Aunque el OIF define unos requisitos estrictos en los desbalanceos de amplitud y fase tolerables en el *DIQ* convencional, que conducen a una mínima penalización en la sensibilidad al emplear algoritmos digitales de ortonormalización (por ej. GSOP), no especifica valor alguno al respecto de la relación de extinción ER (acrónimo del inglés, *extinction ratio*) de los PBS. Cuando los PBS se implementan en óptica discreta o *bulk* no es necesario una especificación, porque los PBS son casi ideales, con ER mucho mayores de 20 dB. Si bien la integración monolítica de los PBS reportaría importantes beneficios, como la reducción de tamaño y coste del receptor, la consecución de elevados ER es aún un reto para la tecnología actual. Así, implementaciones prácticas de PBS monolíticamente integrados alcanzan comúnmente ER de 10-15 dB en la banda-C [135], y raramente logran 20 dB [176].

Al igual que sucede con las imperfecciones del DIQ, será fundamental cuantificar la penalización producida por una red de diversidad de polarización no-ideal, algo que no se había realizado hasta la fecha. Con este objetivo se presenta en este capítulo una métrica, basada en la norma de Frobenius de la matriz de Jones del receptor, que se confirma numéricamente como un adecuado estimador de la penalización en sensibilidad del receptor completo [35]. Esta métrica define así un preciso interfaz para la especificación del *hardware* del receptor, al no requerir la simulación numérica de largas secuencias de símbolos junto a los habituales algoritmos digitales del DSP. Se demuestra así la mejora en sensibilidad de 3 dB del esquema de diversidad de polarización basado en dos PBS, frente a un esquema basado en un sólo PBS (y un divisor), especificado también por el OIF y encontrado habitualmente en la bibliografía [66, 161]. Para el esquema con dos PBS se justifica, además, que se podrán alcanzar tolerables penalizaciones en sensibilidad mediante PBS con razonables ER para la actual tecnología óptica integrada. Adicionalmente, se ha aplicado satisfactoriamente esta métrica a un novedoso esquema de diversidad de polarización sin PBS [33, 34, 177]. Aunque este esquema de recepción no es un trabajo original de esta Tesis, su validación teórica fue posible gracias a los procedimientos aquí descritos.

Se abordan en este capítulo los siguientes objetivos:

- (i) Desarrollo de una notación matricial para la caracterización unificada del DP-DIQ (sección 6.2), sobre el que particularizar tanto esquemas habituales de implementación como nuevas propuestas (sección 6.3).
- (ii) Descripción analítica de la penalización en sensibilidad infringida por imperfecciones de la red de diversidad de polarización. Con este objetivo, se define una figura de mérito que resulta de aplicar la norma de Frobenius a la matriz del DP-DIQ (sección 6.2.1). Tras presentar un escenario realista de simulación en la sección 6.4, se corroborará su validez en las secciones 6.5 y 6.6 mediante las simulaciones numéricas del receptor coherente digital completo que incluye los necesarios algoritmos de procesamiento digital posteriores.
- (iii) Aplicación del número de condición de segundo orden (sección 6.2.2) sobre la misma matriz del DP-DIQ como figura de mérito adicional. Ésta permitirá estimar y comparar el tiempo de convergencia del algoritmo digital de demultiplexación en polarización. Nuevamente, las expresiones analíticas obtenidas se verificarán numéricamente sobre el modelo de receptor digital completo.

- (iv) A lo largo del capítulo se razona sobre los requisitos de diseño habitualmente especificados, muchos de ellos sin justificación aparente en la bibliografía existente. De este modo, se estudia el efecto de aplicar en el DP-DIQ requisitos menos estrictos en la relación de extinción en los divisores de polarización, control del ángulo de proyección del OL y desbalances en fase/amplitud de los híbridos.

## 6.2. Descripción matricial simplificada del downconverter con diversidad de polarización

El esquema completo de un receptor coherente digital se considera formado por dos subsistemas (véase la Fig. 6.1): un *downconverter* con diversidad de polarización (DP-DIQ, habitualmente conocido como cabezal o *front-end* óptico) y el procesado digital de señal (DSP). Como se detalla en la Fig. 6.2, el DP-DIQ incluirá un subsistema que posibilite la diversidad con la polarización en cada uno de sus dos DIQ simples (uno por polarización). Aunque estos últimos bien podrían corresponder con downconverters a  $120^\circ$ , únicamente se contemplará aquí el *downconverter* convencional (estudiado en la sección 5.2 y representado en la Fig. 5.2). Se sigue de este modo el esquema de implementación propuesto por el OIF [11] para la recepción coherente bajo multiplexación en polarización y modulación QPSK a 100 Gbps. Es de mencionar que cualquier penalización en la sensibilidad del receptor, inducida por sus imperfecciones, no hará sino reducir aún más un rango dinámico que, como ya se estudió en la sección 5.2.1, estará comprometido de por sí por la distorsión no-lineal para altos niveles de potencia de señal.

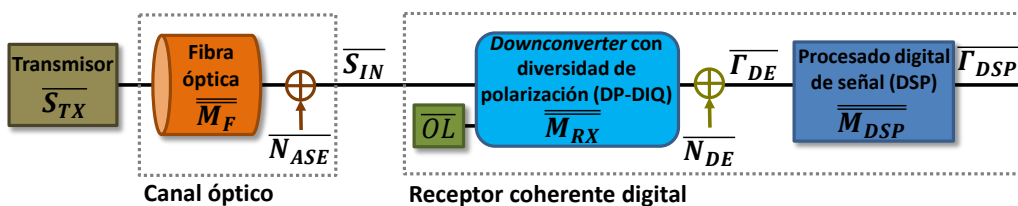


Fig. 6.1. Esquema de recepción coherente digital con diversidad de polarización.

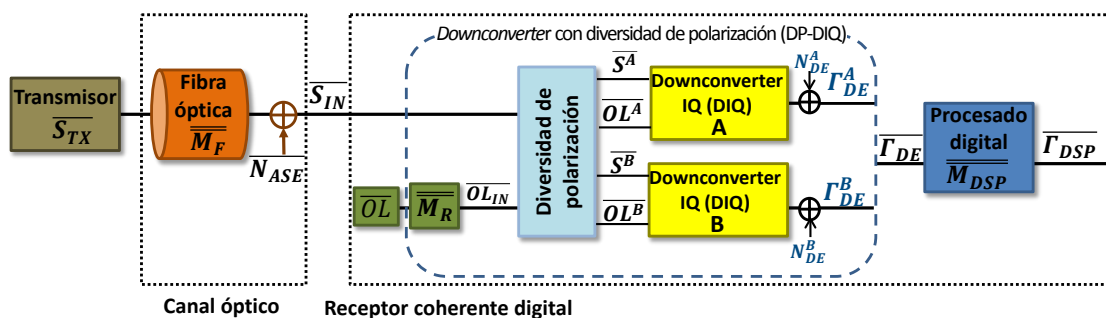


Fig. 6.2. Detalle de la red de diversidad de fase y polarización de un receptor coherente digital.

Atendiendo a la Fig. 6.2, se considera la transmisión de una señal óptica  $\overline{S_{TX}}$  sobre cada uno de los dos modos degenerados ortogonales de la fibra óptica,  $S_{TX}^x$  en  $\hat{x}$  y  $S_{TX}^y$  en  $\hat{y}$  (modos que podrían corresponder, sin mediar canal, con los modos TE/TM de las guías de onda del receptor óptico integrado), con información modulada en fase y cuadratura según

$$\overline{S_{TX}} = \begin{bmatrix} S_{TX}^x \\ S_{TX}^y \end{bmatrix} = \sqrt{P_s} \begin{bmatrix} I^x + jQ^x \\ I^y + jQ^y \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

siendo  $P_s$  la potencia promedio de señal por polarización. A efectos de propagación por un tramo de fibra óptica sin distorsión, los modos ortogonales experimentarán la transformación descrita por  $\overline{M_F}(\theta_F, \phi_F)$ , según la expresión (2.39), que establece la relación entre los estados de polarización de entrada y salida en función de unas variables  $(\theta_F, \phi_F)$  de distribución uniforme [66]. Es fácil constatar que la matriz  $\overline{M_F}$  es una matriz unitaria, de modo que sus filas o columnas representan una transformación ortonormal, al coincidir su inverso con su traspuesto conjugado,  $\overline{M_F} \cdot \overline{M_F}^{t*} = \overline{M_F}^{t*} \cdot \overline{M_F} = \overline{I}$  (donde el superíndice ' $t^*$ ' denota la operación traspuesta conjugada). Se dispondrá de este modo de una señal de entrada al receptor,  $\overline{S_{IN}} = \overline{M_F} \cdot \overline{S_{TX}}$ , compuesta por dos estados de polarización ortogonales arbitrarios.

En el receptor coherente, aplicando un oscilador local ( $\overline{OL}$ ) de longitud de onda ajustada a la de la señal de entrada, se buscará que las señales demoduladas ( $\overline{\Gamma_{DE}} = [\Gamma_{DE}^A, \Gamma_{DE}^B]^t$ ) se correspondan tras su procesado digital de señal  $\overline{\Gamma_{DSP}} = [\Gamma_{DSP}^x, \Gamma_{DSP}^y]^t$  con la información originalmente transmitida, esto es  $\Gamma_{DSP}^x \sim S_{TX}^x$ ,  $\Gamma_{DSP}^y \sim S_{TX}^y$ . A cada bloque se asocia su correspondiente matriz de Jones: i)  $\overline{M_{RX}}$ : *downconverter* con diversidad de polarización (DP-DIQ); ii)  $\overline{M_{DSP}}$ : procesado digital de señal. De este modo, en ausencia de fuentes de ruido y omitiendo la proporcionalidad con la potencia del OL, se obtendrá la siguiente señal demodulada a la salida del DP-DIQ:

$$\overline{\Gamma_{DE}} = \overline{M_{RX}} \cdot \overline{M_F} \cdot \overline{S_{TX}} \quad (6.2)$$

A partir de los símbolos demodulados, el bloque de procesado digital aplicará los algoritmos habituales desarrollados en la sección 4.3 para tratar de resolver la matriz de transformación  $\overline{M_{DSP}}$  que recupere la señal transmitida ( $\overline{\Gamma_{DSP}} \cong \overline{S_{TX}}$ ).

$$\overline{\Gamma_{DSP}} = \overline{M_{DSP}} \cdot \overline{\Gamma_{DE}} = \overline{M_{DSP}} \cdot (\overline{M_{RX}} \cdot \overline{M_F}) \cdot \overline{S_{TX}} \quad (6.3)$$

En la práctica, en la resolución computacional en el DSP de,



$$\overline{M}_{DSP} = (\overline{M}_{RX} \cdot \overline{M}_F)^{-1} = (\overline{M}_S)^{-1} \quad (6.4)$$

juega un papel fundamental el correcto condicionamiento de la matriz  $\overline{M}_S = \overline{M}_{RX} \cdot \overline{M}_F$ , que podrá cuantificarse con su correspondiente número de condición  $k_n$ . El número de condición de orden 'n' se evalúa con la norma  $\|\overline{M}_S\|_n$  del mismo orden según

$$k_n = \|\overline{M}_S\|_n \cdot \|\overline{M}_S^{-1}\|_n \quad (6.5)$$

Con independencia del orden 'n', aunque las normas resulten en valores distintos, se obtendrá un peor condicionamiento cuanto mayor sea el número de condición. Será de interés práctico en este capítulo acudir a normas invariantes a una transformación ortonormal o unitaria (al igual que la producida por la fibra  $\overline{M}_F$ ), como la norma de orden dos  $\|\overline{M}_S\|_2$  o norma de Frobenius  $\|\overline{M}_S\|_F$ , que satisfacen la siguiente propiedad [178]

$$\|\overline{M}_S\| = \|\overline{M}_{RX} \cdot \overline{M}_F\| = \|\overline{M}_F \cdot \overline{M}_{RX}\| = \|\overline{M}_{RX}\| \quad (6.6)$$

De este modo, dada la unitariedad de la matriz  $\overline{M}_F$ , podrá asumirse en lo sucesivo, y sin pérdida de generalidad, una matriz identidad para la fibra ( $\overline{M}_F = \overline{I}$ ) (recuérdese que el giro y desfase arbitrario que sufre la señal en su propagación por la fibra se corrige en cualquier caso en el procesado digital). Reduciéndose en este caso la expresión (6.4) a

$$\overline{M}_{DSP} = \overline{M}_{RX}^{-1} \quad (6.7)$$

Según esto, es directa la extensión de las expresiones (6.2) y (6.3) al incluir las fuentes de ruido descritas en la Fig. 6.2 ( $\overline{N}_{ASE}$  para ruido ASE y  $\overline{N}_{DE}$  para el ruido interno del receptor),

$$\overline{\Gamma}_{DE} = \overline{M}_{RX} \cdot (\overline{S}_{TX} + \overline{N}_{ASE}) + \overline{N}_{DE} \quad (6.8)$$

$$\overline{\Gamma}_{DSP} = \overline{M}_{DSP} \cdot \overline{\Gamma}_{DE} = \overline{M}_{RX}^{-1} \cdot \overline{\Gamma}_{DE} = (\overline{S}_{TX} + \overline{N}_{ASE}) + \overline{N}_{DSP} \quad (6.9)$$

donde se aprecia que el ruido interno del receptor,  $\overline{N}_{DE}$ , ha sido transformado a su salida por la matriz  $\overline{M}_{RX}^{-1}$ , en un ruido superpuesto a la solución buscada,

$$\overline{N}_{DSP} = \overline{M}_{RX}^{-1} \cdot \overline{N}_{DE} \quad (6.10)$$

### 6.2.1. Evaluación analítica de la penalización en sensibilidad mediante la norma de Frobenius

Partiendo de la descripción simplificada del sistema matricial (6.8), la teoría matemática (véase Apéndice A) fija una cota máxima en el valor RMS del ruido superpuesto en su solución en función de la norma de Frobenius [179],

$$\|\overline{N}_{DSP}\|_{RMS} \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \|\overline{M}_{RX}^{-1}\|_F \cdot \|\overline{N}_{DE}\|_{RMS} \quad (6.11)$$

De este modo, en tanto que la sensibilidad de un receptor estará limitada en última instancia por la potencia de las fuentes internas de ruido, podrá describirse la penalización en sensibilidad  $PS$  (dB) infringida por un receptor frente a su realización ideal por

$$PS(dB) = 10 \log \frac{\|\overline{M}_{RX}^{-1}\|_F^2}{\|\overline{M}_{RXideal}^{-1}\|_F^2} = 10 \log \frac{\|\overline{M}_{RX}^{-1}\|_F^2}{2} \quad (6.12)$$

donde un DP-DIQ ideal se describe por una matriz identidad de norma  $\|\overline{M}_{RXideal}\|_F = \|\overline{M}_{RXideal}^{-1}\|_F = \sqrt{2}$  y, en consecuencia, con nula penalización en sensibilidad.

Se define así una métrica, basada en la norma de Frobenius de la caracterización matricial del receptor, que permitirá evaluar la penalización infringida por sus imperfecciones con independencia de los algoritmos de procesamiento digital posteriores.

### 6.2.2. Estimación de la velocidad de convergencia con el número de condición de segundo orden

Según las métricas aplicadas a sistemas MIMO [145, 180], con los que los receptores coherentes digitales con diversidad de polarización son habitualmente comparados, el número de condición de segundo orden  $k_2$  describe la precisión en el cálculo de la matriz inversa del sistema [180]. Sin embargo, es especialmente interesante en nuestro caso la relación que establece con la velocidad de convergencia (más lenta a mayor  $k_2$ ) al aplicar métodos de gradiente estocástico descendiente, como los algoritmos CMA o DD-LMS empleados en la práctica (véase punto 4.3.4) [178, 181]. Pese a que el tiempo exacto dependerá de los parámetros concretos del algoritmo (por ej. el parámetro de convergencia  $\mu$ ), esta métrica será de especial interés para la comparación entre diferentes receptores. De este modo, será de esperar que para un mismo número de condición  $k_2$  definido según (6.5) como,

$$k_2(\overline{M_{RX}}) = \|\overline{M_{RX}}\|_2 \cdot \|\overline{M_{RX}}^{-1}\|_2 ; K_2(dB) = 20 \cdot \log k_2 \quad (6.13)$$

se obtenga un mismo tiempo de convergencia con independencia de la implementación del DP-DIQ. Una matriz  $\overline{M_{RX}}$  bien condicionada tendrá un  $k_2$  de valor unidad ( $K_2 = 0 \text{ dB}$ ). Ante la dificultad de resolver analíticamente la norma de orden dos, como la raíz cuadrada del máximo autovalor del producto  $\overline{M_{RX}}^{-t*} \cdot \overline{M_{RX}}$ , se optará en los próximos apartados por su evaluación computacional.

### 6.2.3. Esquemas de diversidad de polarización: PBS+PBS, PBS+BS y PBSless

Un objetivo de este capítulo será estudiar diferentes implementaciones de la red de diversidad de polarización. Todas ellas proceden de distintas particularizaciones de una red completa de diversidad de polarización que se estudiará en detalle en la sección 6.3 y que, como se representa en la Fig. 6.2, disponen de dos entradas, una para la señal ( $\overline{S_{IN}}$ ) y otra para el oscilador local ( $\overline{OL_{IN}}$ ), y cuatro salidas que actuarán como entradas de cada uno de los dos DIQ simples. Los dos primeros esquemas, representados en las Fig. 6.3(a) y Fig. 6.3(b), son muy utilizados y están contemplados por el OIF [11]. En ambos casos el objetivo es que cada uno de los DIQ reciba una de las polarizaciones de entrada de señal y/o oscilador local. Así, el esquema representado en la Fig. 6.3(a), compuesto por dos bloques separadores de polarización (*polarization beam splitters*, PBS) y en adelante referido como ‘PBS+PBS’, pretende ofrecer exclusivamente como entradas al DIQ A y B las componentes de polarización ‘x’ e ‘y’ respectivamente, esto es

$$\overline{S^A} = \begin{bmatrix} S_{IN}^x \\ 0 \end{bmatrix}; \overline{OL^A} = \begin{bmatrix} OL_{IN}^x \\ 0 \end{bmatrix}; \overline{S^B} = \begin{bmatrix} 0 \\ S_{IN}^y \end{bmatrix}; \overline{OL^B} = \begin{bmatrix} 0 \\ OL_{IN}^y \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

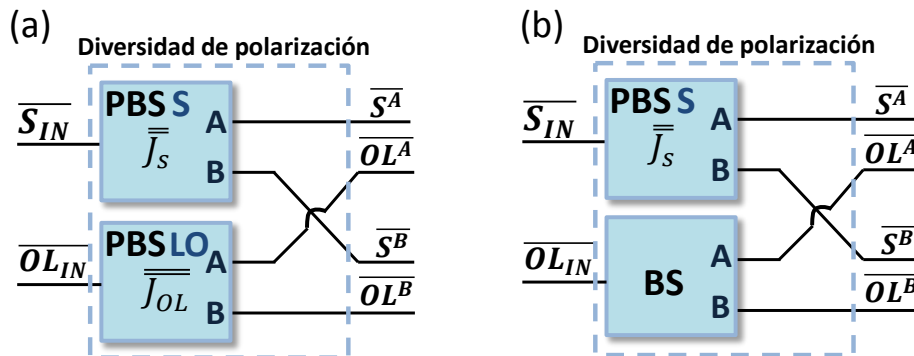


Fig. 6.3 Esquemas de diversidad de polarización contemplados en el OIF (a) ‘PBS+PBS’ (b) ‘PBS+BS’.

Un esquema alternativo al anterior se muestra en la Fig. 6.3(b), en el que se ha sustituido el PBS del oscilador local por un sencillo divisor de potencia (*beam splitter*, BS) al 50% e insensible a la polarización, esquema que será referido en adelante como ‘PBS+BS’. El funcionamiento de este esquema es similar al anterior si bien, como se verá posteriormente, infringe una penalización o reducción en la sensibilidad del receptor de 3 dB, en la misma medida que lo hace la potencia del oscilador local de entrada a cada DIQ simple. Ciertamente, en este caso, bajo una implementación ideal se obtendrán las siguientes salidas

$$\overline{S^A} = \begin{bmatrix} S_{IN}^x \\ 0 \end{bmatrix}; \overline{OL^A} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} OL_{IN}^x \\ OL_{IN}^y \end{bmatrix}; \overline{S^B} = \begin{bmatrix} 0 \\ S_{IN}^y \end{bmatrix}; \overline{OL^B} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} OL_{IN}^x \\ OL_{IN}^y \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

Es intuitivo observar que los dos esquemas planteados dependen fundamentalmente de la consecución de una elevada relación de extinción (ER) en el divisor de polarización. Aunque pueden obtenerse valores razonablemente altos en óptica discreta (*bulk optic*), su deseable integración monolítica con el resto del receptor debe superar aún problemas de coste, eficiencia y tolerancias de fabricación. Como tercera alternativa se evaluará una propuesta reciente [33] que, conjuntamente o en sustitución de divisores de polarización, implementa una red de distribución de señales asistida en fase. Esta red de diversidad de polarización asistida en fase, según el esquema mostrado en la Fig. 6.4(a) y en adelante referido como ‘PBSless’, persigue ajustar óptimamente el desfase entre las componentes de polarización de señal y oscilador local. Un adecuado diseño de la red asistida en fase permitiría prescindir de los divisores de polarización, sustituyéndolos por simples divisores de potencia. Este esquema corresponde analíticamente a la introducción en el camino del OL hacia uno de los DIQ de una guíaonda birrefringente  $\overline{\gamma}$  (véase la Fig. 6.4(a)),

$$\overline{\gamma} = \begin{bmatrix} e^{j\phi_{Lx}^B} & 0 \\ 0 & e^{j\phi_{Ly}^B} \end{bmatrix}$$

que introduzca idealmente un desfase de 180° entre sus polarizaciones,

$$\overline{\gamma}_{ideal} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j180^\circ} \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

resultando de este modo

$$\overline{S^A} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_{IN}^x \\ S_{IN}^y \end{bmatrix}; \overline{OL^A} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} OL_{IN}^x \\ OL_{IN}^y \end{bmatrix}; \overline{S^B} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_{IN}^x \\ S_{IN}^y \end{bmatrix}; \overline{OL^B} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} OL_{IN}^x \\ -OL_{IN}^y \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

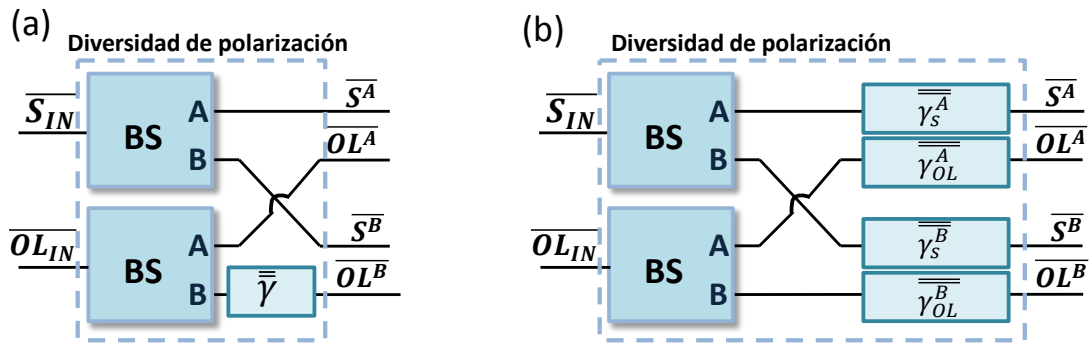


Fig. 6.4 Nuevo esquema de diversidad de polarización 'PBSless'. (a) Esquema simplificado (b) esquema de implementación con guías birrefringentes de acceso.

