

**Algoritmos de Equalização da Dispersão Cromática em
Sistemas de Comunicações Ópticas Coerentes**

João Luís Filipe Santos

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
**Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de
Computadores**

Orientadores: Prof. Paulo Sérgio de Brito André
Engenheiro João Emanuel Fernandes Monteiro

Júri

Presidente: Prof. José Eduardo Charters Ribeiro da Cunha Sanguino

Orientador: Prof. Paulo Sérgio de Brito André

Vogal: Prof. Maria do Carmo Raposo de Medeiros

Maio 2016

Agradecimentos

Esta dissertação é o culminar de muito esforço e dedicação. Foram muitas as horas de incertezas e preocupações mas foram, também, muitas as alegrias após a superação das adversidades e o concretizar dos objectivos.

Em primeiro lugar quero agradecer ao Senhor Professor Doutor Paulo Sérgio de Brito André pela sua orientação científica, disponibilidade, confiança e pelos saberes profissionais e pessoais que me transmitiu.

Em segundo quero agradecer ao Engenheiro João Monteiro por todo o empenho, disponibilidade, amizade, saber e encorajamento dado durante a elaboração desta dissertação.

Por último quero agradecer aos meus pais, à minha irmã e aos meus amigos pela força, coragem e amizade.

Resumo

Com o intuito de corresponder às expectativas criadas pela sociedade tecnológica em que vivemos e satisfazer a actual procura de serviços que requerem uma elevada eficiência espectral, surge o interesse nos sistemas ópticos coerentes, que permitem formatos de modulação multi-nível e o processamento de sinal no domínio digital. Posto isto, o estudo do desempenho dos algoritmos de equalização do sinal no domínio digital é essencial com vista a obter as melhores soluções.

Nesta dissertação foi desenvolvido e implementado um simulador de um sistema de comunicação óptica coerente com vista ao estudo da equalização da dispersão cromática da fibra óptica e à estimação da Relação Sinal-Ruído ao longo deste processo de modo a avaliar a qualidade do mesmo.

Numa primeira parte estudou-se a equalização da dispersão cromática fixa através do algoritmo *Overlap-Save* e numa segunda parte estudou-se a equalização da dispersão cromática residual (resultante da variação do parâmetro de dispersão da fibra devido a variações térmicas) através do algoritmo LMS. Em relação a este algoritmo foi estudada a sua implementação convencional, em que apenas são usados símbolos anteriores ao símbolo a ser equalizado, e foi estudada a viabilidade de serem utilizados, adicionalmente, símbolos posteriores.

Neste contexto, ficou demonstrado que a equalização pelo algoritmo *Overlap-Save* permite uma excelente equalização da dispersão cromática fixa e que o algoritmo LMS usando símbolos anteriores e posteriores, relativamente à dispersão cromática residual, permite melhores resultados comparativamente com o caso em que apenas são usados símbolos anteriores.

Palavras-chave: Sistema óptico coerente, DSP, SNR, *Overlap-Save* e LMS.

Abstract

In order to respond to the technologic society expectations and satisfying the nowadays search of services who required a high spectral efficiency, emerge an interest about coherent optical systems, that allows multi-level modulation formats and digital signal processing. So, the study of performance of equalization algorithms at digital domain is essential in order to get the best solutions.

At this dissertation, a coherent optical communication system was developed using the MATLAB/SIMULINK programing to study chromatic dispersion equalization of the optical fiber and to estimate the signal-to-noise ratio along this process in order to rate his quality.

At first, the equalization of fixed chromatic dispersion was studied by Overlap-Save algorithm and then was studied the equalization of residual chromatic dispersion (resulting from the variation of fiber dispersion parameter due to thermal variations) by the LMS algorithm. Regarding this algorithm was studied his conventional implementation, were are only used previous symbols to the symbol being equalized, and also was studied the availability of being used, additionally, later symbols.

At this context, was demonstrate that the equalization by Overlap-Save algorithm allows an excellent equalization of fixed chromatic dispersion and that the LMS algorithm, using previous and later symbols, due to residual chromatic dispersion, allows better results comparing with the study were are only used previous symbols.

Keywords: Coherent optical system, DSP, SNR, Overlap-Save and LMS.

Índice

1. INTRODUÇÃO	1
1.1. Início das Comunicações Ópticas	1
1.2. Sistemas Ópticos Coerentes	2
1.3. Motivação	2
1.4. Objectivos	3
1.5. Estrutura da Tese	4
2. SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO POR FIBRA ÓPTICA	5
2.1. Transmissor Óptico	5
2.1.1. Modulador de Fase	6
2.1.2. Modulador Mach-Zehnder	7
2.1.3. Modulador de Fase e Quadratura	8
2.1.4. Modulações M-PSK e M-QAM	9
2.2. Receptor Óptico	16
2.2.1. Princípio da Detecção Coerente	17
2.2.2. Receptor Heterodino	20
2.2.3. Receptor Homodino	21
2.2.4. Diversidade de Polarização	23
2.2.5. Processamento Digital de Sinal	25
2.3. Factores Limitativos nos Sistemas Ópticos	26
2.3.1. Ruído de Fase do Laser	26
2.3.2. Dispersão Cromática	27
2.3.3. Dispersão dos Modos de Polarização	29
2.3.4. Efeitos não Lineares	30
2.3.4.1. Não-Linearidade de Kerr	31
3. ESTIMAÇÃO DA SNR NA PRESENÇA DE AWGN	33
3.1. SNR a partir das Curvas Gaussianas	34
3.2. SNR a partir da EVM	35
4. ALGORITMOS DE EQUALIZAÇÃO	37
4.1. Filtro Overlap-Save	38
4.2. Filtro Adaptativo LMS	40

5. SIMULADOR	45
5.1. Transmissor Óptico	45
5.1.1. Pulse Shaping	46
5.1.2. Sinal WDM	48
5.1.3. Evolução do Sinal no Domínio do Tempo	49
5.1.4. Evolução da PSD	51
5.2. Implementação da Dispersão Cromática	53
5.3. Receptor Óptico	53
6. RESULTADOS	55
6.1. Efeitos da Dispersão Cromática	55
6.2. Overlap-Save	56
6.3. LMS_Pre	58
6.3.1. Variação de D : 0.25 ps/nm/km	59
6.3.2. Variação de D : 0.5 ps/nm/km	61
6.4. LMS_Dual	63
6.4.1. Variação de D : 0.25 ps/nm/km	63
6.4.2. Variação de D : 0.5 ps/nm/km	64
7. CONCLUSÕES	67

Lista de Figuras

2.1	Esquema de um modulador de fase.	6
2.2	Esquema de um modulador Mach-Zehnder.	7
2.3	Esquema de um modulador de fase e quadratura.	8
2.4	Constelação da modulação 8-PSK.	11
2.5	(a) Constelação da modulação 8-QAM. (b) Distribuição dos símbolos nas constelações em cruz.	13
2.6	PSD dos sinais M-PSK e M-QAM.	14
2.7	Receptor não coerente para modulações ASK.	16
2.8	Receptor não coerente para modulações 2-FSK.	16
2.9	Esquema básico de um receptor coerente.	17
2.10	Esquema do receptor homodino com diversidade de fase.	21
2.11	Esquema do receptor heterodino com diversidade de polarização.	23
2.12	Esquema do receptor homodino com diversidades de fase e de polarização.	23
2.13	Introdução do bloco DSP no caso (a) heterodino e (b) homodino.	25
2.14	Variação do parâmetro de dispersão em função do comprimento de onda numa SSMF. .	28
2.15	Atraso entre os dois modos de polarização ortogonais devido à PMD.	29
3.1	Representação gráfica de uma distribuição gaussiana de média m	34
4.1	Diagrama de blocos do DSP.	37
4.2	Representação do método <i>Overlap-Save</i>	38
4.3	Diagrama de blocos do filtro LMS.	41
4.4	(a) Sequência de 13 símbolos corrompidos por dispersão cromática. (b) Variação do vector u ao longo do algoritmo LMS_Pre. (c) Sequência de símbolos equalizados pelo algoritmo LMS_Pre.	42
4.5	(a) Sequência de 13 símbolos corrompidos por dispersão cromática. (b) Variação do vector u ao longo do algoritmo LMS_Dual. (c) Sequência de símbolos equalizados pelo algoritmo LMS_Dual.	43
5.1	Diagrama de blocos do transmissor óptico, considerando pulsos rectangulares.	45
5.2	Diagrama de blocos do transmissor óptico implementado.	46
5.3	Representação gráfica do pulso <i>raised cosine</i> (a) no domínio do tempo e (b) no domínio da frequência.	47

5.4	Distribuição dos símbolos na modulação 4-QAM.	49
5.5	Variação das amplitudes I e Q no domínio do tempo, antes do <i>pulse shaping</i>	50
5.6	Variação das amplitudes I e Q no domínio do tempo, antes do <i>pulse shaping</i>	50
5.7	Sinal óptico no domínio do tempo.	51
5.8	PSD (a) antes do <i>pulse shaping</i> e (b) depois do <i>pulse shaping</i>	52
5.9	PSD do sinal WDM.	52
5.10	Diagrama de blocos da dispersão cromática implementada.	53
5.11	Diagrama de blocos do receptor implementado.	53
6.1	Efeitos da dispersão cromática na constelação 16-QAM considerando um comprimento da fibra igual a (a) 5 km, (b) 15 km e (c) 25 km.	55
6.2	Distribuição da componente I após o filtro <i>Overlap-Save</i> , numa modulação 16-QAM.	56
6.3	Constelação após o filtro <i>Overlap-Save</i> , considerando a variação de D nula.	57
6.4	Constelação (a) na pré-equalização e (b) após <i>Overlap-Save</i> , quando ΔD igual a 0.25 ps/nm/km.	57
6.5	Constelação (a) na pré-equalização e (b) após <i>Overlap-Save</i> , quando ΔD igual a 0.5 ps/nm/km.	57
6.6	(a) Constelação após o filtro <i>Overlap-Save</i> considerando f_{simb} igual a 20 Gbit/s. (b) Constelação dos símbolos pré-equalizados considerando f_{simb} igual a 2.4808 Gbit/s.	58
6.7	Evolução da SNR obtida ao longo do algoritmo LMS_Pre, considerando f_{simb} igual a (a) 20 Gbit/s, (b) 25 Gbit/s, (c) 30 Gbit/s e (d) 40 Gbit/s.	59
6.8	Constelação dos símbolos (a) após <i>Overlap-Save</i> e (b) após LMS_Pre, quando f_{simb} igual a 20 Gbit/s.	60
6.9	Constelação dos símbolos (a) após <i>Overlap-Save</i> e (b) após LMS_Pre, quando f_{simb} igual a 40 Gbit/s.	60
6.10	Evolução da SNR obtida ao longo do algoritmo LMS_Pre, considerando f_{simb} igual a (a) 20 Gbit/s, (b) 25 Gbit/s, (c) 30 Gbit/s e (d) 40 Gbit/s.	61
6.11	Constelação dos símbolos (a) após <i>Overlap-Save</i> e (b) após LMS_Pre, quando f_{simb} igual a 20 Gbit/s.	62
6.12	Constelação dos símbolos (a) após <i>Overlap-Save</i> e (b) após LMS_Pre, quando f_{simb} igual a 30 Gbit/s.	62
6.13	Evolução da SNR obtida ao longo do algoritmo (a) LMS_Pre e (b) LMS_Dual.	63
6.14	Constelação dos símbolos equalizados pelo filtro LMS_Dual, considerando a modulação (a) 4-QAM e (b) 64-QAM.	64
6.15	Evolução da SNR obtida ao longo do algoritmo (a) LMS_Pre e (b) LMS_Dual.	64

6.16 Constelação dos símbolos equalizados pelo filtro LMS_Dual, considerando a modulação
(a) 16-QAM e (b) 32-QAM. 65

Lista de Abreviações

Acrónimo	Designação em inglês	Designação em português
ASK	Amplitude Shift Keying	Modulação digital em amplitude
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Ruído aditivo branco gaussiano
A/D	Analog-to-Digital	Analógico para digital
CMA	Constant Modulus Algorithm	Algoritmo de módulo constante
CW	Continuous Wave	Onda contínua
DD	Dedicated to Decision	Dedicado à decisão
DGD	Differential Group Delay	Atraso de grupo diferencial
DSP	Digital Signal Processing	Processamento digital de sinal
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier	Amplificador de fibra dopada com érbio
EVM	Error Vector Magnitude	Magnitude do vector de erro
FDE	Frequency Domain Equalization	Equalização no domínio da frequência
FFT	Fast Fourier Transform	Transformada rápida de Fourier
FIR	Finite Impulse Response	Resposta ao impulso finita
FSK	Frequency Shift Keying	Modulação digital em frequência
FWM	Four-Wave Mixing	Mistura de quatro ondas
GVD	Group Velocity Dispersion	Dispersão da velocidade de grupo
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	Transformada rápida de Fourier inversa
IM/DD	Intensity Modulation and Direct Detection	Modulação de intensidade e detecção directa
IQM	In-phase and Quadrature Modulator	Modulador de fase e quadratura
LED	Light Emitting Diode	Díodo emissor de luz
LMS	Least Mean Square	Mínimos quadrados
MSE	Mean Square Error	Erro quadrático médio
MZM	Mach-Zehnder Modulator	Modulador Mach-Zehnder
NLSE	Non-Linear Schrödinger Equation	Equação não-linear de Schrödinger
OOK	On-Off Keying	Modulação digital binária em amplitude
PBS	Polarization Beam Splitter	Divisor de feixe por polarização

PLL	Phase-Locked Loop	Malha de fase síncrona
PM	Phase Modulator	Modulador de fase
PMD	Polarization Mode Dispersion	Dispersão dos Modos de Polarização
PSD	Power Spectral Density	Densidade espectral de potência
PSK	Phase Shift Keying	Modulação digital em fase
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Modulação digital em fase e amplitude
RMS	Root Mean Square	Valor médio quadrático
SBS	Stimulated Brillouin Scattering	Espalhamento estimulado de Brillouin
SER	Symbol Error Rate	Taxa de erro de símbolo
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Relação Sinal-Ruído
SOP	State of Polarization	Estado de polarização
SPM	Self-Phase Modulation	Auto-modulação de fase
SRS	Stimulated Raman Scattering	Espalhamento estimulado de Raman
SSMF	Standard Single Mode Fiber	Fibra mono-modo padrão
TIA	Transimpedance Amplifier	Amplificador de transimpedância
WDM	Wavelength Division Multiplexing	Multiplexagem por divisão de comprimento de onda
XPM	Cross-Phase Modulation	Modulação de fase cruzada

1. Introdução

1.1. Início das Comunicações Ópticas

Se interpretarmos as comunicações ópticas no sentido amplo, o uso da luz para fins de comunicação remonta à antiguidade [1]. Por exemplo, o antigo sistema de comunicação usado ao longo da Grande Muralha da China era composto por inúmeras torres distanciadas por intervalos regulares e o tamanho de um invasor inimigo era comunicado através de um certo número de luzes, repetido de torre em torre [2].

O advento do telégrafo em 1830 marcou o início da era das comunicações eléctricas [1]. Até à primeira metade do século XX, devido aos avanços em telegrafia, telefone e rádio, os sistemas de comunicação óptica mantiveram-se na retaguarda. No entanto, devido ao elevado crescimento de tráfego de comunicação global em voz e dados, no final do mesmo século, os sistemas de telecomunicações chegaram a um ponto de saturação em termos de capacidade e alcance. A título ilustrativo, um sistema de transporte típico coaxial operando a uma taxa de 200 Mbit/s necessita de regeneração a cada km, o que é dispendioso em termos operacionais [2]. A tendência natural foi voltar ao estudo de sistemas de comunicação óptica, nos quais a taxa de transmissão de dados podia ser consideravelmente aumentada [2]. Tal solução foi impulsionada após a invenção do laser em 1960 [1], o que ofereceu uma fonte coerente ao sistema transmissor. Posto isto, o obstáculo remanescente era encontrar um meio de transmissão para a luz [2].

Em 1961, Elias Snitzer publicou uma descrição teórica sobre a utilização de fibras mono-modo com implicações para o uso de transmissão de informação, referindo que para que a sua utilização fosse viável, a atenuação da fibra óptica não poderia ser superior a 20 dB/km [3]. Em 1966, altura em que a fibra óptica apresentava perdas na ordem dos 1000 dB/km [4], Charles Kao e George Hockam, depois de analisarem as propriedades do vidro, reforçaram a ideia de usar a fibra óptica como meio de transmissão de ondas luminosas, argumentando que a elevada atenuação nela presente era causada por impurezas e que podia ser reduzida para valores inferiores a 20 dB/km [2].

Tal como tinham previsto, a situação mudou radicalmente e 5 anos mais tarde, surge o aparecimento de fibras de sílica com perdas de 20 dB/km, fabricadas por um grupo de pesquisa da *Corning Glass Incorporated*. Progressos futuros neste domínio foram conseguidos e as fibras actuais apresentam perdas na ordem dos 0.35 dB/km na região dos 1300 nm e perdas na ordem dos 0.2 dB/km na região dos 1550 nm [2].

1.2. Sistemas Ópticos Coerentes

Os primeiros sistemas de transmissão óptica utilizavam modulação em intensidade binária (OOK), na qual, a detecção do sinal não exige grande complexidade por parte dos receptores, permitindo que a informação seja recuperada com o uso de um fotodetector, num esquema de detecção directa [5].

Devido à elevada sensibilidade dos receptores, os sistemas ópticos coerentes foram extensivamente estudados na década de 80 do século passado, permitindo a transmissão ao longo de maiores distâncias sem recorrer a repetidores [5]. Contudo, o desenvolvimento das tecnologias coerentes foi retardado cerca de 20 anos devido à sua complexidade e custo inerente e ao aparecimento do amplificador de fibra dopada com érbio (EDFA) [5], em meados de 1990 [6]. A sua invenção e o rápido progresso em sistemas com multiplexagem espectral (WDM) com modulação directa de elevada capacidade tornaram estes sistemas muito atractivos, permitindo a amplificação simultânea de diversos canais [6]. Iniciava-se, assim, uma nova era de comunicações ópticas em que um grande número de sinais WDM podia ser transmitido ao longo de milhares de quilómetros [2]. Os sucessivos avanços tecnológicos possibilitaram melhorar a estabilidade dos lasers e construir filtros ópticos altamente selectivos, permitindo alcançar um espaçamento entre canais mais reduzido, e consequentemente, aumentar o número de canais WDM numa fibra [6].

Contudo, com o aumento da procura por maiores ritmos binários, estes sistemas WDM com amplificação atingiram a saturação, e tornou-se imperioso maximizar a eficiência espectral [6]. De modo a assegurar esta exigência, ressurgiu, em 2005, o interesse nos sistemas ópticos coerentes [5] que permitem que a informação seja codificada na amplitude e na fase da portadora, possibilitando uma maior flexibilidade em formatos de modulação, tais como: modulação em amplitude (ASK), modulação em fase (PSK) e modulação em fase e amplitude (QAM) [7]. Outro dos factores que levaram ao ressurgimento do interesse nas técnicas coerentes foi o rápido desenvolvimento de circuitos integrados de alta velocidade, permitindo o uso de processamento digital de sinal (DSP) para compensação das degradações impostas pelo sistema óptico [5].

1.3. Motivação

As telecomunicações têm ganho um papel cada vez mais preponderante na sociedade tecnológica em que vivemos, modificando e padronizando o modo de vida actual, sendo cada vez maior a procura de recursos digitais tais como internet, telefone, televisão, vídeo *on demand*, videoconferência, telemedicina, teletrabalho e ensino à distância. Como tal, tem-se assistido a um incremento da capacidade de transporte quer em termos de ritmos de transmissão, quer a nível de

cobertura geográfica, dos sistemas de comunicação por fibra óptica [8]. Este tem-se verificado de tal modo elevado que ultrapassou a maioria das previsões, resultando no esgotamento da capacidade de tráfego disponibilizada pelos operadores. Por isto e pela manutenção de expectativas criadas nos consumidores, é necessária uma constante evolução no que diz respeito à optimização das redes de comunicação [8], tanto em termos de velocidade de transmissão como de eficiência espectral [5].

Tal optimização só pode ser conseguida através de dois passos essenciais: a criação de uma rede de acesso que suporte elevados débitos e o aumento da capacidade de transporte e de encaminhamento da informação, mantendo a estrutura física existente, que já conta com vários milhões de quilómetros de fibra óptica instalados [8].

É nesse sentido que surge o interesse na detecção coerente empregando formatos de modulação multi-nível, tornando-se numa das mais promissoras tecnologias para a próxima geração de sistemas de transmissão de alta-velocidade, devido às elevadas potência e eficiência espectral e à possível combinação com o processamento digital de sinal, que permite, no domínio eléctrico, uma equalização significativa das penalidades que afectam severamente o desempenho destes sistemas. Estas penalidades são a dispersão cromática, a dispersão dos modos de polarização, ruído de fase e os efeitos não lineares [5].

1.4. Objectivos

Esta dissertação é realizada em colaboração com a Coriant Portugal e irá focar-se nos sistemas ópticos coerentes, que possibilitam formatos de modulação multi-nível e permitem a equalização das penalidades referidas anteriormente através de técnicas de processamento digital de sinal.

O objectivo desta dissertação consiste na implementação de um sistema de comunicação óptica coerente com recurso a programação MATLAB/SIMULINK, com vista ao estudo de algoritmos de equalização do sinal no domínio digital. Também no domínio digital, serão estudadas técnicas para a estimação da Relação Sinal-Ruído (SNR) a partir dos símbolos obtidos ao longo do processo de equalização, com vista a quantificar o desempenho e a qualidade do mesmo. Para além disso, será estudada a utilização, no processo de equalização, da SNR estimada, com vista a atingir os objectivos desejados.

Para cumprir o objectivo proposto, irão ser estudados algoritmos com vista à equalização da dispersão cromática e será estudado o uso da SNR no respectivo processo de equalização.

1.5. Estrutura da Tese

A dissertação encontra-se dividida em sete capítulos. O primeiro descreve todo o enquadramento necessário da problemática que irá ser alvo de análise.

No segundo capítulo serão apresentados os fundamentos teóricos e o estado da arte ao nível tecnológico que servirão de base ao trabalho a ser desenvolvido.

Os terceiro e quarto capítulos apresentam, respectivamente, uma análise teórica da estimação da SNR e de algoritmos de equalização de sinal.

O quinto capítulo é responsável por descrever a metodologia da simulação utilizada, estabelecendo-se uma relação com os critérios teóricos presentes nos capítulos dois, três e quatro.

No sexto capítulo são apresentados e discutidos os resultados obtidos da simulação e no sétimo capítulo é feita uma análise somatória do trabalho desenvolvido nesta dissertação e é proposto trabalho futuro assente na continuidade deste trabalho.

2. Sistemas de Comunicação por Fibra Óptica

Um sistema de comunicação por fibra óptica é constituído por três elementos essenciais: o transmissor óptico, a fibra óptica e o receptor óptico [1].

2.1. Transmissor Óptico

O transmissor óptico é o dispositivo responsável pela conversão do sinal eléctrico em sinal óptico e pelo seu lançamento na fibra óptica. O principal componente do transmissor óptico é a fonte óptica, a qual apresenta um circuito *driver* associado responsável pelas funções de polarização eléctrica e de comando da emissão de potência luminosa pelo laser [1].

Os sistemas de comunicação por fibra óptica usam, geralmente, fontes ópticas semicondutoras tais como o díodo emissor de luz (LED) e o laser de semicondutor que são usados devido a diversas vantagens tais como tamanho compacto, alta eficiência, possibilidade de modulação directa a frequências relativamente altas e boa confiabilidade [1]. No entanto, o laser semicondutor apresenta maior potência de emissão e menor largura de linha espectral, pelo que é mais indicado para longas distâncias e para sistemas WDM [9].

