



Universidade de Aveiro
2012

Departamento de Eletrónica,
Telecomunicações e Informática

**Ricardo Manuel
da Silva Ferreira**

**Processamento Digital de Sinal em Sistemas
de Deteção Coerente**



Universidade de Aveiro
2012

Departamento de Eletrónica,
Telecomunicações e Informática

**Ricardo Manuel
da Silva Ferreira**

**Processamento Digital de Sinal em Sistemas
de Detecção Coerente**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica dos professores Mário Lima e António Teixeira, do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática e do Instituto de Telecomunicações da Universidade de Aveiro.

Dedico este trabalho aos meus pais, irmão e amigos por todo o seu incondicional apoio e por me guiarem sempre na direção correta.

O júri

Presidente

Doutor Tomás António Mendes Oliveira e Silva
Professor Associado da Universidade de Aveiro

Orientador

Doutor Mário José Neves de Lima
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

Co-orientador

Doutor António Luís Jesus Teixeira
Professor Associado da Universidade de Aveiro

Vogal

Henrique Manuel de Castro Faria Salgado
Professor Associado da Faculdade de Engenharia da
Universidade do Porto

Agradecimentos

O trabalho presente nesta dissertação envolveu diretamente e indiretamente várias pessoas, as quais gostaria de atribuir os meus sinceros agradecimentos, nomeadamente:

Aos Professores Mário Lima e António Teixeira, meus orientadores, pela oportunidade que me proporcionaram, pela disponibilidade, orientação e motivação ao longo desta caminhada, indispensáveis para a conclusão deste trabalho.

Ao aluno de doutoramento Ali Shahpari, pela disponibilidade de acompanhamento na execução laboratorial desta dissertação. Ao projeto FCT "TOMAR PON" [1], que me proporcionou toda essa execução laboratorial.

À minha família, em especial aos meus Pais e irmão, pelo contributo e dedicação que me prestaram. A todos os meus colegas de curso e amigos, que ao longo deste extenso percurso académico me ajudaram e apoiaram, contribuindo para o enriquecimento formativo.

E por fim, à Universidade de Aveiro, em particular ao Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática, por me ter proporcionado uma experiência de vida exemplar.

Palavras-chave

Comunicações Óticas, Detecção Coerente, Processamento Digital de Sinal (DSP), Formatos Avançados de Modulação, EVM, Ultra-Dense WDM, NGPON1, NGPON2.

Resumo

Nas últimas décadas, as comunicações óticas têm estado diretamente ligadas à rápida evolução dos sistemas de comunicações e caso não existissem, hoje seria difícil responder à procura incessante por largura de banda. Contudo, a sua capacidade é limitada, devido a limitações e constrangimentos associados aos equipamentos físicos e, caso não se progrida, não será possível responder adequadamente às futuras necessidades das redes de telecomunicações.

Nesse sentido, é conveniente continuar a inovação para novas soluções que permitam superar estas limitações. Nesta dissertação será apresentado um estudo sobre formatos de modulação avançados e multiplexagem da informação, capazes de superar em larga escala as larguras de banda oferecidas atualmente, bem como superar o alcance físico das atuais redes, com custos mais reduzidos. Em particular será analisado o desempenho da detecção coerente como solução para as futuras redes de acesso (NGPON), onde o processamento digital de sinal possui uma importância relevante na eficiência e custo do sistema. Nesse sentido, em simulação será discutido o sistema PDM-QPSK, que se trata de uma promissora técnica de modulação para as futuras redes NGPON, e em laboratório o sistema QPSK a 1.244 Gbps.

Keywords

Optical Communications, Signal Digital Processing (DSP), Coherent Detection, Advanced Modulation Formats, EVM, UDWDM, NGPON1, NGPON2.

Abstract

In the last decades, optical communications introduced a different concept in communications systems. If they do not exist, today would be difficult to answer the demand for bandwidth. This higher bandwidth is related to its physical characteristics, which make them overcome other media. However, its capacity is limited due to the performance of physical equipment and if we do not make progress, it will be not possible to respond to the demands for the future telecommunications networks.

Thus, it is appropriate to continue innovation for new solutions to overcome these limitations. In this dissertation, a study will be presented to advanced modulation formats and multiplexing of information, able to overcome in large scale the bandwidth currently offered, as well as overcome the physical reach of existing networks with lower costs. In particular will be analyzed the performance of coherent detection as a solution to the future access networks (NGPON), where the digital signal processing has a significant impact on the efficiency and cost of the system. In this sense, in simulation will be discussed the PDM-QPSK system, that it is a promising modulation technique for future networks, and in the laboratory the QPSK system at 1.244 Gbps.