La demultiplexión en polarización podrá realizarse con los algoritmos digitales tradicionales del DSP del receptor coherente digital. La principal ventaja de este tercer esquema propuesto es la integración monolítica completa de la red de diversidad de polarización asistida en fase mediante, básicamente, el adecuado diseño de la longitud de las guías de onda birrefringentes de entrada a los DIQ simples [33] (véase la Fig. 6.4(b)).

### 6.3. Análisis matricial de la red completa de diversidad de polarización asistida en fase

En esta sección se estudia analíticamente la red completa de diversidad de polarización asistida en fase representada en la Fig. 6.5 que permitirá, tras las correspondientes simplificaciones, analizar en las secciones 6.5 y 6.6 los esquemas mostrados en las Fig. 6.3 y Fig. 6.4, respectivamente.

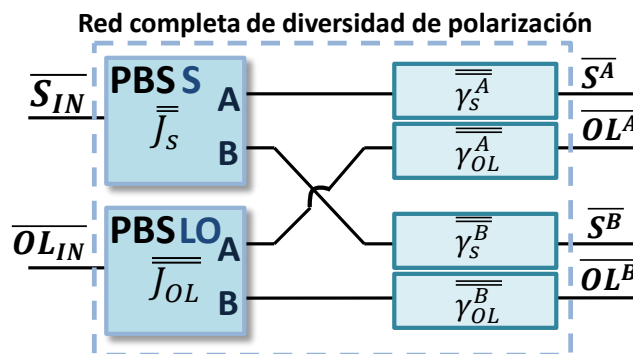


Fig. 6.5 Esquema completo de diversidad de polarización asistido en fase.

El vector asociado a las componentes de polarización de la señal de entrada al receptor ( $\overline{S_{IN}}$ ) podrá expresarse, asumiendo una matriz identidad para la fibra y la incorporación del ruido óptico ASE ( $\overline{N_{ASE}}$ ), equivalente al contemplado en la expresión (5.3) pero para cada componente de polarización, como:

$$\overline{S}_{IN} = \begin{bmatrix} S_{IN}^x \\ S_{IN}^y \end{bmatrix} = \overline{M}_F \cdot \overline{S}_{TX} + \overline{N}_{ASE} = \sqrt{P_s} \begin{bmatrix} I^x + jQ^x \\ I^y + jQ^y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{ASE}^x \\ n_{ASE}^y \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

Para el vector del oscilador local de entrada ( $\overline{OL}_{IN}$ ), se asumirá aquí la existencia de un sistema de inyección de luz externo ajustable ( $\overline{M}_R$  en la Fig. 6.2) que controle el ángulo de proyección  $\theta_{OL}$  y, de esta forma, el reparto equitativo de potencia óptica  $P_{OL}$  sobre cada una de las polarizaciones del receptor óptico,

$$\overline{OL}_{IN} = \sqrt{P_{OL}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{OL} \\ \sin \theta_{OL} \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

En este punto es intuitivo que si  $\theta_{OL}$  tomase valores múltiplos de  $90^\circ$ , sólo se aplicará el OL a uno de los dos DIQ. Por el contrario,  $\theta_{OL}$  deberá tomar un valor óptimo de  $45^\circ$  para repartir equitativamente la potencia del OL entre ambas polarizaciones ortogonales. Esta reducción a la mitad de la potencia de OL de entrada a cada DIQ deberá tenerse en cuenta al realizar cualquier comparación con los resultados obtenidos en la sección 5.2.1 para el *downconverter* IQ convencional.

Las relaciones descritas en (6.14) y (6.15) son válidas si los separadores de polarización son ideales. De lo contrario, la salida de cada uno de ellos, lejos de corresponder en exclusiva a una componente de polarización, responderá a una combinación lineal de las componentes de polarización de entrada según las matrices de Jones siguientes

$$\overline{J}_i^A = \begin{bmatrix} a_i & 0 \\ 0 & b_i \end{bmatrix}; \overline{J}_i^B = \begin{bmatrix} b_i & 0 \\ 0 & a_i \end{bmatrix}; i = s, OL. \quad (6.20)$$

donde los escalares  $(a_i, b_i)$  representan la fracción de amplitud deseada e indeseada en los puertos de salida de un PBS simétrico ubicado en el camino de señal u oscilador local ( $i = s, OL$ ). Ciertamente, un buen separador de polarización debe satisfacer  $a_i \gg b_i$ , describiéndose habitualmente [35] la calidad del PBS por su relación de extinción (*extinction ratio*, ER) y pérdidas de inserción (*insertion loss*, IL)

$$ER_i (dB) = 10 \cdot \log \frac{a_i^2}{b_i^2}; IL_i (dB) = -10 \cdot \log(a_i^2 + b_i^2); i = s, OL. \quad (6.21)$$

Idealmente,  $a_i = 1$  y  $b_i = 0$  ( $ER = \infty, IL = 0$  dB). Este modelo se reduce fácilmente a un divisor de potencia o BS cuando  $a_i = b_i = 1/\sqrt{2}$  ( $ER = 0$  dB,  $IL = 0$  dB). Nótese que en la caracterización de un PBS sólo se suele atender a las relaciones de potencia a su salida, y no a los desfases introducidos entre componentes de polarización, en tanto que posiblemente sean difíciles de estimar en su implementación. No obstante, cualquier desfase que pudiesen introducir a su salida se superpondrá al producido por la diferente longitud de cada una de las guías de entrada birrefringentes a los híbridos

a 90° y, por lo tanto, podrán incluirse en nuestro esquema completo en la posterior red de distribución de señales asistida en fase. En esta red se considerará por tanto un diferente desfase en cada una de las polarizaciones de señal y oscilador local según

$$\begin{aligned}\overline{\gamma}_S^A &= \begin{bmatrix} e^{j\phi_{sx}^A} & 0 \\ 0 & e^{j\phi_{sy}^A} \end{bmatrix}; \overline{\gamma}_S^B = \begin{bmatrix} e^{j\phi_{sx}^B} & 0 \\ 0 & e^{j\phi_{sy}^B} \end{bmatrix} \\ \overline{\gamma}_{LO}^A &= \begin{bmatrix} e^{j\phi_{Lx}^A} & 0 \\ 0 & e^{j\phi_{Ly}^A} \end{bmatrix}; \overline{\gamma}_{LO}^B = \begin{bmatrix} e^{j\phi_{Lx}^B} & 0 \\ 0 & e^{j\phi_{Ly}^B} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (6.22)$$

Definiéndose de este modo a la entrada de cada DIQ simple los siguientes vectores de señal y OL

$$\begin{aligned}\overline{S}^A &= \overline{\gamma}_S^A \cdot \overline{J}_S^A \cdot \overline{S}_{IN}; \overline{O}L^A = \overline{\gamma}_{OL}^A \cdot \overline{J}_{OL}^A \cdot \overline{O}L_{IN} \\ \overline{S}^B &= \overline{\gamma}_S^B \cdot \overline{J}_S^B \cdot \overline{S}_{IN}; \overline{O}L^B = \overline{\gamma}_{OL}^B \cdot \overline{J}_{OL}^B \cdot \overline{O}L_{IN}\end{aligned}\quad (6.23)$$

Lógicamente, para una implementación ideal de la red de diversidad de polarización en los esquemas de las Fig. 6.3(a), Fig. 6.3 (b) y Fig. 6.4, las relaciones anteriores se reducirán a las expresiones (6.14), (6.15) y (6.17), respectivamente.

Considerando de acuerdo a (5.26) una matriz de transformación del *downconverter* convencional para cada componente de polarización ( $\overline{M}_H^{TE}, \overline{M}_H^{TM}$ ) y una responsividad promedio  $R$  en la fotodetección balanceada, se obtendrán las siguientes componentes IQ demoduladas para cada DIQ en notación matricial,

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} I^A \\ Q^A \end{bmatrix} &= R\sqrt{P_{OL}} \cdot \overline{M}_H^{TE} \cdot \begin{bmatrix} a_S a_{LO} \cos \theta_{OL} e^{j\phi_x^A} & 0 \\ 0 & a_S a_{LO} \cos \theta_{OL} e^{j\phi_x^A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Re(S_{IN}^x + n_{ASE}^x) \\ Im(S_{IN}^x + n_{ASE}^x) \end{bmatrix} + \\ &+ R\sqrt{P_{OL}} \cdot \overline{M}_H^{TM} \cdot \begin{bmatrix} b_S b_{LO} \sin \theta_{OL} e^{j\phi_y^A} & 0 \\ 0 & b_S b_{LO} \sin \theta_{OL} e^{j\phi_y^A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Re(S_{IN}^y + n_{ASE}^y) \\ Im(S_{IN}^y + n_{ASE}^y) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{DE,I}^A \\ N_{DE,Q}^A \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (6.24)$$

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} I^B \\ Q^B \end{bmatrix} &= R\sqrt{P_{OL}} \cdot \overline{M}_H^{TE} \cdot \begin{bmatrix} b_S b_{LO} \cos \theta_{OL} e^{j\phi_x^B} & 0 \\ 0 & b_S b_{LO} \cos \theta_{OL} e^{j\phi_x^B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Re(S_{IN}^x + n_{ASE}^x) \\ Im(S_{IN}^x + n_{ASE}^x) \end{bmatrix} + \\ &+ R\sqrt{P_{OL}} \cdot \overline{M}_H^{TM} \cdot \begin{bmatrix} a_S a_{LO} \sin \theta_{OL} e^{j\phi_y^B} & 0 \\ 0 & a_S a_{LO} \sin \theta_{OL} e^{j\phi_y^B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Re(S_{IN}^y + n_{ASE}^y) \\ Im(S_{IN}^y + n_{ASE}^y) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{DE,I}^B \\ N_{DE,Q}^B \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (6.25)$$

donde las fases ( $\phi_x^A, \phi_y^A, \phi_x^B, \phi_y^B$ ) describen los desfases entre señal y OL producidos en las guías de entrada bajo una misma polarización según (nótese que los desfases correspondientes a las guías de salida de los híbridos a 90° serán irrelevantes de cara a la medición de potencia óptica realizada en los posteriores fotodiodos),

$$\phi_x^A = \phi_{sx}^A - \phi_{Lx}^A; \phi_y^A = \phi_{sy}^A - \phi_{Ly}^A; \phi_x^B = \phi_{sx}^B - \phi_{Lx}^B; \phi_y^B = \phi_{sy}^B - \phi_{Ly}^B \quad (6.26)$$

Como es de esperar, bajo divisores de polarización ideales ( $a_i = 1; b_i = 0$ ), una óptima proyección del OL ( $\theta_{OL} = 45^\circ$ ) y DIQ ideales ( $\overline{M_H^{TE}} = \overline{M_H^{TM}} = \overline{I}$ ), cada componente de polarización según las anteriores expresiones (6.24)-(6.25) se reducirá a (5.14), donde ciertamente se asumió la presencia de una red de diversidad de polarización ideal.

Las componentes en fase y cuadratura del ruido eléctrico ( $N_{DE_I}^A, N_{DE_Q}^A$ ) introducidas en (6.24) para el DIQ A se expresan en función del ruido *shot* y térmico (una expresión equivalente correspondería al segundo DIQ intercambiando los superíndices  $A \leftrightarrow B$ ),

$$\begin{aligned} N_{DE_I}^A &= (i_{shot\ 3}^A - i_{shot\ 4}^A) + i_{TIAI}^A \\ N_{DE_Q}^A &= (i_{shot\ 5}^A - i_{shot\ 6}^A) + i_{TIAQ}^A \end{aligned} \quad (6.27)$$

donde, como se dedujo en 5.2.2, se ha considerado que el ruido ASE tras su batido con la señal o la componente de ruido en modo común RIN han sido canceladas bajo una fotodetección ideal o adicionalmente, en el caso de esta última, minimizada al ajustar óptimamente la potencia del OL [49].

### 6.3.1. Penalización en la sensibilidad del receptor por una red de diversidad de polarización no ideal

Retomando la notación matricial de matrices de Jones, al considerar los DIQ ideales (el caso no ideal se describirá en el próximo punto), se puede expresar la señal demodulada de salida  $\overline{\Gamma_{DE}}$  en cada componente de polarización ( $\Gamma_{DE}^A = I^A + jQ^A; \Gamma_{DE}^B = I^B + jQ^B$ ),

$$\overline{\Gamma_{DE}} = \begin{bmatrix} \Gamma_{DE}^A \\ \Gamma_{DE}^B \end{bmatrix} = R\sqrt{P_{OL}} \begin{bmatrix} a_S a_{LO} \cos \theta_{OL} e^{j\phi_x^A} & b_S b_{LO} \sin \theta_{OL} e^{j\phi_y^A} \\ b_S b_{LO} \cos \theta_{OL} e^{j\phi_x^B} & a_S a_{LO} \sin \theta_{OL} e^{j\phi_y^B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{IN}^x + n_{ASE}^x \\ S_{IN}^y + n_{ASE}^y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{DE}^A \\ N_{DE}^B \end{bmatrix} \quad (6.28)$$

donde el vector ( $\overline{N_{DE}} = [N_{DE}^A, N_{DE}^B]^t$ ), describe la contribución sobre la señal demodulada del ruido eléctrico interno de cada DIQ simple

$$N_{DE}^A = N_{DE_I}^A + jN_{DE_Q}^A; N_{DE}^B = N_{DE_I}^B + jN_{DE_Q}^B \quad (6.29)$$

De este modo, la expresión matricial (6.2) corresponde ahora bajo las fuentes de ruido aquí introducidas a

$$\overline{\Gamma_{DE}} = k \cdot \overline{M_{RX}} \cdot (\overline{S_{IN}} + \overline{N_{ASE}}) + \overline{N_{DE}} \quad (6.30)$$

Por asociación con (6.28) se obtiene un factor de proporcionalidad  $k = R\sqrt{P_{OL}/2}$  y la siguiente matriz  $\overline{M_{RX}}$  del DP-DIQ,



$$\overline{M}_{RX} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} a_S a_{LO} \cos \theta_{OL} e^{j\phi_x^A} & b_S b_{LO} \sin \theta_{OL} e^{j\phi_y^A} \\ b_S b_{LO} \cos \theta_{OL} e^{j\phi_x^B} & a_S a_{LO} \sin \theta_{OL} e^{j\phi_y^B} \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

La norma de Frobenius, de acuerdo a la expresión propuesta en (6.12), aplicada al inverso de esta matriz describirá la penalización en sensibilidad del receptor infringida por la red de diversidad de polarización  $PS_{div-pol}(dB)$ ,

$$PS_{div-pol}(dB) = 10 \log \frac{\|\overline{M}_{RX}^{-1}\|_F^2}{\|\overline{M}_{RX}^{ideal}\|_F^2} = 10 \log \frac{(a_S a_{LO})^2 + (b_S b_{LO})^2}{4 \sin^2 \theta_{LO} \cos^2 \theta_{LO} |(a_S a_{LO})^2 - (b_S b_{LO})^2 e^{-j\phi_D}|^2} \quad (6.32)$$

donde  $\phi_D$  describe la siguiente relación de desfases entre las componentes de polarización de la red de distribución

$$\phi_D \equiv \phi_x^A - \phi_y^A - (\phi_x^B - \phi_y^B) \quad (6.33)$$

En el Apéndice C se resuelve analíticamente bajo una proyección ideal del OL ( $\theta_{OL} = 45^\circ$ ), sin recurrir a la norma de Frobenius, la penalización en sensibilidad del receptor ante una red de diversidad de polarización no ideal, constatándose la validez de la expresión anterior.

Nótese que, para un ángulo óptimo de proyección,

$$\theta_{OL} = (2k + 1) \cdot 45^\circ; k \text{ entero} \quad (6.34)$$

se maximiza en (6.32) el producto  $(\sin^2 \theta_{OL} \cos^2 \theta_{OL})$  y, por lo tanto, se minimiza la penalización en sensibilidad con independencia del esquema adoptado. Para una proyección ideal ( $\theta_{OL} = 45^\circ$ ), la Fig. 6.6 describe la penalización en sensibilidad respecto a  $\phi_D$  en función de la relación de extinción de los PBS.

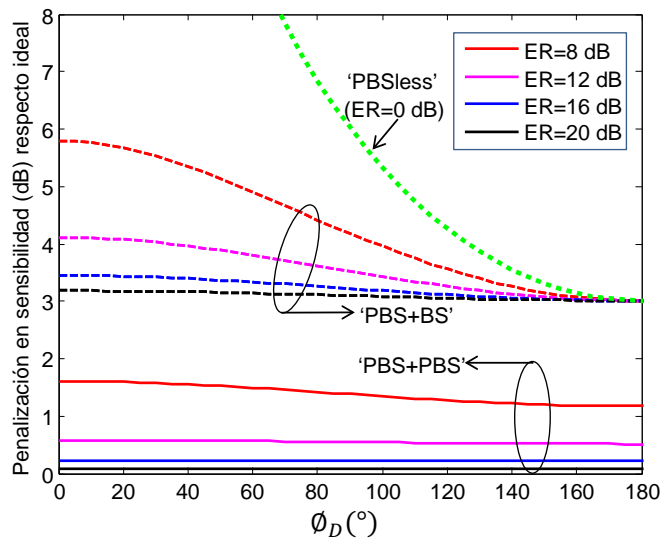


Fig. 6.6 Penalización en sensibilidad respecto a la relación de desfases entre las componentes de polarización de la red de distribución  $\phi_D$ , en función del ER de los PBS para los diferentes esquemas estudiados.

En las próximas secciones se contrastarán numéricamente las figuras de mérito aquí desarrolladas para el receptor: penalización en sensibilidad, mediante la norma de Frobenius, y tiempo de convergencia, desde el condicionamiento descrito por el número de condición de orden dos. En cualquier caso se concluirá que, para minimizar la penalización en sensibilidad y posibilitar el ideal condicionamiento de la matriz del DP-DIQ  $\overline{M_{RX}}$ , deberán satisfacerse las dos condiciones siguientes:

- A. Que el ángulo de proyección del OL sobre cada una de las polarizaciones sea óptimo según la expresión (6.34).
- B. Cualquiera de las dos condiciones siguientes de la red de diversidad de polarización:
  - (1) El uso de dos divisores de polarización ideales con independencia de la red de distribución asistida en fase existente. A diferencia del esquema 'PBS+PBS', se producirá una penalización adicional de 3 dB en el esquema 'PBS+BS' al reducirse a la mitad la potencia de OL aplicada a cada DIQ simple.
  - (2) La disposición de una red de distribución de señales asistida en fase ideal que cumpla

$$\phi_D = (2p - 1) \cdot 180^\circ; p \text{ entero} \quad (6.35)$$

En el esquema identificado como 'PBSless' de la Fig. 6.4, con los PBS sustituidos por simples divisores de potencia, aspirará a una mínima penalización en sensibilidad respecto al esquema 'PBS+PBS' de 3 dB.

### 6.3.2. Penalización en la sensibilidad del receptor por imperfecciones en el downconverter I/Q

En este punto se evaluará la penalización en sensibilidad del receptor por la presencia de desbalanceos de amplitud/fase en los híbridos a 90° o diferente responsividad de los fotodiodos que componen cada DIQ simple convencional. En la práctica, como se detalla en la Fig. 4.9, el procesado de señal confía primeramente en la ecualización de la distorsión IQ de cada *downconverter* mediante tradicionales algoritmos de ortogonalización [142] (véase punto 4.3.2) para, a continuación, implementar los algoritmos digitales de demultiplexión en polarización (véase punto 4.3.4). No obstante, atendiendo a (6.24)-(6.25), los algoritmos de ortogonalización no podrán resolver la transformación que las matrices  $(\overline{M_H^{TE}}, \overline{M_H^{TM}})$  aplican simultáneamente en

cada polarización [182], salvo bajo cualquiera de las consideraciones siguientes: (i) adecuada red de diversidad de polarización con  $a_S a_{LO} \gg b_S b_{LO}$  (se satisface con una relación de extinción de los PBS de aproximadamente 10 dB y 20 dB para los esquemas ‘PBS+PBS’ y ‘PBS+BS’, respectivamente) (ii) pequeñas diferencias entre las matrices  $\overline{\overline{M_H}} = \overline{\overline{M_H^{TE}}} \cong \overline{\overline{M_H^{TM}}}$ , plausible en determinadas tecnologías ante razonables errores de fabricación. Esta segunda suposición se asumirá a continuación, validándose numéricamente para una caracterización realista del receptor en los siguientes puntos.