A operação responsável pela transferência dos dados a serem transmitidos do domínio eléctrico para o domínio óptico é designada por modulação. Existem duas grandes categorias de técnicas de modulação da fonte óptica, a modulação directa e a modulação externa [1].

Nos transmissores ópticos empregando modulação directa, a portadora óptica é modulada directamente através da variação da corrente injectada na fonte óptica [1]. Esta variação da corrente conduz a uma variação da densidade de electrões na região activa do laser, o que provoca uma variação dinâmica do comprimento de onda, designada como *chirp*. Desta forma, o sinal na saída do laser modulado directamente é simultaneamente modulado em intensidade e em frequência [10]. O *chirp*, por si só, não é problema para sistemas IM/DD, no entanto, quando aliado à dispersão cromática da fibra, é um factor que limita o desempenho a ritmos de transmissão elevados [11], iguais ou superiores a 10 Gbit/s [1]. Uma das técnicas possíveis para minimizar este efeito consiste na modulação externa do laser [10].

Nos transmissores ópticos empregando modulação externa, o laser é submetido a uma corrente de polarização constante, isto é, o laser é polarizado de modo a gerar um sinal óptico com intensidade constante e, como tal, pode ser visto como uma fonte de luz de onda contínua (CW). Considerando que o laser é ideal, o campo eléctrico do sinal óptico é dado pela expressão 2.1 [9]:

$$E_{cws}(t) = A_{cws} \cdot e^{j\omega_s t} , \quad (2.1)$$

onde A_{cws} representa a amplitude do campo, ω_s é a frequência angular da portadora óptica e a fase inicial foi considerada nula por simplificação. Posteriormente, a portadora óptica é modulada por um modulador óptico externo através do sinal eléctrico de informação [9]. Consoante a técnica de modulação pretendida, diferentes estruturas de moduladores ópticos podem ser usadas, sendo as principais: o modulador de fase (PM), o modulador Mach-Zehnder (MZM) e o modulador de fase e quadratura (IQM) [1].

2.1.1. Modulador de Fase

Um modulador de fase é composto por um guia de onda contido num substrato electro-óptico, normalmente LiNbO_3 . Ao utilizar o facto de que o índice de refração do guia de onda pode ser alterado através da aplicação de uma voltagem externa por meio de um eléctrodo revestido, o campo eléctrico da portadora óptica de entrada pode ser modulado em fase. A figura 2.1 ilustra o esquema de um PM [9].

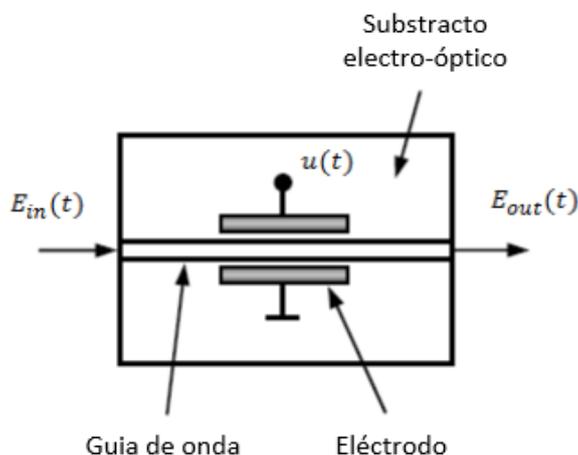


Figura 2.1: Esquema de um modulador de fase.

Nas especificações do modulador de fase, existe um valor de tensão aplicada necessária para desfazar o campo eléctrico do sinal de entrada em π radianos, designada por tensão v_π . Dessa maneira, a relação entre os campos eléctricos da portadora óptica de entrada, $E_{in}(t)$, e do sinal modulado de saída, $E_{out}(t)$, é dada por 2.2 [9]:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = e^{j\frac{u(t)}{v_\pi}\pi} = e^{j\varphi_{PM}(t)} , \quad (2.2)$$

onde $\varphi_{PM}(t)$ é a modulação de fase.

2.1.2. Modulador Mach-Zehnder

Pelo princípio da interferência, o processo de modulação de fase também pode ser usado para realizar a modulação da intensidade de uma portadora óptica. A figura 2.2 ilustra o esquema de um MZM [9].

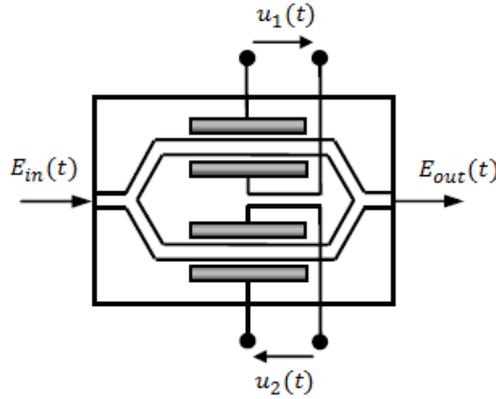


Figura 2.2: Esquema de um modulador Mach-Zehnder.

Neste modulador, o sinal óptico de entrada é dividido em dois caminhos, cada um contendo um modulador de fase que pode ser controlado de forma independente. Depois de realizada a modulação de fase em cada ramo, os dois campos ópticos são recombinados. A interferência, após a recombinação, pode ser construtiva ou destrutiva, dependendo do desvio de fase relativo entre cada braço. Sem considerar as perdas de inserção, a função de transferência de um MZM é dada por 2.3:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cdot (e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}), \quad (2.3)$$

onde $\varphi_1(t)$ e $\varphi_2(t)$ representam, respectivamente, os desvios de fase nos ramos superior e inferior do MZM.

Quando o MZM se encontra a operar no modo *push-push*, isto é, os desvios de fase nos dois ramos são iguais ($\varphi_1 = \varphi_2$), então, uma modulação puramente de fase é obtida, tal como no caso do modulador de fase. No entanto, quando o MZM se encontra no modo de operação *push-pull*, isto é, os desvios de fase nos dois ramos são iguais em módulo mas possuem sinais opostos ($\varphi_1 = -\varphi_2$), então, uma modulação de amplitude pode ser obtida. Neste último caso, a relação entre os campos de entrada e saída do MZM é dada por 2.4:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM}(t)}{2}\right) = \cos\left(\frac{u(t)}{2v_\pi} \pi\right), \quad (2.4)$$

onde $\Delta\varphi_{MZM}(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t) = 2\varphi_1(t)$ é o desvio de fase induzido entre os campos de ambos os braços do MZM.

2.1.3. Modulador de Fase e Quadratura

O modulador óptico de fase e quadratura é composto por um PM e dois MZMs, tal como é ilustrado na figura 2.3 [9].

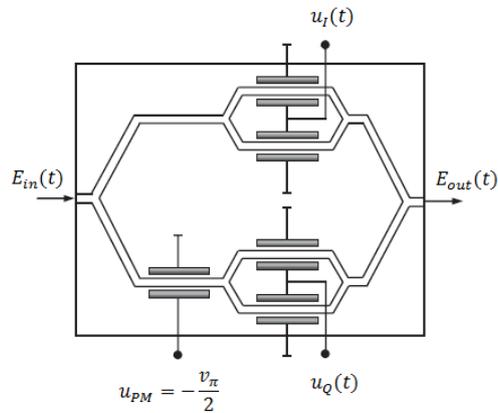


Figura 2.3: Esquema de um modulador de fase e quadratura.

O sinal de entrada $E_{in}(t)$ é igualmente dividido em dois caminhos, um para gerar a componente em fase (I) e outro para gerar a componente em quadratura (Q). Em ambos os braços, uma modulação de amplitude do campo eléctrico é realizada pelos MZMs no modo push-pull no ponto de transmissão mínima. Além disso, um desvio de fase relativa de $\pi/2$ é aplicado no braço Q, através de um PM, para que os sinais nos ramos I e Q sejam ortogonais. Desta forma, qualquer símbolo pode ser representado no plano complexo IQ, depois de serem recombinados os sinais dos dois braços. Sem considerar as perdas de inserção, a função de transferência de um IQM é dada por 2.5:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{u_I(t)}{2v_\pi} \pi\right) + j \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{u_Q(t)}{2v_\pi} \pi\right), \quad (2.5)$$

onde $u_I(t)$ e $u_Q(t)$ são, respectivamente, as tensões independentes aplicadas aos MZMs dos braços I e Q.

2.1.4. Modulações M-PSK e M-QAM

As redes de comunicação óptica modernas exigem uma transmissão com elevada eficiência espectral. Os formatos de modulação binária são predominantemente usados em sistemas de transmissão óptica devido à simplicidade dos seus transmissores e receptores [12]. No entanto, o estudo das modulações binárias permite concluir que estas não são espectralmente eficientes pois apenas permitem transmitir 1 bit/s/Hz [12]. A exigência de uma maior eficiência espectral em muitas aplicações do mundo real dita a necessidade de outras técnicas de modulação que não sejam binárias. A título de exemplo, a comunicação de dados sobre a rede pública de telefone comutada exige uma eficiência espectral de 8.4 bit/s/Hz [13]. Como tal, surge o interesse nas modulações multi-nível que permitem aumentar a eficiência espectral, embora exijam transmissores e receptores mais elaborados [12].

Uma modulação M-ária emprega um conjunto de M sinais de energia finita para representar um conjunto de $M = 2^k$ símbolos, sendo que cada símbolo é codificado com k bits. Assim, o período de símbolo e o período de bit apresentam a relação dada por 2.6 [13]:

$$T_{simb} = k \cdot T_b = \log_2 M \cdot T_b . \quad (2.6)$$

O ritmo binário e a frequência de símbolo são dados, respectivamente, através das equações 2.7 e 2.8:

$$R_b = \frac{1}{T_b} , \quad (2.7)$$

$$f_{simb} = \frac{1}{T_{simb}} . \quad (2.8)$$

Modulação M-PSK

Numa modulação M-PSK, a fase da portadora pode tomar um dos M valores possíveis dados por 2.9 [14]:

$$\theta_i(t) = \frac{2\pi}{M} \cdot i \quad , \quad i = 1, \dots, M . \quad (2.9)$$

Desta forma, durante cada intervalo de duração T_{simb} , a fase da portadora altera-se para codificar a informação digital, sendo este processo representado pela equação 2.10:

$$s_i(t) = A_c \cdot \cos[\omega_c t + \theta_i(t)] \quad , \quad (2.10)$$

onde A_c e ω_c são, respectivamente, a amplitude e a frequência angular da portadora. Nas modulações M-PSK, a energia do sinal por símbolo é sempre igual, isto é, os símbolos apresentam todos a mesma energia, dada por 2.11:

$$E_{simb} = \lim_{T_{simb} \rightarrow \infty} \int_{-\frac{T_{simb}}{2}}^{\frac{T_{simb}}{2}} |s_i(t)|^2 dt = \frac{A_c^2}{2} \cdot T_{simb} . \quad (2.11)$$

Tendo em conta a relação existente entre a energia de sinal por símbolo e a amplitude da portadora, a expressão relativa aos sinais M-PSK pode ser reescrita através da expressão 2.12 [14]

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_{simb}}{T_{simb}}} \cdot \cos[\omega_c t + \theta_i(t)] \quad , \quad (2.12)$$

que pode ser reescrita por 2.13:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_{simb}}{T_{simb}}} \cdot [\cos[\theta_i(t)] \cos(\omega_c t) - \text{sen}[\theta_i(t)] \text{sen}(\omega_c t)] . \quad (2.13)$$

Desta forma, cada sinal $s_i(t)$ pode ser expandido em termos de duas funções-base ortonormais, dadas por 2.14 e 2.15:

$$\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_{simb}}} \cos(\omega_c t) \quad , \quad 0 \leq t \leq T_{simb} , \quad (2.14)$$

$$\psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_{simb}}} \text{sen}(\omega_c t) \quad , \quad 0 \leq t \leq T_{simb} . \quad (2.15)$$

Posto isto, a expressão de cada sinal $s_i(t)$ é dada por 2.16:

$$s_i(t) = \sqrt{E_{simb}} \cos[\theta_i(t)] \cdot \psi_1(t) - \sqrt{E_{simb}} \text{sen}[\theta_i(t)] \cdot \psi_2(t) . \quad (2.16)$$

Deste modo, os M pontos correspondentes aos M símbolos podem ser representados pela notação complexa $s_I(t) + js_Q(t)$, onde

$$s_I(t) = \sqrt{E_{symb}} \cos[\theta_i(t)], \quad (2.17)$$

$$s_Q(t) = \sqrt{E_{symb}} \sen[\theta_i(t)]. \quad (2.18)$$

A constelação da modulação M-PSK é, assim, bi-dimensional e pode ser representada no plano complexo. Os M pontos estão igualmente espaçados e num círculo de raio $\sqrt{E_{symb}}$ e centro na origem, como é ilustrado na figura 2.4 para o caso de M igual a 8. Também na figura, estão representados, como linhas tracejadas, os limiares das diferentes regiões de decisão de cada símbolo.

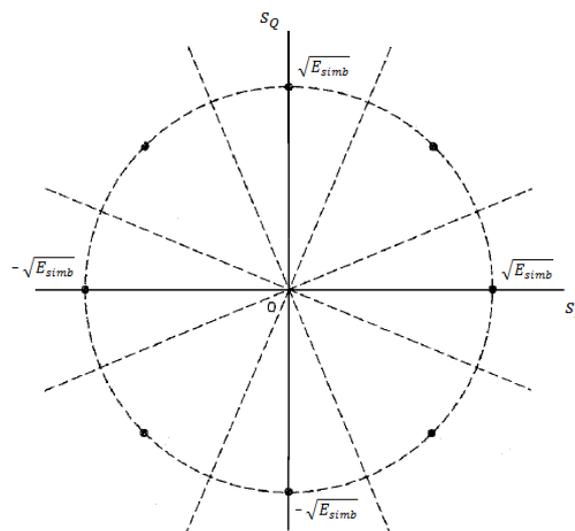


Figura 2.4: Constelação da modulação 8-PSK.

Modulação M-QAM

As modulações M-QAM são uma combinação entre a modulação ASK e a modulação PSK. Cada sinal $s_i(t)$, enviado durante o intervalo de duração T_{simb} e representando um dos M símbolos é dado pela expressão 2.19 [14]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2 E_0}{T_{simb}}} \cdot a_i \cdot \cos(\omega_c t) - \sqrt{\frac{2 E_0}{T_{simb}}} \cdot b_i \cdot \sin(\omega_c t) , \quad i = 1, \dots, M , \quad (2.19)$$

onde $\sqrt{E_0}$ representa a amplitude I e Q do símbolo mais próximo da origem e a_i e b_i representam as variações das amplitudes I e Q. Tal como nas modulações M-PSK, nas modulações M-QAM cada sinal $s_i(t)$ pode ser expandido em termos das duas funções-base ortonormais 7.10 e 7.11 e a sua expressão é, então, dada por 2.20:

$$s_i(t) = \sqrt{E_0} \cdot a_i \cdot \psi_1(t) - \sqrt{E_0} \cdot b_i \cdot \psi_2(t) \quad (2.20)$$

A constelação da modulação M-QAM é, também, bi-dimensional e pode ser representada no plano complexo. Os M pontos correspondentes aos M símbolos podem ser representados pela notação complexa $s_I(t) + js_Q(t)$, onde

$$s_I(t) = \sqrt{E_0} \cdot a_i , \quad (2.21)$$

$$s_Q(t) = \sqrt{E_0} \cdot b_i . \quad (2.22)$$

A energia média, $\langle E \rangle$, da constelação depende do valor de E_0 e os valores para os casos de M igual a 4, 8, 16, 32 e 64 são apresentados na tabela 2.1.

Modulação	4-QAM	8-QAM	16-QAM	32-QAM	64-QAM
$\langle E \rangle$	$2 E_0$	$6 E_0$	$10 E_0$	$20 E_0$	$42 E_0$

Tabela 2.1: Energia média das modulações 4-QAM a 64-QAM.

Para que a energia média da constelação seja unitária, o valor de E_0 deve variar consoante a modulação, diminuindo com o aumento de M . Com a diminuição de E_0 , diminui a distância mínima entre símbolos adjacentes, dada por $d_{min} = 2\sqrt{E_0}$, o que torna a descodificação mais sensível a erros.

Dependendo do valor de M , podem ser distinguidas duas constelações QAM distintas, conforme o número de bits k que codifica cada símbolo. Quando k é par, as constelações têm um formato quadrado e quando k é ímpar, as constelações apresentam um formato em cruz.

No caso par, considerando $L = \sqrt{M}$, as coordenadas $\{a_i, b_i\}$ são dadas pela matriz quadrada 2.1 de dimensão $L \times L$. Como exemplo, a constelação 16 – QAM é ilustrada na figura 2.5 (a).

$$\begin{bmatrix} (-L+1, L-1) & (-L+3, L-1) & \cdots & (L-1, L-1) \\ (-L+1, L-3) & (-L+3, L-3) & \cdots & (L-1, L-3) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (-L+1, -L+1) & (-L+3, -L+1) & \cdots & (L-1, -L+1) \end{bmatrix}.$$

Matriz 2.1: Coordenadas $\{a, b\}$ das constelações quadradas.

No caso ímpar, os 2^k símbolos estão distribuídos como ilustra a figura 2.5 (b), excepto na modulação 8-QAM em que a constelação tem um formato rectangular.

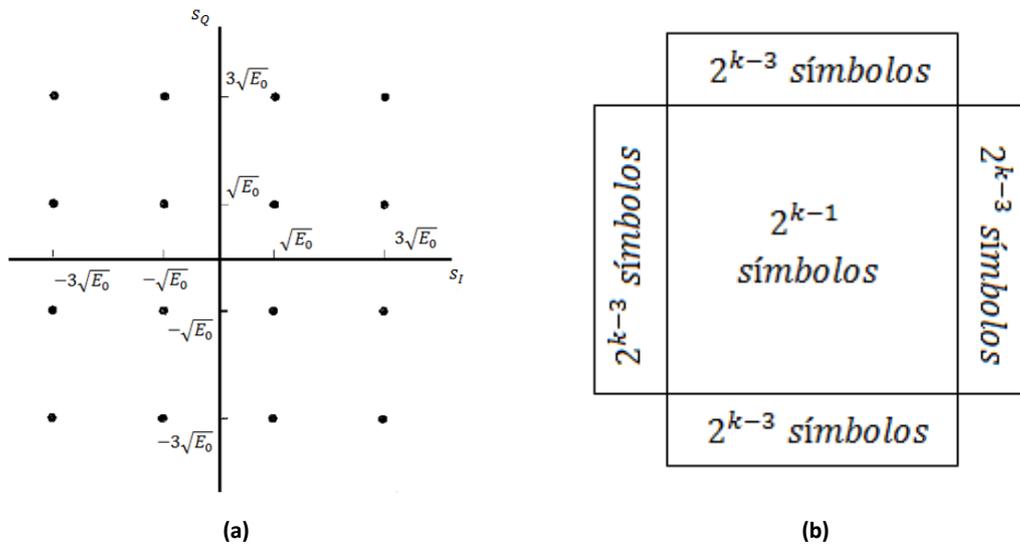


Figura 2.5: (a) Constelação da modulação 16-QAM. (b) Distribuição dos símbolos nas constelações em cruz.

Densidade espectral de potência dos sinais M-PSK e M-QAM

O sinal em banda-passante, $x(t)$, é obtido a partir do sinal em banda-base, $x_B(t)$, através da expressão 2.23 [15]:

$$x(t) = \text{Re} \{x_B(t) \cdot e^{j\omega_c t}\}. \quad (2.23)$$

A PSD do sinal em banda-passante, $S_x(f)$, pode ser calculada a partir da PSD do sinal em banda-base, $S_B(f)$, tal como representa a expressão 2.24:

$$S_x(f) = \frac{1}{4} [S_B(f - f_c) + S_B(-f - f_c)]. \quad (2.24)$$

Deste modo, torna-se essencial a determinação desta última. Considerando pulsos rectangulares, a PSD do sinal em banda-base é dada por 2.25:

$$S_B(f) = 2 E_{simb} \text{sinc}^2(f \cdot T_{simb}). \quad (2.25)$$

Posto isto, a PSD do sinal em banda-passante é dada por 2.26 [16]:

$$S_x(f) = \frac{E_{simb}}{2} [\text{sinc}^2[(f - f_c) T_{simb}] + \text{sinc}^2[(-f - f_c) T_{simb}]]. \quad (2.26)$$

A sua representação gráfica é ilustrada na figura 2.6 [16].

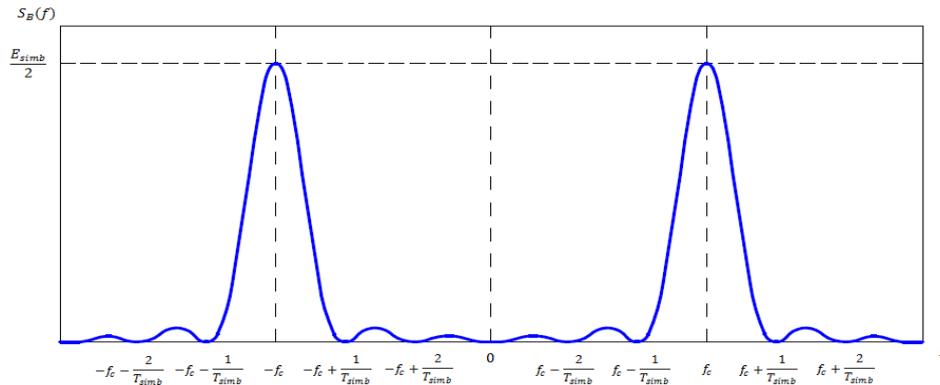


Figura 2.6: PSD dos sinais M-PSK e M-QAM.

Analisada a PSD das modulações M-PSK e M-QAM, é agora possível calcular a sua eficiência espectral.

Eficiência Espectral das Modulações M-QAM e M-PSK

A eficiência espectral obtida através do uso de técnicas de modulação digital corresponde ao ritmo de transmissão que se consegue transmitir numa determinada largura espectral. Considerando apenas as frequências positivas, os sinais M-QAM e M-PSK apresentam uma largura espectral do lóbulo principal igual a $2f_{simb}$ e uma eficiência espectral dada pela expressão 2.27 [17]:

$$\eta = \frac{R_b}{2 \cdot f_{simb}} = \frac{f_{simb} \cdot \log_2 M}{2 \cdot f_{simb}} = \frac{\log_2 M}{2} \quad [bit / s / Hz]. \quad (2.27)$$

Tal como referido anteriormente, o aumento de M permite aumentar a eficiência espectral, isto é, aumentando o valor de M é possível aumentar o ritmo binário mantendo a largura de banda ocupada. A título de exemplo e tendo em conta apenas as frequências positivas, considerando uma largura espectral ocupada igual a 20 GHz, uma modulação 2-PSK permite um ritmo R_b igual a 10 Gbit/s e uma modulação 4-PSK permite um ritmo R_b igual a 20 Gbit/s.

2.2. Receptor Óptico

O receptor óptico tem a função de recuperar a informação eléctrica transmitida com o máximo de fidelidade, a partir do sinal óptico recebido, que chega ao receptor atenuado e distorcido. O principal componente do receptor óptico é o fotodetector, responsável pela conversão do sinal óptico em sinal eléctrico [1].

Relativamente aos métodos de detecção óptica, os receptores ópticos podem ser divididos em receptores não coerentes e receptores coerentes.