Índice

1	Introdução.....	1
1.1	Motivação.....	1
1.2	Objetivos	3
1.3	Estrutura da Tese	4
1.4	Contribuições	4
2	Deteção Coerente	5
2.1	Introdução.....	5
2.2	Enquadramento Histórico da Deteção Coerente.....	5
2.2.1	Introdução.....	5
2.2.2	Renascimento dos Sistemas Coerentes.....	6
2.3	Princípio da Deteção Coerente	7
2.3.1	Teoria da Deteção Coerente	7
2.3.2	Recetores Homodinos e Heterodinos	8
2.3.3	Recetores Homodinos com diversidade de fase.....	9
2.3.4	Recetores Homodinos com diversidade de fase e polarização.....	11
2.4	Recetores Digitais Coerentes	13
2.4.1	Introdução.....	13
2.4.2	Estado da Arte dos Equalizadores.....	14
2.4.3	Recetor Digital Coerente Básico.....	15
2.4.3.1	Conversão Analógica-Digital.....	15
2.4.4	Algoritmos de Processamento Digital para Sistemas Coerentes	16
2.4.4.1	Extração do Clock e Reamostragem.....	17
2.4.4.2	Normalização e Ortogonalização	17
2.4.4.3	Equalização da dispersão cromática	18
2.4.4.3.1	TDE (FD-FIR)	20
2.4.4.3.2	FDE (OLS).....	21
2.4.4.4	Equalização da dispersão dos modos de polarização	22
2.4.4.5	Estimativa de Frequência e Recuperação de Fase	25
2.5	Conclusão	26
3	Fenómenos Associados ao Canal de Transmissão	27

3.1	Introdução	27
3.2	Atenuação	27
3.3	Dispersão Cromática	28
3.4	Dispersão dos modos de polarização (PMD).....	30
3.4.1	Teoria da Polarização	30
3.4.2	Princípio da PMD	31
3.4.2.1	Birrefringência	31
3.4.2.2	Acoplamento dos modos de polarização	33
3.4.3	Perdas Dependentes da Polarização (PDL).....	34
3.4.4	Modelo do canal com PMD	35
3.5	Efeitos não lineares	36
3.5.1	Introdução	36
3.5.2	Difusão Estimulada	37
3.5.3	Auto-Modulação de Fase (SPM).....	38
3.5.4	Modulação Cruzada de Fase (XPM).....	38
3.5.5	Mistura de Quatro Ondas (FWM).....	39
4	Sistema Coerente DP-QPSK	41
4.1	Introdução	41
4.2	Multiplexagem por divisão em Polarização (PDM)	41
4.3	Simulação em VPI do sistema PDM-QPSK a 40 Gbps	42
4.3.1	Setup do Sistema	42
4.3.2	Algoritmos de compensação do sistema.....	44
Coeficientes dos filtros do algoritmo MIMO-CMA	46	
Resistência do MIMO-CMA ao ângulo entre os dois modos de polarização	47	
Coeficientes do filtro TDE	48	
4.3.3	Resultados de Simulação.....	48
4.3.3.1	Comprimento da Fibra	49
4.3.3.2	Potência do canal PDM-QPSK – Sem canais adjacentes	50
4.3.3.3	Potência do canal PDM-QPSK – Com canais adjacentes	53
4.3.3.4	Potência do canal adjacente	57
4.3.3.5	Espaçamento entre canais	58
4.3.3.6	Conclusão	59
5	Sistema Coerente QPSK.....	61

5.1	Introdução	61
5.2	QPSK a 1.244 Gbps	61
5.2.1	Implementação Laboratorial	62
5.2.2	Implementação em VPI	62
5.2.3	Algoritmos para Compensação do Sistema.....	63
5.2.3.1	Compensação da Dispersão Cromática.....	64
5.2.3.2	Equalização CMA	64
5.2.3.3	Recuperação de Fase.....	65
5.2.3.3.1	Estimativa do Desvio de Frequência	65
5.2.3.3.2	Recuperação de Fase	65
5.2.4	Verificação dos algoritmos de compensação.....	67
5.2.4.1	Compensação Cromática.....	67
5.2.4.2	Equalização CMA	69
5.2.4.3	Recuperação da Portadora.....	70
5.2.5	Resultados do Laboratório	72
5.2.5.1	Cenário B2B (QPSK)	73
5.2.5.2	Cenário com fibra de 20 km (QPSK)	74
5.2.5.3	Cenário híbrido (QPSK + NRZ) com fibra de 20 km	75
5.3	UDWDM QPSK a 13 x 1.244 Gbps	78
5.3.1	Implementação Laboratorial	78
5.3.2	Cenário B2B (UDWDM QPSK).....	79
5.3.3	Cenário com fibra de 20 km (UDWDM QPSK).....	81
5.4	Conclusões.....	82
6	Conclusões e Trabalho Futuro.....	85
7	Bibliografia	87