Tal y como se planteó en el punto 5.2.3, se podrá recurrir a la norma de Frobenius para estimar según (5.27) la penalización en sensibilidad  $PS_{GSOP}(dB)$  por la corrección digital de las imperfecciones de la red diversidad de polarización. El resultado ahí obtenido se derivó para la matriz  $\overline{\overline{M_H}}$  de un *downconverter* convencional caracterizado por los parámetros de *scattering* del híbrido a  $90^\circ$ . Otra descripción habitual de un híbrido a  $90^\circ$  es con la matriz de *scattering* simplificada  $\overline{\overline{S}}_{90^\circ}(I_{mbI}, I_{mbQ}, \emptyset_{PE})$  mostrada en (4.10). Atendiendo a las componentes de señal IQ demoduladas en base a él en (4.13), se pudo comprobar que la matriz del *downconverter* convencional  $\overline{\overline{M_H}}$  correspondía al producto de matrices causantes de un desbalanceo en amplitud (escalado distinto en cada eje  $I_{mbI}, I_{mbQ}$ ) y desbalanceo en fase (rotación  $\emptyset_{PE}$  adicional en uno de los ejes), en consonancia con la representación de la Fig. 4.11. La aplicación de la norma de Frobenius conduce ahora a la siguiente expresión analítica de penalización en sensibilidad,

$$PS_{GSOP}(dB) = 10 \log \frac{\|\overline{\overline{M_H}}^{-1}\|_F^2}{\|\overline{\overline{M_H}}_{ideal}^{-1}\|_F^2} = 10 \log \left( \frac{R^2}{2} \sec^2 \emptyset_{PE} \left[ \frac{(1 + CMRR_I)^2}{R_A^2} + \frac{(1 + CMRR_Q)^2}{R_A^2} \right] \right) \quad (6.36)$$

donde los desbalanceos en amplitud se han descrito en relación al rechazo en modo común (CMRR),

$$CMRR_I(dB) = 20 \log \frac{R_A - R_B I_{mbI}^2}{R_A + R_B I_{mbI}^2}; CMRR_Q(dB) = 20 \log \frac{R_A - R_B I_{mbQ}^2}{R_A + R_B I_{mbQ}^2} \quad (6.37)$$

Nótese como, según es de esperar, bajo un nulo desbalanceo en fase y amplitud de la red de diversidad de fase ( $\emptyset_{PE} = 0; I_{mbI} = I_{mbQ} = 1; R_A = R_B$ ), la matriz del DIQ se reduce a la matriz identidad ( $\overline{\overline{M_H}} = \overline{\overline{I}}$ ) y no se produce penalización adicional alguna ( $PS_{GSOP} = 0 dB$ ).

Como se contrastará numéricamente en las secciones 6.5-6.6, la penalización producida por imperfecciones en la red de diversidad de fase,  $PS_{GSOP}(dB)$ , será

independiente de la inducida por la red de diversidad de polarización,  $PS_{div-pol}(dB)$ , de tal modo que podrá considerarse la siguiente penalización en sensibilidad total en el DP-DIQ,

$$PS(dB) = PS_{GSOP}(dB) + PS_{div-pol}(dB) \quad (6.38)$$

## 6.4. Escenario numérico de simulación del receptor coherente digital

En los siguientes apartados, los resultados analíticos serán refrendados con la simulación numérica de un modelo realista de receptor coherente digital para la recepción de una señal a 112 Gbps bajo modulación PM-QPSK (con un régimen de símbolo, por lo tanto, de 28 Gbaud/s), y un oscilador local de potencia  $P_{OL} = 10 \text{ dBm}$ .

En la caracterización de los PBS y BS se asumirán pérdidas de inserción nulas ( $IL(dB) = 0$ ). En el modelo del esquema de diversidad de polarización 'PBS+PBS', representado en la Fig. 6.3(a), se considerará una misma relación de extinción (ER) para cada uno de sus dos divisores de polarización ( $a_s = a_{OL}; b_s = b_{OL}$ ). Tanto en este esquema, como en el 'PBS+BS' representado en la Fig. 6.3(b), no se atenderá a la mejora que pudiese aportar la red de distribución de señales asistida en fase, considerando el caso peor que, de acuerdo a la Fig. 6.6, corresponde a desfases nulos en las guías de acceso a los DIQ simples (o equivalentemente  $\varphi_D = 0^\circ$ ). Por el contrario, para el esquema 'PBSless' representado en la Fig. 6.4, sí se estudiará en la red asistida en fase el efecto de la variación del desfase entre las componentes de polarización  $\varphi_D$ , definida en (6.33), respecto a su valor óptimo de  $180^\circ$ .

El modelo de DIQ, común a los tres esquemas, se basa en la integración monolítica en Fosforo de Indio (InP) de un *downconverter* convencional (basado en un híbrido a  $90^\circ$  con fotodetección balanceada). Los híbridos a  $90^\circ$  se implementan con MMIs 2x4 diseñados para una frecuencia de operación en el centro de la banda C, respondiendo su caracterización a una implementación bajo (i) Caso I: diseño nominal (ii) Caso II: error típico de fabricación (error en ancho del MMI, de acuerdo a la Fig. 5.7(b), de  $\delta_w = -200 \text{ nm}$ ). Nótese que se considerarán ahora en la simulación distintos parámetros de *scattering* que, para el modo TE y TM, pueda mostrar el híbrido a  $90^\circ$  para cada una de las polarizaciones de entrada. La Tabla 6.1 muestra los máximos desbalanceos que, en función de la banda de operación y tolerancias de fabricación, presenta la amplitud (MDA) y fase (MDF) del híbrido a  $90^\circ$  en los modos TE y TM. Se detallan asimismo la estimación de los máximos valores del CMRR (asumiendo un 5%

de desbalanceo en la responsividad de los fotodiodos) y desbalanceo en fase  $\phi_{PE}$  para su comparación con los especificados por el OIF, poniéndose de relevancia la reducida tolerancia exigida a errores en el proceso de fabricación. Finalmente, la misma tabla muestra la penalización en sensibilidad  $PS_{GSOP}(dB)$  que en cada caso, según lo visto en el punto anterior, es infringida por los algoritmos digitales de ortonormalización para la corrección de los desbalances de cada DIQ.

La simulación de cada DIQ simple y la caracterización de las fuentes internas de ruido coinciden con la adoptada en la sección 5.2.1 para el *downconverter* convencional.

		$máx(MDA_{TE/TM})$	$máx(MDF_{TE/TM})$	$CMRR_{máx}$	$\phi_{PE-máx}$	$PS_{GSOP}(dB)$
<b>Caso I.</b> Nominal	1550 nm	0.1 dB	0.9°	-25 dB	1.3°	0.3 dB
	Banda C (1530-1570nm)	0.35 dB	2.36°	-22 dB	3.6°	1 dB
<b>Caso II.</b> Error típico fabricación. 1570 nm		3.1 dB	4.4°	-12 dB	6.8°	3 dB
<b>Especificación OIF [11]</b>				-20 dB	5°	0.9 dB

Tabla 6.1 Figuras de mérito de la red de diversidad de fase del receptor en función de la banda de operación y tolerancias de fabricación.

Para la demultiplexación en polarización digital, al no haberse considerado la dispersión de polarización, se deberá resolver únicamente el coeficiente complejo de cada uno de los cuatro filtros FIR en configuración mariposa que, como se vió en el punto 4.3.4, definen aquí la matriz  $\overline{M_{DSP}}$ . La obtención de estos coeficientes se efectuará iterativamente por un algoritmo adaptativo de gradiente estocástico, con parámetro de convergencia  $\mu = 0.001$ . Atendiendo a la señal de error a minimizar, según contenga información de módulo y fase, o sólo módulo, se distinguirá entre un algoritmo LMS o CMA, respectivamente:

- (i) Algoritmo adaptativo LMS ( $\mu = 0.001$ ) bajo secuencia de entrenamiento, definiendo un bloque DSP ‘ideal’ con una digitalización CAD previa de resolución infinita (en adelante ‘LMS-Training’)
- (ii) Algoritmo adaptativo “ciego” ( $\mu = 0.001$ ), definiendo un bloque DSP “realista” (en adelante ‘CMA-Blind’) con DACs de 4 bits (mínima resolución necesaria para que no sea limitante el ruido de cuantificación [142]). Este procedimiento requerirá una estimación digital de fase posterior, realizada según el algoritmo de Viterbi-Viterbi mostrado en el apartado 4.3.5.

Se resolverá numéricamente la sensibilidad de cada esquema de recepción como la potencia mínima de señal necesaria para obtener una probabilidad de error  $P_e = 10^{-3}$ .

Su diferencia con la correspondiente a una implementación ideal definirá la penalización en sensibilidad  $PS(dB)$ . En ausencia de canal, como muestra Fig. 6.7(a), se podrá resolver atendiendo a las curvas probabilidad de error  $P_e$ . Alternativamente, se llegará al mismo resultado en presencia de un modelo de canal AWGN, resolviendo la sensibilidad en consonancia con el proceso seguido en el capítulo anterior. Como se muestra en la Fig. 6.7(b) se definirá sobre la OSNR de entrada (para  $P_e = 10^{-3}$  en ausencia de fuentes internas de ruido) una máxima penalización de 2 dB por el ruido del receptor (se podrá fijar otro umbral con idénticos resultados, como los 1.5 dB del capítulo anterior). La mínima potencia que cumple ese criterio establecerá la sensibilidad del receptor, mientras que su diferencia respecto a una implementación ideal determinará  $PS(dB)$ .

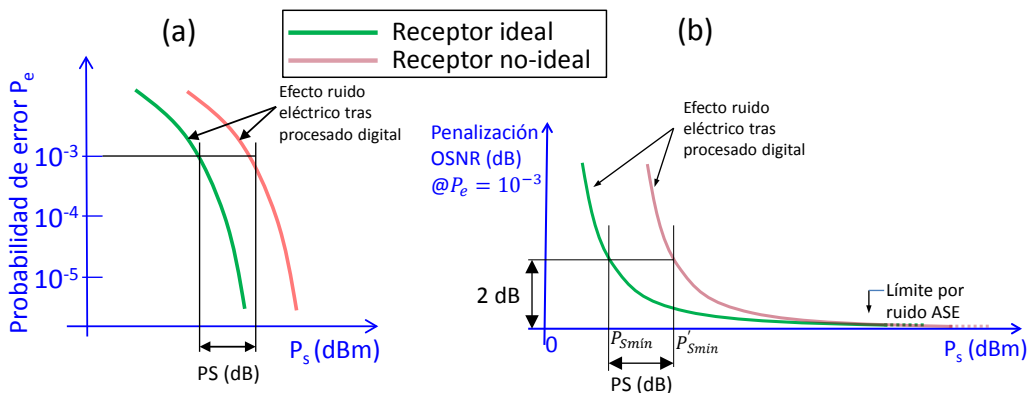


Fig. 6.7 Representación gráfica de la evaluación de la penalización en sensibilidad del receptor, mediante la (a) probabilidad de error respecto a la potencia de entrada sin canal (b) penalización en la OSNR (para  $P_e = 10^{-3}$ ) respecto a la potencia de entrada con canal.

La estimación de la probabilidad de error para cada valor de potencia recibida se obtiene numéricamente tras la transmisión de un patrón  $2^{15}$  símbolos en 10000 realizaciones distintas de fibra según el modelo (2.39), que posibilitan un arbitrario estado de polarización de la señal de entrada al receptor. Al corresponder cada patrón aproximadamente a 1  $\mu$ seg para 28 Gbaud/s, podrá considerarse suficientemente corto para obviar cambios dinámicos significativos en el estado de polarización. Para cada realización se evaluará asimismo el correspondiente tiempo de convergencia de los algoritmos adaptativos de procesado, promediándose su valor entre todas ellas. Para ello, según muestra la Fig. 6.8 como ejemplo de una realización concreta del esquema PBS+PBS bajo 'CMA-Blind', se determinará el número de símbolos necesarios para que la señal de error enventanada disminuya por debajo de un umbral muy cercano al valor final de convergencia de una  $P_e = 10^{-e}$ . Como se explicó en 4.3.4, se controlará el determinante de la matriz  $\overline{\overline{M}}_{DSP}$  para asegurar la convergencia, previniendo cualquier singularidad en la solución mediante la reinicialización previa de sus coeficientes [145]. Para el parámetro  $\mu$  aquí contemplado y una implementación

ideal del receptor, se logrará la convergencia tras 1600 símbolos y 2100 símbolos con los algoritmos 'LMS-Training' y 'CMA-Blind' respectivamente. La convergencia en este escenario ideal, de 60~75 ns para 28 Gbaud/s, es razonable frente a los valores próximos a 200 ns descritos experimentalmente [183].

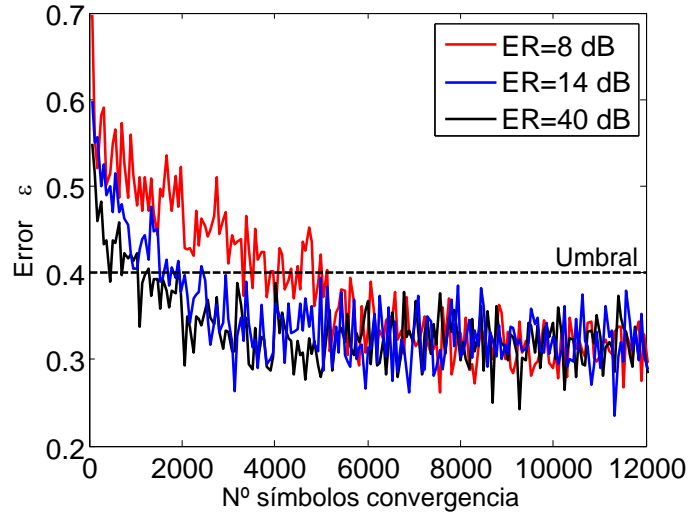


Fig. 6.8 Representación del cálculo del tiempo de convergencia, para una realización del canal, atendiendo a la evolución de la señal de error del algoritmo 'CMA-Blind'.

## 6.5. Evaluación de esquemas de diversidad de polarización 'PBS+PBS' y 'PBS+BS'

En esta sección se estudian los dos esquemas de la Fig. 6.3, que implementan la diversidad de polarización únicamente con divisores de polarización (PBS) o divisores de potencia (BS), sin atender en ningún caso al diseño de la red de distribución de señales asistida en fase (en donde se asumirá por lo tanto el caso peor descrito en la Fig. 6.6 con todos los desfases de (6.26), y por lo tanto  $\theta_D$ , nulos). Estos esquemas están contemplados por el OIF [11] como arquitecturas de implementación de la red de diversidad de polarización para la recepción óptica coherente de señales a 100 Gbps bajo modulación PM-QPSK. Según (6.31), la matriz del DP-DIQ  $\overline{\overline{M}}_{RX}$  corresponderá entonces a

$$\overline{\overline{M}}_{RX} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} a_S a_{LO} \cos \theta_{OL} & b_S b_{LO} \sin \theta_{OL} \\ b_S b_{LO} \cos \theta_{OL} & a_S a_{LO} \sin \theta_{OL} \end{bmatrix} \quad (6.39)$$

Se puede comprobar que la penalización en sensibilidad estimada con la norma de Frobenius coincide con la particularización de  $\theta_D = 0$  en la expresión (6.32),

$$PS_{div-pol}(dB) = 10 \log \left( \frac{1}{4} \frac{(a_S a_{OL})^2 + (b_S b_{OL})^2}{[(a_S a_{OL})^2 - (b_S b_{OL})^2]^2 \sin^2 \theta_{OL} \cos^2 \theta_{OL}} \right) \quad (6.40)$$



Para un óptimo ángulo de proyección del OL ( $\theta_{OL} = 45^\circ$ ) y asumiendo pérdidas de inserción nulas ( $IL(dB) = 0$ ), se resuelve la siguiente matriz  $\overline{M}_{RX}$  y su penalización en sensibilidad,

$$\overline{M}_{RX} = \frac{1}{\sqrt{(1 + ER_S)(1 + ER_{LO})}} \begin{bmatrix} \sqrt{ER_S ER_{LO}} & 1 \\ 1 & \sqrt{ER_S ER_{LO}} \end{bmatrix} \quad (6.41)$$

$$PS_{div-pol}(dB) = 10 \log \left( \frac{(1 + ER_S)(1 + ER_{LO})(1 + ER_S ER_{LO})}{(1 - ER_S ER_{LO})^2} \right)$$

donde se ha distinguido entre las relaciones de extinción de los PBS en el camino de señal y OL mediante  $ER_S$  y  $ER_{LO}$ , respectivamente.

La Tabla 6.2 muestra la estimación numérica de la penalización en sensibilidad en función de la relación de extinción (ER) de los PBS presentes en cada esquema ( $ER_S = ER_{LO}$  para el esquema ‘PBS+PBS’). Sus valores se ajustan correctamente, atendiendo a la simulación, a la probabilidad de error representada en las Fig. 6.9(a) y Fig. 6.9(b) para los esquemas ‘PBS+PBS’ y ‘PBS+BS’, respectivamente. Se ha considerado ahí una potencia de OL de 20 dBm y 5 dBm para verificar, con independencia del valor de OL, la validez de la estimación en un receptor limitado por ruido *shot* o térmico, respectivamente. La operación se ha realizado en el extremo de la banda-C, con una implementación nominal de los híbridos a  $90^\circ$  (Caso I) y un algoritmo digital de demultiplexión en polarización ‘CMA-Blind’. La Fig. 6.10(a) muestra igualmente la correcta estimación teórica de la Tabla 6.2, al introducir ahora el ruido AWGN del canal (ruido ASE) y resolver numéricamente la reducción en sensibilidad para una máxima penalización en la OSNR de 2 dB como referencia. Se constata en cualquier caso, como era de esperar, que el esquema ‘PBS+BS’ presenta intrínsecamente una penalización en la sensibilidad de 3 dB respecto al ‘PBS+PBS’. Esto es debido a la reducción en 3 dB que experimenta el OL en cada una de las salidas del ‘BS’ y que, en consecuencia, se traslada a la potencia de señal demodulada en cada componente de polarización. La Fig. 6.10(b) resume los anteriores resultados, representando la penalización en sensibilidad respecto a una implementación ideal de la red de diversidad de polarización (‘PBS+PBS’ con ER infinito), bajo los algoritmos digitales ‘CMA-Blind’ y ‘LMS-Training’.

ER (dB)		8	12	16	20	30
$PS_{div-pol}(dB)$	‘PBS+PBS’	1.6	0.6	0.25	0.09	0.01
	‘PBS+BS’	5.8	4.1	3.5	3.18	3.02

Tabla 6.2 Estimación teórica de la penalización en sensibilidad respecto al ER de los esquemas ‘PBS+PBS’ y ‘PBS+BS’.



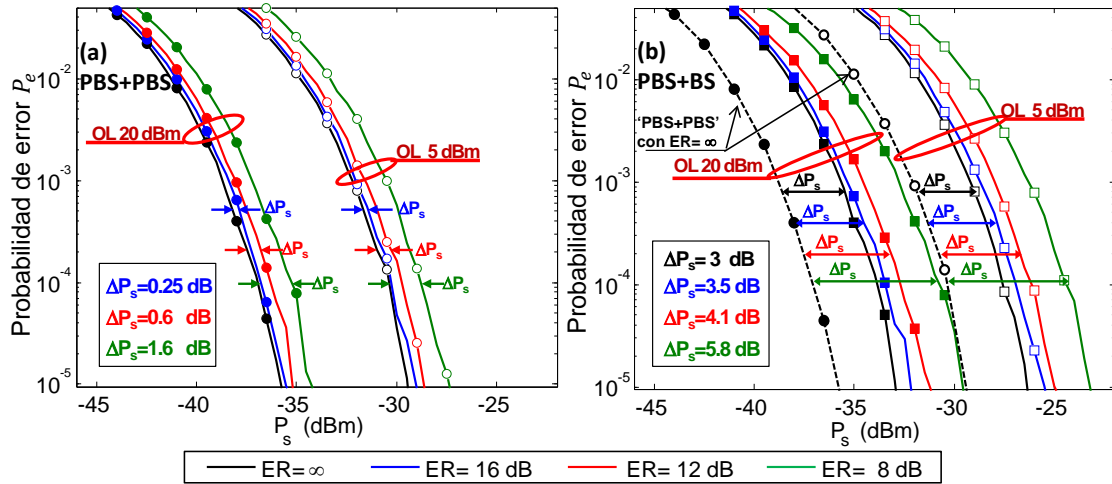


Fig. 6.9 Estimación numérica de la penalización en sensibilidad  $\Delta P_s$  mediante la evolución de la probabilidad de error respecto a la potencia de señal en función del ER de los esquemas (a) 'PBS+PBS' (b) 'PBS+BS'.