Na recepção não coerente, o receptor calcula as variáveis de decisão com base na medição de energia do sinal. A detecção directa, que usa apenas um fotodíodo, é um exemplo de detecção não coerente e é representada na figura 2.7. Este tipo de detecção é usado no caso da modulação em intensidade, tanto binária como multi-nível (M-ASK) [7]. O fotodíodo é seguido por um amplificador eléctrico que, normalmente é um amplificador de transimpedância (TIA) para converter a fotocorrente num sinal modulado em tensão [18].

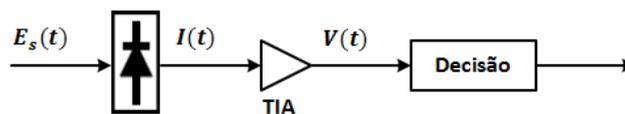


Figura 2.7: Receptor não coerente para modulações ASK.

Outro exemplo de detecção não coerente é a detecção de sinais modulados na frequência. A figura 2.8 ilustra o receptor não coerente para o caso da modulação binária FSK, sendo que os componentes ω_1 e ω_2 representam filtros ópticos que seleccionam as frequências das duas portadoras ópticas utilizadas [7].

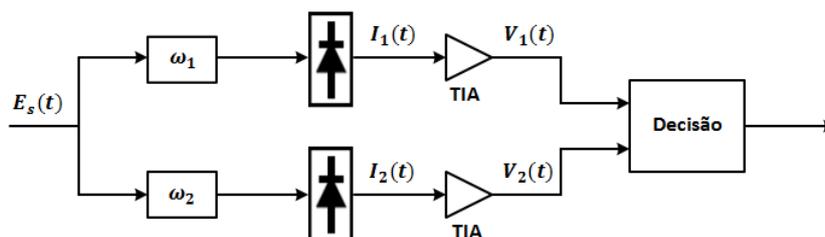


Figura 2.8: Receptor não coerente para modulações 2-FSK.

No entanto, a detecção não coerente apresenta limitações. A detecção com base na medição da energia apenas permite a codificação, por portadora, com um grau de liberdade por polarização, reduzindo a eficiência espectral e a sensibilidade. Para além disso, a perda de informação de fase durante a detecção é uma transformação irreversível, o que impede a equalização completa, por filtro lineares, das imparidades lineares do canal tais como a dispersão cromática e a dispersão dos modos de polarização [7].

Os receptores coerentes permitem recuperar a informação completa da portadora óptica, nomeadamente a amplitude e a fase da amplitude complexa do campo eléctrico óptico e o estado de polarização (SOP) do sinal. Como tal, os receptores coerentes são sensíveis à fase e ao SOP do sinal de entrada no receptor e para lidar com este problema, a configuração dos sistemas coerentes torna-se muito mais complexa do que a dos sistemas IM/DD. A dependência do estado de polarização é superada pelo uso de um controlador de polarização ou pela técnica de diversidade de polarização [19].

Na secção 2.2.1 é abordado o princípio da detecção coerente considerando que a polarização do sinal à entrada do receptor está sempre alinhada com a polarização do sinal do oscilador local.

2.2.1. Princípio da Detecção Coerente

Num esquema de detecção óptica coerente, o sinal recebido proveniente da fibra óptica é combinado com o sinal óptico gerado num oscilador local, originando uma corrente eléctrica proporcional ao sinal de informação eléctrico. O esquema básico da detecção coerente é apresentado na figura 2.9 [19].

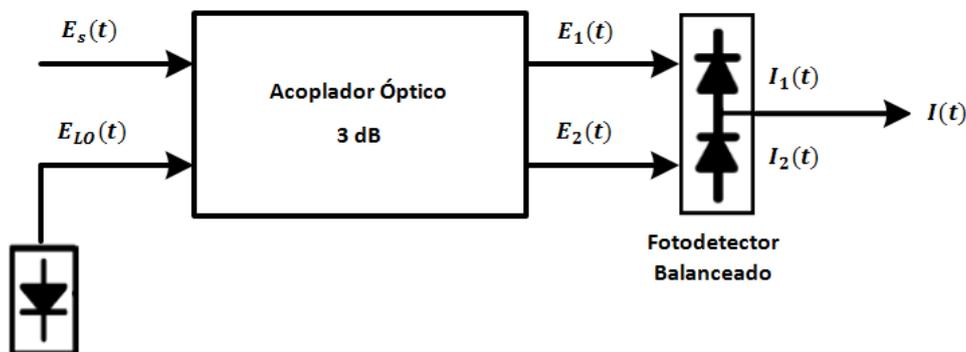


Figura 2.9: Esquema básico de um receptor coerente.

O campo eléctrico do sinal óptico modulado que chega ao receptor pode ser descrito pela equação 2.28 [19]:

$$E_s(t) = A_s(t) \cdot e^{j\omega_s t} \cdot \hat{u}_s, \quad (2.28)$$

onde $A_s(t)$ representa a amplitude complexa do campo e \hat{u}_s o seu vector de polarização. Considerando o ruído de fase do laser, esta é dada por 2.29 [20]:

$$A_s(t) = A_{cws} \cdot a(t) \cdot e^{j(\theta(t) + \varphi_{ns}(t))}, \quad (2.29)$$

onde $\theta(t)$ representa a modulação de fase, $\varphi_{ns}(t)$ representa o ruído de fase e $a(t)$ representa a modulação de amplitude, de tal modo que $a(t) = 1$ para formatos de modulação PSK. Tal como o

laser, o oscilador local também pode ser visto como uma fonte óptica contínua. Como tal, o seu campo eléctrico pode ser descrito pela expressão 2.30 [19]:

$$E_{LO}(t) = A_{LO} \cdot e^{j\omega_{LO}t} \cdot \hat{u}_{LO}, \quad (2.30)$$

onde ω_{LO} representa a frequência angular do oscilador local, A_{LO} a amplitude complexa do campo e \hat{u}_{LO} o seu vector de polarização. Considerando o ruído de fase do laser, esta é dada por 2.31 [20]:

$$A_{LO} = A_{cwLO} \cdot e^{j(\varphi_{nLO}(t))}, \quad (2.31)$$

onde A_{cwLO} representa a amplitude do campo, $\varphi_{nLO}(t)$ representa o ruído de fase e a fase inicial foi considerada nula por simplificação. As amplitudes complexas A_s e A_{LO} estão relacionadas, respectivamente, com as potências do sinal óptico modulado e do sinal do oscilador local pelas expressões 2.32 e 2.33 [19]:

$$P_s(t) = \frac{|A_s(t)|^2}{2} = \frac{A_{cws}^2 \cdot a^2(t)}{2}, \quad (2.32)$$

$$P_{LO} = \frac{|A_{LO}|^2}{2} = \frac{A_{cwLO}^2}{2}, \quad (2.33)$$

A detecção balanceada é normalmente introduzida no receptor coerente, de forma a suprimir a componente DC e maximizar o sinal da fotocorrente. O conceito baseia-se na utilização de um acoplador óptico de 3 dB que combina os dois sinais ópticos e divide o sinal resultante por duas saídas com um desvio de fase 180° entre elas. Quando os dois sinais ópticos estão co-polarizados, os campos eléctricos incidentes nos fotodíodos são dados pelas equações 2.34 e 2.35 [19]:

$$E_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [E_s(t) + E_{LO}(t)], \quad (2.34)$$

$$E_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [E_s(t) - E_{LO}(t)]. \quad (2.35)$$

As fotocorrentes presentes na saída de cada fotodetector interno do fotodetector balanceado, provenientes dos campos $E_1(t)$ e $E_2(t)$, são dadas pelas expressões 2.36 e 2.37 [19]:

$$I_1(t) = \frac{R}{2} \left[P_s(t) + P_{LO} + 2\sqrt{P_s(t) P_{LO}} \cdot \cos\{\omega_{IF}t + \theta(t) + \varphi_n(t)\} \right], \quad (2.36)$$

$$I_2(t) = \frac{R}{2} \left[P_s(t) + P_{LO} - 2\sqrt{P_s(t) P_{LO}} \cdot \cos\{\omega_{IF}t + \theta(t) + \varphi_n(t)\} \right], \quad (2.37)$$

onde ω_{IF} representa a frequência intermédia dada por $\omega_{IF} = |\omega_s - \omega_{LO}|$, R é a responsividade do fotodíodo dada pela equação 2.38 e $\varphi_n(t)$ é o ruído de fase total dado pela expressão 2.39 [19]:

$$R = \frac{e \eta}{\hbar \omega_s}, \quad (2.38)$$

$$\varphi_n(t) = \varphi_{ns}(t) - \varphi_{nLO}(t), \quad (2.39)$$

em que \hbar é a constante de Planck, e é a carga do electrão e η é a eficiência quântica do fotodiodo. O fotodetector balanceado converte o sinal óptico numa corrente eléctrica $I(t) = I_1(t) - I_2(t)$, dada por 2.40 [19]:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cdot \cos\{\omega_{IF}t + \theta(t) + \varphi_n(t)\}. \quad (2.40)$$

A mistura do sinal recebido com o sinal gerado no oscilador local funciona como um amplificador óptico sem aumento de ruído, proporcionando desta forma maiores sensibilidades de recepção, comparativamente com a detecção da modulação OOK. Posto isto, torna-se assim possível aumentar as distâncias de transmissão sem necessidade de amplificação óptica intermédia [18].

Quanto à configuração, existem dois tipos de receptores ópticos coerentes: homodinos e heterodinos. Nos receptores homodinos, o oscilador local e o laser têm iguais frequências, isto é, a frequência intermédia, ω_{IF} , é nula, fazendo com que o conteúdo espectral da fotocorrente fique directamente em banda-base. Nos receptores heterodinos, as frequências dos lasers são distintas, isto é, a frequência intermédia, ω_{IF} , não é nula [19].

Nas secções 2.2.2 e 2.2.3 são abordadas as diferenças entre as configurações homodina e heterodina e na secção 2.2.4 é apresentada a implementação de diversidade de polarização.

2.2.2. Receptor Heterodino

A detecção heterodina refere-se ao caso em que a fotocorrente resultante do fotodetector balanceado apresenta uma frequência intermédia $|\omega_{IF}| \gg \omega_b/2$, onde ω_b é a largura de banda da portadora óptica modulada que é determinada pela taxa de símbolo.

Posteriormente, já no domínio digital, a amplitude complexa em banda-base contendo as componentes em fase e em quadratura do sinal modulado pode ser obtida a partir de $I(t)$ [19] e expressa pela equação 2.41 [21]:

$$E(t) = \sqrt{P_s(t)} \cdot e^{j(\theta(t) + \varphi_n(t))}. \quad (2.41)$$

De forma a descodificar os símbolos correctamente pode ser usada uma PLL eléctrica, responsável por sincronizar o ruído de fase do oscilador local e o ruído de fase do laser, de tal forma que o ruído de fase total, $\varphi_n(t)$, seja reduzido ou nulo [19].

2.2.3. Receptor Homodino

A detecção homodina refere-se ao caso em que $\omega_{IF} = 0$. Como tal, do fotodetector balanceado resulta uma fotocorrente dada pela expressão 2.42 [19]:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t) P_{LO}} \cdot \cos\{\theta(t) + \varphi_n(t)\}. \quad (2.42)$$

No entanto, esta equação apenas fornece a componente em fase do sinal modulado, sendo que a componente em quadratura não pode ser detectada. Deste modo, este tipo de receptores homodinos não pode ser usado para extrair toda a informação da amplitude complexa do sinal, não permitindo a detecção de sinais modulados em fase e quadratura. A solução para este problema passa pelo uso de diversidade de fase na recepção homodina [19].

De forma a implementar esta técnica, o acoplador óptico deve ser substituído por um híbrido óptico de 90° do tipo 2x4 (2 entradas e 4 saídas) e devem ser usados dois fotodetectores balanceados em vez de um. Como tal, o esquema do receptor homodino com diversidade de fase é ilustrado na figura 2.10 [19].

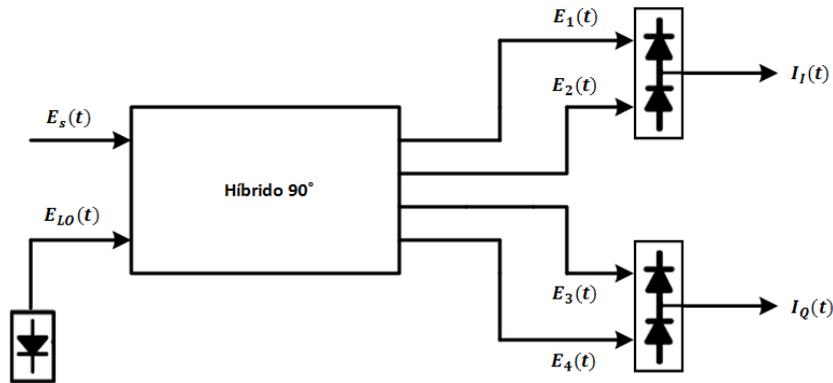


Figura 2.10: Esquema do receptor homodino com diversidade de fase.

Os campos eléctricos à saída do híbrido óptico de 90° são dados pelas equações 2.43 a 2.46 [19]:

$$E_1(t) = \frac{1}{2}[E_s(t) + E_{LO}(t)], \quad (2.43)$$

$$E_2(t) = \frac{1}{2}[E_s(t) - E_{LO}(t)], \quad (2.44)$$

$$E_3(t) = \frac{1}{2}[E_s(t) + jE_{LO}(t)], \quad (2.45)$$

$$E_4(t) = \frac{1}{2}[E_s(t) - jE_{LO}(t)]. \quad (2.46)$$

Posteriormente, os quatro sinais ópticos resultantes do híbrido são direccionados a dois fotodetectores balanceados, originando dois sinais eléctricos, a fotocorrente em fase, $I_I(t)$, e a fotocorrente em quadratura, $I_Q(t)$, dadas, respectivamente, por 2.47 e 2.48 [19]:

$$I_I(t) = I_1(t) - I_2(t) = R\sqrt{P_s(t) P_{LO}} \cdot \cos[\theta(t) + \varphi_n(t)], \quad (2.47)$$

$$I_Q(t) = I_4(t) - I_3(t) = R\sqrt{P_s(t) P_{LO}} \cdot \sin[\theta(t) + \varphi_n(t)]. \quad (2.48)$$

De forma a decodificar os símbolos correctamente, o ruído de fase do oscilador local e o ruído de fase do laser devem estar sincronizados, de tal forma que o ruído de fase total, $\varphi_n(t)$, seja nulo. Esta função é realizada por uma PLL óptica, cuja implementação não é simples e acrescenta complexidade à configuração homodina [19].

No entanto, a conjugação dos sistemas ópticos coerentes com o processamento digital de sinal permite o uso de algoritmos para compensar o ruído de fase, evitando-se, deste modo, a complexidade associada ao uso de PLLs. Para além disso, o processamento digital de sinal no domínio eléctrico permite a equalização de outras imperfeições da fibra.

Tanto o receptor homodino com diversidade de fase como o receptor heterodino podem restaurar a amplitude complexa óptica. No entanto, uma vez que gera o sinal directamente em banda-base, o receptor homodino é mais vantajoso face ao receptor heterodino que tem que lidar com uma frequência intermédia bastante elevada [19].

Até agora, foi assumido que a polarização do sinal à entrada do receptor esteve sempre alinhada com a polarização do sinal do oscilador local, através da utilização de um controlador de polarização. De forma a evitar a complexidade associada a este, é introduzida, no receptor coerente, uma técnica denominada por diversidade de polarização [19], abordada na secção 2.2.4.

2.2.4. Diversidade de Polarização

Devido a alterações aleatórias na birrefringência da fibra, é impossível prever o estado de polarização do sinal à entrada do receptor e, conseqüentemente é difícil que as polarizações dos dois sinais permaneçam alinhadas. Como tal, é necessário introduzir, no receptor coerente, uma técnica denominada por diversidade de polarização, que é conseguida com o uso de dois divisores de feixe por polarização (PBS). Com esta implementação, o sinal à entrada do receptor com um estado de polarização arbitrário, é separado em duas componentes lineares de polarização, o mesmo acontecendo com o sinal do oscilador local que apresenta um estado de polarização fixo [19].

A diversidade de polarização implementada no receptor heterodino e no receptor homodino com diversidade de fase são ilustradas, respectivamente, nas figuras 2.11 [21] e 2.12 [22].

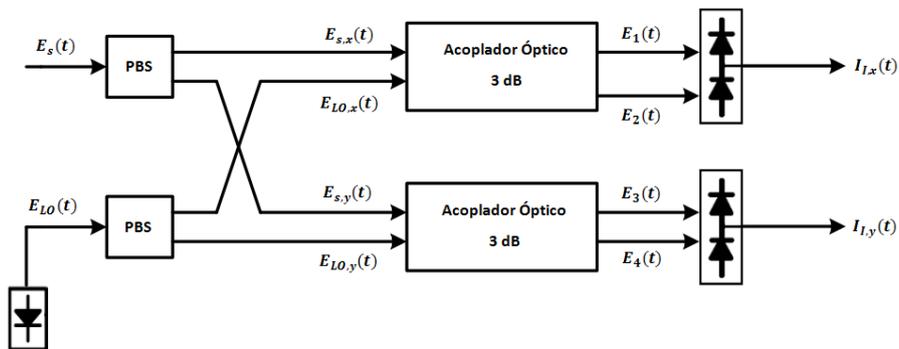


Figura 2.11: Esquema do receptor heterodino com diversidade de polarização.

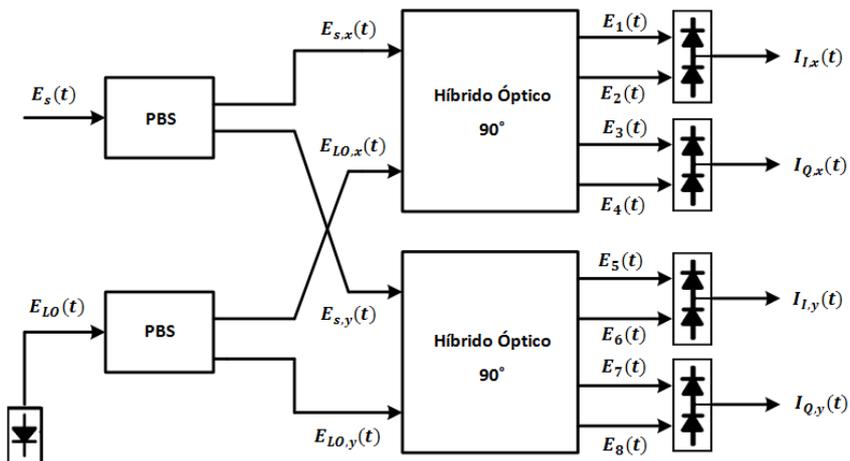


Figura 2.12: Esquema do receptor homodino com diversidades de fase e de polarização.

Assumindo que apenas uma componente de polarização da portadora óptica é modulada no transmissor, então, as duas componentes de polarização x e y resultantes do sinal à entrada do receptor são dadas pela expressão 2.49 [19]:

$$\begin{bmatrix} E_{s,x} \\ E_{s,y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\alpha} A_s e^{j\delta} \\ \sqrt{1-\alpha} A_s \end{bmatrix} e^{j\omega_s t} , \quad (2.49)$$

onde α representa a relação de potência das duas componentes de polarização e δ representa a diferença de fase entre elas. Estes parâmetros são dependentes da birrefringência da fibra de transmissão e da variação do tempo. Por outro lado, as componentes de polarização x e y são igualmente separadas a partir do oscilador local polarizado linearmente e são dadas pela expressão 2.50 [19]:

$$\begin{bmatrix} E_{LO,x} \\ E_{LO,y} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} A_{LO} \\ A_{LO} \end{bmatrix} e^{j\omega_{LO} t} . \quad (2.50)$$

Os campos eléctricos resultantes dos híbridos ópticos de 90° do receptor homodino são dados pelas equações 2.51 a 2.54 [19]:

$$E_{1,2} = \frac{1}{2} (E_{s,x} \pm E_{LO,x}) , \quad (2.51)$$

$$E_{3,4} = \frac{1}{2} (E_{s,x} \pm jE_{LO,x}) , \quad (2.52)$$

$$E_{5,6} = \frac{1}{2} (E_{s,y} \pm E_{LO,y}) , \quad (2.53)$$

$$E_{7,8} = \frac{1}{2} (E_{s,y} \pm jE_{LO,y}) . \quad (2.54)$$

As fotocorrentes resultantes dos quatro fotodetectores balanceados do receptor homodino são dadas pelas expressões 2.55 a 2.58 [19]:

$$I_{I,x} = R \sqrt{\frac{\alpha P_s(t) P_{LO}}{2}} \cdot \cos[\theta(t) + \varphi_n(t) + \delta] , \quad (2.55)$$

$$I_{Q,x} = R \sqrt{\frac{\alpha P_s(t) P_{LO}}{2}} \cdot \sen[\theta(t) + \varphi_n(t) + \delta] , \quad (2.56)$$

$$I_{I,y} = R \sqrt{\frac{(1-\alpha) P_s(t) P_{LO}}{2}} \cdot \cos[\theta(t) + \varphi_n(t)] , \quad (2.57)$$

$$I_{Q,y} = R \sqrt{\frac{(1-\alpha) P_s(t) P_{LO}}{2}} \cdot \sen[\theta(t) + \varphi_n(t)] . \quad (2.58)$$

2.2.5. Processamento Digital de Sinal

O rápido desenvolvimento de circuitos integrados de alta velocidade permitiu a conversão das componentes em fase e em quadratura do domínio analógico para o domínio digital através de conversores A/D de alta velocidade [19]. Este facto tornou o DSP uma abordagem muito atraente que permite a implementação de algoritmos para recuperar a informação do sinal modulado a partir do sinal recebido em banda-base [23]. Como tal, em comparação com o caso homodino, o DSP do receptor heterodino deve incluir, adicionalmente, a conversão do sinal de frequência intermédia para banda-base que permite determinar as componentes em fase e em quadratura a partir da componente em fase, tal como ilustra a figura 2.13.

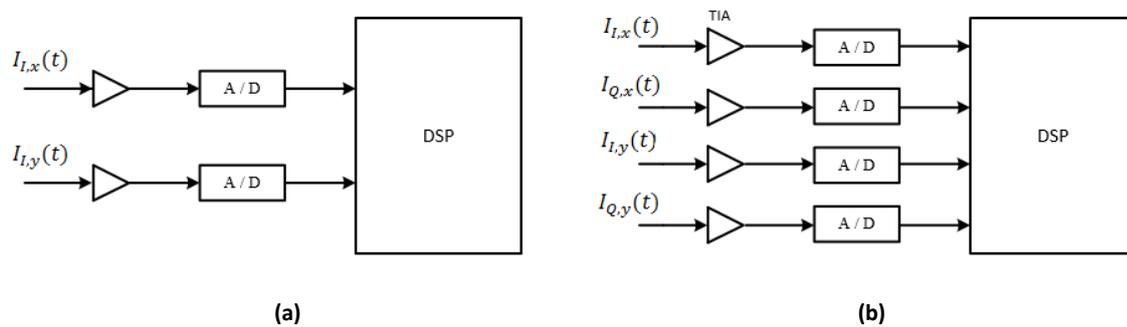


Figura 2.13: Introdução do bloco DSP no caso (a) heterodino e (b) homodino.

2.3. Factores Limitativos nos Sistemas Ópticos

O desempenho de um sistema de transmissão por fibra óptica de alta velocidade é severamente afectado pelo ruído de fase, dispersão cromática, dispersão dos modos de polarização e efeitos não lineares [5].

2.3.1. Ruído de Fase do Laser

A emissão de fotões no laser semiconductor é um processo de amplificação óptica baseado na emissão estimulada de fotões. Embora nos lasers a emissão estimulada seja dominante, a emissão espontânea também está presente. Esta última pode ser vista como uma fonte de ruído que vai provocar flutuações na amplitude e na fase do campo eléctrico, designadas, respectivamente, por ruído de intensidade e ruído de fase [9], este último com maior relevância.

Diferentes modelos matemáticos podem ser adoptados para modelar o ruído de fase relacionado com o laser e com o oscilador local [24]. Regra geral, utiliza-se o processo de Wiener em que o ruído de fase pode ser modelado através da equação 2.59 [25]:

$$\varphi_{n_k} = \varphi_{n_{k-1}} + \Delta_k = \sum_{m=0}^k \Delta_m , \quad (2.59)$$

onde φ_{n_k} é o ruído de fase presente no símbolo k e Δ_k e Δ_m são variáveis aleatórias com distribuição gaussiana de média nula e variância dada por 2.60:

$$\sigma_{\Delta}^2 = 2 \pi \Delta\nu T_{simb} , \quad (2.60)$$

onde $\Delta\nu$ é a soma das larguras de linha dos dois lasers, definidas como as larguras espectrais a 3 dB.

Como consequência do ruído de fase, o símbolo recebido no instante k, r_k , sofre uma rotação de fase φ_{n_k} , como é descrito por 2.61 [25]:

$$r_k = s_k e^{j\varphi_{n_k}} , \quad (2.61)$$

onde s_k é o símbolo transmitido no instante k e φ_{n_k} é o ruído de fase total no instante k.

2.3.2. Dispersão Cromática

A dispersão cromática manifesta-se por meio de um alargamento temporal dos impulsos ao longo da sua propagação na fibra óptica [8] e torna-se um sério problema em transmissões com ritmos superiores a 10 Gbit/s [26]. Este fenómeno ocorre originado pela incapacidade de emissão de impulsos ópticos puramente monocromáticos e está associado ao facto de a fibra óptica ser um elemento dispersivo. Como a velocidade de propagação de grupo dos impulsos é função do comprimento de onda, as componentes espectrais de um dado impulso apresentam um atraso entre si após a propagação ao longo da fibra, originando um alargamento no domínio temporal e provocando interferência inter-simbólica [8].

A dispersão cromática total de uma fibra óptica resulta de duas contribuições: a dispersão material e a dispersão do guia de onda. A dispersão material é intrínseca à sílica, cujo índice de refração varia com o comprimento de onda e a dispersão do guia de onda deve-se a um incompleto confinamento da potência óptica no núcleo da fibra, propagando-se uma fracção residual na bainha a uma velocidade diferente, pois o índice de refração da bainha é inferior ao do núcleo [8].

Ignorando a PMD e os efeitos não lineares da fibra e considerando apenas a dispersão cromática e a atenuação, o campo eléctrico do sinal óptico propagado na direcção z ao longo da fibra pode ser descrito pela equação 2.62 [27]:

$$\frac{\partial E}{\partial z} + j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 E}{\partial t^3} + \frac{\alpha}{2} E = 0, \quad (2.62)$$

onde α representa o coeficiente de atenuação e β_2 e β_3 representam a dispersão cromática e ambos podem ser obtidos a partir da constante de propagação $\beta(\omega)$. O parâmetro β_2 representa a dispersão da velocidade de grupo (GVD) e é dado por 2.63 [27]:

$$\beta_2 = \left. \frac{\partial^2 \beta(\omega)}{\partial \omega^2} \right|_{\omega=\omega_0} = - \frac{\lambda_0^2 D_{\lambda_0}}{2\pi c}, \quad (2.63)$$

onde ω_0 representa a frequência angular de referência em que a GVD é avaliada, λ_0 representa o respectivo comprimento de onda e D_{λ_0} representa o parâmetro de dispersão nesse comprimento de onda, expresso em ps/nm/km. O parâmetro $\beta_3(z)$ representa a GVD de 2ª ordem que consiste na variação da GVD com a frequência angular e é dado por 2.64 [10]:

$$\beta_3 = \left. \frac{\partial^3 \beta(\omega)}{\partial \omega^3} \right|_{\omega=\omega_0} = \left(\frac{\lambda_0^2}{2\pi c} \right)^2 S_{\lambda_0} + \frac{\lambda_0^3 D_{\lambda_0}}{2\pi^2 c^2}, \quad (2.64)$$

onde S_{λ_0} representa o declive do parâmetro D_{λ_0} . Por norma, para expressar a dispersão cromática da fibra é usado o parâmetro D em vez do parâmetro β_2 [27]. A título de exemplo, na figura 2.14 é

ilustrada a variação do parâmetro D em função do comprimento de onda numa fibra mono-modo padrão (SSMF) [5].

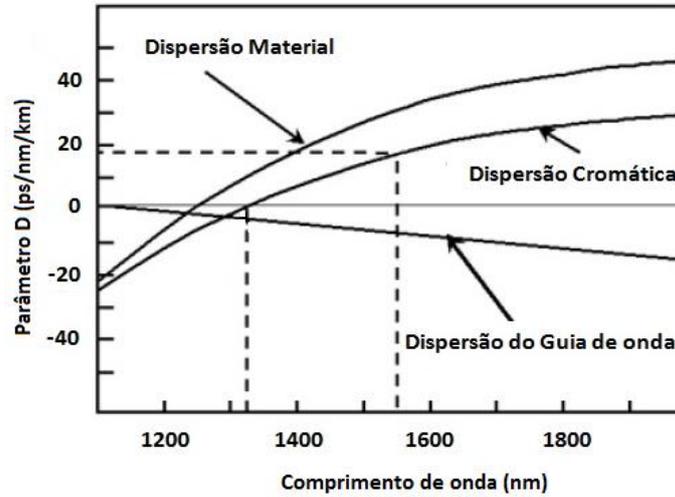


Figura 2.14: Variação do parâmetro de dispersão em função do comprimento de onda numa SSMF.

Tal como se pode observar da figura 2.14, a SSMF apresenta D igual a 0 ps/nm/km para 1310 nm e D igual a 16 ps/nm/km para 1550 nm.

Considerando a ausência de atenuação de forma a compreender isoladamente o efeito da dispersão cromática e notando que parâmetro β_3 tem pouco peso na dispersão quando comparado com o parâmetro β_2 , resulta uma equação linear descrita por 2.65 [27]:

$$\frac{\partial E}{\partial z} + j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = 0. \quad (2.65)$$

A equação pode ser resolvida no domínio da frequência através da expressão 2.66, seguindo-se a transformação no domínio do tempo através do uso da transformada rápida de Fourier inversa (IFFT), tal como é expresso em 2.67 [27].

$$E_{out}(f) = E_{in}(f) \cdot \exp\left(-j \frac{D_{\lambda_0} \cdot \lambda_0^2 \cdot \pi \cdot (f - f_0)^2 \cdot L}{c}\right) \quad (2.66)$$

$$E_{out}(t) = IFFT \{ E_{out}(f) \} \quad (2.67)$$

2.3.3. Dispersão dos Modos de Polarização

Em fibras ópticas mono-modo, qualquer sinal óptico pode ser representado como uma sobreposição linear de dois modos polarizados ortogonalmente [28].

Numa fibra óptica ideal, o núcleo apresenta uma secção transversal perfeitamente circular [5] e, como tal, o guia de onda apresenta simetria cilíndrica. Dadas estas características, os dois modos polarizados ortogonalmente são degenerados, isto é, as propriedades de propagação são idênticas [27], pelo que os dois modos viajam à mesma velocidade [5].

No entanto, numa fibra óptica real existe uma anisotropia que origina a perda de simetria cilíndrica na mesma [28]. Essa perda ocorre devido a imperfeições relacionadas com o fabrico da fibra e a deformações causadas por variações mecânicas e variações térmicas. Posto isto, os dois modos ortogonais vão-se tornando ligeiramente não degenerados [27], resultando numa diferença nas constantes de propagação locais para os dois modos designada por birrefringência [28]. A birrefringência é responsável por originar a propagação a velocidades diferentes dos dois modos, resultando num atraso de grupo diferencial (DGD), representado por $\Delta\tau$. Este fenómeno é conhecido como dispersão dos modos de polarização (PMD) e é exemplificado na figura 2.15 que ilustra o atraso entre os dois modos ortogonais ao longo da fibra [5].

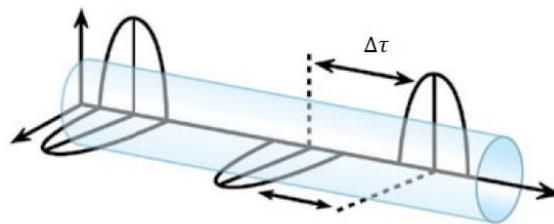


Figura 2.15: Atraso entre os dois modos de polarização ortogonais devido à PMD.

Se for considerado um pequeno troço de fibra, pode-se assumir que as perturbações que actuam nesse troço são constantes ao longo da propagação e, como tal, a birrefringência é dada por 2.68 [28]:

$$\beta_l - \beta_r = \frac{\omega}{c} \cdot (n_l - n_r), \quad (2.68)$$

onde β_l e β_r representam as constantes de propagação dos eixos lento e rápido, respectivamente, c é a velocidade da luz no vácuo, ω é a frequência angular da portadora e n_l e n_r representam os índices de refração efectivos, respectivamente, segundo os eixos lento e rápido. O DGD por unidade de comprimento do troço considerado pode ser calculado a partir da derivada da expressão 2.68 e é dado por 2.69 [28]:

$$\frac{\Delta\tau}{L} = \frac{d}{d\omega}(\beta_l - \beta_r) = \frac{n_l - n_r}{c} + \frac{\omega}{c} \cdot \frac{d}{d\omega}(n_l - n_r), \quad (2.69)$$

onde $\frac{\Delta\tau}{L}$ é designada como a dispersão devido aos modos de polarização intrínseca da fibra ou PMD de curta distância, isto é,

$$PMD_{curta_distância} = \frac{\Delta\tau}{L}. \quad (2.70)$$

Esta definição é aplicável a pequenos troços de fibra onde se assume que a birrefringência é constante, logo o atraso de grupo diferencial varia linearmente com a distância de propagação.

Troços maiores de fibra apresentam uma variação estatística nas propriedades de polarização, cuja função densidade de probabilidade segue uma distribuição de Maxwell e apresenta uma dependência do DGD com a raiz quadrada da distância de propagação, sendo a PMD dada por 2.71 [28]:

$$PMD_{longa_distância} = \frac{\langle\Delta\tau\rangle}{\sqrt{L}}, \quad (2.71)$$

onde L é a distância de propagação e $\langle\Delta\tau\rangle$ é o valor médio do atraso de grupo diferencial. Em SSMF, os valores de PMD encontram-se entre $0.1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ e $1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ [5].

A PMD é responsável por um alargamento temporal dos impulsos e conseqüentemente pelo aumento da interferência entre símbolos, resultando na degradação do desempenho do sistema [28] e tornando-se um problema sério na transmissão de longas distâncias com ritmos de 10 Gbit/s e distâncias mais curtas para maiores ritmos de transmissão [26].

2.3.4. Efeitos não Lineares

Para elevados valores de intensidade do campo electromagnético, a resposta dos materiais dieléctricos torna-se não linear, como acontece, por exemplo no caso da sílica. Embora a sílica não seja intrinsecamente um material altamente não linear, a geometria do guia de onda, que confina o sinal para uma pequena secção transversal ao longo da fibra, faz com que os efeitos não lineares se tornem bastante importantes, na projecção de sistemas de transmissão óptica [1].

As não linearidades da fibra podem ser divididas em duas categorias: i) o espalhamento estimulado, incluindo o espalhamento estimulado de Raman (SRS) e o espalhamento estimulado de Brillouin (SBS); ii) o efeito de Kerr, incluindo a auto-modulação de fase (SPM), a modulação de fase-cruzada (XPM) e a mistura de quatro-ondas (FWM) [29].

Em sistemas de comunicação por fibra óptica com elevados ritmos de transmissão e longas distâncias, a não linearidade de Kerr assume a principal imparidade não linear de transmissão [5].

2.3.4.1. Não-Linearidade de Kerr

Devido ao alto confinamento da luz dentro do núcleo da fibra mono-modo, existe uma grande intensidade do sinal óptico no interior da fibra, podendo exceder MW/cm². Tais intensidades ópticas elevadas induzem mudanças no índice de refração da fibra, efeito este denominado como não-linearidade de Kerr [27].

A evolução do campo eléctrico do sinal óptico de uma única polarização, $E(z, t)$, na presença da não linearidade de Kerr instantânea pode ser descrita pela Equação não-linear de Schrödinger (NLSE), dada por 2.72 [27]:

$$\frac{\partial E}{\partial z} + j \frac{\beta_2(z)}{2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} - \frac{\beta_3(z)}{6} \frac{\partial^3 E}{\partial t^3} + \frac{\alpha(z)}{2} E = j\gamma |E|^2 E. \quad (2.72)$$

Como tal, considerando apenas a não linearidade de Kerr, a NLSE resultante é dada por 2.73:

$$\frac{\partial E}{\partial z} = j \gamma |E|^2 E, \quad (2.73)$$

onde γ é o coeficiente não linear de Kerr, definido como

$$\gamma = \frac{\bar{n}_2 \omega_0}{c A_{eff}}, \quad (2.74)$$

onde \bar{n}_2 é o coeficiente do índice de refração não linear, ω_0 é a frequência angular do sinal óptico e A_{eff} é a área efectiva do núcleo da fibra.

Para sistemas de transmissão WDM, as não linearidades de Kerr podem introduzir limitações resultantes de dois tipos de interferências: inter-canal e intra-canal. Os efeitos não-lineares inter-canal referem-se à interferência entre diferentes canais WDM e incluem a XPM e a FWM. Os efeitos não-lineares intra-canal referem-se à interferência no mesmo canal WDM e incluem a SPM, a XPM intra-canal (I-XPM) e a FWM intra-canal (I-FWM) [5].

A importância de cada uma destas classes depende significativamente do ritmo binário de cada canal. Em sistemas de transmissão com ritmos binários iguais ou inferiores a 10 Gbit/s são os efeitos não-lineares inter-canal que afectam predominantemente os sistemas WDM. Em sistemas de transmissão com ritmos binários superiores a 10 Gbit/s são os efeitos não-lineares intra-canal que afectam predominantemente os sistemas WDM [27].

3. Estimação da SNR na Presença de AWGN

A Relação Sinal-Ruído (SNR) é uma métrica de desempenho comum para avaliar a qualidade da comunicação, sendo uma medida directa da potência relativa de ruído comparada à do sinal [30]. A SNR pode ser utilizada para prever o desempenho do sistema em termos de correcção da recepção, podendo ser usada, nos receptores, para minimizar o efeito das diversas perturbações presentes no sinal recebido, melhorando, assim, o seu desempenho [31]. Como tal, é essencial uma medição precisa da SNR. Considerando que o sinal recebido é apenas corrompido por ruído aditivo branco gaussiano (AWGN), a SNR pode ser estimada a partir das curvas gaussianas que a distribuição dos pontos recebidos apresenta [31] ou a partir da magnitude do vector de erro (EVM), que constitui uma figura de mérito amplamente usada para avaliar a qualidade do desempenho dos sistemas de comunicação [32].

Devido à presença de AWGN, as amplitudes I e Q do símbolo recebido são dadas, respectivamente, por 3.1 e 3.2 [31]:

$$y_I = s_I + n_I , \quad (3.1)$$

$$y_Q = s_Q + n_Q , \quad (3.2)$$

onde s_I e s_Q são, respectivamente, as amplitudes I e Q do símbolo enviado e n_I e n_Q são, respectivamente, as componentes I e Q do ruído e são variáveis aleatórias gaussianas independentes com média zero e variância σ^2 . Consoante a região de decisão em que se encontra o símbolo recebido, é estimado o símbolo correspondente a essa região com amplitudes z_I e z_Q .

3.1.SNR a partir das Curvas Gaussianas

A função densidade de probabilidade de $y_{I/Q}$ quando $z_{I/Q} = m$ é uma curva gaussiana com média m e variância σ^2 dada pela equação 3.3 e expressa na figura 3.1 [31].

$$f(y_{I/Q}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(y_{I/Q}-m)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.3)$$

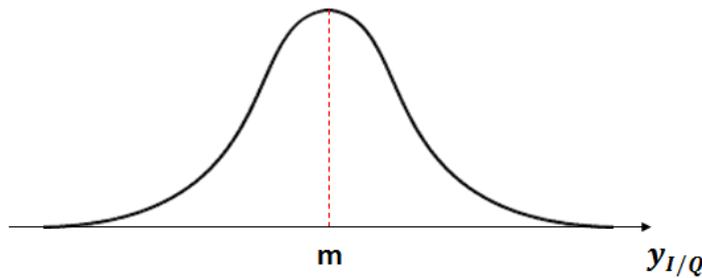


Figura 3.1: Representação gráfica de uma distribuição gaussiana de média m .

A estimação da SNR por este método segue os seguintes passos:

1. Para cada região de decisão, obter as duas distribuições gaussianas correspondentes às amplitudes y_I e y_Q .
2. Obter a média e a variância para cada gaussiana criada.
3. Estimar a SNR para cada curva gaussiana através da expressão 3.4:

$$SNR = \frac{\text{média}^2}{\text{variância}} \quad (3.4)$$

4. Calcular a média de todas as SNR calculadas.

3.2. SNR a partir da EVM

A medição da EVM pode fornecer uma grande quantidade de estatísticas sobre o desempenho de sistemas de comunicações digitais. Primariamente uma medida de qualidade do sinal, a EVM proporciona uma figura de mérito quantitativa simples para sinais modulados digitalmente e uma metodologia simples de grande alcance para identificar exactamente o tipo de degradações e atacar as causas associadas a estas [33].

O vector de erro instantâneo consiste na diferença vectorial entre o símbolo de referência ideal transmitido e o símbolo recebido, representando o ruído residual e a distorção existentes no sinal ideal [33]. A EVM pode ser definida como o valor quadrático médio (RMS) do vector de erro ao longo do tempo nos instantes de símbolo [32] e pode ser descrita a partir da potência de pico dos símbolos da modulação escolhida ou a partir da potência média de todos os símbolos da modulação escolhida. Utilizando esta última definição daqui em diante, a expressão que representa a EVM será então, dada por 3.5 [32]

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{P_{err_media}}{P_{símbolo_média}}} . \quad (3.5)$$

A potência média de todos os símbolos da modulação é dada pela expressão 3.6:

$$P_{símbolo_média} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M P_{símb_m} , \quad (3.6)$$

onde $P_{símb_m}$ representa a potência correspondente ao símbolo m e é dada pelo quadrado da sua distância à origem e expressa por 3.7:

$$P_{símb_m} = s_m^2 = s_{I_m}^2 + s_{Q_m}^2 . \quad (3.7)$$

Nos receptores *data-aided* há conhecimento dos símbolos verdadeiramente enviados, e como tal, para um conjunto de N símbolos recebidos, a potência de erro é dada por 3.8 [32]:

$$P_{err_media} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y_n - s_n|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y_{I_n} - s_{I_n}|^2 + |y_{Q_n} - s_{Q_n}|^2 , \quad (3.8)$$

Nos receptores *non-data-aided*, a estimação dos símbolos enviados é feita tendo em conta a região de decisão dos símbolos recebidos. Como tal, para um conjunto de N símbolos recebidos, a potência de erro é descrita pela expressão 3.9 [32]:

$$P_{err_media} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y_n - z_n|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y_{I_n} - z_{I_n}|^2 + |y_{Q_n} - z_{Q_n}|^2 . \quad (3.9)$$

Tendo em conta as diferenças mencionadas, é fácil constatar que a P_{err_media} dos receptores *data-aided* nunca é inferior à P_{err_media} dos receptores *non-data-aided*, sucedendo o mesmo com a EVM. Quando todos os símbolos estimados são iguais aos símbolos transmitidos (SER nula), os dois tipos de receptores apresentam iguais valores de P_{err_media} e EVM [32].

Relação entre a SNR e a EVM

Nos receptores *data-aided*, a SNR e a EVM relacionam-se através da equação 3.10 [32]:

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{SNR}}. \quad (3.10)$$

Quanto aos receptores *non-data-aided*, a expressão 3.10 só se aplica quando a SER é nula, pois neste caso os dois tipos de receptores apresentam iguais valores de EVM, como já referido anteriormente [32].

4. Algoritmos de Equalização

Considerando que apenas uma componente de polarização da portadora óptica é modulada no transmissor e atendendo à dispersão cromática, à dispersão dos modos de polarização e ao ruído de fase dos lasers, o diagrama de blocos que constitui o circuito do DSP é tipicamente composto pela sequência de operações mostrada na figura 4.1 [25].

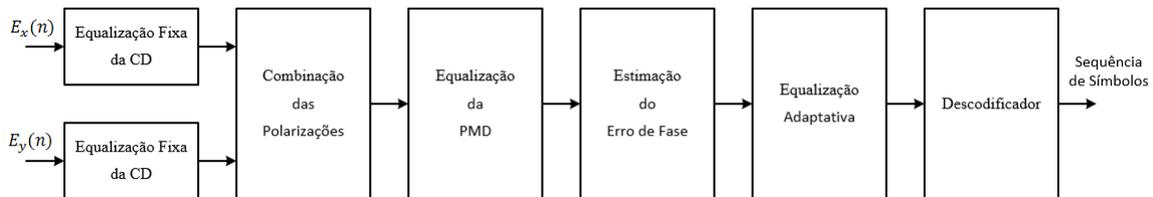


Figura 4.1: Diagrama de blocos do DSP.

Inicialmente, as amplitudes complexas $E_x(n)$ e $E_y(n)$ correspondentes às duas componentes de polarização são processadas por um equalizador fixo responsável pela compensação da dispersão cromática fixa. Este pode ser realizado por filtros digitais no domínio do tempo e no domínio da frequência. No domínio do tempo, o mais utilizado é o filtro FIR de coeficientes fixos e no domínio da frequência, os mais utilizados são o filtro envolvendo o método *Overlap-save* e o filtro envolvendo o método *Overlap-add* [5]. A Combinação das polarizações é responsável por alinhar o estado de polarização do sinal de entrada e pode ser realizado pelo Método de Combinação de razão máxima [25]. A equalização da PMD é normalmente realizada no domínio do tempo com a equalização adaptativa LMS e CMA. A estimação do erro de fase pode realizada através de algoritmos de re-alimentação e permite mitigar o ruído de fase proveniente do laser e do oscilador local. A Equalização Adaptativa é realizada no domínio do tempo pelo filtro digital envolvendo o algoritmo LMS e permite equalizar a dispersão cromática residual que resulta da variação do parâmetro de dispersão D devido às variações térmicas [5].

Nos sub-capítulos 4.1 e 4.2 são abordadas, respectivamente, a equalização fixa da dispersão cromática através do filtro envolvendo o método *Overlap-Save* e a equalização adaptativa através do filtro envolvendo o algoritmo LMS.

4.1. Filtro *Overlap-Save*

O esquemático da equalização no domínio da frequência com o método *Overlap-Save* é ilustrado na figura 4.2 [34].