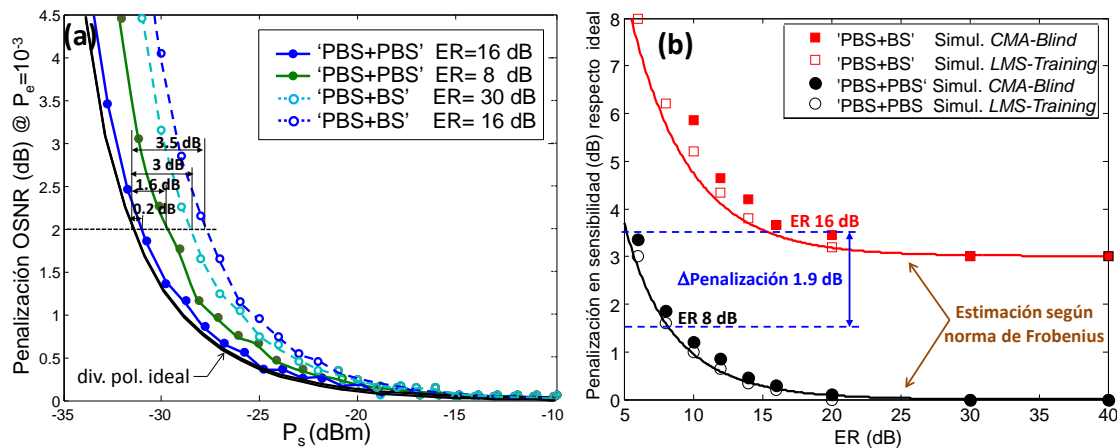


Fig. 6.10 (a) Estimación de la penalización en sensibilidad  $\Delta P_s$  mediante la penalización de la OSNR (b) evolución de la penalización en sensibilidad respecto al ER superpuesta a estimación teórica  $PS_{div-pol}(dB)$  según la norma de Frobenius.

La estimación teórica de la penalización en sensibilidad, según el ángulo de proyección del OL ( $\theta_{OL}$ ) y el ER, se representan con tono grisáceo en las curvas de contorno de las Fig. 6.11(a) y Fig. 6.12(a) para los esquemas 'PBS+PBS' y 'PBS+BS', respectivamente. Los resultados numéricos (híbrido nominal a la longitud de onda de diseño y algoritmo 'LMS-Training') se muestran superpuestos. Junto a cada gráfica de contorno, Fig. 6.11(b) y Fig. 6.12(b), se representa alternativamente la reducción en sensibilidad respecto a  $\theta_{OL}$  en función del ER (nuevamente se superponen los resultados numéricos a la estimación teórica en trazo continuo). Se aprecia en cualquier caso que la penalización por un error en el alineamiento del OL es, para un elevado ER, el mismo para ambos esquemas, debiendo limitarse a  $|\theta_{OL} - 45^\circ| < 10^\circ$  para una reducida penalización de 0.5 dB.

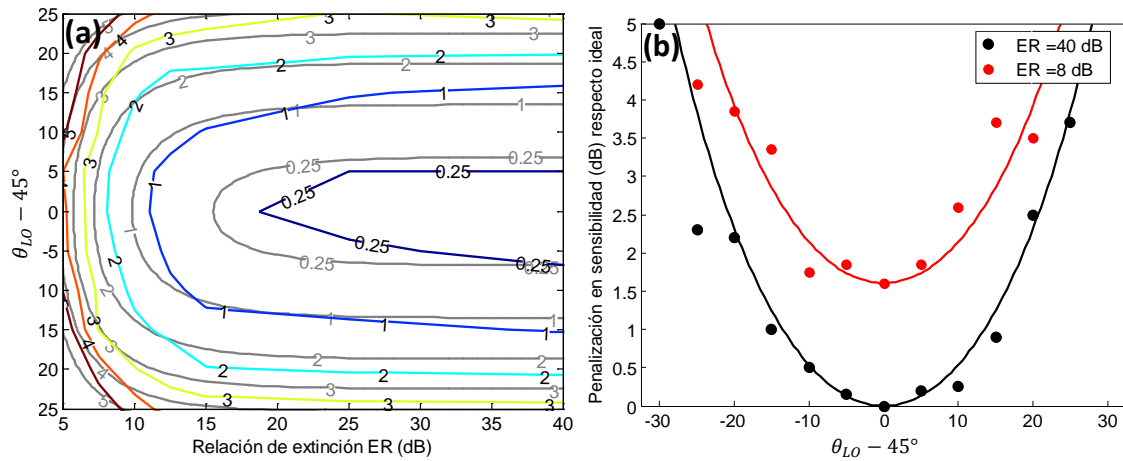


Fig. 6.11. Esquema 'PBS+PBS'. (a) Penalización en sensibilidad según la norma de Frobenius superpuesto a los resultados numéricos (b) efecto del ángulo de proyección del OL.

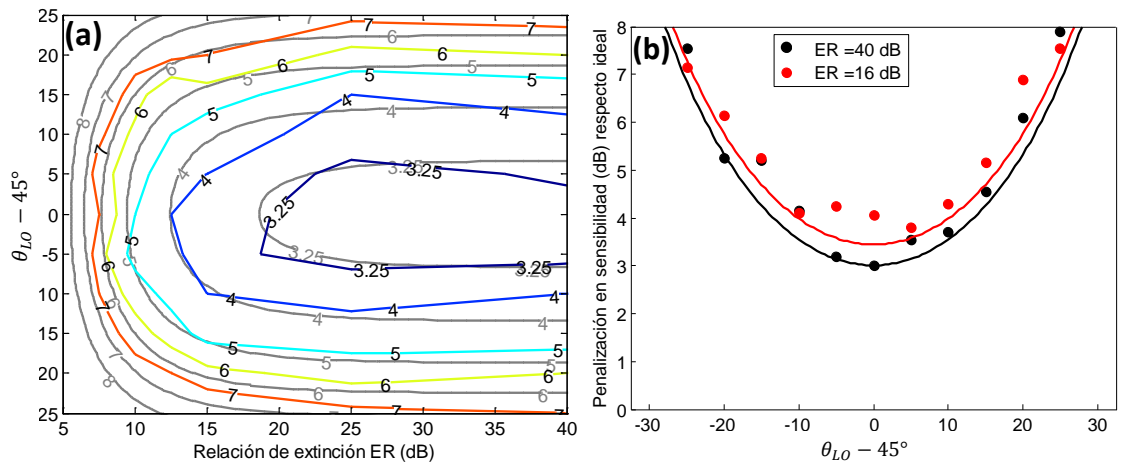


Fig. 6.12. Esquema 'PBS+BS'. (a) Penalización en sensibilidad según la norma de Frobenius superpuesto a los resultados numéricos (b) efecto del ángulo de proyección del OL.

El número de condición de segundo orden  $K_2(dB)$  permite evaluar el condicionamiento de la matriz del DP-DIQ,  $\overline{M_{RX}}$ , siendo de utilidad aquí por su relación directa con el tiempo de convergencia en los algoritmos de gradiente estocástico implementados en el DSP para la demultiplexación en polarización. La dependencia de  $K_2(dB)$  con las imperfecciones en la red de diversidad de polarización, finito ER de los PBS o error en el alineamiento del OL, se representa en las figuras de contorno Fig. 6.13(a) y Fig. 6.13(b) para los esquemas 'PBS+PBS' y 'PBS+BS', respectivamente. Es fácil comprobar que para un ángulo de proyección del OL ideal ( $\theta_{OL} = 45^\circ$ ) se puede resolver analíticamente  $K_2(dB)$  según (6.39), resultando

$$K_2(dB)|_{\theta_{OL}=45^\circ} = 20 \log \frac{a_S a_{LO} + b_S b_{LO}}{a_S a_{LO} - b_S b_{LO}} \quad (6.42)$$

En ausencia de pérdidas de inserción, podrá expresarse directamente en función de las relaciones de extinción de los PBS en el camino de señal y OL,  $ER_S$  y  $ER_{LO}$ , como

$$K_2(dB)|_{\theta_{OL}=45^\circ} = 20 \log \frac{\sqrt{ER_S ER_{LO}} + 1}{\sqrt{ER_S ER_{LO}} - 1} \quad (6.43)$$

La Fig. 6.14(a) muestra esta dependencia teórica del número de condición  $K_2(dB)$  con el ER de cada esquema ( $ER_S = ER_{LO}$ , para el 'PBS+PBS'). Se observa que para una implementación ideal (ER infinito), se obtiene en ambos esquemas un condicionamiento ideal ( $K_2(dB) = 0$ ), confirmando que ésta no es una métrica apropiada para estimar la penalización en sensibilidad del receptor. Por su parte, la Fig. 6.14(b) muestra para cada esquema la dependencia respecto a  $K_2(dB)$  del tiempo de convergencia normalizado por el de una implementación ideal ('PBS+PBS' con ER infinito y  $\mu=0.001$ ). Estos resultados, obtenidos numéricamente al operar en el extremo de la banda C con un diseño nominal del híbrido a  $90^\circ$  (Caso I) y aplicación del algoritmo 'CMA-Blind', confirman que los receptores con un idéntico número de condición  $K_2(dB)$  requerirán un mismo tiempo de convergencia (lógicamente mayor o menor según el parámetro de convergencia disminuya o aumente, respectivamente). Atendiendo a ambas figuras se constata lo que se puede deducir numéricamente de la expresión (6.43), que el único PBS del esquema 'PBS+BS' deberá poseer el doble de relación de extinción (en dB) que los del esquema 'PBS+PBS' para, logrando un mismo número de condición, resolver la demultiplexación en polarización a una misma velocidad.

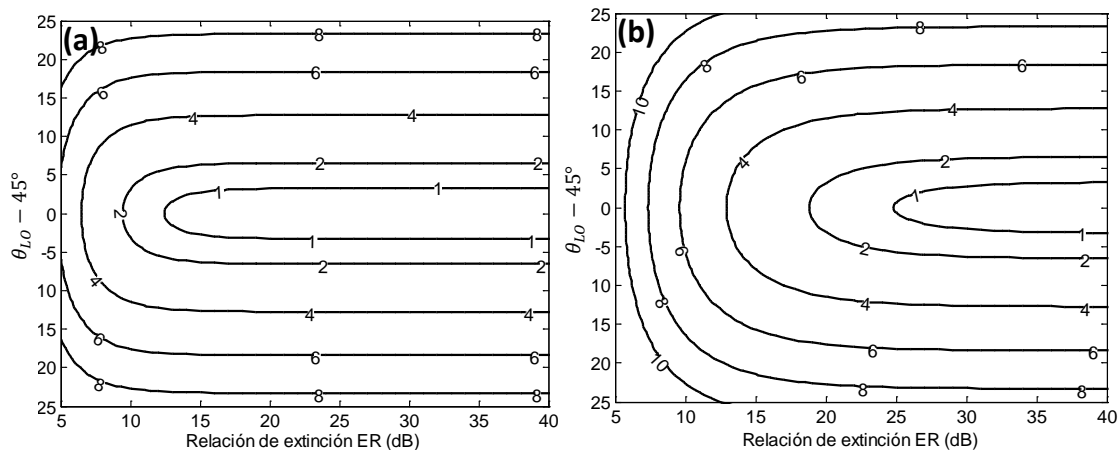


Fig. 6.13 Curva de contorno de la variación del número de condición de segundo orden  $K_2(dB)$  con el error de alineamiento del OL y el ER de los PBS (a) esquema 'PBS+PBS' (b) esquema 'PBS+BS'.

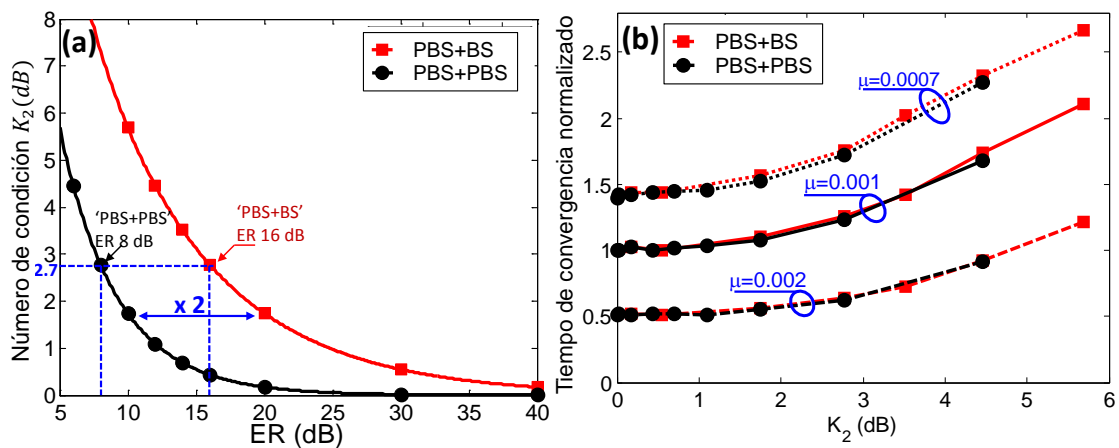


Fig. 6.14 Relación entre el número de condición  $K_2$ (dB) para cada esquema de diversidad de polarización en función de (a) ER (b) tiempo de convergencia normalizado.

Esta perspectiva global del receptor coherente digital, que aúna al DP-DIQ y al necesario procesado digital de señal posterior (véase Fig. 6.1), permite realizar interesantes apreciaciones coincidentes con las sencillas métricas aquí presentadas. Por una parte, para las relaciones de extinción requeridas habitualmente en el diseño de los PBS ( $ER > 16 \text{ dB}$ ) se obtienen ciertamente mínimas penalizaciones en la sensibilidad ( $PS < 0.5 \text{ dB}$ ) y en los tiempos de convergencia (incrementos menores del 25% respecto ideal) con independencia del esquema. Sin embargo, la Fig. 6.10(b) permite contemplar penalizaciones razonables con PBS de relaciones de extinción fácilmente abordables en su integración monolítica. Además, la mejora en sensibilidad de 3 dB del esquema 'PBS+PBS' permitirá, por ejemplo, que un  $ER = 8 \text{ dB}$  logre un incremento en sensibilidad de 1.9 dB respecto al esquema 'PBS+BS' con  $ER = 16 \text{ dB}$ , manteniendo, incluso, un mismo tiempo de convergencia en los algoritmos digitales de demultiplexión en polarización.

### **Penalización en la sensibilidad por desbalances del downconverter I/Q simple**

Los anteriores resultados numéricos verifican la validez de las expresiones analíticas para cuantificar la penalización en sensibilidad del receptor completo,  $PS_{div-pol}(dB)$ , cuando la red de diversidad de fase es ideal o cuasi-ideal (diseño nominal del híbrido bajo operación en banda-C). Los desbalances en fase y amplitud que pudieran producirse en los DIQ (por errores en fabricación respecto diseño nominal o producidos por trabajar en los extremos de la banda de operación) serán responsables de una distorsión lineal en la constelación que podrá ecualizarse bajo los tradicionales algoritmos de ortogonalización en el procesado digital de la señal (por ej. GSOP). Sin embargo, la corrección de estos desbalances, tal y como se resolvió analíticamente bajo determinadas consideraciones en los puntos 5.2.3 y 6.3.2, conlleva una

penalización en la sensibilidad  $PS_{GSOP}(dB)$  descrita por (5.27) ó (6.36) (según sea la definición de los parámetros de *scattering* del híbrido a  $90^\circ$ ). La penalización en sensibilidad total  $PS(dB)$  corresponderá ahora a la suma de  $PS_{GSOP}(dB)$  con la producida por imperfecciones en la red de diversidad de polarización, de tal modo que, según (6.38), se obtiene  $PS(dB) = PS_{GSOP}(dB) + PS_{div-pol}(dB)$ . La validez de esta expresión se verifica numéricamente a continuación para un ajuste ideal  $\theta_{OL} = 45^\circ$  del ángulo de proyección del OL. En la Fig. 6.15 se observa, para cada uno de los escenarios de fabricación descritos en la Tabla 6.1, una razonable similitud entre los resultados numéricos y los predichos teóricamente en cada caso.

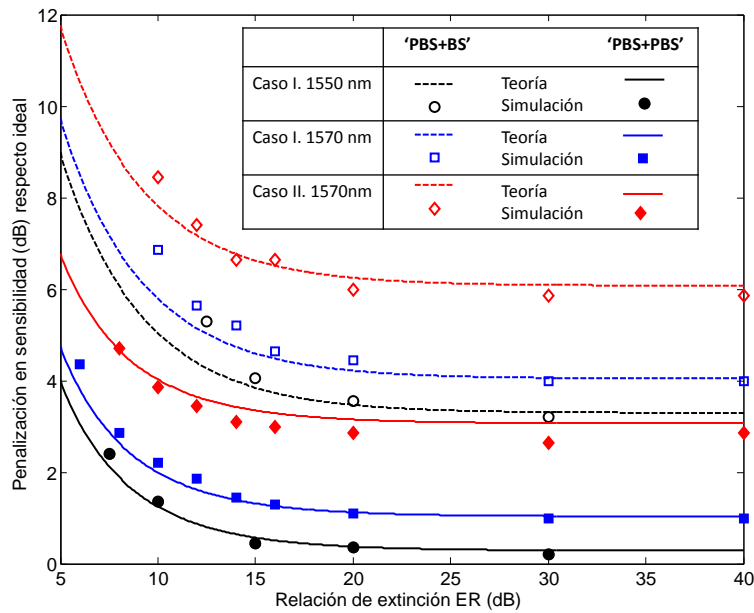


Fig. 6.15. Penalización en sensibilidad respecto a un receptor ideal (con red de diversidad en polarización y fase ideal) en función del ER de los PBS para distintos escenarios de fabricación (Caso I/Caso II).

Una comprobación similar a la de la anterior figura puede hacerse en las Fig. 6.16 y Fig. 6.17, donde se representan las curvas de contorno de la penalización en sensibilidad (sobre la estimación teórica, de tono grisáceo, se superponen los resultados numéricos) en función de los desbalances de fase y amplitud de la descripción simplificada del DIQ simple de (4.14). La Fig. 6.16 corresponde a un receptor con esquema con diversidad de polarización 'PBS+PBS' donde, para un  $ER = 8 dB$ , se confirma la penalización adicional de 1.6 dB respecto a un  $ER = 40 dB$  (prácticamente ideal) indicada en la Fig. 6.10(b). Los resultados para el esquema 'PBS+BS' se representan en la Fig. 6.17, para un  $ER = 12.5 dB$  se esperará ahora según la Fig. 6.10(b) una penalización adicional de 1 dB respecto a un  $ER = 40 dB$  (prácticamente ideal). Una importante consideración, común a ambos

esquemas, es que los requisitos para el DIQ propuestos por el OIF [11], consistentes en un máximo desbalanceo en fase ( $\phi_{PE} < 5^\circ$ ) y amplitud ( $CMRR_S < -20$  dB), ocasionan una reducida penalización en la sensibilidad (menor de 0.9 dB). No obstante, tal y como se aprecia en las figuras, al asumir un incremento del error de fase de hasta  $\phi_{PE} = 15^\circ$  se producirá una penalización sólo ligeramente superior, de aproximadamente 1 dB, posibilitando una reducción de costes mediante la relajación de los requisitos de fabricación.

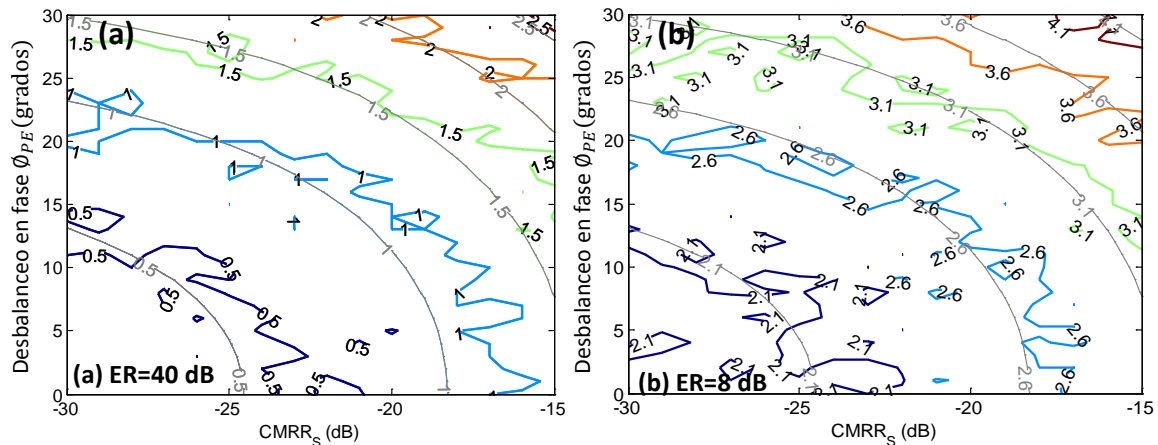


Fig. 6.16 Esquema 'PBS+PBS', curva de contorno de la penalización en sensibilidad respecto a un receptor ideal (en gris estimación teórica) (a) ER=40 dB (b) ER=8 dB.

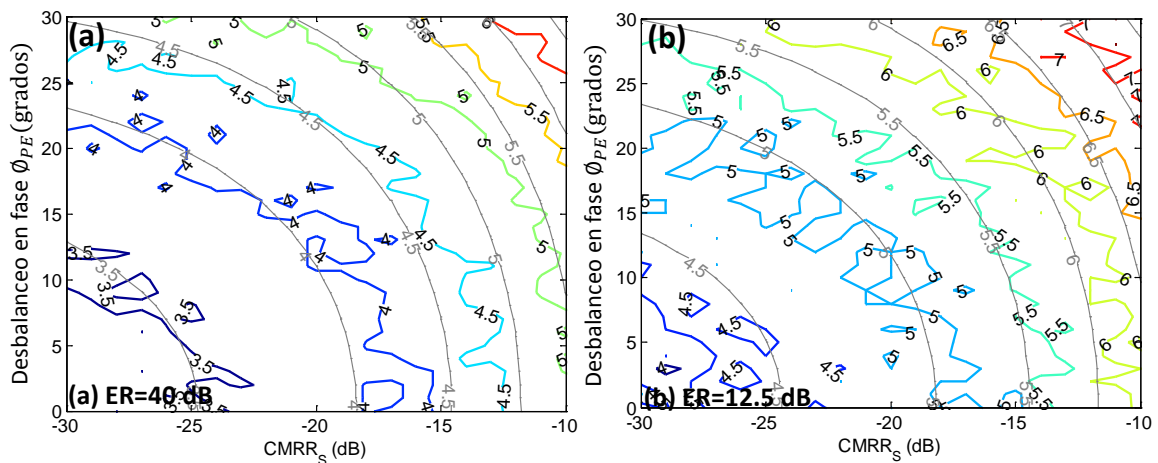


Fig. 6.17 Esquema 'PBS+BS', curva de contorno de la penalización en sensibilidad respecto a un receptor ideal (en gris estimación teórica) (a) ER=40 dB (b) ER=12.5 dB.

## 6.6. Evaluación de esquema asistido en fase 'PBSless'

La principal ventaja de un adecuado diseño de la red de distribución de señales asistida en fase es la posibilidad de prescindir de los divisores de polarización que dificultan la integración monolítica de la red de diversidad de polarización con los DIQ

simples. Para estudiar este aspecto se particularizará su matriz conjunta  $\overline{\overline{M}}_{RX}$ , descrita por la expresión (6.31), con los valores que resultan al sustituir los divisores de polarización por simples divisores de potencia  $\{a_s = b_s = a_{LO} = b_{LO} = 1/\sqrt{2}\}$ .

$$\overline{\overline{M}}_{RX} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{OL} e^{j\phi_x^A} & \text{sen } \theta_{OL} e^{j\phi_y^A} \\ \cos \theta_{OL} e^{j\phi_x^B} & \text{sen } \theta_{OL} e^{j\phi_y^B} \end{bmatrix} \quad (6.44)$$

La penalización en sensibilidad estimada con la norma de Frobenius coincide, lógicamente, con la particularización en la expresión (6.32) de las anteriores simplificaciones,

$$PS_{div-pol}(dB) = 10 \log \frac{\left\| \overline{\overline{M}}_{RX}^{-1} \right\|_F^2}{\left\| \overline{\overline{M}}_{RX ideal}^{-1} \right\|_F^2} = 10 \log \left( \frac{2}{|1 - e^{j\phi_D}|^2 \text{sen}^2 \theta_{LO} \text{cos}^2 \theta_{LO}} \right) \quad (6.45)$$

donde el desfase diferencial  $\phi_D$  corresponde a la relación de desfases entre las guías de entrada descrito en (6.33), pudiendo expresarse equivalentemente como el desfase diferencial entre las polarizaciones de las guías de cada rama,

$$\phi_D = (\Delta\phi_s^A - \Delta\phi_L^A) - (\Delta\phi_s^B - \Delta\phi_L^B); \quad (6.46)$$

$$\Delta\phi_s^A = \phi_{sx}^A - \phi_{sy}^A; \Delta\phi_s^B = \phi_{sx}^B - \phi_{sy}^B; \Delta\phi_L^A = \phi_{Lx}^A - \phi_{Ly}^A; \Delta\phi_L^B = \phi_{Lx}^B - \phi_{Ly}^B \quad (6.47)$$

Esta descripción alternativa de  $\phi_D$  permite concebir la red de distribución asistida en fase diseñando óptimamente la longitud de las guías de acceso de señal y OL a cada uno de los DIQ. Asimismo, la propia relación diferencial de (6.46) permite justificar la robustez del valor  $\phi_D$  ante la variación de la birrefringencia de las guías con la longitud de onda, errores de fabricación o variación con la temperatura. Estos detalles de implementación y sensibilidad caen fuera del objetivo de esta Tesis, pudiéndose encontrar ampliados en [33, 177].

Para un ángulo óptimo del proyección del OL y una red distribución de señales asistida en fase ideal, según la condición A y B.(2) del apartado 6.3.1, se obtendrá idealmente una matriz (por ej. asumiendo todos desfases nulos salvo  $\phi_{Ly}^B = 180^\circ$ )

$$\overline{\overline{M}}_{RX} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (6.48)$$

que, en consecuencia, estará óptimamente condicionada ( $K_2(dB) = 0$ ) y con una mínima penalización. Esta mínima penalización será de 3 dB, puesto que al igual que sucede con el esquema 'PBS+BS', el divisor de potencia reduce a la mitad la potencia del OL empleado en la demodulación de las componentes de señal en cada DIQ. Es



por este motivo que este esquema se perfila como interesante alternativa al esquema ‘PBS+BS’ en tanto que, con unas equivalentes prestaciones, posibilita la integración monolítica del DP-DIQ.

En consonancia con los resultados mostrados en el anterior apartado para esquemas de diversidad de polarización basados en PBS, se muestra en las Fig. 6.18(a) y Fig. 6.18(b) las gráficas de contorno de la estimación analítica de las figuras de mérito basadas en la norma de Frobenius y número de condición de segundo orden  $K_2(dB)$ , respectivamente. En la Fig. 6.18(a) se observa la correspondencia con los resultados numéricos (trazo coloreado) obtenidos para un híbrido nominal a la longitud de onda de diseño y el algoritmo ‘LMS-Training’.

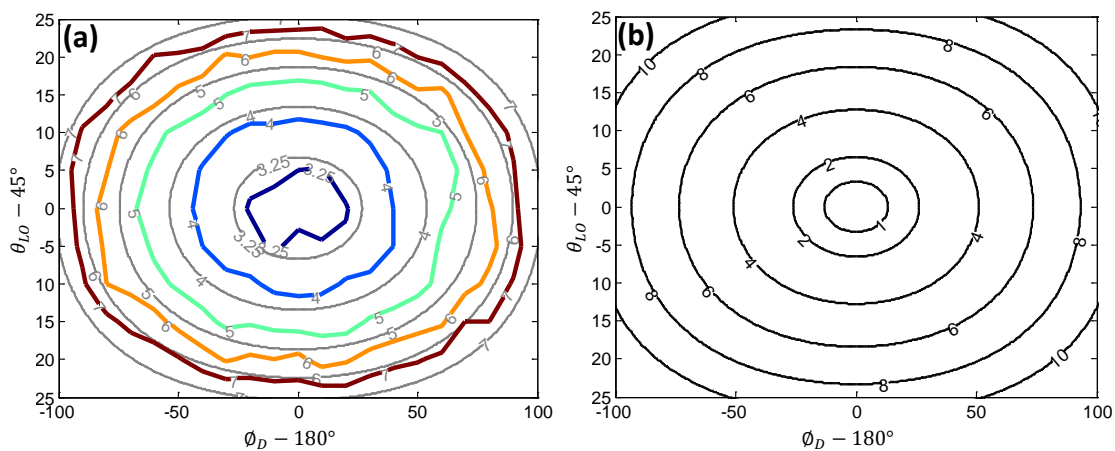


Fig. 6.18 Curva de contorno para el esquema ‘PBSless’ en función del error de alineamiento del OL y error de desfase en red distribución  $\phi_D$  para (a) penalización en sensibilidad superpuesta a estimación teórica (trazo grisáceo) (b) número de condición de segundo orden  $K_2(dB)$ .

La representación de la penalización en sensibilidad respecto al ángulo de proyección  $\theta_{OL}$  del OL en la Fig. 6.19(a) (para  $\phi_D = 180^\circ$ ), permite constatar un comportamiento idéntico al del esquema ‘PBS+BS’. Atendiendo en la Fig. 6.19(b) a la dependencia con  $\phi_D$  (bajo  $\theta_{OL} = 45^\circ$ ), se observa la robustez de este esquema ante errores en el cumplimiento de la condición B.2 del apartado 6.3.1, así para valores  $|\phi_D - 180^\circ| < 40^\circ$  (razonables para la tecnología de fabricación [33]), se obtiene una penalización en sensibilidad menor de 0.5 dB . Precisamente, para esos valores, la penalización en sensibilidad y los tiempos de convergencia serán menores que los obtenidos bajo una relación de extinción razonablemente buena ( $ER = 16 dB$ ) del esquema ‘PBS+BS’, como se observa en la Fig. 6.10(b) y se razonará en la Fig. 6.20(b) presentada a continuación.



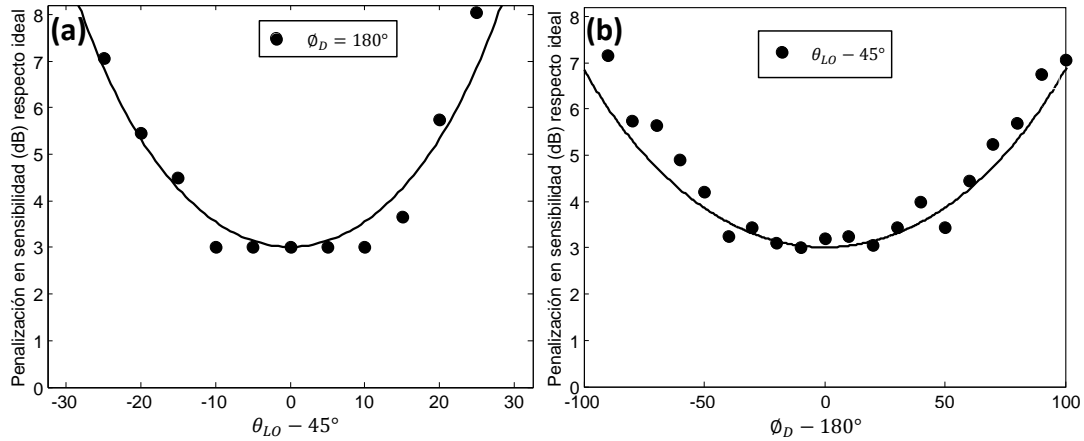


Fig. 6.19 Esquema 'PBSless', penalización en sensibilidad teórica superpuesta a resultados numéricos respecto: (a) error ángulo proyección OL (b) error desfase  $\phi_D$ .

La información suministrada por el número de condición de segundo orden  $K_2(dB)$  al respecto de los tiempos de convergencia mantiene, también para este esquema, la generalidad mostrada anteriormente para los esquemas 'PBS+BS' y 'PBS+PBS', tal y como puede apreciarse en la Fig. 6.20(a) bajo unas mismas consideraciones (híbrido nominal en el extremo de la banda-C y algoritmo 'CMA-Blind' con parámetro de convergencia  $\mu=0.001$ ). Se podrá proceder entonces a comparar en Fig. 6.20(b) la relación entre el esquema 'PBS+BS', atendiendo al ER de su único PBS, y el esquema 'PBSless', atendiendo al error en  $\phi_D$ , para la obtención de un mismo tiempo de convergencia. De este modo, se aprecia la coincidencia entre los resultados numéricos y la estimación teórica de la expresión  $K_2(dB)$ , observándose la correspondencia señalada anteriormente entre  $|\phi_D - 180^\circ| = 40^\circ$  del esquema 'PBSless' y un  $ER = 16 dB$  del esquema 'PBS+BS'.

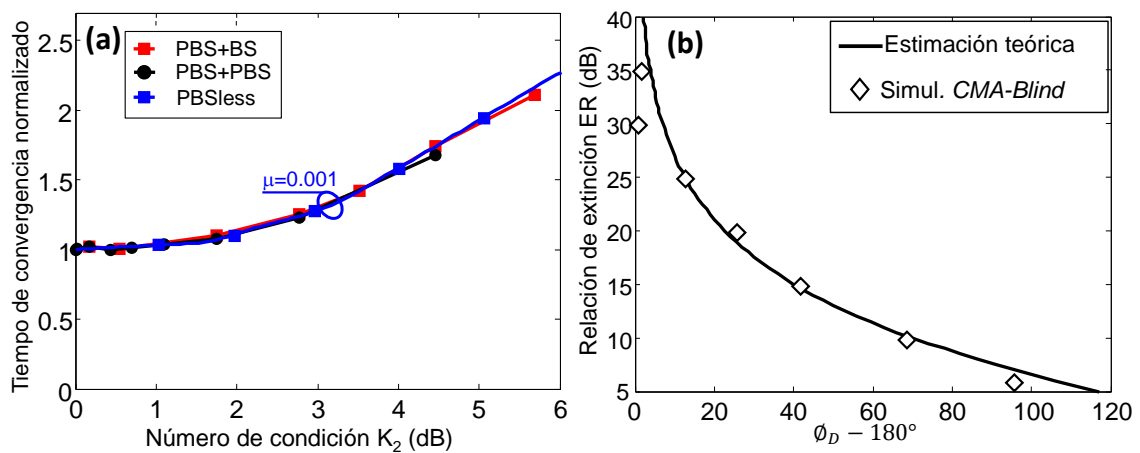


Fig. 6.20 Esquema 'PBSless' (a) relación tiempo convergencia normalizado con el número de condición  $K_2(dB)$  respecto a restantes esquemas (b) relación entre el error en el desfase  $\phi_D$  y el ER del PBS del esquema 'PBS+BS'.

**Penalización en la sensibilidad por desbalanceos del downconverter I/Q simple**

Finalmente, se muestra en la Fig. 6.21 la validación numérica de la expresión (6.38) para la resolución de la penalización en sensibilidad del DP-DIQ como suma de la penalización infringida por la red de diversidad de polarización de este esquema ‘PBSless’, según (6.45), y los desbalanceos del DIQ, según (6.36). La Fig. 6.21(a) representa la penalización en sensibilidad al considerar únicamente desbalanceos en el DIQ simple. La Fig. 6.21(b) considera adicionalmente en la red de diversidad de polarización un error en el desfase diferencial  $|\varphi_D - 180^\circ| = 53^\circ$  que, de acuerdo a la Fig. 6.19(b), ocasionará una penalización adicional de 1 dB.

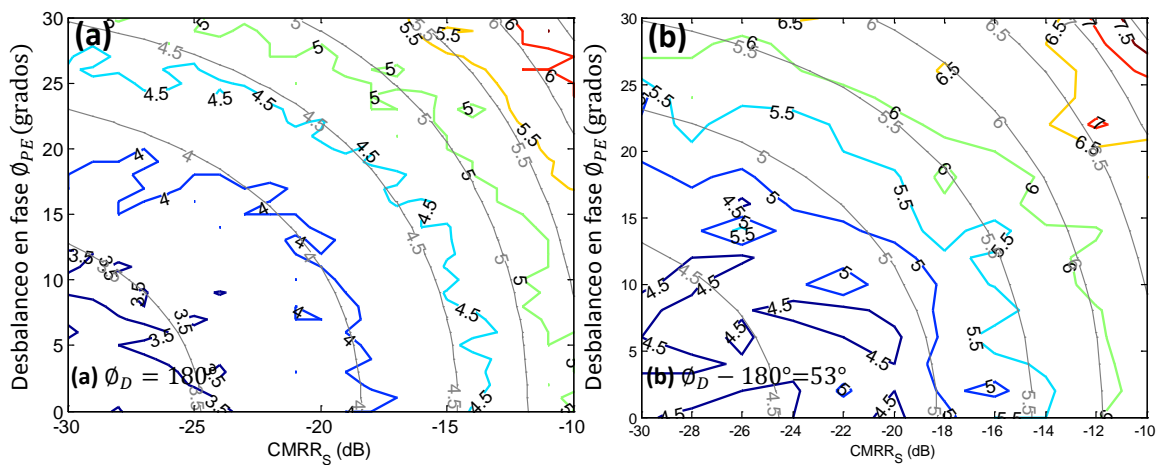


Fig. 6.21 Esquema ‘PBSless’, curva de contorno de la penalización en sensibilidad respecto al receptor ideal (en gris estimación teórica) (a) sin error de desfase ( $\varphi_D = 180^\circ$ ) (b) error en el desfase diferencial ( $\varphi_D - 180^\circ = 53^\circ$ ).

**6.7. Conclusiones.**

En este capítulo se ha presentado y validado numéricamente una métrica, basada en la norma de Frobenius de la caracterización matricial del *downconverter* con diversidad de polarización, que estima la incidencia de una implementación no-ideal en la penalización en sensibilidad del receptor coherente digital completo. Esta métrica define, por lo tanto, un preciso interfaz para el *hardware* del receptor óptico, sin tener que considerar los algoritmos de procesamiento digital posteriores. En concreto, se ha verificado la mejora en sensibilidad de 3 dB del receptor con diversidad de polarización basado en el esquema ‘PBS+PBS’ frente al esquema ‘PBS+BS’. Más aún, se ha constatado que la arquitectura ‘PBS+PBS’ necesitará PBS con relaciones de extinción del orden de 10 dB, razonables de acuerdo a la actual tecnología óptica integrada, para lograr una penalización en sensibilidad asumible.

Además, se ha verificado numéricamente la utilidad del número de condición de segundo orden, sobre la misma matriz del DP-DIQ, para estimar y comparar los tiempos de convergencia de los tradicionales algoritmos digitales de demultiplexación en polarización. En este sentido, se ha obtenido que el único PBS del esquema 'PBS+BS' necesitará, respecto a los PBS del esquema 'PBS+PBS', el doble de relación de extinción (en dB) para resolver a una misma velocidad la demultiplexación en polarización.

Frente a los anteriores esquemas especificados por el OIF para la implementación de la red de diversidad de polarización del receptor coherente digital, se ha verificado también la validez de estas métricas en la evaluación numérica de un novedoso esquema 'PBSless' recientemente planteado [33, 177]. En él, mediante un adecuado diseño de la red de distribución asistida en fase previa a los *downconverters* I/Q, podrá obtenerse una red de diversidad de polarización sin PBSs que facilitará la integración monolítica del receptor. Se ha concluido su similitud con el esquema 'PBS+BS' y una tolerancia a imperfecciones en su implementación que, se espera, posibilite su próxima implementación monolíticamente integrada real [184].



# Capítulo 7. Conclusiones y líneas futuras

## 7.1. Conclusiones

El nexo común al trabajo desarrollado en esta Tesis es el modelado y simulación de sistemas de comunicación por fibra óptica de altas prestaciones. Por un lado, se ha profundizado en la caracterización analítica y evaluación numérica de la penalización debida a un modelo no-ideal del canal y del receptor y, por otro lado, se han propuesto nuevos de esquemas de recepción para formatos avanzados de modulación. Las conclusiones más relevantes son las siguientes:

1.- Se ha desarrollado una herramienta numérica para la simulación de sistemas de transmisión multicanal sobre fibra óptica y amplificación EDFA. Sobre ella se han implementado distintos formatos de modulación, esquemas de detección directa y de recepción coherente digital con los algoritmos habituales de su DSP. Tras su adecuada verificación, nuestro grupo dispone como resultado de una herramienta propia, potente y flexible para el estudio de los sistemas de comunicaciones ópticas tradicionales y coherentes, que ha mostrado su importancia en la participación en distintos proyectos y en el trabajo desarrollado en esta Tesis.

2.- Evaluación numérica de una transmisión multicanal sobre la actual infraestructura óptica troncal europea. Se ha contemplado la transmisión de un régimen binario por canal de 40 Gbps, sobre un sistema IM/DD, y de 100 Gbps, bajo modulación QPSK y detección directa interferométrica o recepción coherente digital. El escenario realista de referencia para esta transmisión a 40 Gbps y 100 Gbps fue definido, en cada caso, en colaboración con el actual AIPT (Aston Institute of Photonic Technologies) y Telefónica, respectivamente. Los resultados confirman la reducida tolerancia a la dispersión del canal del esquema IM/DD para regímenes binarios superiores a 10 Gbps. La consecución de 100 Gbps requiere de formatos avanzados de modulación, como el PM-QPSK, en los que su reducida velocidad de símbolo compatibiliza una

mayor tolerancia a la dispersión con una menor anchura espectral que posibilita la transmisión multicanal sobre la rejilla de 50 GHz. La aplicación del esquema de detección directa interferométrica bajo modulación diferencial requiere un control preciso de las fibras y un cuidado diseño del sistema para reducir la dispersión acumulada en el enlace. Como consecuencia de su bajo coste y limitado alcance, en la práctica menor de 1000 km, es recomendable para redes metropolitanas y troncales de dimensión media. Por el contrario, el receptor coherente digital posibilita la recepción 'colorless', la compatibilidad con modulaciones M-QAM y la ecualización dinámica de los efectos dispersivos del canal. Estas características posicionan en la actualidad a este esquema de recepción como solución idónea para superar los 100 Gbps por canal en la gradual actualización de las redes troncales y de largo alcance.

3.- Para un receptor coherente convencional se ha identificado analíticamente el efecto de las imperfecciones del *downconverter* en la distorsión no-lineal de la constelación IQ demodulada en dos escenarios diferentes: (i) en presencia de una demultiplexión o selección óptica previa del canal (recepción de un único canal), ésta será causada por la superposición de la componente de detección directa del canal demodulado; (ii) cuando se prescindiera del filtrado óptico para una recepción 'colorless', de interés en redes reconfigurables, se producirá una interferencia adicional por las componentes de detección directa de los restantes canales coincidentes.

4.- Para el primer escenario del punto anterior, se verifica numéricamente que una implementación monolíticamente integrada realista del *downconverter* convencional presentará una importante limitación en el rango dinámico y ancho de banda de operación, especialmente para formatos de modulación M-QAM de orden elevado (64-256 QAM). Para superar esta limitación se propone un *downconverter* basado en un acoplador a 120°. Se ha constatado numéricamente la cancelación digital de la distorsión no-lineal en la constelación IQ demodulada causada por los desbalances del receptor. Este comportamiento se extiende a los extremos de la banda de operación, aún bajo la introducción de tolerancias realistas de fabricación. Así pues, esta propuesta es una interesante alternativa al receptor convencional, posibilitando además una importante reducción de costes al relajarse sus requisitos de fabricación.