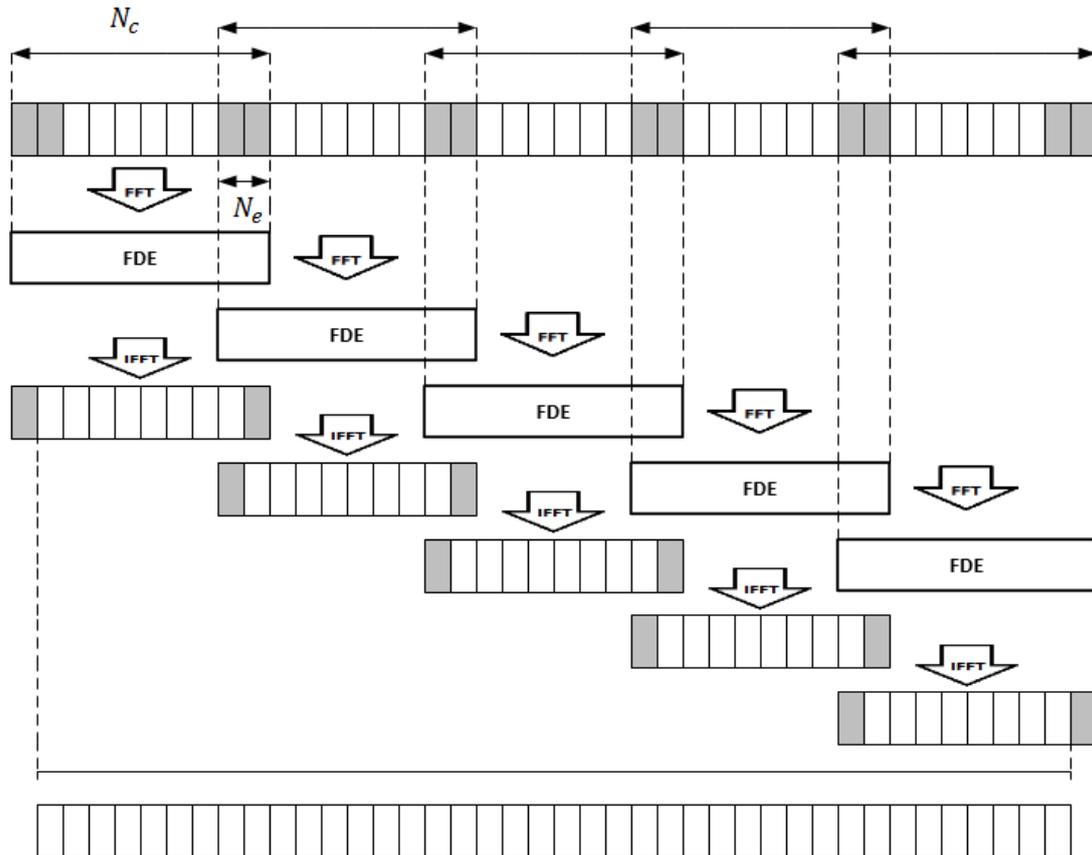


Figura 4.2: Representação do método *Overlap-Save*.

As amostras a equalizar são divididas em blocos sobrepostos de tamanho N_c e com um tamanho de sobreposição designado N_e . A cada bloco é aplicada a transformada rápida de Fourier (FFT) e posteriormente é realizada a equalização no domínio da frequência (FDE) através da multiplicação pelos coeficientes fixos calculados usando a função de transferência da equação 4.1 [34]:

$$G_c(z, f) = \exp\left(j \frac{D \lambda^2 \pi z f^2}{c}\right), \quad (4.1)$$

onde D representa o parâmetro de dispersão da fibra, λ o comprimento de onda central do sinal óptico, z o comprimento da fibra, c a velocidade da luz e f a frequência eléctrica do sinal, que deve estar limitada conforme a inequação 4.2 [34]:

$$-\frac{F_s}{2} \leq f \leq \frac{F_s}{2}, \quad (4.2)$$

onde F_s é a frequência de amostragem do conversor A/D. Posteriormente, as sequências de dados são transformadas no domínio do tempo através da IFFT, como mostra a figura 4.2. Finalmente, as N_e amostras bilaterais de cada bloco são simetricamente descartadas e os blocos resultantes são combinados [5]. O valor de N_e é o parâmetro fundamental deste método e deve obedecer à inequação 4.3 [34]:

$$N_e > \frac{c L D F_s f_{max}}{f_c^2}, \quad (4.3)$$

onde f_{max} representa a frequência máxima do sinal transmitido, ou seja, quando o sinal ocupa F_t Hz, f_{max} é igual a $\frac{F_t}{2}$ [34]. O número mínimo de coeficientes de um filtro usado para equalizar a dispersão cromática fixa é dado pela expressão 4.4 [35]:

$$N_{C_min} = \left\lceil \frac{\tau_{CD}}{T_{samp}} \right\rceil, \quad (4.4)$$

onde τ_{CD} representa o comprimento do canal em dispersão e é dado por 4.5:

$$\tau_{CD} = \frac{c}{f_c^2} \cdot |D| \cdot L \cdot B_{opt}, \quad (4.5)$$

onde B_{opt} representa a largura de banda do sinal.

4.2. Filtro Adaptativo LMS

O filtro adaptativo LMS é um filtro que se adapta automaticamente através do algoritmo dos mínimos quadrados. Consiste num método estocástico de gradiente descendente em que os coeficientes do filtro adaptativo são obtidos por forma a minimizar o erro quadrático médio (MSE) entre o valor recebido e o valor decidido [36]. O princípio do filtro LMS é dado por três equações. A primeira consiste na determinação da magnitude complexa do símbolo equalizado, $y(n)$, e é dada por 4.6 [5]:

$$y(n) = \vec{\omega}^H(n) \cdot \vec{u}(n), \quad (4.6)$$

onde $\vec{u}(n)$ representa o vector com as magnitudes complexas dos símbolos recebidos, $\vec{\omega}(n)$ o vector dos coeficientes e $\vec{\omega}^H(n)$ a transformada Hermitiana de $\vec{\omega}(n)$. A segunda equação consiste no cálculo do erro, $e(n)$, entre o símbolo equalizado e o símbolo decidido e é dada por 4.7 [5]:

$$e(n) = z(n) - y(n), \quad (4.7)$$

onde $z(n)$ representa a magnitude complexa do símbolo decidido consoante a região de decisão em que se encontra o símbolo equalizado. A terceira equação consiste no cálculo dos novos coeficientes do filtro, $\vec{\omega}(n+1)$, e é dada por 4.8 [5]:

$$\vec{\omega}(n+1) = \vec{\omega}(n) + \mu \cdot \vec{u}(n) \cdot e^*(n), \quad (4.8)$$

onde $e^*(n)$ representa o conjugado de $e(n)$ e μ representa um coeficiente real designado por passo de adaptação do algoritmo. De forma a garantir a convergência do vector de coeficientes $\vec{\omega}(n)$, o passo de adaptação μ precisa de satisfazer a condição $0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{max}}$, em que λ_{max} é o maior valor próprio da matriz de correlação $R = \vec{u}(n) \cdot \vec{u}^H(n)$.

Uma característica que dificulta a aplicação deste algoritmo é a necessidade de inicialização dos coeficientes. Uma forma de efectuar esta inicialização é aplicar uma sequência de treino (sequência de símbolos conhecida introduzida na sequência de informação digital) para adaptar o filtro do equalizador, designando-se que nesta fase o algoritmo se encontra no modo de treino. Neste modo, a equação que calcula o erro é dada por 4.9 [37]:

$$e(n) = d(n) - y(n), \quad (4.9)$$

onde $d(n)$ representa a magnitude complexa do símbolo enviado conhecido da sequência de treino. Após ser atingida a convergência, o algoritmo transita para o designado modo dedicado à decisão (DD) que funciona sem qualquer apoio de treino, começando então, a transmissão de informação útil. Neste modo a equação que calcula o erro é dada por 4.7 [37].

Segundo [38], a convergência é atingida quando o valor do MSE no modo de treino atinge um valor suficientemente baixo. Neste trabalho de forma a explorar o uso dos estimadores de SNR como critério de convergência, foi definido que a transição para o modo DD é efectuada após um certo número de símbolos equalizados consecutivos apresentarem uma determinada SNR requerida. Se o objectivo definido for obter uma SER nula, a SNR requerida está relacionada com a distância entre dois símbolos adjacentes da modulação. Considerando o caso das modulações M-QAM, esta distância é igual a $2\sqrt{E_0}$ e, assim, para que um símbolo se encontre na região de decisão correcta, a sua potência de erro deve ser inferior a E_0 correspondente a uma SNR requerida. Considerando que a potência média de todos os símbolos da modulação é unitária, a SNR requerida é dada, em dB, pela expressão 4.10:

$$SNR_{req} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{E_0} \right) . \quad (4.10)$$

O esquema básico da equalização envolvendo o algoritmo LMS é ilustrado na figura 4.3 [38].

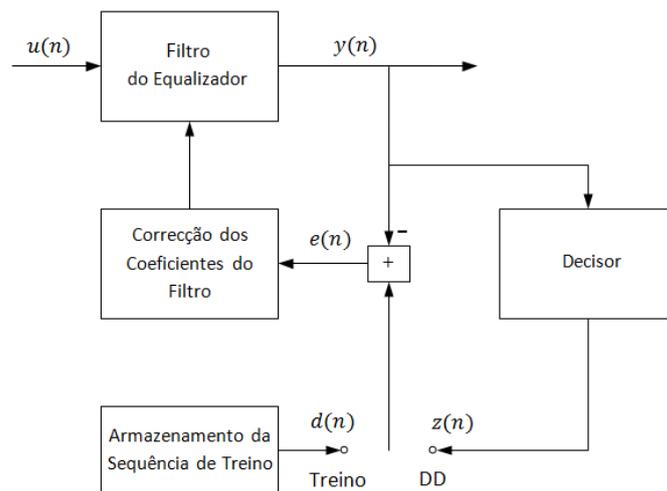


Figura 4.3: Diagrama de blocos do filtro LMS.

Usualmente, o algoritmo LMS apenas usa símbolos anteriores correspondentes a um determinado símbolo para o equalizar. No entanto, neste trabalho, foi também estudado o desempenho do algoritmo usando símbolos anteriores e posteriores. De forma a distinguir estas duas configurações, daqui em diante, o algoritmo que apenas considera símbolos anteriores é designado por LMS_Pre e o algoritmo que considera tanto símbolos anteriores como posteriores é designado por LMS_Dual.

Algoritmos LMS_Pre e LMS_Dual:

Considerando que se pretende equalizar uma sequência de símbolos corrompida por dispersão cromática residual, para equalizar um determinado símbolo, o algoritmo LMS usa um número de símbolos anteriores igual a N_{eq_ant} e um número de símbolos posteriores igual a N_{eq_post} que é zero no algoritmo LMS_Pre. Deste modo, a equalização pelo filtro LMS não equaliza os primeiros N_{eq_ant} e os últimos N_{eq_post} símbolos da sequência corrompida e o número de coeficientes do filtro do equalizador é dado por 4.11:

$$L_{eq} = N_{eq_ant} + N_{eq_post} + 1 \quad (4.11)$$

Atendendo ao algoritmo LMS_Pre e considerando que são usados 2 símbolos anteriores, a figura 4.4 ilustra uma sequência de 13 símbolos corrompida por dispersão cromática, a respectiva constituição do vector $u(n)$ ao longo do algoritmo e a respectiva sequência de símbolos equalizados. O vector $u(1)$ é constituído pelos primeiros três símbolos da sequência contendo dispersão cromática, o vector $u(2)$ é constituído pelos símbolos s_2 a s_4 e assim sucessivamente para todos os valores de n , tal como ilustra a figura 4.4 (b), que apresenta, também, a sombreado, os símbolos que serão equalizados em cada instante. A sequência de símbolos equalizados pelo algoritmo LMS_Pre é representada na figura 4.4 (c).

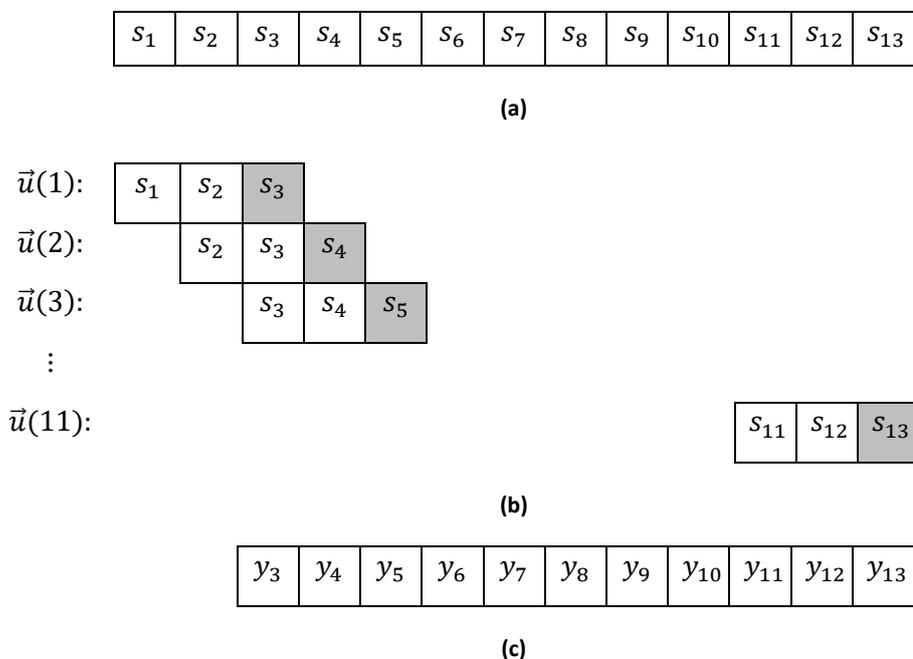


Figura 4.4: (a) Sequência de 13 símbolos corrompidos por dispersão cromática. (b) Variação do vector u ao longo do algoritmo LMS_Pre. (c) Sequência de símbolos equalizados pelo algoritmo LMS_Pre.

Atendendo ao algoritmo LMS_Dual e considerando que são usados 2 símbolos anteriores e 1 símbolo posterior, a figura 4.5 ilustra uma sequência de 13 símbolos corrompida por dispersão cromática, a respectiva constituição do vector $u(n)$ ao longo do algoritmo e a respectiva sequência de símbolos equalizados. O vector $u(1)$ é constituído pelos primeiros quatro símbolos da sequência contendo dispersão cromática, o vector $u(2)$ é constituído pelos símbolos s_2 a s_5 e assim sucessivamente para todos os valores de n , tal como ilustra a figura 4.5 (b), que apresenta, também, a sombreado, os símbolos que serão equalizados em cada instante. A sequência de símbolos equalizados pelo algoritmo LMS_Dual é representada na figura 4.5 (c).

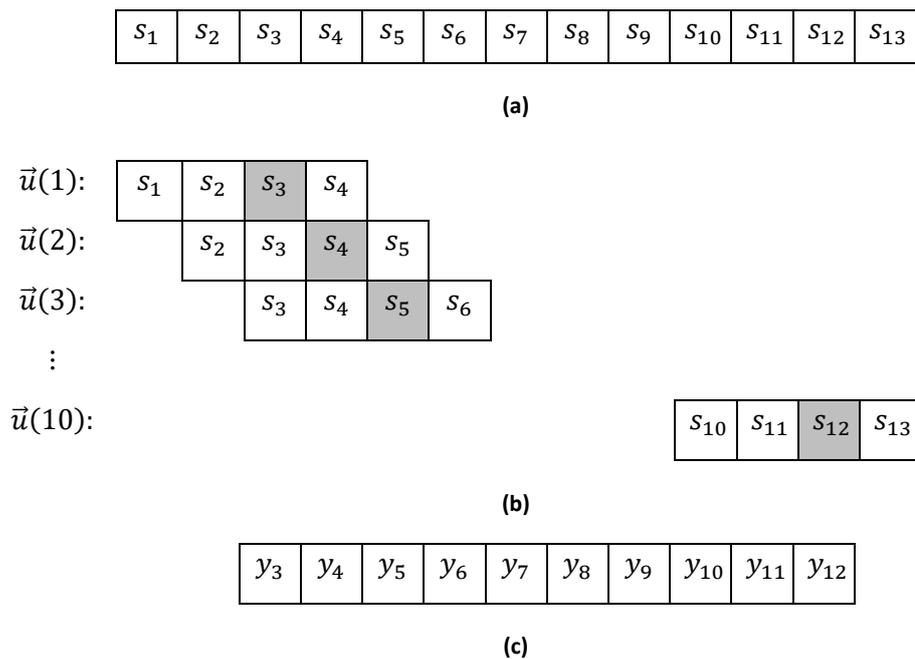


Figura 4.5: (a) Sequência de 13 símbolos corrompidos por dispersão cromática. (b) Variação do vector u ao longo do algoritmo LMS_Dual. (c) Sequência de símbolos equalizados pelo algoritmo LMS_Dual.

5. Simulador

O sistema de comunicação por fibra óptica foi simulado usando *software* MATLAB e a plataforma *Simulink* com ele compatível, que constitui uma ferramenta que permite a modelagem, simulação e análise de sistemas dinâmicos. O esquema desenvolvido permite simular um sistema de comunicação usando as modulações M-QAM e M-PSK. No esquema de simulação, é implementada a dispersão cromática da fibra com parâmetro de dispersão variável e a respectiva equalização fixa através do filtro envolvendo o método *Overlap-Save* seguida da equalização adaptativa através do filtro envolvendo o algoritmo LMS.

5.1. Transmissor Óptico

O transmissor óptico implementado é constituído por um modulador digital em banda-base seguido por um laser, tal como ilustra a figura 5.1.

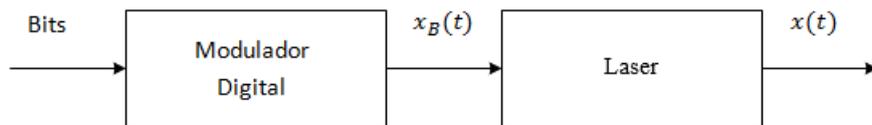


Figura 5.1: Diagrama de blocos do transmissor óptico, considerando pulsos rectangulares.

O modulador digital é responsável por transformar a sequência de bits, representativa do sinal eléctrico a transmitir, na respectiva sequência de símbolos correspondentes à modulação escolhida. Considerando as modulações M-QAM e M-PSK, o sinal em banda-base resultante do modulador é dado por 5.1:

$$x_B(t) = x_I(t) + j x_Q(t). \quad (5.1)$$

O laser funciona como uma fonte óptica contínua e o campo eléctrico do seu sinal óptico é dado por 5.2:

$$E_c(t) = \sqrt{\frac{2}{T_{simb}}} e^{j\omega_c t} = \sqrt{\frac{2}{T_{simb}}} \cos(\omega_c t) + j \sqrt{\frac{2}{T_{simb}}} \text{sen}(\omega_c t). \quad (5.2)$$

Posteriormente, o laser é modulado pelo sinal em banda-base e o campo eléctrico do sinal óptico em banda-passante é dado por 5.3, correspondente às expressões teóricas 2.16 e 2.20:

$$x(t) = \text{Re} \{x_B(t) \cdot E_c(t)\} = x_I(t) \sqrt{\frac{2}{T_{\text{simb}}}} \cos(\omega_c t) - x_Q(t) \sqrt{\frac{2}{T_{\text{simb}}}} \text{sen}(\omega_c t). \quad (5.3)$$

5.1.1. Pulse Shaping

Os pulsos rectangulares correspondentes aos sinais em banda-base requerem uma grande largura de banda [39], tornando-se inadequados para sistemas de transmissão modernos [40]. Por isto, no seu lugar são enviados pulsos formatados que transmitem a mesma informação mas usam menores larguras de banda e têm outras boas propriedades como a rejeição da interferência inter-simbólica [39]. Desta forma, o esquema do transmissor óptico é alterado de forma a conter um filtro responsável pelo *pulse shaping*, como ilustra a figura 5.2.

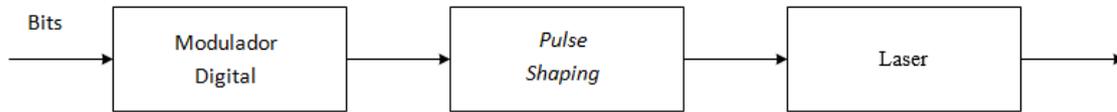


Figura 5.2: Diagrama de blocos do transmissor óptico implementado.

Um dos pulsos mais usados para realizar esta formatação é o *raised cosine*, que é um pulso de Nyquist, permitindo que a interferência inter-simbólica seja nula [41]. A resposta impulsiva do filtro é dada por 5.4 e representada na figura 5.3 (a) [41]:

$$h(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T_{\text{simb}}}\right) \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi \beta t}{T_{\text{simb}}}\right)}{1 - \frac{4 \beta^2 t^2}{T_{\text{simb}}^2}}, \quad (5.4)$$

onde β é o factor de excesso de banda do filtro, que pode assumir valores entre 0 e 1 ($0 \leq \beta \leq 1$). No domínio da frequência, a resposta impulsiva normalizada é dada pela expressão 5.5 e representada na figura 5.3 (b) [41]. No caso em que $\beta = 0$, o filtro passa-baixo é ideal, que, tal como referido anteriormente, é fisicamente irrealizável.

$$H(f) = \begin{cases} 1 & , |f| \leq \frac{1-\beta}{2 T_{\text{simb}}} \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi T_{\text{simb}}}{\beta} \left[|f| - \frac{1-\beta}{2 T_{\text{simb}}} \right] \right) \right] & , \frac{1-\beta}{2 T_{\text{simb}}} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2 T_{\text{simb}}} \\ 0 & , \text{caso contrário} \end{cases} \quad (5.5)$$

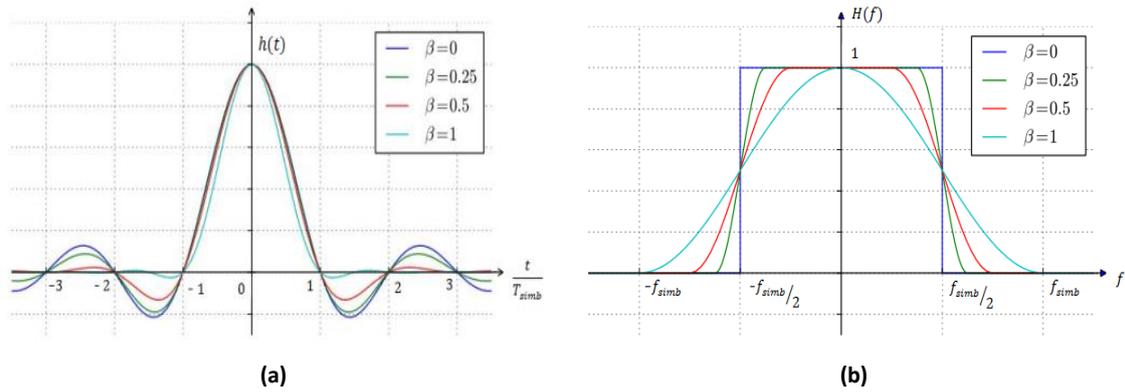


Figura 5.3: Representação gráfica do pulso *raised cosine* (a) no domínio do tempo e (b) no domínio da frequência.

O filtro permite reduzir a largura de banda do sinal para $2B$, sendo B dado por 5.6 [41]:

$$B = \frac{f_{symb}}{2} \cdot (1 + \beta). \quad (5.6)$$

O período de amostragem do filtro é definido de forma a que existam 32 amostras por símbolo, isto é, é dado por 5.7:

$$T_{samp} = \frac{T_{symb}}{32}. \quad (5.7)$$

O atraso de grupo do filtro, que define a duração de $h(t)$ foi definido como sendo igual a 4 e, assim, o pulso é sempre zero em instantes de tempo t definidos pela expressão 5.8:

$$|t| > T_{symb} \cdot 4. \quad (5.8)$$

5.1.2. Sinal WDM

O sinal WDM criado na simulação é composto por 3 canais multiplexados. Tal como referido anteriormente, o sinal correspondente a cada canal apresenta uma largura de espectral igual a $2B$, sendo B dada pela expressão 5.6. Deste modo, o espaçamento Δf entre as frequências centrais de cada canal deve respeitar a inequação 5.9:

$$\Delta f > 2B \leftrightarrow \Delta f > f_{simb} \cdot (1 + \beta) . \quad (5.9)$$

Definindo $\beta = 0.2$, o espaçamento entre as frequências foi definido como:

$$\Delta f = 2 \cdot f_{simb} . \quad (5.10)$$

De forma a manter a frequência de amostragem implementada pelo *pulse shaping*, cada laser mantém o mesmo número de amostras em cada período de símbolo, isto é, $f_{samp} = 32 \cdot f_{simb}$. Pelo teorema da amostragem, para que seja possível reconstituir o sinal original é necessário que a frequência de amostragem seja, no mínimo, igual ao dobro da frequência máxima contida no sinal analógico, tal como é expresso na inequação 5.11:

$$f_{samp} \geq 2 \cdot (f_c + B) . \quad (5.11)$$

Conjugando a expressão 5.11 e o valor definido para f_{samp} , a frequência de qualquer um dos lasers do sinal WDM deve respeitar a inequação 5.12:

$$f_c \leq 16 \cdot f_{simb} - B . \quad (5.12)$$

Considerando que a frequência central do canal 2 é a frequência central do sinal WDM, as frequências centrais de cada canal foram definidas pelas expressões 5.13 a 5.15:

$$f_{c_2} = 12 \cdot f_{simb} , \quad (5.13)$$

$$f_{c_1} = f_{c_2} - \Delta f = 10 \cdot f_{simb} , \quad (5.14)$$

$$f_{c_3} = f_{c_2} + \Delta f = 14 \cdot f_{simb} . \quad (5.15)$$

5.1.3. Evolução do Sinal no Domínio do Tempo

Nesta secção é mostrada a evolução, ao longo do transmissor óptico, do sinal de um único canal ao longo do tempo para uma determinada sequência de bits. Considerando uma modulação 4-QAM, foi extraída uma sequência de 16 bits, à qual corresponde uma sequência de 8 símbolos.

Como tal, foram definidos os quatro símbolos da modulação 4-QAM ilustrados na figura 5.4, cujas amplitudes em fase e em quadratura podem ter valores iguais a $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ou $-\frac{1}{\sqrt{2}}$.

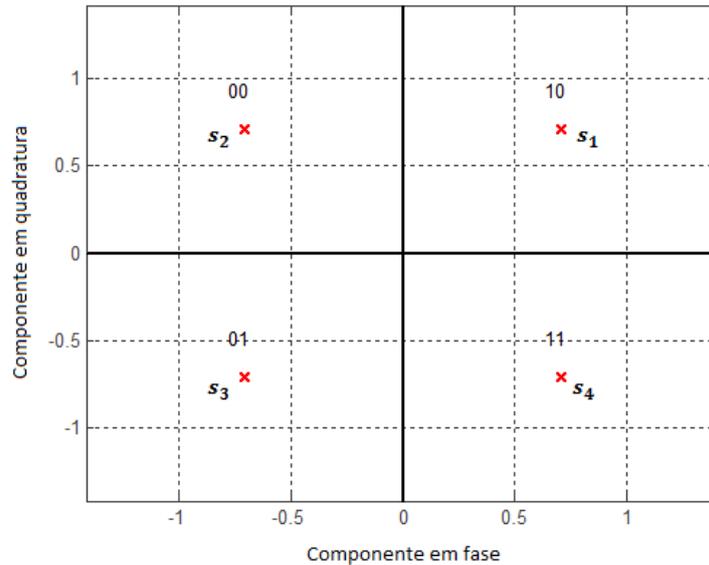


Figura 5.4: Distribuição dos símbolos na modulação 4-QAM.

A tabela 1 apresenta, na 1ª linha, a sequência dos primeiros 16 bits de um sinal e, na 2ª linha, a correspondente sequência de 8 símbolos.

1	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1
S ₁		S ₄		S ₃		S ₄		S ₂		S ₃		S ₁		S ₄	

Tabela 1: Sequência de 16 bits e respectiva sequência de símbolos.

Considerando um ritmo binário igual a 40 Gbit/s, o período de símbolo (T_{simb}) é igual a 0.5×10^{-10} s e desta forma, a variação das amplitudes I e Q, correspondente à sequência de símbolos anteriormente enunciada é ilustrada na figura 5.5. As amplitudes correspondentes aos primeiros 8 símbolos devem ser retiradas nos seguintes instantes:

$$i \cdot T_{simb} \quad , \quad i = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 .$$

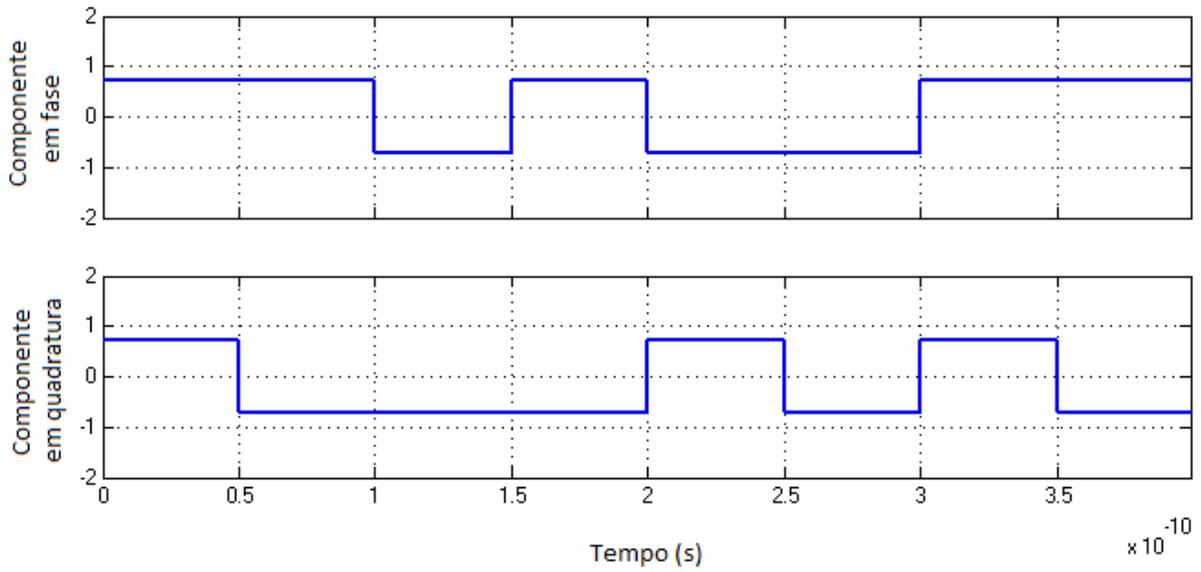


Figura 5.5: Variação das amplitudes I e Q no domínio do tempo, antes do *pulse shaping*.

Na figura 5.6, são ilustradas as amplitudes I e Q do sinal após o *pulse shaping*. Dado o atraso de 4 símbolos do *pulse shaping*, as amplitudes correspondentes aos primeiros 8 símbolos devem ser retiradas nos seguintes instantes:

$$i \cdot T_{\text{simb}} \quad , \quad i = 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11 .$$

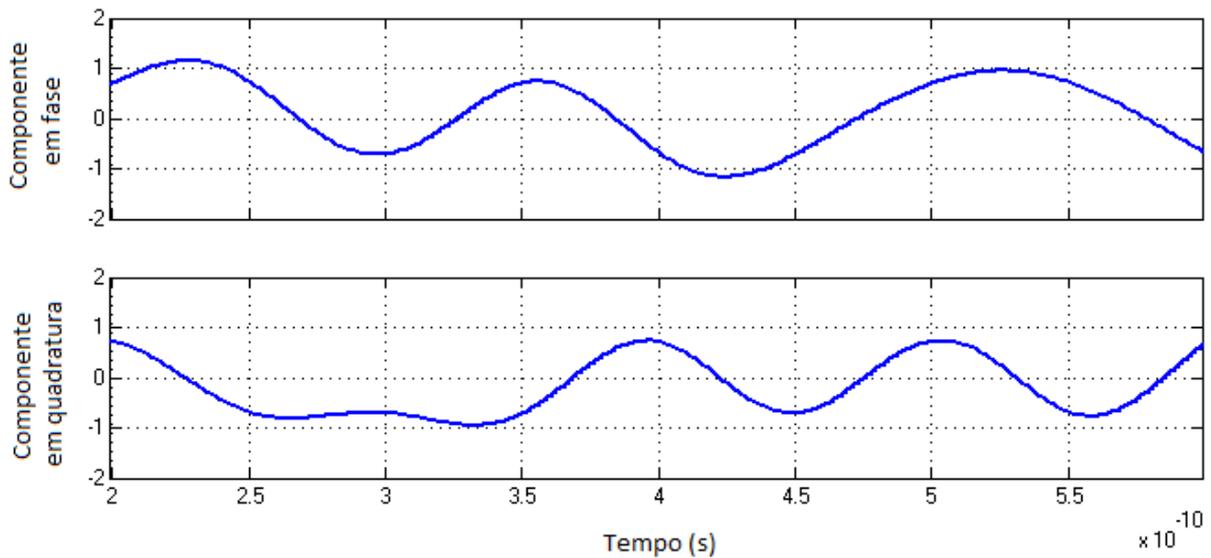


Figura 5.6: Variação das amplitudes I e Q no domínio do tempo, depois do *pulse shaping*.

O sinal óptico na banda de simulação é ilustrado na figura 5.7, onde são claramente evidentes as 32 amostras por símbolo.

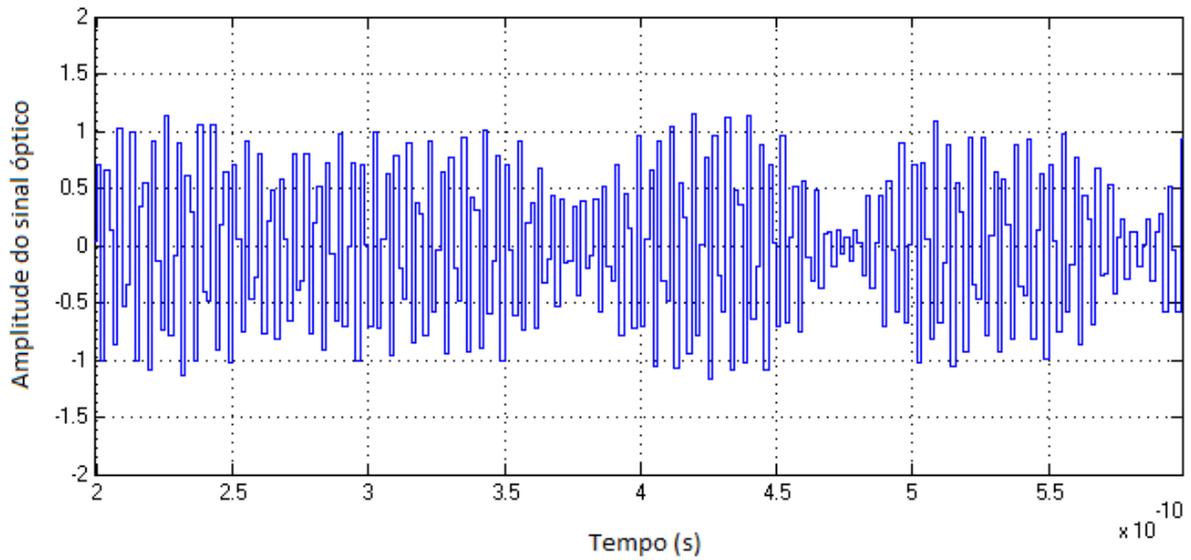


Figura 5.7: Sinal óptico no domínio do tempo.

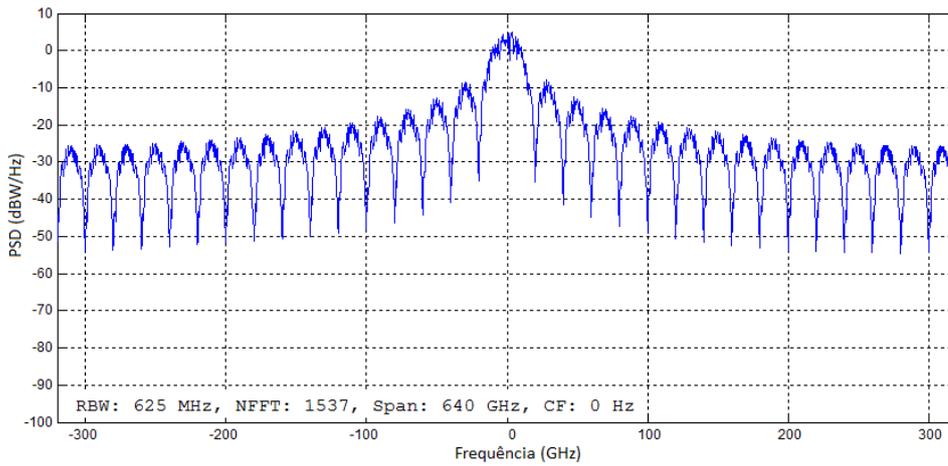
5.1.4. Evolução da PSD

Nesta secção é mostrada a evolução da PSD do sinal ao longo do transmissor e a PSD do sinal WDM, considerando um ritmo binário por canal igual a 40 Gbit/s, M igual a 4 e a gama de frequências dada por 5.16:

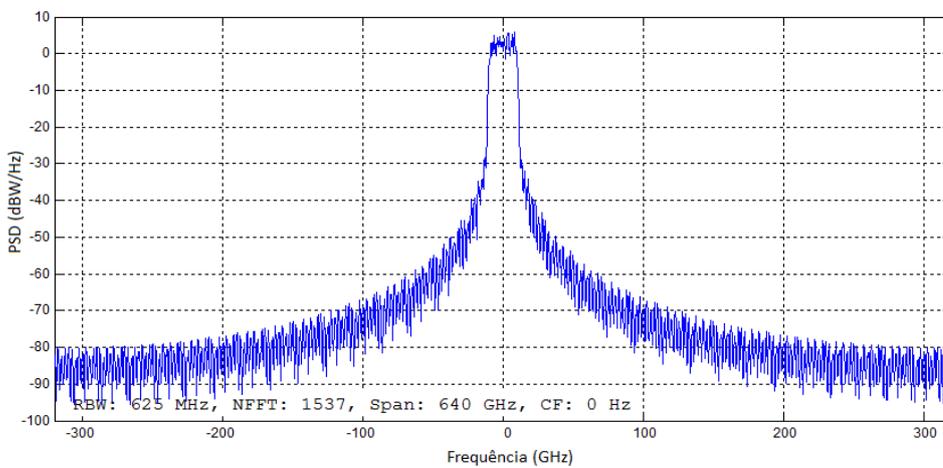
$$-\frac{f_{samp}}{2} \leq f \leq \frac{f_{samp}}{2} . \quad (5.16)$$

O valor de f_{simb} , obtido através da expressão 2.8, é igual a 20 Gbit/s e o valor de f_{samp} , obtido através da expressão 5.7, é igual a 640 GHz.

As densidades espectrais de potência do sinal antes e depois do *pulse shaping* são mostradas na figura 5.8.



(a)



(b)

Figura 5.8: PSD (a) antes do *pulse shaping* e (b) depois do *pulse shaping*.

As freqüências centrais dos três canais são dadas por: $f_{c_1} = 200 \text{ GHz}$, $f_{c_2} = 240 \text{ GHz}$ e $f_{c_3} = 280 \text{ GHz}$. A PSD do sinal WDM é ilustrada na figura 5.9.

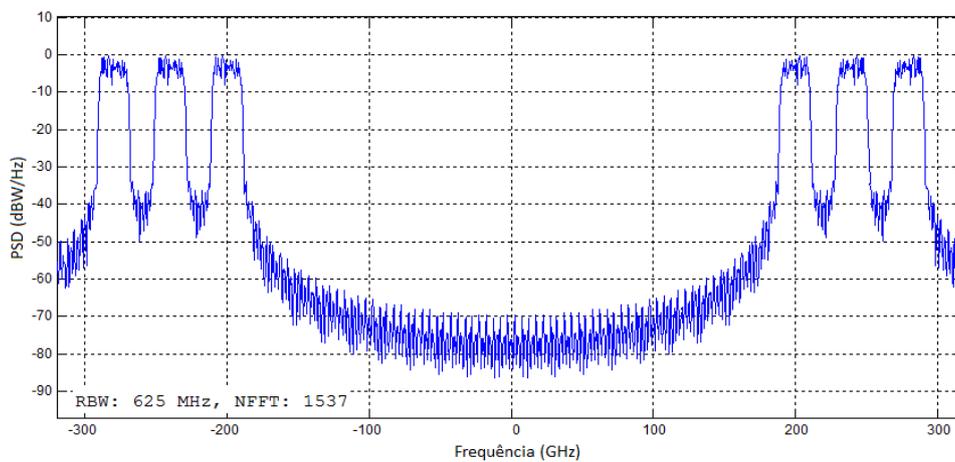


Figura 5.9: PSD do sinal WDM.

5.2. Implementação da Dispersão Cromática

A dispersão cromática que afecta um determinado canal WDM com frequência central f_0 é implementada no domínio da frequência através do filtro cuja função de transferência é dada pela expressão 5.17:

$$H_{CD}(f) = \exp\left(-j \frac{D_{\lambda_0} \lambda_0^2 \pi (f - f_0)^2 L}{c}\right). \quad (5.17)$$

Neste trabalho apenas foi considerado o receptor correspondente a um dos canais WDM e como tal, apenas foi aplicada a dispersão cromática correspondente a esse canal. O diagrama de blocos usado para implementar a dispersão cromática é ilustrado na figura 5.10. Inicialmente, através da FFT, o sinal WDM é transformado no domínio da frequência e aí é multiplicado pela função de transferência do filtro. Por fim, o sinal volta ao domínio do tempo através da IFFT.

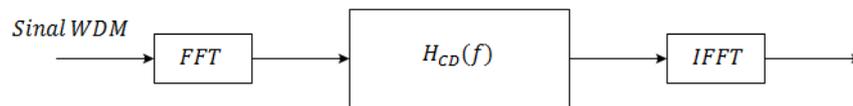


Figura 5.10: Diagrama de blocos da dispersão cromática implementada.

5.3. Receptor Óptico

Neste sub-capítulo é apresentado o receptor óptico coerente simulado e relativo a um determinado canal WDM. Quanto à configuração do receptor, foi definido que apresenta uma configuração homodina com diversidade de fase e que a polarização do sinal à entrada do receptor está sempre alinhada com a polarização do sinal do oscilador local. Tal como referido na secção 2.3.3, deste tipo de receptor resultam duas fotocorrentes, uma proporcional à componente em fase do sinal de informação eléctrico e outra proporcional à componente em quadratura. O receptor simulado neste trabalho foi definido com o objectivo de obter apenas a informação correspondente às componentes em fase e em quadratura e é ilustrado na figura 5.11.

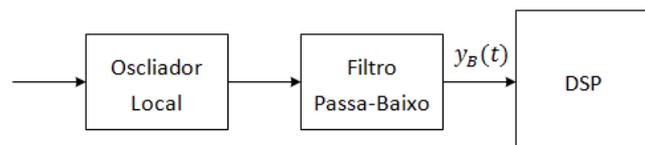


Figura 5.11: Diagrama de blocos do receptor implementado.

Após a propagação ao longo da fibra, devido à dispersão cromática, o sinal transmitido, $x(t)$, por cada um dos canais WDM sofre alterações. Ignorando o *pulse shaping*, o sinal recebido por cada um dos canais é dado por 5.18:

$$y(t) = y_I(t) \cdot \sqrt{\frac{2}{T_{simb}}} \cos(\omega_c t) - y_Q(t) \cdot \sqrt{\frac{2}{T_{simb}}} \text{sen}(\omega_c t). \quad (5.18)$$

No receptor, inicialmente, o sinal óptico WDM é multiplicado pelo sinal óptico do oscilador local de forma a transferir o sinal do canal desejado para banda-base. De seguida, o sinal WDM resultante é aplicado a um Filtro Passa-Baixo de forma a seleccionar apenas o canal desejado na recepção. Assumindo que o campo eléctrico do oscilador local é dado por 5.19:

$$E_{LO}(t) = \sqrt{\frac{T_{simb}}{2}} \cdot 2 \cdot e^{j\omega_{LO}t}, \quad (5.19)$$

o resultado da multiplicação do sinal recebido $y(t)$ por $E_{LO}(t)$ é dado por 5.20:

$$y_I(t) \cdot [e^{j(\omega_c + \omega_{LO})t} + e^{j(\omega_{LO} - \omega_c)t}] + jy_Q(t) \cdot [e^{j(\omega_c + \omega_{LO})t} - e^{j(\omega_{LO} - \omega_c)t}]. \quad (5.20)$$

Definindo $\omega_{OL} = -\omega_c$, a expressão 5.20 é reescrita por 5.21:

$$y_I(t) + y_I(t) \cdot e^{-j2\omega_c t} - jy_Q(t) \cdot e^{-j2\omega_c t} + jy_Q(t). \quad (5.21)$$

Definindo a frequência de corte do filtro passa-baixo por 5.22:

$$f_{corte} = f_{simb}, \quad (5.22)$$

as componentes de frequência $-2\omega_c$ da expressão 5.21 são eliminadas e é obtido o sinal $y_B(t)$ em banda-base dado por 5.23:

$$y_B(t) = y_I(t) + jy_Q(t). \quad (5.23)$$

Numa terceira etapa, as componentes em fase e em quadratura são transferidas do domínio analógico para o domínio digital através de uma sub-amostragem realizada com uma frequência dada por 5.24:

$$f_{samp_AD} = 2 \cdot f_{simb}. \quad (5.24)$$

Finalmente é realizado o processamento digital. Primeiro é aplicado o algoritmo *Overlap-Save* que permite equalizar a dispersão cromática fixa, de seguida é realizada uma sub-amostragem à frequência de símbolo e, por fim, é aplicado o algoritmo LMS que permite equalizar a dispersão cromática residual.

6. Resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados correspondentes a uma comunicação afectada por dispersão cromática com parâmetro de dispersão variável. Foram consideradas as modulações 4-QAM a 64-QAM e foi definido que todas as modulações apresentam potência média de todos os símbolos unitária.

O sub-capítulo 6.1 apresenta os efeitos da dispersão cromática na constelação dos símbolos recebidos. O sub-capítulo 6.2 aborda a equalização fixa pelo filtro *Overlap-Save* e os sub-capítulos 6.3 e 6.4 abordam a equalização da dispersão cromática residual, respectivamente, pelos filtros LMS_Pre e LMS_Dual. Nos sub-capítulos 6.2, 6.3 e 6.4 é considerada uma fibra com 500 km.

6.1. Efeitos da Dispersão Cromática

Os efeitos da dispersão cromática, fixa e residual, aumentam com o aumento do comprimento da fibra e com o aumento da largura espectral do sinal, isto é, com o aumento da frequência de símbolo.

A dispersão cromática provoca uma desconcentração dos símbolos em torno da posição ideal e uma rotação da constelação, tal como é ilustrado na figura 6.1. Esta retrata a variação de uma constelação 16-QAM em função da variação do comprimento da fibra, considerando um ritmo binário R_b igual a 65 Gbit/s e considerando o parâmetro de dispersão D igual a 16 ps/nm/km.