5.- Bajo una recepción 'colorless', se constata numéricamente el reducido rango dinámico del esquema convencional para la recepción de múltiples canales con modulación 16-QAM. Las dos propuestas de recepción multipuerto, basadas en un *downconverter* a 120° ó a 90° calibrados con un circuito analógico de recuperación IQ, mostrarán un elevado CMRR en la banda de trabajo. Como consecuencia del consiguiente rechazo a la interferencia de los canales colindantes, lograrán un mayor

rango dinámico y ancho de banda de operación. Es de destacar que, en colaboración con el HHI, se evaluó la operación 'colorless' en toda la banda C+L de un downconverter a 120° monolíticamente integrado que mostró experimentalmente un CMRR superior a 26 dB. Se podrá prescindir así, en cualquiera de las anteriores propuestas, de la integración de un VOA que, para el control de nivel de la señal de entrada, recomienda el OIF para el receptor convencional.

6.- Las imperfecciones en la implementación del receptor coherente digital inducirán una penalización en su sensibilidad. Para facilitar su estimación se ha propuesto una métrica, basada en la norma de Frobenius de la caracterización matricial del *hardware* del receptor, que evita la evaluación numérica o experimental del receptor con los necesarios algoritmos de procesamiento digital posteriores. Su validez se ha verificado numéricamente atendiendo a las imperfecciones de los PBS en los esquemas de diversidad de polarización habituales contemplados por el OIF y, adicionalmente, para un esquema sin PBS recientemente propuesto. De este modo, al fijar una máxima penalización admisible, se han resuelto por primera vez las especificaciones de diseño de los componentes de la red de diversidad de polarización. De especial interés son las conclusiones relativas al ER que es necesario exigir a los PBS en la red de diversidad de polarización. Se muestra que, si se utiliza un esquema 'PBS+PBS' no es necesario exigir a los PBS los elevados valores que típicamente aparecen en la literatura. Por el contrario, valores de ER de 10 dB son suficientes para que la penalización sea asumible. Esto abre interesantes perspectivas para el diseño de receptores coherentes monolíticamente integrados

## 7.2. Líneas futuras

Como líneas futuras de investigación y desarrollo del trabajo realizado en esta Tesis se proponen:

1.- Esquema de recepción directa para modulaciones *star-QAM* en redes metropolitanas. La simplicidad y reducido coste de los esquemas de detección directa deberá encontrar su campo de aplicación frente a los más eficientes, pero a la vez costosos, esquemas de recepción coherente digital. Si bien estos últimos están ciertamente llamados a protagonizar por sus prestaciones la progresiva actualización a 100 Gbps de enlaces de larga distancia y redes troncales, se podrán dar escenarios de red en los que pueda interesar optar por los primeros. Así, en redes troncales de menor cobertura o en redes metropolitanas (sometidas a un mayor crecimiento de tráfico [3]), podrá interesar a medio plazo contemplar la transmisión a 100 Gbps con

sencillos esquemas de detección directa interferométrica. Frente a la opción con diversidad de polarización planteada en el Capítulo 3, convendría realizar simulaciones de sistema con el receptor mostrado en la Fig. 7.1(a). La rama superior posibilitará la detección de intensidad óptica mientras que las ramas inferiores posibilitarán la detección de la fase diferencial de señal  $\Delta\theta_s$ . De este modo, podrán detectarse modulaciones ASK (*amplitude shift-keying*) y diferenciales DPSK, comúnmente denominadas modulaciones QAM en estrella (del inglés, *star-QAM*). Se aumentará así fácilmente la eficiencia espectral del sistema sin recurrir a la multiplexación en polarización en transmisión y al necesario rotador automático de polarización en recepción. Al tomar como referencia la señal retardada un tiempo de símbolo se evita la necesidad de control alguno sobre la frecuencia, fase o polarización. Por ejemplo, las constelaciones 8-QAM de la Fig. 7.1(b) y 16-QAM de la Fig. 7.1(c) posibilitarían, respectivamente, la transmisión a 80 Gbps y 100 Gbps con un régimen de símbolo de aproximadamente 28 Gbaud/s (tras introducir la corrección por códigos FEC), compatible en cualquier caso con el ancho de banda de la actual electrónica. Atendiendo a la constelación demodulada, será únicamente necesario adaptar el decisor y decodificador diferencial a las nuevas fronteras de decisión [185]. La integración monolítica del receptor, recientemente contemplada bajo modulación DQPSK mediante la implementación del retardo con una guía en espiral (del longitud del orden del cm) y un híbrido a  $90^\circ$  con un MMI 2x4 [96, 101], permitiría controlar y reducir los desbalances respecto a la implementación con dos MZDI (interferómetros de Mach-Zehnder con línea de retardo) estudiada en el Capítulo 3. La sustitución del híbrido por un acoplador a  $120^\circ$ , basado en un MMI 2x3, permitirá beneficiarse de su sencillez, mejor respuesta en frecuencia y tolerancia ante errores de fabricación.

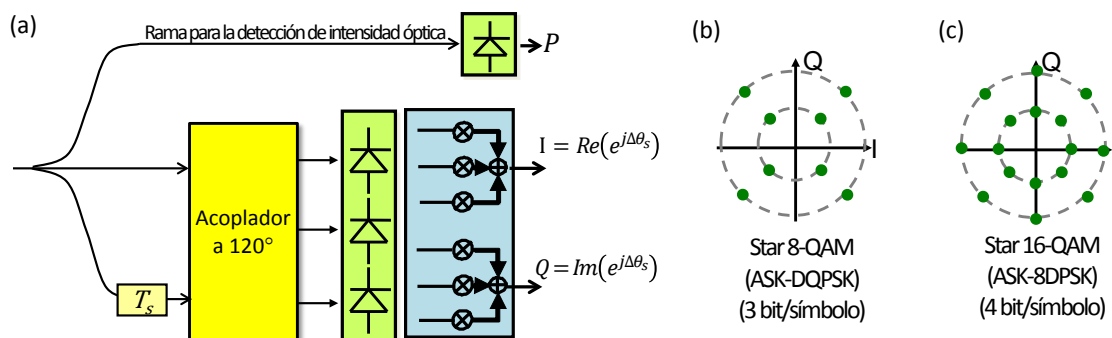


Fig. 7.1 (a) Esquema simplificado de detección directa interferométrica con rama de detección de intensidad óptica para constelaciones QAM en estrella, como por ejemplo (b) star 8-QAM (3 bits/símbolo) (c) star 16-QAM (4 bits/símbolo).

2.- Aplicación de *downconverters* calibrados a  $120^\circ$  y  $90^\circ$  en redes de acceso. En la misma línea anterior, las nuevas propuestas de receptor multipuerto de esta Tesis



pueden encontrar aplicación en otros escenarios de sistemas a menor velocidad. Actualmente se contempla la recepción coherente digital para la recepción 'colorless' de múltiples canales a 10 Gbps bajo modulación PM-QPSK (por ej. 128 canales a 10 Gbps en [174]). En tanto que los *downconverters* calibrados a  $120^\circ$  y  $90^\circ$  requerirán una electrónica más sencilla para un reducido régimen de símbolo, podrá evaluarse su mayor rango dinámico y ancho de banda de operación 'colorless' en su aplicación en un escenario realista de red de acceso.

3.- Finalmente, una aspiración fundamental de un trabajo como el aquí desarrollado, centrado en la propuesta y evaluación numérica de nuevos esquemas de recepción, debe ser su corroboración experimental. Solo de este modo se podrán afrontar nuevos problemas y realidades no contemplados en los modelos numéricos. Afortunadamente, la puesta en marcha del proyecto nacional Mu-CORE sobre receptores multipuerto [184], en el que participo, permitirá entre otros objetivos la verificación práctica de la red de diversidad de fase a  $120^\circ$  y red de diversidad de polarización monolíticamente integrada 'PBSless', estudiados en las secciones 5.3 y 6.6, respectivamente.



# Apéndice A. Aplicación de la norma de Frobenius para estimar la penalización en la resolución de un sistema lineal

Considérese un sistema lineal de ecuaciones,

$$\bar{y} = \bar{M} \cdot \bar{x} \quad (\text{A.1})$$

donde la matriz del sistema  $\bar{M}$  es de orden  $m \times n$ . Ante la presencia de ruido  $\bar{y}_n \neq 0$  en el sistema, de modo que  $\bar{y} = \bar{M} \cdot \bar{x} + \bar{y}_n$ , en la resolución de  $\bar{x}$  se superpondrá un ruido  $\bar{x}_n$  que satisface según la teoría matemática [179],

$$\|\bar{x}_n\|_{RMS} \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \|\bar{M}^{-1}\|_F \cdot \|\bar{y}_n\|_{RMS} \quad (\text{A.2})$$

donde  $\|\cdot\|_{RMS}$  es la raíz del valor cuadrático medio, de modo que su valor cuadrado define la potencia de ruido. Por otra parte,  $\|\bar{M}\|_F$  se corresponde con la norma de Frobenius de la matriz del sistema, que se resuelve mediante la raíz cuadrada de la suma de los módulos al cuadrado de todos sus elementos  $m_{ij}$  o, equivalentemente, si  $\bar{M}$  es una matriz cuadrada ( $m=n$ ), con la traza del producto  $\bar{M}^{t*} \cdot \bar{M}$  según [178]

$$\|\bar{M}\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |m_{ij}|^2} = \sqrt{\text{traza}(\bar{M}^{t*} \cdot \bar{M})} \quad (\text{A.3})$$

La norma de Frobenius es invariante a una transformación ortogonal o unitaria  $\bar{M}_U$ , de modo que satisface,

$$\|\bar{M} \cdot \bar{M}_U\|_F = \|\bar{M}_U \cdot \bar{M}\|_F = \|\bar{M}\|_F \quad (\text{A.4})$$

De acuerdo a la expresión A.2, tomando como referencia ideal  $\bar{M}_{ideal}$  una matriz identidad (con norma de Frobenius  $\|\bar{I}\|_F = \sqrt{2}$ ), podrá resolverse la penalización por el incremento de la potencia de ruido al resolver un sistema  $\bar{M}$ ,

$$\Delta P_S(dB) = 10 \cdot \log \left( \frac{\|\bar{M}^{-1}\|_F^2}{\|\bar{M}_{ideal}^{-1}\|_F^2} \right) = 10 \cdot \log \left( \frac{\|\bar{M}^{-1}\|_F^2}{2} \right) \quad (\text{A.5})$$



## Apéndice B. Cálculo de los coeficientes de calibración de los downconverters a 120° y 90°

En este apéndice se describirá el proceso de resolución numérica que conduce a la obtención de los coeficientes de calibración de los receptores multipuerto contemplados en esta Tesis. Estos coeficientes, mediante la aplicación de la expresión general (5.50), permitirán resolver para cada esquema *downconverter* I/Q las componentes en-fase y cuadratura de la señal recibida con un reducido número de fotocorrientes de salida (de valor proporcional a la potencia de señal). Se verá cada caso por separado, dadas sus particulares características.

### B.1. Cálculo de los coeficientes de calibración del downconverter a 120°

Se describe aquí el conocido método de tres estándares de señal [155, 156] para la resolución de los coeficientes de calibración con los que resolver las componentes IQ de señal, libres de distorsión no-lineal, mediante la siguiente combinación lineal

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{120^\circ} = \begin{bmatrix} A_{I3} & A_{I4} & A_{I5} \\ A_{Q3} & A_{Q4} & A_{Q5} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} = \bar{\bar{A}}_{120^\circ} \cdot \bar{i} \quad (\text{B.1})$$

Como se detalla en el punto 5.3.5 y 5.4.5, esta operación podrá implementarse en el dominio digital o analógico, respectivamente.

El objetivo será resolver las tres incógnitas planteadas en el sistema (5.31):  $I, Q$  y  $I^2 + Q^2$ . Para ello, y por una sola vez (por ejemplo tras la construcción del receptor), se aplicarán al receptor tres símbolos complejos de calibración conocidos

$$\Gamma_{n \text{ Cal}}(k) = I_{\text{Cal}}(k) + jQ_{\text{Cal}}(k); k = 1, 2 \text{ y } 3. \quad (\text{B.2})$$

Atendiendo a las fotocorrientes de salida obtenidas para cada uno de ellos,  $i_i(k)$ , podrá plantearse el siguiente sistema de ecuaciones lineales (con una matriz de sistema real),

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

Podrá aplicarse, por ejemplo, la regla de Cramer para su resolución numérica,

$$A_{Ii} = \frac{\det(\operatorname{Re}(\bar{\bar{M}}_i))}{\det(\bar{\bar{M}})}; A_{Qi} = \frac{\det(\operatorname{Im}(\bar{\bar{M}}_i))}{\det(\bar{\bar{M}})}; i = 1, 2 \text{ y } 3. \quad (\text{B.4})$$

donde  $\det(\bar{\bar{M}})$  es el determinante de la matriz de sistema  $\bar{\bar{M}}$  de (B.3), y  $\bar{\bar{M}}_i$  es la matriz que resulta de reemplazar su  $i$ -ésima columna por el vector columna de términos independientes de (B.3). Los operadores  $\operatorname{Re}(\bar{\bar{M}})$  y  $\operatorname{Im}(\bar{\bar{M}})$  definen las matrices reales e imaginaria de  $\bar{\bar{M}}$ , respectivamente. La matriz de sistema  $\bar{\bar{M}}$  podrá promediarse al repetir periódicamente un mismo patrón de calibración, para reducir así la incidencia que pueda introducir el modelo AWGN del ruido del receptor (o del propio canal).

Como resultado del proceso de calibración anterior podrá resolverse con (B.1) la demodulación de las componentes IQ de cualquier símbolo de entrada, siendo por lo tanto independiente del orden de modulación M-QAM de señal y, por lo tanto, de su potencia. Es por este motivo que, como se expuso en el punto 5.4.5, la operación lineal (B.1) podrá resolverse analógicamente, con un circuito eléctrico de recuperación de las componentes IQ de señal.

## B.2. Cálculo de los coeficientes de calibración del downconverter a 90°

El proceso de calibración del *downconverter* a 90° mantiene una gran similitud con el expuesto anteriormente para el *downconverter* a 120°, pero aplicado ahora a sus cuatro medidas de potencia de salida. Como se describe en el punto 5.4.6, la disponibilidad de una medida de potencia adicional incrementa el orden del sistema. De este modo, como se deduce de (5.48), podrá resolverse además de las componentes  $(I, Q \text{ y } I^2 + Q^2)_{\lambda_A}$  de un canal de interés  $\lambda_A$ , la potencia del símbolo,  $(I^2 + Q^2)_{\lambda_B}$  de un canal interferente  $\lambda_B$ , aplicando para ello la expresión (5.59) que se reproduce nuevamente aquí por comodidad,

$$\begin{bmatrix} I_{DE} \\ Q_{DE} \end{bmatrix}_{90^\circ 4\text{-Cal}} = \begin{bmatrix} A_{I3} & A_{I4} & A_{I5} & A_{I6} \\ A_{Q3} & A_{Q4} & A_{Q5} & A_{Q6} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} = \bar{\bar{A}}_{90^\circ 4\text{-Cal}} \cdot \vec{i} \quad (\text{B.5})$$

En el proceso de calibración se transmitirán ahora cuatro símbolos complejos conocidos  $\Gamma_{n \text{ Cal}}$  a una longitud de onda de interés  $\lambda_A$ , mientras se produce la transmisión simultánea en un único canal adyacente a  $\lambda_B$  (cuyos símbolos transmitidos son irrelevantes en este proceso de calibración). Deberá resolverse ahora por lo tanto el siguiente sistema,

$$\begin{bmatrix} i_3(1) & i_4(1) & i_5(1) & i_6(1) \\ i_3(2) & i_4(2) & i_5(2) & i_6(2) \\ i_3(3) & i_4(3) & i_5(3) & i_6(3) \\ i_3(4) & i_4(4) & i_5(4) & i_6(4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{I3} + jA_{Q3} \\ A_{I4} + jA_{Q4} \\ A_{I5} + jA_{Q5} \\ A_{I6} + jA_{Q6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{n\text{ Cal}}(1) \\ \Gamma_{n\text{ Cal}}(2) \\ \Gamma_{n\text{ Cal}}(3) \\ \Gamma_{n\text{ Cal}}(4) \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

Como se expuso en el punto 5.4.6, la aplicación de la operación lineal (digital o analógica) descrita por (B.5) tras resolver estos coeficientes, permitirá determinar a la longitud de onda  $\lambda_A$  los símbolos recibidos libres de la distorsión no-lineal inducida por el receptor a las longitudes de onda  $\lambda_A$  y  $\lambda_B$ .





## Apéndice C. Resolución analítica de la penalización en sensibilidad infringida por una red de diversidad de polarización no-ideal

En este Apéndice C se deriva analíticamente la penalización en sensibilidad  $PS_{div-pol}(dB)$  infringida en el receptor coherente digital por la no-idealidad de la red de diversidad de polarización. Para una proyección ideal del OL ( $\theta_{OL} = 45^\circ$ ) se derivará la misma expresión que se obtuvo al aplicar la norma de Frobenius en (6.32). Para ello, se resolverá aquí el incremento del valor RMS de ruido interno generado por el receptor tras su procesado digital ideal.

Como se observa en la Fig. 6.2, el bloque de procesado de señal aplicará una matriz de transformación  $\overline{\overline{M_{DSP}}}$  a los símbolos demodulados  $\overline{\Gamma_{DE}}$  por el *downconverter* con diversidad de polarización. Según (6.9) y (6.30),

$$\overline{\Gamma_{DSP}} = \overline{\overline{M_{DSP}}} \cdot \overline{\Gamma_{DE}} = R \sqrt{\frac{P_{OL}}{2}} \overline{\overline{M_{DSP}}} \cdot \overline{\overline{M_{RX}}} \cdot (\overline{S_{TX}} + \overline{N_{ASE}}) + \overline{\overline{M_{DSP}}} \cdot \overline{N_{DE}} \quad (C.1)$$

un procesamiento digital ideal resolverá la matriz inversa del *downconverter* con diversidad de polarización (DP-DIQ)  $\overline{\overline{M_{DSP}}} = \overline{\overline{M_{RX}}}^{-1}$ , posibilitando la recuperación de la señal transmitida  $\overline{S_{TX}}$ ,

$$\overline{\Gamma_{DSP}} = \begin{bmatrix} \Gamma_{DSP}^x \\ \Gamma_{DSP}^y \end{bmatrix} = R \sqrt{\frac{P_{OL}}{2}} \begin{bmatrix} S_{TX}^x + n_{ASE}^x \\ S_{TX}^y + n_{ASE}^y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{DSP}^A \\ N_{DSP}^B \end{bmatrix} \quad (C.2)$$

Obsérvese que el ruido interno del receptor  $\overline{N_{DE}}$ , a diferencia del ruido ASE (que permanece invariable), se verá transformado por la matriz  $\overline{\overline{M_{DSP}}}$  en un nuevo vector complejo de ruido ( $\overline{N_{DSP}} = [N_{DSP}^A, N_{DSP}^B]^t$ ) según

$$\overline{N_{DSP}} = \overline{\overline{M_{DSP}}} \cdot \overline{N_{DE}} \quad (C.3)$$

A continuación se procederá a evaluar la relación señal-a-ruido resultante en un receptor con diversidad de polarización y procesado digital de señal ideal, siguiendo un procedimiento similar al seguido en la sección 5.2.1. Para ello se resolverá, primeramente, el valor cuadrático medio de la componentes de señal y ruido ASE definidas en recepción por  $\overline{\Gamma_{DSP}}$ .

$$\begin{aligned} \langle |\Gamma_{DSP}^{x-y}|^2 \rangle_s &= \langle |\Gamma_{DSP}^x|^2 \rangle_s = \langle |\Gamma_{DSP}^y|^2 \rangle_s = R^2 \frac{P_{OL} P_s}{2}; \\ \langle |\Gamma_{DSP}^{x-y}|^2 \rangle_{ASE} &= \langle |\Gamma_{DSP}^x|^2 \rangle_{ASE} = \langle |\Gamma_{DSP}^y|^2 \rangle_{ASE} = R^2 \frac{P_{OL} P_{ASE}}{2} \end{aligned} \quad (C.4)$$

Los resultados son equivalentes a aquellos obtenidos en (5.16)-(5.17) al considerar ahora que la potencia del oscilador local se reparte entre ambos DIQ simples.

Atendiendo ahora al cuadrado del valor RMS del ruido eléctrico, introducido por igual en las componentes IQ por polarización, se obtiene según (6.27) y (6.29),

$$\langle |N_{DE}^{A-B}|^2 \rangle = \langle |N_{DE}^A|^2 \rangle = \langle |N_{DE}^B|^2 \rangle = 8\langle i_{shot}^2 \rangle + 4\langle i_{TIA}^2 \rangle \quad (C.5)$$

El bloque de procesamiento de señal, según (C.1), incrementará el valor RMS del ruido interno del receptor  $\overline{N_{DE}}$  en un factor escalar  $k_{div-pol} \geq 1$ , común a las componentes en fase y cuadratura (IQ) de cada polarización demultiplexada,

$$\langle |N_{DSP}^A|^2 \rangle = \langle |N_{DSP}^B|^2 \rangle = k_{div-pol} \langle |N_{DE}^{A-B}|^2 \rangle \quad (C.6)$$

Para derivar  $k_{div-pol}$  se asume por simplicidad un ángulo de proyección del OL ideal  $\theta_{OL} = 45^\circ$  (el resultado deberá ser válido para pequeñas desviaciones respecto a ese óptimo valor). Partiendo de (C.3) y resolviendo el inverso de la matriz  $\overline{\overline{M_{RX}}}$ , correspondiente al DP-DIQ ya derivada en (6.31), se obtiene

$$\overline{N_{DSP}} = \begin{bmatrix} N_{DSP}^A \\ N_{DSP}^B \end{bmatrix} = \overline{\overline{M_{RX}}}^{-1} \cdot \overline{N_{DE}} = \frac{\begin{bmatrix} a_S a_{LO} e^{j\phi_y^B} & -b_S b_{LO} e^{j\phi_y^A} \\ -b_S b_{LO} e^{j\phi_x^B} & a_S a_{LO} e^{j\phi_x^A} \end{bmatrix}}{(a_S a_{LO})^2 e^{j(\phi_x^A + \phi_y^B)} - (b_S b_{LO})^2 e^{j(\phi_y^A + \phi_x^B)}} \begin{bmatrix} N_{DE}^A \\ N_{DE}^B \end{bmatrix} \quad (C.7)$$

Tras definir  $\phi_D$  como (6.33), se pueden calcular los valores RMS de (C.7) que determinan el factor  $k_{div-pol}$  de incremento del ruido para cada polarización demultiplexada,

$$k_{div-pol} \Big|_{\theta_{OL}=45^\circ} = \frac{(a_S a_{LO})^2 + (b_S b_{LO})^2}{|(a_S a_{LO})^2 - (b_S b_{LO})^2 e^{-j\phi_D}|^2} \quad (C.8)$$

Nótese como bajo una red de diversidad polarización ideal ( $a_i = 1$ ;  $b_i = 0$ ), y con independencia del diseño de la red de distribución de señales asistida en fase (para cualquier  $\phi_D$ ), se obtiene un óptimo factor  $k_{div-pol} = 1$ .