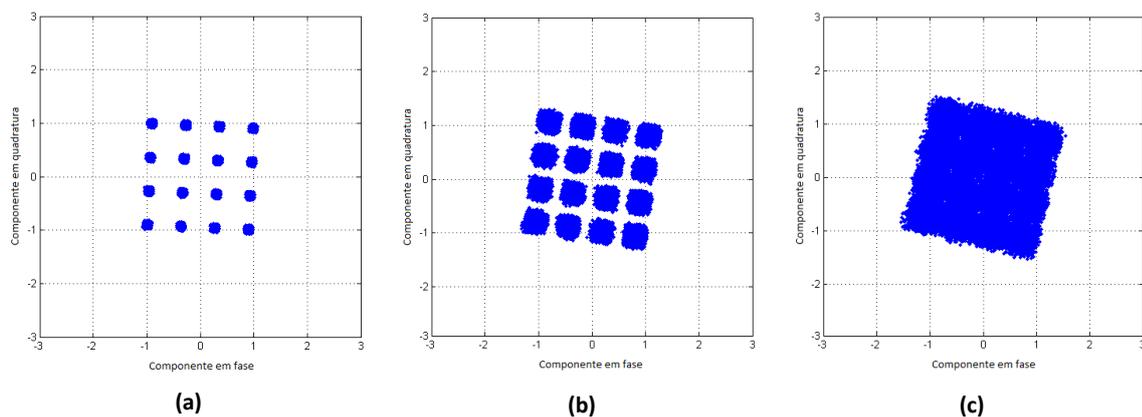


Figura 6.1: Efeitos da dispersão cromática na constelação 16-QAM considerando um comprimento da fibra igual a (a) 5 km, (b) 15 km e (c) 25 km.

6.2. Overlap-Save

Os efeitos da dispersão cromática residual são visíveis após a equalização pelo filtro *Overlap-Save* e são o resultado do seu desempenho. Os resultados obtidos permitiram concluir que o desempenho do filtro *Overlap-Save*, medido através da EVM, é tanto melhor quanto menor for a variação de D (ΔD) em relação a 16 ps/nm/km e é idêntico para valores de D cuja variação é igual, tal como ilustra a tabela 2. Posto isto, o desempenho obtido ao longo do processo de equalização é similar quando a variação de D é igual.

ΔD (ps/nm/km)	D (ps/nm/km)	EVM (dB)
0.25	15.75	-2.527
	16.25	-2.526
0.5	15.5	-0.07567
	16.5	-0.07566
1	15	0.8765
	17	0.8766

Tabela 2: Efeito da variação de D na EVM da equalização *Overlap-Save*.

A estimação da SNR a partir da EVM, através da expressão 3.10, torna-se válida a partir da equalização *Overlap-Save*, onde as componentes em fase e em quadratura apresentam uma distribuição gaussiana tal como ilustra a figura 6.2 relativa a uma frequência de símbolo igual a 20 Gbit/s e à modulação 16-QAM.

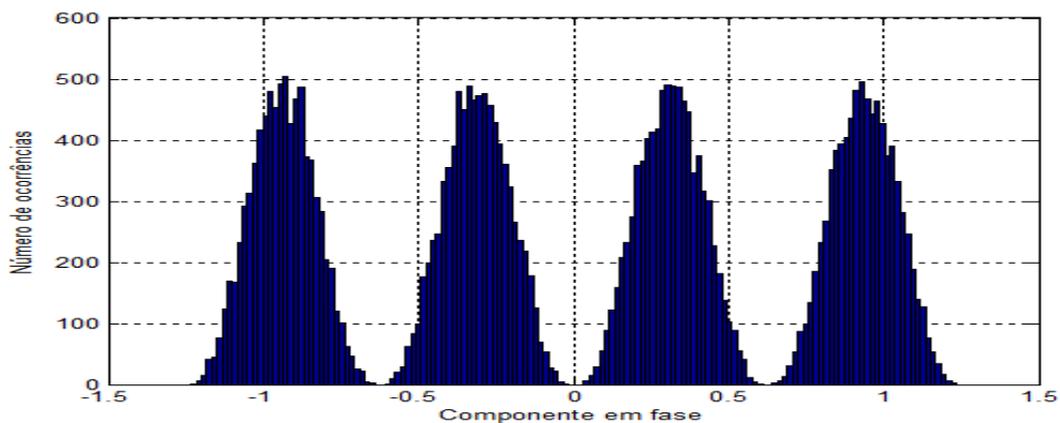


Figura 6.2: Distribuição da componente I após o filtro *Overlap-Save*, numa modulação 16-QAM.

Quando ΔD é nula, a equalização pelo filtro *Overlap-Save* permite uma equalização perfeita da dispersão cromática, tal como é ilustrado na figura 6.3.

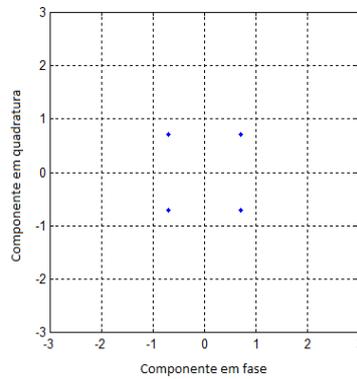


Figura 6.3: Constelação após o filtro *Overlap-Save*, considerando a variação de D nula.

No entanto, quando ΔD não é nula, resulta uma dispersão cromática residual após o filtro *Overlap-Save*. Considerando f_{simb} igual a 20 Gbit/s, as figuras 6.4 e 6.5 ilustram a equalização realizada pelo filtro *Overlap-Save*, considerando, respectivamente, ΔD igual a 0.25 ps/nm/km e 0.5 ps/nm/km.

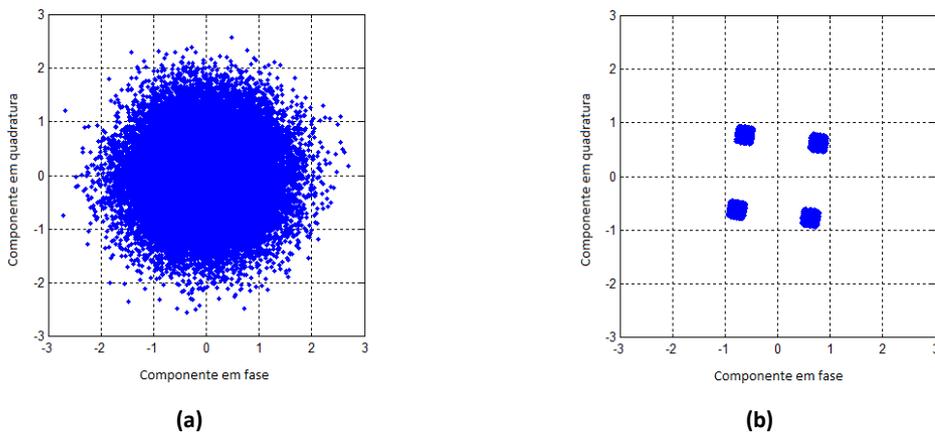


Figura 6.4: Constelação (a) na pré-equalização e (b) após *Overlap-Save*, quando ΔD igual a 0.25 ps/nm/km.

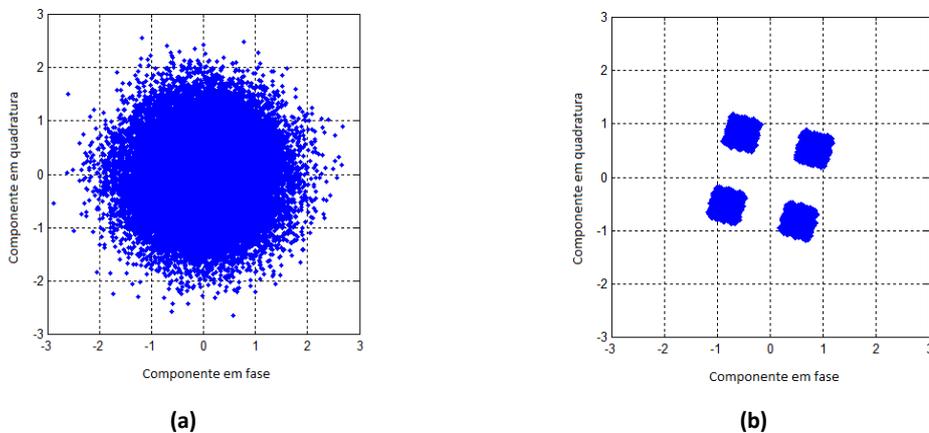


Figura 6.5: Constelação (a) na pré-equalização e (b) após *Overlap-Save*, quando ΔD igual a 0.5 ps/nm/km.

6.3. LMS Pre

Neste sub-capítulo é apresentado o desempenho do filtro LMS_Pre à medida que vão aumentando os efeitos da dispersão cromática através do aumento da variação de D e da frequência de símbolo. Primeiramente é analisada uma variação de 0.25 ps/nm/km e posteriormente é analisada uma variação de 0.5 ps/nm/km. Em ambos os casos são estudados os valores de f_{simb} iguais a 20 Gbit/s, 25 Gbit/s, 30 Gbit/s e 40 Gbit/s e é considerado um passo de adaptação μ igual a $1/15\lambda_{max}$.

O número mínimo de coeficientes de um filtro usado para equalizar a dispersão cromática fixa é dado pela expressão 4.4. De forma a calcular o número mínimo de coeficientes para equalizar a dispersão cromática residual, foi encontrada a dispersão cromática fixa equivalente à dispersão cromática residual. Como tal, foi obtida a frequência de símbolo para a qual a dispersão cromática fixa apresenta uma EVM igual à da dispersão cromática residual no caso original.

A título de exemplo, considerando uma frequência de símbolo igual a 20 Gbit/s e D igual 16.25 ps/nm/km, a constelação dos símbolos equalizados pelo filtro *Overlap-Save* apresenta uma EVM igual a -8.361 dB e é representada na figura 6.6 (a). Estes efeitos são equivalentes àqueles obtidos na pré-equalização quando é considerada uma frequência de símbolo igual a 2.4808 Gbit/s, cuja EVM é igual a -8.361 dB e cuja constelação é representada na figura 6.6 (b).

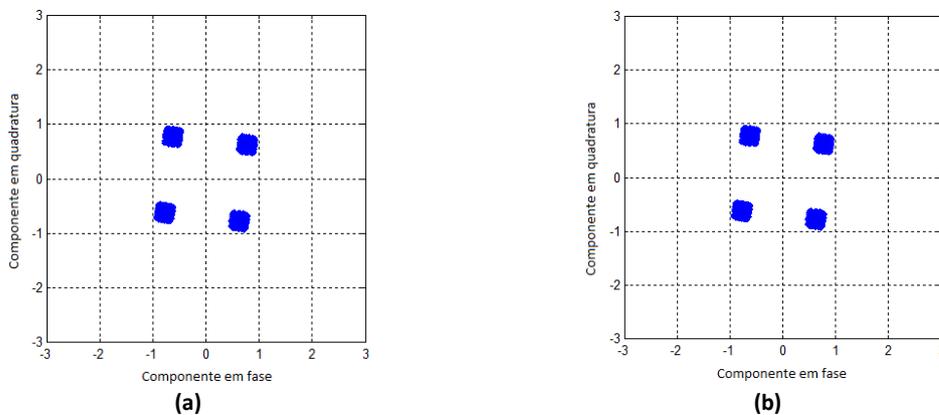


Figura 6.6: (a) Constelação após o filtro *Overlap-Save* considerando f_{simb} igual a 20 Gbit/s. (b) Constelação dos símbolos pré-equalizados considerando f_{simb} igual a 2.4808 Gbit/s.

6.3.1. Variação de D : 0.25 ps/nm/km

Por simulação, obteve-se que o número mínimo de coeficientes é igual a 13, 21, 29 e 52, respectivamente, para os valores de f_{simb} iguais a 20 Gbit/s, 25 Gbit/s, 30 Gbit/s e 40 Gbit/s.

Considerando o número mínimo de coeficientes, a figura 6.7 ilustra a evolução da SNR obtida ao longo do algoritmo LMS_Pre e os valores da SNR requerida com o objectivo de obter uma SER nula.

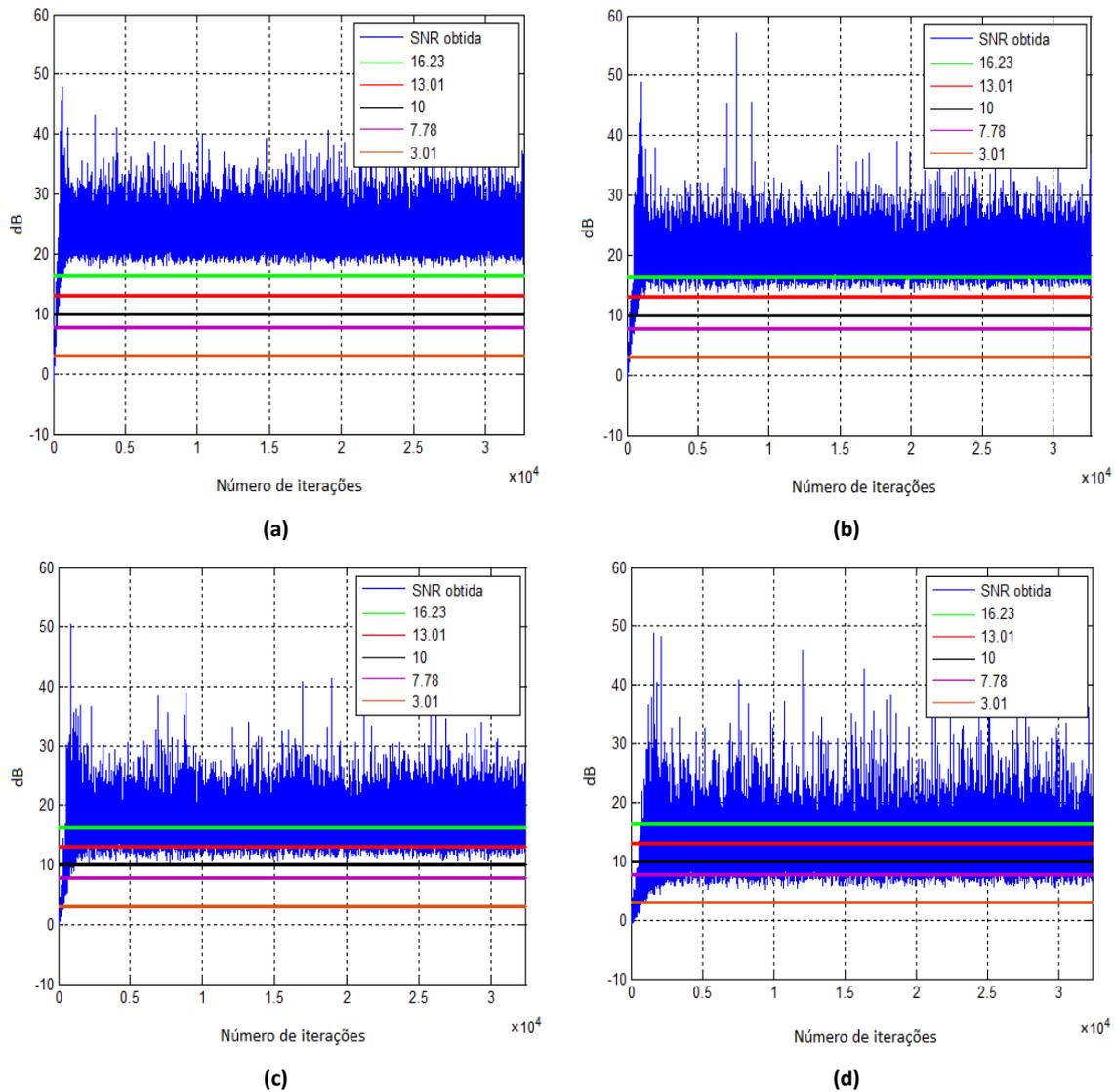


Figura 6.7: Evolução da SNR obtida ao longo do algoritmo LMS_Pre, considerando f_{simb} igual a (a) 20 Gbit/s, (b) 25 Gbit/s, (c) 30 Gbit/s e (d) 40 Gbit/s.

Analisando a figura 6.7 e considerando que a equalização LMS_Pre é eficaz se a SNR obtida, após a convergência, não possui valores abaixo da SNR requerida com o objectivo de obter uma SER nula, constata-se que nos 20 Gbit/s todas as modulações são viáveis. No caso dos 25 Gbit/s, a equalização LMS_Pre não mostra ser eficaz na modulação 64-QAM, no caso dos 30 Gbit/s, não mostra ser eficaz nas modulações 32-QAM e 64-QAM e no caso dos 40 Gbit/s, a equalização apenas se mostra eficaz na modulação 4-QAM.

Considerando a modulação 4-QAM, nas figuras 6.8 e 6.9 é mostrada a constelação dos símbolos antes e depois do filtro LMS_Pre, respectivamente para f_{simb} igual a 20 Gbit/s e 40 Gbit/s. Após análise da figura 6.7 foi definida que a transição para o modo dedicado à decisão ocorre após 200 símbolos consecutivos apresentarem uma SNR requerida igual a 17 dB e 5 dB, respectivamente, para 20 Gbit/s e 40 Gbit/s.

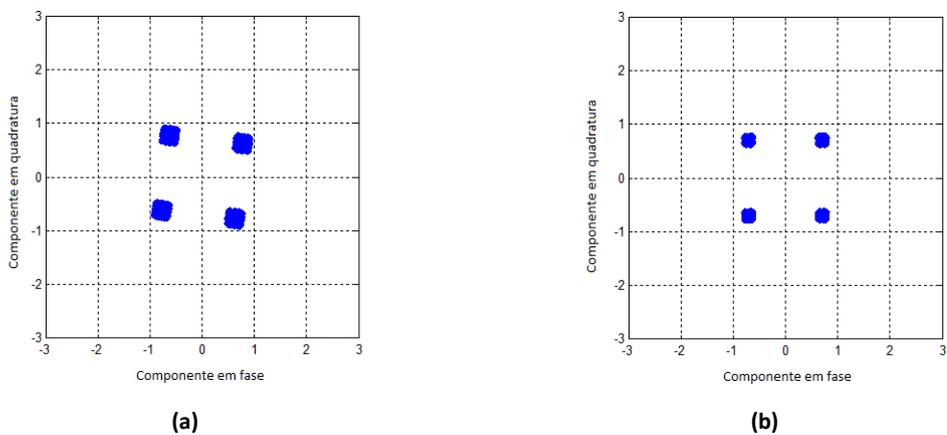


Figura 6.8: Constelação dos símbolos (a) após *Overlap-Save* e (b) após LMS_Pre, quando f_{simb} igual a 20 Gbit/s.

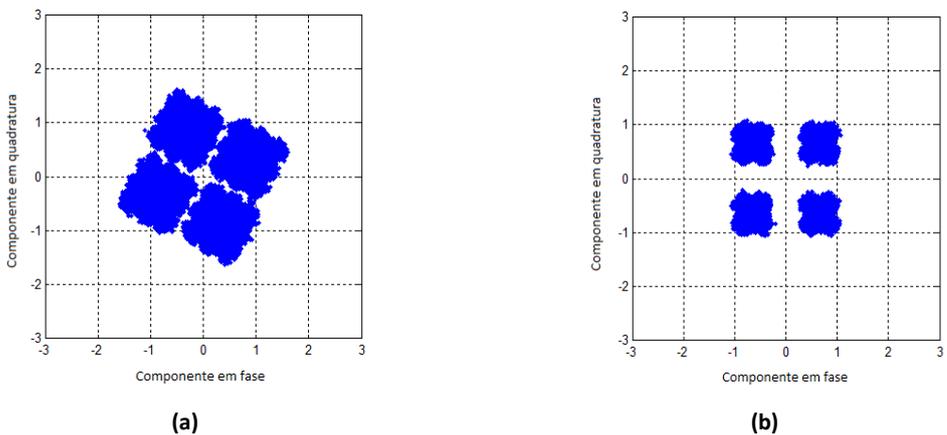


Figura 6.9: Constelação dos símbolos (a) após *Overlap-Save* e (b) após LMS_Pre, quando f_{simb} igual a 40 Gbit/s.

6.3.2. Variação de D : 0.5 ps/nm/km

Por simulação, obteve-se que o número mínimo de coeficientes é igual a 26, 41, 58 e 104, respectivamente, para os valores de f_{simb} iguais a 20 Gbit/s, 25 Gbit/s, 30 Gbit/s e 40 Gbit/s.

Considerando o número mínimo de coeficientes, a figura 6.10 ilustra a evolução da SNR obtida ao longo do algoritmo LMS_Pre e os valores da SNR requerida com o objectivo de obter uma SER nula.

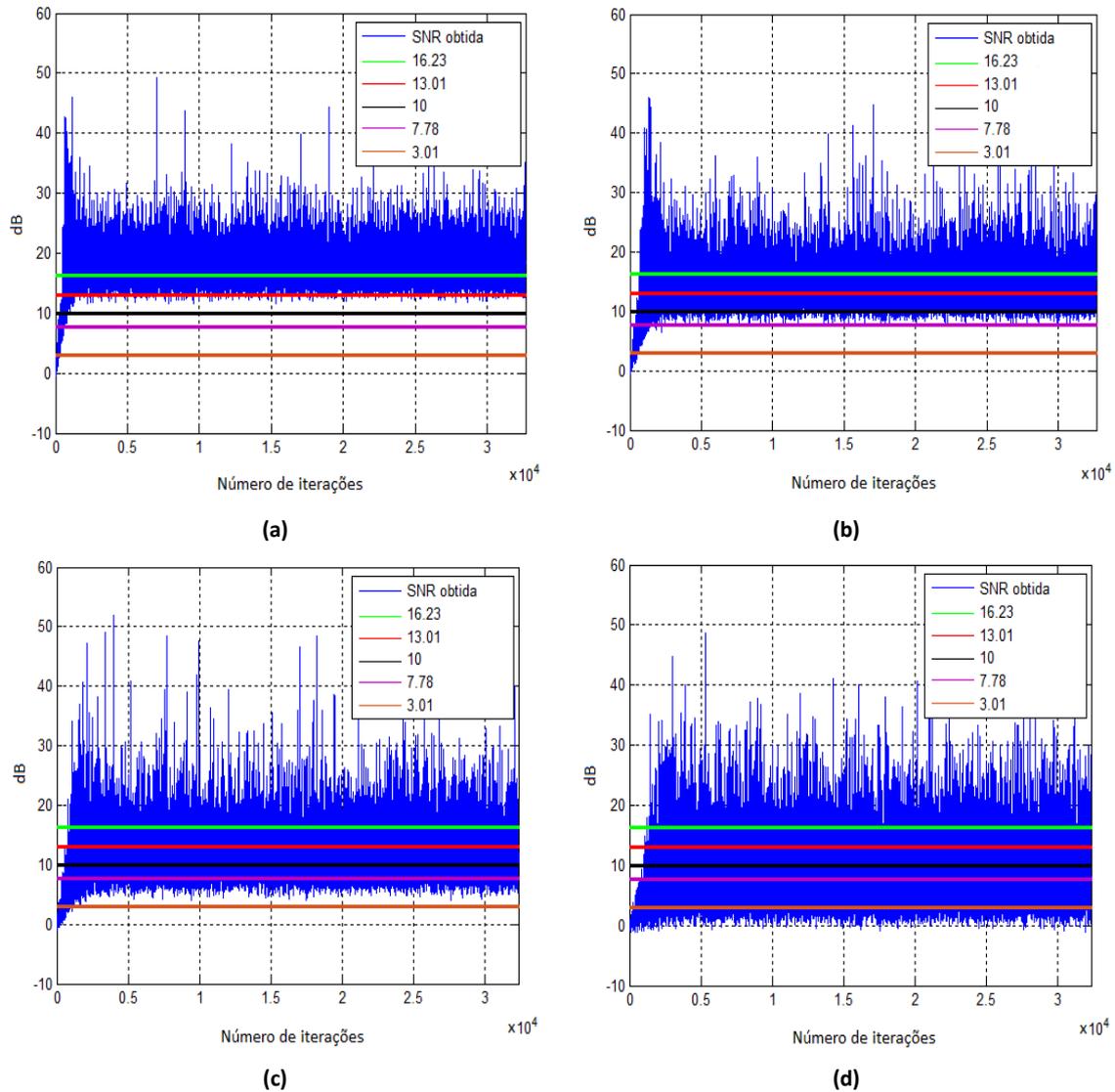


Figura 6.10: Evolução da SNR obtida ao longo do algoritmo LMS_Pre, considerando f_{simb} igual a (a) 20 Gbit/s, (b) 25 Gbit/s, (c) 30 Gbit/s e (d) 40 Gbit/s.