Finalmente, de manera equivalente a (5.23), se podrá resolver la relación señal a ruido a la salida del receptor para cada una de las polarizaciones,

$$\begin{aligned}
 SNR_x = SNR_y &= \frac{\langle |\Gamma_{DSP}^{x-y}|^2 \rangle_s}{\langle |\Gamma_{DSP}^{x-y}|^2 \rangle_{ASE} + k_{div-pol} \langle |N_{DE}^{A-B}|^2 \rangle} = \\
 &= \frac{R^2 P_{OL} P_s}{R^2 P_{OL} P_{ASE} + k_{div-pol} (8 \langle i_{shot}^2 \rangle + 4 \langle i_{TIA}^2 \rangle)} \quad (C.9)
 \end{aligned}$$

La sensibilidad de un esquema de recepción se corresponde con la mínima potencia de señal necesaria para garantizar una determinada probabilidad de error  $P_e$ , estando limitada en la práctica por las fuentes internas de ruido. De este modo, la penalización en sensibilidad del receptor en dB,  $PS_{div-pol}(dB)$ , podrá describirse en función del factor  $k_{div-pol}$  como,

$$PS_{div-pol}(dB) = 10 \log k_{div-pol} \quad (C.10)$$

Resultado éste que, bajo la suposición de  $\theta_{OL} = 45^\circ$  aquí contemplada, coincide con la obtenida en (6.32) al aplicar la norma de Frobenius.



## Referencias

- [1] Cisco Systems, "Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2013–2018", Nov. 2014. <http://www.cisco.com>.
- [2] Comisión Nacional Mercado Competencia, (CNMC), *Nota Mensual de diciembre de 2014*, <http://data.cnmc.es/>.
- [3] Heavy Reading research division of Light Reading, "Deployment & Service Activation at 100G & Beyond" (White paper), Marzo 2015.
- [4] Infonetics Research, "10G/40G/100G Optical Transceivers: Biannual Market Size and Forecasts", Nov 2014. <http://www.infonetics.com>.
- [5] P.J. Winzer y R.J Essiambre, "Advanced Optical Modulation Formats", Proceeding of the IEEE, vol. 94, no.5, Mayo 2006.
- [6] G. Charlet, S. Bigo, "Upgrading WDM Submarine Systems to 40-Gbit/s Channel Bitrate", Proceeding of the IEEE, vol. 94, no.5, Mayo 2006.
- [7] F. Boubal et al., "4.16 Tbit/s (104x40 Gbit/s) unrepeated transmission over 135 km in S + C + L bands with 104 nm total bandwidth", European Conference on Optical Communications, ECOC , 2001.
- [8] A. Sano et al., "Ultra-high capacity WDM transmission using spectrally-efficient PDM 16-QAM modulation and C- and extended L-band wideband optical amplification", Journal of Lightwave Technology, vol. 29, nº 4, pág. 578–586, 2011.
- [9] Proyecto MIRTHE., *Monolithic InP-based dual polarization QPSK integrated receiver and transmitter for coherent 100-400Gb Ethernet*, Unión Europea (FP7,

- 2010-2013), <http://www.ist-mirthe.eu>.
- [10] Optical Internetworking Forum (OIF), "*100G ultra long haul DWDM framework document*", documento OIF-FD-100G-DWDM-01.0 (Junio 2009), <http://www.oiforum.com/public/impagreements.html>.
- [11] Optical Internetworking Forum (OIF), "*Implementation agreement for integrated dual polarization intradyne coherent receivers*", documento OIF-DPC-RX-01.2 (Nov. 2013), <http://www.oiforum.com/public/impagreements.html>.
- [12] P. Dong, C. Xie, y L. L. Buhl, "*Monolithic polarization diversity coherent receiver based on 120-degree optical hybrids on silicon*", Optics Express, vol. 22, nº 2, pág. 2119-2125, 2014.
- [13] P Runge, F Ganzer, G Zhou, R Zhang, A Seeger, M Schell, PJ Reyes-Iglesias, D Perez-Galacho, A Ortega-Monux, I Molina-Fernandez, "*Monolithic integrated InP receiver chip for coherent phase sensitive detection in the C-and L-band for colorless WDM applications*", European Conference on Optical Communication (ECOC), 2014.
- [14] P. Pérez-Lara, I. Molina-Fernandez, J. G. Wanguemert-Perez, y A. Rueda-Perez, "*Broadband five-port direct receiver based on low-pass and high-pass phase shifters*", IEEE Trans. Microw. Theory Tech. vol. 58, nº4, pág. 849–853, 2010.
- [15] Proyecto nacional, "*Herramientas avanzadas para el diseño de dispositivos Y sistemas de Comunicaciones ópticas*", , Ministerio de Ciencia Y Tecnología, (TIC2000-1245), 2000-2003, Investigador principal: Íñigo Molina Fernández.
- [16] Proyecto CELTIC 100-GET-E3, "*100 Gbit/S Carrier-Grade Ethernet Transport Technologies*", VII Programa Marco De La Unión Europea (TSI-020400-2008), 2008-2010, Investigador principal: Íñigo Molina Fernández.
- [17] J.M.Garrido, P.J.Reyes, J.Paris, I.Molina, "*Nueva herramienta 'TOP' para el análisis y simulación de sistemas de comunicaciones todo-ópticas*", Actas del Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI'98), pág. 537-538, Pamplona, Septiembre 1998.
- [18] F. Marín-Ocaña; P.J. Reyes-Iglesias; I. Molina-Fernandez, "*Transmisión solitónica en las futuras redes WDM*", Actas del Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI'04),Barcelona, Septiembre 2004.

- [19] F. J. García-Ruiz; P.J. Reyes-Iglesias; I. Molina-Fernandez, "*Fibras ópticas de dispersión decreciente para la transmisión solitónica multicanal*", Actas del Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI'02), pág. 207-208, Madrid, Septiembre, 2002.
- [20] P.J. Reyes, I. Molina, "*Reduction of timing jitter by dispersion compensation in optical soliton communication systems*", 7th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology (ISRAMT'99), Málaga (España), pág. 45-48, Dic 1999.
- [21] P.J. Reyes, I. Molina, "*Performance evaluation of 10 Gbit/s soliton systems in dispersion shifted fiber with randomly varying birefringence*", International Symposium on Microwave and Optical technology (ISMOT'01, 2001), Montreal (Canadá), 2001.
- [22] P.J. Reyes, I. Molina, y W. Forysiak, "*Long amplifier-spacing 16x40 Gbit/s transmission with standard fibre*", Conference of Lasers and Electro-Optics (CLEO 2000), San Francisco (Estados Unidos), Mayo 2000.
- [23] P. J. Reyes-Iglesias, I. Molina-Fernández y J. Jiménez-Chico, "*Simulación numérica de sistemas ópticos bajo modulación DQPSK y detección directa a 100 Gbps*", VI REunión Española de Optoelectrónica (OPTOEL'09), Málaga, 2009.
- [24] P. J. Reyes-Iglesias, I. Molina-Fernández y J. Jiménez-Chico, "*Performance of transparent wide-area optical network under different dispersion maps*", European Conference on Optical Communications (ECOC-2010), 2010, Turín, Italia.
- [25] M. Nakazawa, , "*Ultrafast and High-spectral-density optical communications systems*", Conference on Lasers and Electro-optics, CLEO, CThGG3, 2011.
- [26] P.J Reyes-Iglesias, I. Molina-Fernández, A. Moscoso-Mártir, A. Ortega-Moñux, "*Receptor monolíticamente integrado de altas prestaciones basado en un acoplador a 120º*", Actas del Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI'12),Elche, Septiembre 2012.
- [27] P.J Reyes-Iglesias, A. Ortega-Moñux, I. Molina-Fernández, "*Receptor coherente integrado 'colorless' de gran margen dinámico basado en un acoplador a 120º*", Actas del Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI'14), Valencia, Septiembre 2014.

- [28] P.J. Reyes-Iglesias, A. Ortega-Moñux y I. Molina-Fernández, “*Conversor inferior de 120° integrado monolíticamente acromático*”, Oficina Española de Patentes y Marca. Boletín Oficial de la Protección Industrial BOPI, número de solicitud: P20.
- [29] P. J. Reyes-Iglesias, I. Molina-Fernández, A. Moscoso-Mártir, y A. Ortega-Moñux, “*High-performance monolithically integrated 120° downconverter with relaxed hardware constraints*”, Optics Express, vol. 20, nº 5, pág. 5725–5741, 2012.
- [30] P. J. Reyes-Iglesias, A. Ortega-Moñux, y I. Molina-Fernández, “*Enhanced monolithically integrated coherent 120° downconverter with high fabrication yield*”, Optics Express, vol. 20, nº 21, pág. 23013–23018, 2012.
- [31] P. J. Reyes-Iglesias, A. Ortega-Moñux, y I. Molina-Fernández, “*Colorless monolithically integrated 120 downconverter*”, Optics Express, vol. 21, nº 20, pág. 23, 2013.
- [32] P.J. Reyes-Iglesias, I. Molina-Fernández, y A. Ortega-Moñux, “*Calibrated Monolithically Integrated 90° Downconverter for Colorless Operation in the C+L Band*”, IEEE Photonics Journal, vol 7 , pág. 2, 2015.
- [33] C. Alonso-Ramos, P. J. Reyes-Iglesias, A. Ortega-Moñux, D. Pérez-Galacho, R. Halir, y I. Molina-Fernández, “*Polarization-beam-splitter-less integrated dual-polarization coherent receiver*”, Optics Letters, vol. 39, nº15, pág. 4400-4403, 2014.
- [34] C.A. Alonso-Ramos, P.J Reyes-Iglesias, A. Ortega-Moñux, I. Molina-Fernandez y R. Halir, “*Downconverter integrado con diversidad de polarización para receptor óptico coherente con multiplexación por polarización*”, Oficina Española de Patentes y Marca. Boletín Oficial de la Protección Industrial BOPI, número de solicitud P201300742, número de patente: ES 2446844 B2 (Julio 2013).
- [35] P.J. Reyes-Iglesias, I. Molina-Fernández, y A. Ortega-Moñux, “*Sensitivity penalty induced by non-ideal dual polarization downconverter in digital coherent receivers*”, Optics Express, vol. 13, nº 10, pág. 12784-12794, 2015.
- [36] N.J. Smith, N.Doran, W.Forysiak y F.M.Knox, “*Soliton Transmission Using Periodic Dispersion Compensation*”, J. Lightwave Technology, vol.15, no.10, pág. 1808-1822, 1997.
- [37] Sistema Ericsson Multihaul 3000 WDM, Página WEB de Ericsson.



<http://www.ericsson.com/ni/ourportfolio/products/marconi-mhl-3000>.

- [38] G. P. Agrawal, *Nonlinear fiber optics*, Academic press, 2001.
- [39] G. Keiser, *"Optical Fiber Communications"*, McGraw-Hill, 2008.
- [40] D. R. Goff, *"Fiber Optic Reference Guide"*, Focal Press. 2002.
- [41] E. Iannone, F. Matera, A. Mecozzi y M. Settembre, *"Nonlinear Optical Communication Networks"*, John Wiley & Sons, Inc. 1998.
- [42] L.F. Mollenauer, S.G. Evangelides y J.P. Gordon, *"Wavelength Division Multiplexing with Solitons in Ultra-Long Distance Transmission Using Lumped Amplifiers"*, Journal of Lightwave Technology, vol. 9, nº. 3, pág. 362, 1991.
- [43] F.Matera, A.Mecozzi, M.Romagnoli y M.Settembre, *"Sideband instability induced by periodic power variation in long-distance fiber links"*, Optics Letters, vol. 18, nº 18, pág. 1499-1501, Septiembre 1993.
- [44] A.O. Dal Forno, A. Paradisi, R. Passy y J.P. von der Weid, *"Experimental and Theoretical Modeling of Polarization-Mode Dispersion in Single-Mode Fibers"*, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 12, no. 3, pág-.296-298, 2000.
- [45] J.P. Elbers, C. Glingener, M. Düser y E. Voges, *"Modelling of polarisation mode dispersion in singlemode fibres"*, Electronic Letters, vol. 33, no. 22, pág-. 1894-1895, 1997.
- [46] R. Khosravani, I. T. Lima Jr., P. Ebrahimi, E. Ibragimov, A. E. Willner, y C. R. Menyuk, *"Time and frequency domain characteristics of polarization-mode dispersion emulators"*, IEEE Photon. Technol. Lett., vol.13, pág. 127–129, Feb. 2001.
- [47] E. Foristeri, *"On the Error Probability Evaluation in Lightwave Systems With Optical Amplification"*, Journal Of Lightwave Technology, vol. 27, nº. 6, Marzo 15, 2009.
- [48] M. Seimetz, *"High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission"*, Springer Series in Optical Sciences, 2009.
- [49] B. Zhang, C. Malouin, y T. J. Schmidt, *"Design of coherent receiver optical front end for unamplified applications"*, Optics Express, vol. 20, nº 3, pág. 3225–3234, 2012.

- [50] B. Zhang, C. Malouin y J. Schmidt, "Towards full band colorless reception with coherent balanced receivers", *Optics Express*, vol.20, pág. 10339-10352, 2012.
- [51] W. D. Grover, "Forward error correction in dispersion-limited lightwave systems", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 6, nº 5, pág. 643-645,1988.
- [52] J.P.Gordon y H.A.Haus, "Random walk of coherently amplified solitons in optical fiber transmission", *Optics Letters*, vol. 11, nº 10, pág 665-667, Octubre 1986.
- [53] D. Marcuse, "An alternative derivation of the Gordon-Haus effect", *J. Lightwave Technol.*, vol.10, nº 10, pág. 273-278, 1992.
- [54] Y.Kodama y A.Hasegawa, "Generation of asymptotically stable optical solitons and suppression of the Gordon-Haus effect", *Optics Letters*, vol. 17, nº 1, pág 31-33, Enero 1992.
- [55] E. Poutrina, G.P. Agrawal, "Impact of Dispersion Fluctuations on 40-Gb/s Dispersion-Managed Lightwave Systems", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, nº 4, Abril 2003.
- [56] W. Forsyia, J.F.L.Devaney, N.J. Smith, N.J. Doran, "Dispersion management for wavelength-division-multiplexed soliton transmission", *Optics Letters*, vol. 22, nº9. 1997.
- [57] A. Hasegawa, S. Kumar, Y. Kodama, "Reduction of collision-induced time jitters in dispersion-managed soliton transmission systems", *Optics Letters*, vol. 21, nº1.1996.
- [58] M.I. Hayee, A.E. Willner, "NRZ Versus RZ in 10-40-Gb/s Dispersion-Managed WDM Transmission Systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 11, no.8, Agosto 1999.
- [59] F. Matera, V. Eramo, A. Schiffini, M. Guglielmucci, y M. Settembre, «Numerical Investigation on Design of Wide Geographical Optical-Transport Networks Based on n 40-Gb/s Transmission»,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 2, Feb 2003.
- [60] C. M. Weinert, R. Ludwig, W. Pieper, H. G. Weber, D. Breuer, K. Petermann, and F. Küppers, "40 Gb/s and 4 40 Gb/s TDM/WDM Standard Fiber Transmission", *Journal of Lightwave Technology*, vol.17, no. 11, Nov. 1999.
- [61] E. Pincemin, A. Tan, A.e Bezard, A. Tonello, S. Wabnitz, J. D. Ania-Castañón y

- S. Turitsyn, "Robustness of 40 Gb/s ASK modulation formats in the practical system infrastructure", *Optics Express*, vol. 14, no. 25, pág. 12049-12062, 2006.
- [62] S. J. Savory, "Coherent detection - why is it back?", *Proceedings of the 20th Annual Meeting of IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, (Institute of Electrical and Electronics Engineers 2007), paper TuH1, 2007.
- [63] D. Breuer, "Measurements of PMD in the installed fiber plant of Deutsche Telekom", *Proc. IEEE. LEOS Summer Topical Meetings*, paper MB2.1, 2003.
- [64] D.J. Maylon, "Digital Fibre Transmission using Optical Homodyne Detection", *Electronic Letters*, vol. 20, nº 7, pág. 281-283, Marzo 1984.
- [65] A.W. Davis, M.J. Pettitt, J.P. King y S. Wright, "Phase diversity techniques for coherent optical receivers", *Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-5, nº 4, 1987.
- [66] S.J.Savory, "Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems", *IEEE Journal of Selected Topics In Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, 1164-1179, 2010.
- [67] T. Pfau, R. Peveling, V. Herath, S. Hoffmann, C. Wördehoff, O. Adamczyk, M. Pormann y R. Noé, «"Towards Real-Time Implementation of Coherent Optical Communication",» *Proc. Optical Fiber Conference, OFC'00*, paper OThJ4, 2009.
- [68] C.R.S. Fludger et al., "Coherent Equalization and POLMUX-RZ-DQPSK for Robust 100-GE Transmission", *IEEE Journal Lightwave Technology*, vol.26, nº1, pág. 64-72, 2008.
- [69] R. Griffin y A. Carter, "Optical Differential Quadrature Phase-Shift Key (oDQPSK) for High Capacity Optical Transmission", *Proc. Optical Fiber Conference, OFC 2002*, paper WX6, 2002.
- [70] A. H. Gnauck, P. J. Winzer, S. Chandrasekhar, y C. Dorrer, "Spectrally Efficient (0.8 b/s/Hz) 1-Tb/s (25 x42.7Gb/s) RZ-DQPSK Transmission over 28 100-km SSMF Spans with 7 Optical Add/Drops", *European Conference on Optical Communications (ECOC)*, Stockholm, Sweden, post-deadline paper Th4.4.1, 2004.
- [71] Optoplex Corporation, [http://optoplex.com/DQPSK\\_Demodulator.htm](http://optoplex.com/DQPSK_Demodulator.htm).
- [72] P. J. Winzer, G. Raybon, C. R. Doerr, M. Duelk, y C. Dorrer, "107-Gb/s Optical

- Signal Generation Using Electronic Time-Division Multiplexing*”, Journal of Lightwave Technology, vol. 24, nº 8, pág. 3107, 2006.
- [73] P.J. Winzer, “100-Gb/s DQPSK Transmission: From Laboratory Experiments to Field Trials”, Journal of Lightwave Technology, vol. 26, nº 20, pág. 3388, 2008.
- [74] M. Bertolini, P. Serena, N.Rossi y A. Bononi, “Monte Carlo Estimation of PDM-QPSK/OOK and DQPSK/OOK Hybrid Systems Tolerance Against Nonlinear Effects”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 21, nº 21, pág 15 – 17, Enero 2009.
- [75] Keang-Po Ho, “The effect of interferometer phase error on direct-detection DPSK and DQPSK signals”, IEEE Photonics Technology Letters vol. 16, nº 1, 2004.
- [76] P.J. Winzer et al., “10x107-Gb/s NRZ-DQPSK transmission at 1.0 b/s/Hz over 12 100 km including 6 optical routing nodes”, Proc. Optical Fiber Conference, OFC 2007, post-deadline paper PDP24, 2007.
- [77] G. Raybon et al., “100 Gb/s DQPSK field trial: live video transmission over anoperating Lambda Xtreme Network”, Bell Labs Tech. J. vol. 14, nº 4. Pág. 85-114, 2010.
- [78] H.S. Chung, S.H. Chang, J.C. Lee, J. Shin, J.W. Youn, J. Ko, J. K. Lee, S-K Kang, J. Y. Huh, J H. Lee, W. H. Lee, S. K. Hyun, S. M. Kang, y K. Kim, “Field Trial of 112 Gb/s Dual-Carrier DQPSK Channel Upgrade in Installed 516 km of Fiber Link and ROADM”, Journal of Lightwave Technology, vol. 30, nº 24, pág. 3918-3923, 2012.
- [79] B. Koch, “Endless optical polarization control at 56 krad/s over 50 Gradian Over 50 Gigaradian, and Demultiplex of 112-Gb/s PDM-RZ-DQPSK Signals at 3.5 krad/s”, Journal Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 16, 2010.
- [80] T. Ito et al., “Improvement of PMD tolerance for 110 Gb/s pol-mux RZ-DQPSK signal with optical Pol-DMUX using optical PMD compensation and asymmetric symbol-synchronous chirp”, Proc. Optical Fiber Conference, OFC 2009, paper OThR5, 2009.
- [81] J. Zhang et al., “112 Gb/s Pol-Mux RZ-DQPSK transmission over 960 km SMF with high-speed polarization controller”, OECC 2010, paper 9B1-3, 2010.
- [82] C.R.S. Fludger et al., “10x111-Gb/s, 50 GHz spaced, POLMUX-RZ-DQPSK transmission over 2375 km employing coherent equalization”, Proc. Optical Fiber