Analisando a figura 6.10 e considerando que a equalização LMS_Pre é eficaz se a SNR obtida, após a convergência, não possui valores abaixo da SNR requerida com o objectivo de obter uma SER nula, constata-se que nos 20 Gbit/s a equalização não é viável nas modulações 32-QAM e 64-QAM. No caso dos 25 Gbit/s, a equalização LMS_Pre apenas se mostra eficaz nas modulações 4-QAM e 8-QAM, no caso dos 30 Gbit/s apenas se mostra eficaz na modulação 4-QAM e no caso dos 40 Gbit/s a equalização LMS_Pre não é eficaz para nenhuma das modulações.

Considerando a modulação 4-QAM, nas figuras 6.11 e 6.12 é mostrada a constelação dos símbolos antes e depois do filtro LMS_Pre, respectivamente para f_{simb} igual a 20 Gbit/s e 30 Gbit/s. Após análise da figura 6.10 foi definida que a transição para o modo dedicado à decisão ocorre após 200 símbolos consecutivos apresentarem uma SNR requerida igual a 11 dB e 4 dB, respectivamente, para 20 Gbit/s e 30 Gbit/s.

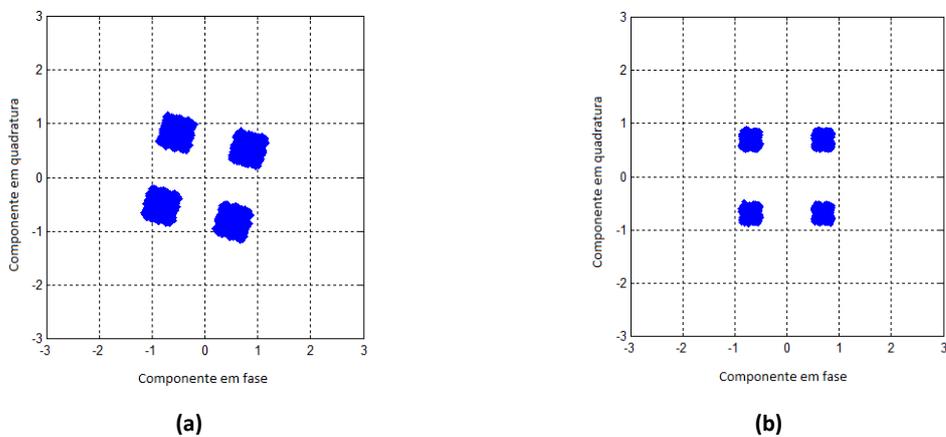


Figura 6.11: Constelação dos símbolos (a) após *Overlap-Save* e (b) após LMS_Pre, quando f_{simb} igual a 20 Gbit/s.

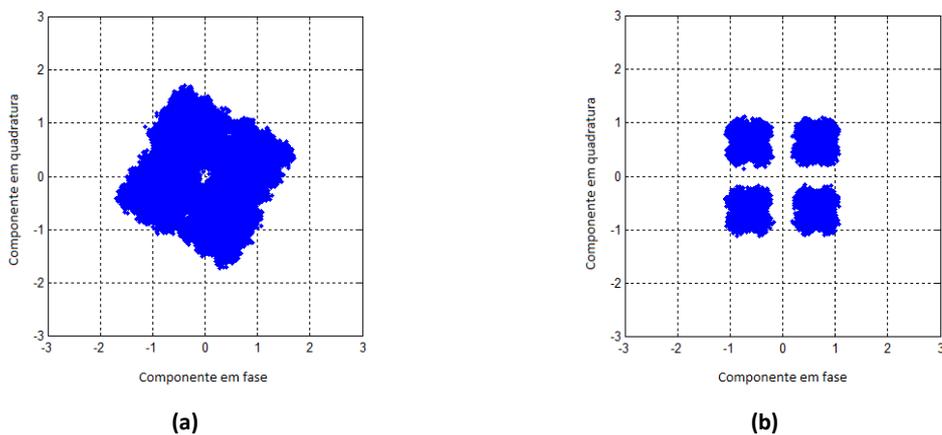


Figura 6.12: Constelação dos símbolos (a) após *Overlap-Save* e (b) após LMS_Pre, quando f_{simb} igual a 30 Gbit/s.

6.4. LMS Dual

O uso de símbolos posteriores no filtro LMS permite o aumento da SNR obtida ao longo do algoritmo. Neste sub-capítulo é apresentado o desempenho do algoritmo LMS_Dual, considerando o passo de adaptação μ igual a $1/15\lambda_{\max}$ e a frequência de símbolo igual a 40 Gbit/s.

6.4.1. Variação de D : 0.25 ps/nm/km

Por simulação, verificou-se que são conseguidos aumentos no valor da SNR obtida à medida que se aumenta o valor de N_{eq_post} e que estas melhorias estabilizam a partir de N_{eq_post} igual a 13. A figura 6.13 ilustra a SNR obtida ao longo dos algoritmos LMS_Pre e LMS_Dual, considerando N_{eq_ant} igual a 51 e N_{eq_post} igual a 13.

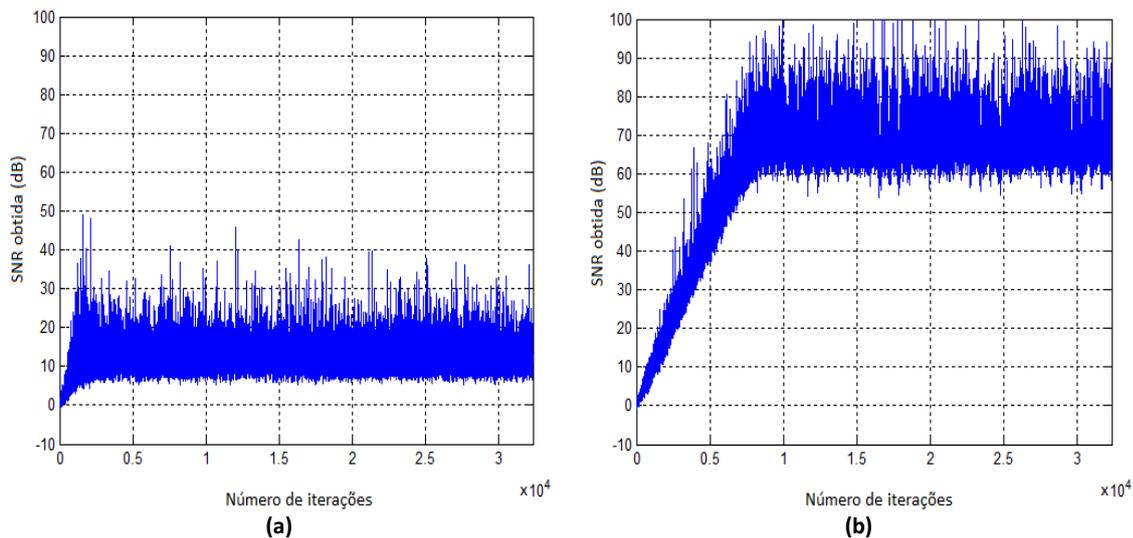


Figura 6.13: Evolução da SNR obtida ao longo do algoritmo (a) LMS_Pre e (b) LMS_Dual.

Analisando a figura 6.13 (b), constata-se que, após a convergência, o algoritmo LMS_Dual apresenta uma SNR obtida nunca inferior a 50 dB. Como tal, foi definido que a transição para o modo dedicado à decisão é efectuada após 200 símbolos consecutivos apresentarem uma SNR requerida igual a 50 dB. As constelações dos símbolos equalizados nas modulações 4-QAM e 64-QAM são apresentadas na figura 6.14.

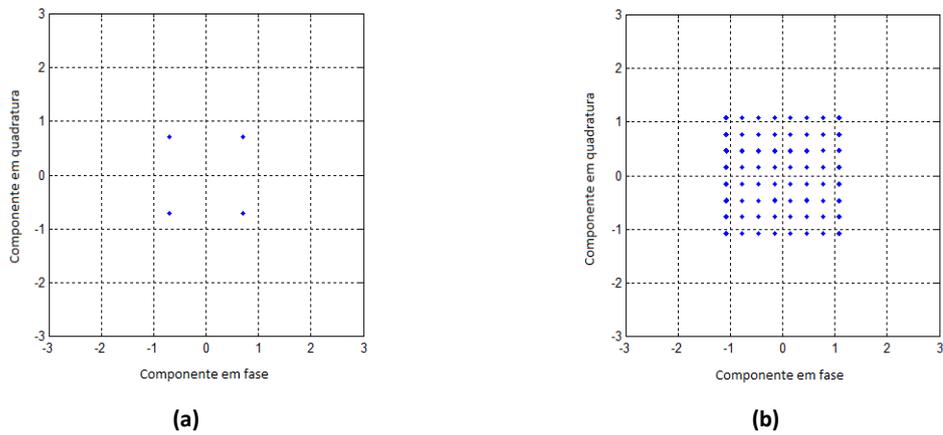


Figura 6.14: Constelação dos símbolos equalizados pelo filtro LMS_Dual, considerando a modulação (a) 4-QAM e (b) 64-QAM.

6.4.2. Variação de D : 0.5 ps/nm/km

Por simulação, verificou-se que são conseguidos aumentos no valor da SNR obtida à medida que se aumenta o valor de N_{eq_post} e que estas melhorias estabilizam a partir de N_{eq_post} igual a 16. A figura 6.15 ilustra a SNR obtida ao longo dos algoritmos LMS_Pre e LMS_Dual, considerando N_{eq_ant} igual a 103 e N_{eq_post} igual a 16.

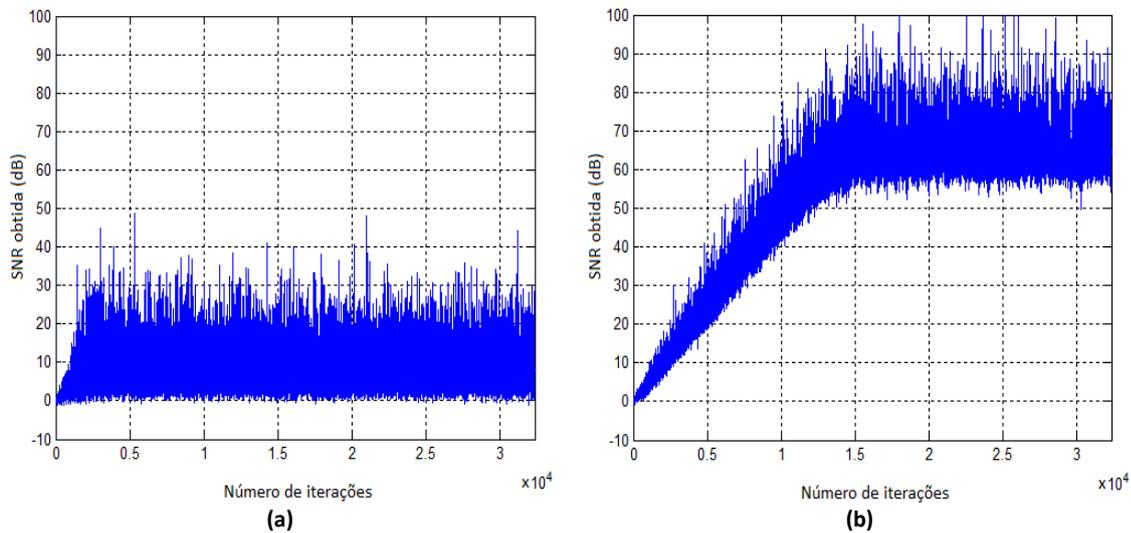


Figura 6.15: Evolução da SNR obtida ao longo do algoritmo (a) LMS_Pre e (b) LMS_Dual.

Analisando as figura 6.13 (b) e 6.15 (b), constata-se que o algoritmo LMS_Dual converge mais lentamente quando a variação de D é maior, e, conseqüentemente, o número de símbolos de treino necessário é maior. Através da figura 6.15 (b), é visível que, após a convergência, o algoritmo LMS_Dual apresenta uma SNR obtida nunca inferior a 50 dB. Como tal, foi definido que a transição para o modo dedicado à decisão é efectuada após 200 símbolos consecutivos apresentarem uma

SNR requerida igual a 50 dB. As constelações dos símbolos equalizados nas modulações 16-QAM e 32-QAM são apresentadas na figura 6.16.

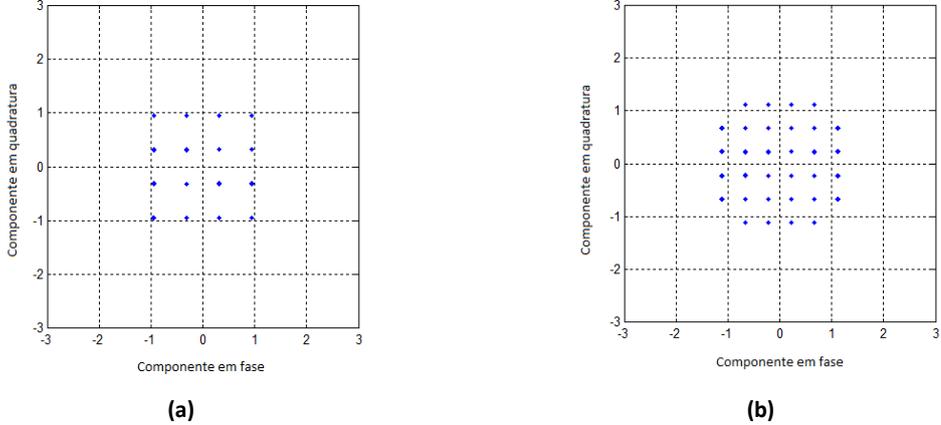


Figura 6.16: Constelação dos símbolos equalizados pelo filtro LMS_Dual, considerando a modulação (a) 16-QAM e (b) 32-QAM.

7. Conclusões

Neste documento foram estudados os sistemas ópticos coerentes, que permitem formatos de modulação multi-nível e o processamento do sinal no domínio digital. Este trabalho envolveu o estudo e a implementação de algoritmos de equalização de sinal e de técnicas de estimação da relação sinal-ruído, com vista a avaliar o desempenho do processo de equalização e a maximizá-lo.

Com recurso a programação MATLAB/SIMULINK foi desenvolvido o simulador de um sistema de comunicação óptica coerente afectado por dispersão cromática. Com vista a mitigar o efeito da dispersão e equalizar o sinal no domínio digital, no receptor foram implementados os algoritmos *Overlap-Save* e LMS, que permitem equalizar, respectivamente, a dispersão cromática fixa e a dispersão cromática residual. Para além disso, foi estimada a SNR ao longo do processo de equalização.

Quanto à equalização pelo filtro *Overlap-Save*, foi possível concluir que é extremamente eficaz na equalização da dispersão cromática fixa, pelo que a sua aplicação seria suficiente caso o parâmetro de dispersão da fibra não variasse.

Quanto ao algoritmo LMS, foram implementadas duas configurações distintas. A primeira apenas usa símbolos anteriores ao símbolo a ser equalizado e a segunda usa, adicionalmente, símbolos posteriores. Comparando os dois casos, foi possível concluir que o uso de símbolos posteriores permite um aumento da SNR obtida ao longo do algoritmo, possibilitando uma menor vulnerabilidade a modulações mais eficientes espectralmente, maiores comprimentos de fibra e a maiores variações do parâmetro de dispersão.

A estimação da SNR ao longo do processo de equalização revelou-se bastante interessante na implementação do filtro LMS, na medida em que permite que a transmissão de informação útil seja apenas iniciada quando é atingida uma determinada SNR desejada.

Para além de pela dispersão cromática, o desempenho dos sistemas ópticos de alta velocidade é severamente afectado pelo ruído de fase, dispersão dos modos de polarização e efeitos não lineares. Como trabalho futuro, seria interessante a implementação, no sistema desenvolvido, destas restantes penalidades e de respectivos algoritmos de equalização, de forma a atingir uma maior aproximação do cenário real das comunicações ópticas.

Referências Bibliográficas

- [1] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, 3rd ed. Nova York: John Wiley & Sons, 2002.
- [2] I. Djordjevic and W. Shieh, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Optical Communications*, 1st ed. Reino Unido: Elsevier, 2010.
- [3] G. Keiser, *Optical Communications Essentials*, 1st ed. Nova York: McGraw-Hill, 2003.
- [4] J. R. Vacca, *Optical Networking Best Practices Handbook*, 1st ed. Nova Jersey: John Wiley & Sons, 2006.
- [5] T. Xu, "Digital Dispersion Equalization and Carrier Phase Estimation in 112-Gbit/s Coherent Optical Fiber Transmission System", Tese de Licenciatura, Royal Institute of Technology, Estocolmo, 2011.
- [6] P. J. Winzer, "Modulation and Multiplexing in optical communication systems," *IEEE LEOS NEWSLETTER*, Vol. 23, no. 1, pp. 4-10, Fevereiro 2009.
- [7] E. Ip [et al.], "Coherent detection in optical fiber systems," *Optics Express*, Vol. 16, no. 2, pp. 753-791, Janeiro 2008.
- [8] P. André [et al.], "Compensadores Adaptativos de Dispersão Cromática para Sistemas de Comunicação por Fibra Óptica," *IEEE Latin America Transactions*, Vol. 4, no. 5, pp. 309-314, Setembro 2006.
- [9] M. Seimetz, *High Order Modulation for Optical Fiber Transmission*, 1st ed. Berlim: Springer, 2009.
- [10] A. Cartaxo, *Transmissão por Fibra Óptica*. IST, 2005.
- [11] P. Krehlik, "Characterization of semiconductor laser frequency chirp based on signal distortion in dispersive optical fiber," *Opto-Electronics Review*, Vol.14, no. 2, pp. 123-128, 2006
- [12] M. Ohm, "Multilevel Optical Modulation Formats with Direct Decision", Tese de Doutorado, Institut für Nachrichtenübertragung der Universität Stuttgart, Estugarda, 2006.
- [13] T. T. Ha, *Theory and Design of Digital Communication Systems*, 1st ed. Califórnia: Cambridge, 2010.
- [14] S. Haykin, *Communication Systems*, 4th ed. Nova York: John Wiley & Sons, 2001.
- [15] D. A. Guimarães, *Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm*, 1st ed. Londres: Springer, 2009.
- [16] B. Garvey. (2013). *Link Budget Analysis: Digital Modulation – Part 3* [Online]. Disponível em <http://www.atlantarf.com/Downloads.php>.

- [17] I. A. Glover and P. M. Grant, *Digital Communications*, 3rd ed. Nova York: Prentice Hall, 2010.
- [18] K. P. Ho, *Phase-Modulated Optical Communication Systems*, 1st ed. Nova York: Springer, 2005.
- [19] K. Kikuchi, "Coherent Optical Communications: Historical Perspectives and Future Directions," in *High Spectral Density Optical Communication Technologies*, 1st ed., K. Kikuchi, M. Nakazawa and T. Miyazaki. Berlim: Springer, 2010, pp. 11-49.
- [20] L. Nguyen, L. P. Barry and T. N. Huynh, "Novel coherent self-heterodyne receiver based on phase modulation detection," *Optics Express*, Vol. 20, no. 6, pp. 6610-6615, Março 2012.
- [21] K. Kikuchi, "Digital coherent optical communication systems: fundamentals and future prospects," *IEICE Electronics Express*, Vol. 8, no. 20, pp. 1642-1662, 2011.
- [22] K. Kikuchi, "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications," *Journal of Lightwave technology*, Vol. 34, no. 1, pp. 1-23, Janeiro/ Fevereiro 2016.
- [23] A. E. Willner, I. P. Kaminow and T. Li, *Optical Fiber Telecommunications V B: Systems and Networks*, 5th ed. Reino Unido: Elsevier, 2008.
- [24] G. Kramer and H. Ghozlan, "On Wiener Phase Noise Channels at High Signal-to-Noise Ratio," apresentado no *IEEE International Symposium*, Istambul, 2013.
- [25] E. Ip and J. M. Kahn, "Feedforward Carrier Recovery for Coherent Optical Communications," *Journal of Lightwave technology*, Vol. 25, no. 9, pp. 2675-2692, Setembro 2007.
- [26] A. C. Singer, H. Bae and N. R. Shanbhag, "Electronic Equalization of Fiber Optic Links," apresentado no *IEEE International Seminar on Communications*, Zurich, 2008.
- [27] P. J. Winzer and R. Essiambre, "Advanced Optical Modulation Formats," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 94, no. 5, pp. 952-985, Maio 2006.
- [28] J. L. Pinto and P. S. André, "Birrefringência e Dispersão Devido as Modos de Polarização em Fibras Ópticas," *Revista do DETUA*, Vol. 3, no. 5, Janeiro 2002.
- [29] K. Chan, *Future Communication Technology and Engineering*, 1st ed. Londres: CRC Press, 2015.
- [30] A. R. Islam, R. A. Shafik and M. S. Rahman, "On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics," apresentado na *4th International Conference on Electrical and Computer Engineering*, Daca, 2006.
- [31] D. Shin, I. Kim and W. Sung, "Simple SNR Estimation Methods for QPSK Modulated Short Bursts," apresentado na *Global Telecommunications Conference*, Texas, 2001.
- [32] H. A. Mahmoud and H. Arslan, "Error Vector Magnitude to SNR Conversion for Nondata-Aided Receivers," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 8, no.5, pp. 1-11, 2009.
- [33] Agilent Application Note (document 5989-3144EN) – *8 Hints for Making and Interpreting EVM Measurements*. Agilent Technologies Inc., 2005.

- [34] V. B. Ribeiro [et al.], "Processamento de sinais para redes ópticas coerentes digitais de alta velocidade," *Cadernos CPqD Tecnologia*, Vol. 7, no. 2, pp. 7-30, Julho/ Dezembro 2011.
- [35] B. Pereira [et al.], "Simulador de Sistemas de Comunicações Ópticas: OSIP 2012," *Electrónica e Telecomunicações*, Vol. 5, no. 4, Dezembro 2012.
- [36] S. A. Abrantes, *Processamento Adaptativo de Sinais*, 1st ed. Lisboa: Fundação Calouste Gulbenkian, 2000.
- [37] N. M. Pinto, "Implementação de Algoritmos em FPGA para Estimação de Sinal em Sistemas Ópticos Coerentes", Tese de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2009.
- [38] F. C. C. De Castro and M. C. F. De Castro. *Capítulo VI – Interferência Intersimbólica e Equalização de Canal* [Online]. Disponível em <http://www.feng.pucrs.br/~decastro/pdf/cd6.pdf>
- [39] C. Langton. (2002). *Intuitive Guide to Principles of Communications* [Online]. Disponível em <http://ece.ut.ac.ir/Classpages/S92/ECE412/LECTURES/All%20about%20modulation.pdf>.
- [40] K. Gentile, "The care and feeding of digital, pulse-shaping filters," *RF Design Magazine*, pp. 50-61, Abril 2002.
- [41] E. Cubukcu. (2012). *Root Raised Cosine Filters & Pulse Shaping in Communication Systems* [Online]. Disponível em <http://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/20120008631.pdf>.