- Conference, OFC 2007, post-deadline paper PDP22, 2007.
- [83] S. Chandrasekhar, X. Liu, "Experimental investigation of system impairments in polarization multiplexed 107-Gb/s RZ-DQPSK", Proc. Optical Fiber Conference, OFC 2008, paper OThU7, 2008.
- [84] T. J. Xia et al., "Transmission of 107-Gb/s DQPSK over Verizon 504-km Commercial Lambda Xtreme Transport System", Proc. Optical Fiber Conference, OFC/NFOEC'2008, Paper NMC2, 2008.
- [85] R. Braun, "100G and Beyond", Optical Fiber Technology vol 17, nº 5, October 2011, pag. 368–376, 2011.
- [86] R.A. Griffin, A.C. Carter, "Advances in InP optical modulators", Optical Fiber Communication & Optoelectronic Exposition & Conference, 2008.
- [87] M. Seitmetz, "Performance of Coherent Optical Square-16-QAM-Systems Based on IQ-Transmitters and Homodyne Receivers with Digital Phase Estimation", Optical Fiber Communication Conference OFC, 2006.
- [88] A. Tan y E. Pincemin, "Performance Comparison of Duobinary Formats for 40-Gb/s and Mixed 10/40-Gb/s Long-Haul WDM Transmission on SSMF and LEAF Fibers", Journal of Lightwave Technology, vol. 27, nº 4, pág. 396-408, 2009.
- [89] J.M. Kahn, Keang-Po Ho, "Spectral efficiency limits and modulation/detection techniques for DWDM", IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 10, nº 2, pág. 259-272, 2004.
- [90] S. Savory y A. Hadjifotiou, "Laser Linewidth Requirements for Optical DQPSK Systems", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 16, nº. 3, Marzo 2004.
- [91] X. Liu, S. Chandrasekhar, y A. Leven, "Digital self-coherent detection", Optics Express, vol. 16, nº 2, pág. 792-803, 2008.
- [92] Keang-Po Ho, "Phase-modulated optical communication systems", Springer, 2005.
- [93] J. Hsieh, C. Ai, V. Chien et al., "Athermal Demodulator for 42.7-Gb/s DPSK Signals", in Proc. Eur. Conf. Optical Commun. (ECOC), Glasgow, United Kingdom, paper Th1.5.6, Sep. 2005.
- [94] G. Ducournau et al., "The All-fiber MZI Structure for Optical DPSK Demodulation and Optical PSBT Encoding", J. Systemics Cybern. Inform., vol. 4, nº 4, pag.78-

- 89, 2006.
- [95] F. Seguin y F. Gonthie, "*Tuneable All-Fiber Delay-Line Interferometer for DPSK Demodulation*", Proc. Optical Fiber Commun. Conf. (OFC), Anaheim, CA, U.S.A., paper OFL5. 2005.
- [96] N. Sotiropoulos, H. Waardt, A.M.J Koonen, D.Vermeulen, G.C. Roelkens, R. Halir, y G. Wangüemert-Pérez, "*Performance of 80 Gb/s MMI-Based DQPSK demodulator*", Proceedings of the 16th European Conference on Integrated Optics (ECIO) , Sitges, Spain, 2012.
- [97] N. Yoshikane, I. Morita, y N. Edagawa, "*Benefit of Half-Bit Delay Demodulation For Severely Bandlimited RZ-DPSK Signal*", European Conference on Optical Communications (ECOC), Rimini, Italy, paper We3.5.2, Sep. 2003.
- [98] H. C. Ji, P. K. Park, H. Kim et al., "*A Novel Frequency-Offset Monitoring Technique for Direct-Detection DPSK systems*", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 18, nº 8, pág. 950–952, Abril 2006.
- [99] G. Bosco y P. Poggiolini, "*The Impact of Receiver Imperfections on the Performance of Optical Direct-Detection DPSK*", Journal of Lightwave Technology, vol. 23, nº 2, pág. 842, 2005.
- [100] H. Kim y P. J. Winzer, "*Robustness to Laser Frequency Offset in Direct-Detection DPSK and DQPSK Systems*", J. Lightwave Technol., vol. 21, no. 9, pp. 1887–1891, Sep. 2003.
- [101] M. Aamer, et al., "*A silicon differential receiver with zero-biased balanced detection for access networks*", IEEE Photonics Technology Letters, 2013.
- [102] B. Koch, R. Noé, V. Mirvoda, D. Sandel, V. Filsinger, y K. Puntsri, "*40-krad/s Polarization Tracking in 200-Gb/s PDM-RZ-DQPSK Transmission Over 430 km*", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, nº 9, Mayo, 2010.
- [103] M. Yagi, S. Satomi y S. Ryu, "*Field trial of 160Gbit/s, Polarization-Division Multiplexed RZ-DQPSK Transmission System using Automatic Polarization Control*", Proc. Optical Fiber Conference (OFC), OThT7, 2008.
- [104] A.H. Gnauk et al., "*25.6-Tb/s WDM Transmission of Polarization-Multiplexed RZ-DQPSK Signals*", IEEE J. Lightwave Technology, vol.26, no.1, pp.79-84, Enero 2008.



- [105] V. López, B. d. I. Cruz, Ó. González de Dios, O. Gerstel, N. Amaya, G. Zervas, D. Simeonidou, y J. P. Fernandez-Palacios, "Finding the Target Cost for Sliceable Bandwidth Variable Transponders", *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 6, pp. 476-485, 2014.
- [106] J. Jiménez-Chico, "Technical and techno-economic challenges for 100G. telefónica R&D perspective", *European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, 2010.
- [107] K.S. Kim y M.E. Lines, "Temperature dependence of chromatic dispersion in dispersion-shifted fibers: Experiment and analysis", *Applied Physics Letters*, vol. 73, pág. 2069-2074, 1993.
- [108] G.P. Agrawal, "Fiber-optics communications systems", Wiley 2002.
- [109] P. Pecci, S. Lanne, Y. Frignac, J.C. Antona, G. Charlet, y S. Bigo, "Tolerance to dispersion compensation parameters of six modulation formats in systems operating at 43 Gbit/s", *Electron. Letter*, vol. 39, pág. 1844-1846, 2003.
- [110] X. Yi, et al., "Nonlinear signal-noise interactions in dispersion managed coherent PM-QPSK systems in the presence of PMD", *Optics Express*, Vol. 20, N° 25, pág. 27596-27602, 2012.
- [111] O.V. Sinkin, R. Holzlohner, J. Zweck, y C. R. Menyuk, "Optimization of the Split-Step Fourier Method in Modeling Optical-Fiber Communications Systems", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, n° 1, pág. 61, 2003.
- [112] K. Grobe y M. Eiselt, *Wavelength Division Multiplexing: A Practical Engineering*, Wiley, 2013.
- [113] L. Wang, M. Forzati, J. Martensson, "Analysis of NRZ- and RZ-DQPSK for 112 Gb/s DWDM Transmission", *ICTON 2009*, paper Mo.C2.4, 2009.
- [114] D.van den Borne, et.al., "DQPSK modulation for robust optical transmission", *Proc Optical Fiber Conference, OFC'08*, paper OMQ1, 2008.
- [115] D. van den Borne et al., "Coherent Equalization versus Direct Detection for 111-Gb/s Ethernet Transport", *Proceeding IEEE Summer Topical Meeting (MA2.4)*. Portland, Oregon, USA, pág. 11-12. 2007.
- [116] D. van den Borne, N. Hecker-Denschlag, G.D. Khoe, H. de Waardt, "PMD induced transmission penalties in polarization multiplexed transmission", *Journal*

- of Lightwave Technology, vol. 25, nº 12, pág. 4004-4015, 2005.
- [117] H. A. Haus, *Electromagnetic Noise and Quantum Optical Measurements*, New York: Springer-Verlag, 2000.
- [118] J. P. Gordon y L. F. Mollenauer, "Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers", *Optics Letters*, Vol. 15, Nº 23, pág. 1351-1353 (1990).
- [119] X. Huang, L. Zhang, M. Zhang y P. Ye, "Impact of nonlinear phase noise on direct-detection DQPSK WDM systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, nº 7, pág. 1423-1425, Agosto 2005.
- [120] M. Salsi, J. Renaudier, G. Charlet et al., "Investigation of Single-Channel Nonlinear Impairments on 40Gb/s Coherent Polarization Division Multiplexed QPSK in Dispersion-Managed or Digitally Post Compensated Systems", European Conference on Optical Communications (ECOC), Berlin, Germany, paper Th10.4.2, 2007.
- [121] Ip Kahn, "Compensation of Dispersion and Nonlinear Impairments Using Digital Backpropagation", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, nº 20, 2008.
- [122] JDSU, "Brown-Field Upgrades to 40 G Bit Rates", White paper, 2013.
- [123] W. Idler, "WDM Field Trial over 764 km SSMF with 16 x 112 Gb/s NRZ-DQPSK co-propagating with 10.7 Gb/s NRZ", European Conference and Exhibition on Optical Communications, 2010.
- [124] M. Nakazawa, K. Kikuchi, T. Miyazaki, *High Spectral Density Optical Communication Technologies*, Springer, 2010.
- [125] 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*, vol. 24, no. 1, pág. 12, Enero. 2006.
- [126] E. Ip, A. P. T. Lau, D. J. F. Barros, y J. M. Kahn, "Coherent detection in optical fiber systems", *Optics Express*, vol. 16, pág. 753-791, 2008.
- [127] Y. Han, y G. Li, "Coherent Optical Communication using Polarization Multiple-Input-Multiple-Output", *Optics Express*, vol. 13, nº 19, pág. 7527-7534, 2005.
- [128] R. Kunkel, H.G. Bach, D. Hoffmann, C. Weinert, I. Molina-Fernández, y R. Halir, "First monolithic InP-based 90 degrees-hybrid OEIC comprising balanced



- detectors for 100GE coherent frontends*", International Conference on Indium Phosphide & Related Materials (IPRM), paper TuB2.2, pág. 167–170, 2009.
- [129] S. Norimatsu, K. Iwashita, "Damping factor influence on linewidth requirements for optical PSK coherent detection system", IEEE Journal Lightwave Technology, vol.11, pág. 1226-1233, 1993.
- [130] R.A. Linke, B.L.Kasper, N.A. Olsson, y R.C. Alferness, "Coherent lightwave transmission over 150 km fibre lengths at 400 Mbit/s and 1 Gbit/s data rates using phase modulation", Electronic Letters, vol. 22, nº 1, pág. 30-31, Enero 1986.
- [131] F. Derr, "Coherent Optical QPSK intradyne system: concept and digital receiver realization", Journal of Lightwave Technology, vol. 10, nº 9, pág. 1290-1296, 1992.
- [132] F. Derr, "Optical QPSK transmission system with novel digital receiver concept", Electronic Letters, vol. 27, nº 23, pág. 2177-2179, Nov. 1991.
- [133] R. Noe, "Phase noise-tolerant synchronous QPSK/BPSK baseband-type intradyne receiver concept with feedforward carrier recovery", IEEE Journal Lightwave Technology, vol. 23, nº 2, pág. 802-808, Feb. 2005.
- [134] B. Glance, "Polarization Independent Coherent Optical Receiver", Journal of Lightwave Technology, vol. 5, nº 2, pág. 274-276, 1987.
- [135] D. Perez-Galacho, R. Zhang, A. Ortega-Monux, R. Halir, C. Alonso-Ramos, P. Runge, K. Janiak, G. Zhou, H. G. Bach, A.G. Steffan, y I. Molina-Fernandez, "Integrated Polarization Beam Splitter for 100/400 GE Polarization Multiplexed Coherent Optical Communications", Journal Lightwave Technology, vol. 32, nº3, pág. 361-368, 2014.
- [136] T. Pfau et al., "Coherent Digital Polarization Diversity Receiver for Real Time Polarization Multiplexed QPSK Transmission at 2.8 Gb/s", IEEE Photonics Technology Letter, vol. 19, nº 24, pág.1988-1990, 2007.
- [137] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, C. R. Doerr, M. Magarini y L. L. Buhl, "Spectrally efficient long-haul optical networking using 112-Gb/s polarization-multiplexed 16-QAM", Journal of Lightwave Technology, vol. 28, nº 4, pág. 547-556, 2010.
- [138] VPI Photonics, Design of photonic systems and networks,

<http://www.vpiphotonics.com>.

- [139] K. Kikuchi, "Phase-diversity homodyne detection of multilevel optical modulation with digital carrier phase estimation", *IEEE Journal Selected Topics on Quantum Electronics*, vol. 12, pág. 563-570, 2006.
- [140] A.B. Carlsson, Paul B. Crilly, *Communication Systems*, McGraw-Hill Higher Education, 2009.
- [141] M. Birk, et al., "Real-time single-carrier coherent 100 Gb/s PM-QPSK field trial", *Journal Lightwave Technology*, vol 29, nº 4, pág. 417-425, 2011.
- [142] I. Fatadin, S. J. Savory, y D. Ives, "Compensation of quadrature imbalance in an optical QPSK coherent receiver", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, nº 20, pp. 1733–1735, 2008.
- [143] 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, nº5, pág. 2120-2126, 2007.
- [144] S. H. Chang, H. S. Chung, K. Kim, "Impact of Quadrature Imbalance in Optical Coherent QPSK Receiver", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, nº 11, pág. 709-711, 2008.
- [145] S. J. Savory, "Digital filters for coherent optical receivers", *Optics Express*, vol 16, nº 2, pág. 804-817, 2008.
- [146] J. Yang, J.J. Werner, y G. A. Dumont, "The multimodulus blind equalization and its generalized algorithms", *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, vol. 20, nº 5, pág. 997–1015, 2002.
- [147] A. J. Viterbi and A.M. Viterbi, "Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Applications to Burst Digital Transmission", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 29, nº 4, pág. 543-551, 1983.
- [148] T. Pfau, S. Hoffmann, y R. Noé, "Hardware-Efficient Coherent Digital Receiver Concept With Feedforward Carrier Recovery for M-QAM Constellations", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, nº 8, pág. 989-999, 2009.
- [149] X. Zhou, X. Chen, y K. P. Long, "Wide-range frequency offset estimation algorithm for optical coherent systems using training sequence", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, nº1, pág. 82–84, 2011.

- [150] H. Zhang, Y. Cai, D. G. Foursa y A. N. Pilipetskii, "Cycle Slip Mitigation in POLMUX-QPSK Modulation", Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), OMJ7, 2011.
- [151] C.R. Doerr et al, "Packaged Monolithic Silicon 112-Gb/s coherent receiver", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 23, nº12, 2011.
- [152] V.E. Houtsma, N. G. Weimann, T. Hu, R. Kopf, A. Tate, J. Frackoviak, R. Reyes, Y. K. Chen, L. Zhang, C. R. Doerr, y D. T. Neilson, "Manufacturable monolithically integrated InP dual-port coherent receiver for 100G PDM-QPSK applications", Optical Fiber Communication (OFC), OML2, 2011.
- [153] J. Fandino y P. Munoz, "Manufacturing tolerance analysis of an MMI-based 90 optical hybrid for InP integrated coherent receivers", IEEE Photonic Journal, vol. 5, nº 2, 2013.
- [154] S. Haruyama, R.H. Morelos-Zaragoza, "A Software Defined Radio Platform with Direct Conversion: SOPRANO", Faculty Publications, vol. 3, pág. 1558-1560, 2001.
- [155] P. Perez-Lara, I. Molina-Fernandez, J. G. Wangüemert-Perez, y R. G. Bosisio, "Effects of hardware imperfection on six-port direct digital receivers calibrated with three and four signal standards", IEEE Proc. Microw. Antennas Propag., vol. 153, nº 2.
- [156] F. M. Ghannouchi y R. G. Bosisio, "An alternative explicit six-port matrix calibration formalism using five standards", IEEE Trans. Microw. Theory Tech. vol. 36, nº 3, pág. 494–498, 1988.
- [157] A.W. Davis, M.J. Pettitt, J.P. King, y S. Wright, "Coherent optical receiver for 680 Mbit/s using phase diversity", Electronic Letters, vol. 22, nº1, pág. 9-11, Enero, 1986.
- [158] T. Pfau, S. Hoffmann, O. Adamczyk, R. Peveling, V. Herath, M. Pörrmann, y R. Noé, "Coherent optical communication: towards realtime systems at 40 Gbit/s and beyond", Optics Express vol. 16, nº 2, pág. 866–872, 2008.
- [159] C. Xie et al., "Colorless coherent receiver using 3x3 coupler hybrids and single-ended detection", Optics Express, vol. 20, nº 2, pág. 1164–1171, 2012.
- [160] 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, vol. 28, nº 20, pp. 2933–2943, 2010.
- [161] M. Morsy-Osman et al., "*Analytical and experimental performance evaluation of an integrated Si-photonic balanced coherent receiver in a colorless scenario*", Optics Express, vol. 22, nº 5, pág. 5693–5730, 2014.
- [162] P. Runge et al., "*Monolithic InP receiver chip with a variable optical attenuator for colorless WDM detection*", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 26, nº4, pág. 349–351, 2014.
- [163] 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 121, 225-247, 2011.
- [164] E. Ip y J. M. Kahn, "*Feedforward Carrier Recovery for Coherent Optical Communications*", Journal of Lightwave Technology, vol. 25, nº 9, 2007.
- [165] S. Park y D. Yoon , "*An alternative expression for the symbol-error probability of MPSK in the presence of I/Q unbalance*", IEEE Transactions on Communications, vol. 52, nº12, pág. 2079–2081, 2004.
- [166] P. A. Besse, M. Bachmann, H. Melchior, L. B. Soldano, y M. K. Smit, "*Optical bandwidth and fabrication tolerances of multimode interference couplers*", Journal Lightwave Technology, vol. 12, nº 6, pág.1004–1009, 1994.
- [167] L. B. Soldano y E. C. M. Pennings, "*Optical multi-mode interference devices based on self-imaging: Principles and applications*", Journal of Lightwave Technology, vol. 13, nº 4, pág. 615–627, 1995.
- [168] A.J. Stark et al., "*System Performance Prediction With the Gaussian Noise Model in 100G PDM-QPSK Coherent Optical Networks*", Journal of Lightwave Technology, vol. 31, nº 21, pág. 3352-3360, 2013.
- [169] K. Ho, "*Effects of Homodyne Crosstalk on Dual-Polarization QPSK Signals*", Journal of Lightwave Technology, vol. 29, nº 1,pág. 124-131, 2011.
- [170] Finisar Corporation, Sunnyvale, CA, USA. <http://www.finisar.com/products>.
- [171] J. M. Casteleiro Villalba, Introducción al álgebra lineal, ESIC, 2004.

- [172] M. Achouche et al., “*InGaAs communication photodiodes: From low- to high-power-level designs*”, IEEE Photonics Journal, vol. 5, nº3, pág. 460–468, 2010.
- [173] Inphi Corporation, Sunnyvale, CA, USA. <http://www.inphi-corp.com/products>.
- [174] D. Lavery et al., “*Digital coherent receivers for long-reach optical access networks*”, Journal of Lightwave Technology, vol. 31, nº 4, pág. 609–620, 2013.
- [175] H. Lee, P. Iannone, K. Reichmann, J. Lee, y B. Palsdottir, “*A C/L-band gain-clamped SOA-Raman hybrid amplifier for CWDM access networks*”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 20, nº3, pág. 196–198, 2008.
- [176] D. Kim, M. Lee, Y. Kim, y K. Kim, “*Planar-type polarization beam splitter based on a bridged silicon waveguide coupler*”, Optic Express, vol. 23, nº2, pág.998-1004, 2015.
- [177] C. A. Alonso-Ramos, *Photonic chip interconnects and integrated polarization management for coherent communication.*, Tesis Doctoral, Universidad de Málaga, 2014.
- [178] G. H. Golub y C. F. Van Loan, Matrix Computations, JHU Press, 1996.
- [179] G. U. Ramos, “*Roundoff error analysis of the fast Fourier transform*”, Mathematics of Computation, vol. 25, nº116, pág. 757-768, 1971.
- [180] MIMO Performance and Condition Number in LTE Test, Agilent Technologies Application Note 5990-4759EN, <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5990-4759EN.pdf> .
- [181] P. E. An, M. Brown, and C.J. Harris, “*On the Convergence Rate Performance of Normalized Least-Mean-Square Adaptation*”, IEEE Trans. on Neural Networks, vol. 6, nº 6, pág. 1549-1552, 1997.
- [182] S. Faruk, K. Kikuchi, “*Compensation for In-Phase/Quadrature Imbalance in Coherent-Receiver Front End for Optical Quadrature Amplitude Modulation*”, IEEE Photonics Journal, vol. 5, nº2, 2013.
- [183] B. C. Thomsen et al., “*Burst Mode Receiver for 112 Gb/s DP-QPSK with parallel DSP*”, Optics Express, vol. 19, nº 26, 2011.
- [184] Programa Nacional de Tecnologías de la Información y de las Comunicaciones Mu-Core, “*Receptores coherentes multipuerto*”, Ministerio de Economía y

Competitividad (TEC2013-46917-C2-1-R), 2014-2017.

[185] M. Seimetz, M. Noelle, y E. Patzak, “*Optical Systems With High-Order DPSK and Star QAM Modulation Based on Interferometric Direct Detection*”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, nº 6, Jun 2007.

[186] S. Roelkens, “*Performance of 80 Gb/s MMI-based DQPSK Demodulator on SOI*”, *European Conference on Integrated Optics (ECIO)*, 2012.