Lista de Figuras

Figura 1 - Previsão do crescimento do tráfego IP nas redes de telecomunicações.....	1
Figura 2 - Previsão do crescimento do tráfego de Internet [2].....	2
Figura 3 - Princípio da detecção coerente [4].....	7
Figura 4 - Recetor homodino com diversidade de fase [4].	10
Figura 5 - Recetor homodino com diversidade de fase e polarização [4].....	11
Figura 6 - Recetor Digital Coerente com diversidade de fase e polarização [4].	15
Figura 7 - Principais etapas utilizadas na DSP num recetor digital coerente [3].....	16
Figura 8 - Representação do algoritmo de ortogonalização de Gram-Schmidt [9].	18
Figura 9 - Compensação da CD das amostras da componente Ix de um sinal QPSK em função do tempo.	19
Figura 10 - Diagrama de blocos do filtro FIR com n coeficientes [20].	20
Figura 11 - FDE com método OLS. As partes a cinza são descartadas [19].....	21
Figura 12 - Filtro adaptativo [21].....	22
Figura 13 - Equalizador MIMO [9].	23
Figura 14 - Equalizador MIMO-CMA: antes e depois da compensação.....	24
Figura 15 - Constelação de um sinal 16-QAM:.....	25
Figura 16 - A influência do desvio de fase e frequência num sinal QPSK	26
Figura 17 - Dispersão em função do Comprimento de Onda [28].	29
Figura 18 - Influência da dispersão num sinal RZ (domínio do tempo) [27].	29
Figura 19 - O DGD influenciado por PMD [18].	32
Figura 20 - Degradação da ortogonalidade entre os dois modos de polarização devido à PDL.....	34
Figura 21 - Não linearidades da Fibra [4].	36
Figura 22 - Significado das não linearidades Intra-canal e Inter-Canal em.....	37
Figura 23 - Ilustração do fenómeno FWM quando duas ondas são injetadas na mesma fibra [37].	40
Figura 24 - Sistema WDM utilizando multiplexagem em polarização (PDM) [38].....	41
Figura 25 - Setup PDM-QPSK utilizado na simulação.....	42
Figura 26 - Espectro do sinal à entrada da fibra para os três casos:	43
Figura 27 - Fases digitais de compensação [39].....	44
Figura 28 - Representação das amostras complexas do VPI das sucessivas compensações em Matlab.	45
Figura 29 - EVM (%) vs. Número de coeficientes dos filtros do algoritmo MIMO-CMA:.....	46
Figura 30 - EVM (%) vs. Ângulo entre polarizações à entrada da fibra:.....	47
Figura 31 - Número de coeficientes do filtro TDE: Back-to-Back, 100 e 200 km de fibra.....	48
Figura 32 - EVM (%) vs Comprimento da Fibra (km).	49
Figura 33 - EVM (%) vs. Comprimento da Fibra (km) (6 dBm de potência).	50
Figura 34 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm):	51
Figura 35 - EVM (%) vs. OSNR (dB): caso com e sem fibra.....	51
Figura 36 - EVM (%) vs Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm):	52
Figura 37 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm):	52

Figura 38 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): PDM-QPSK + IM.....	53
Figura 39 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): PDM-QPSK + 16-QAM.	54
Figura 40 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): PDM-QPSK + QPSK.	54
Figura 41 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): efeito SPM.....	55
Figura 42 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): efeito XPM.....	55
Figura 43 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): efeito de <i>Raman</i>	55
Figura 44 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): efeitos SPM + XPM + <i>Raman</i>	56
Figura 45 - EVM (%) vs. Potência do canal adjacente (dBm).....	57
Figura 46 - EVM (%) vs. Espaçamento entre canais (nm): NRZ a 5, 10 e 40 Gbps.....	58
Figura 47 - EVM (%) vs. Espaçamento entre canais (nm): 16-QAM a 5, 10 e 40 Gbps.....	58
Figura 48 - EVM vs. Espaçamento entre canais (NRZ a 5 Gbps).....	59
Figura 49 - Diagrama de blocos do sistema laboratorial.....	62
Figura 50 - Setup do sistema utilizado no simulador VPI.....	63
Figura 51 - Fases digitais de compensação.	63
Figura 52 - Equalizador CMA	64
Figura 53 - Estimção da frequência a partir do método de fase diferencial.....	65
Figura 54 - Algoritmo de <i>Viterbi and Viterbi feedforward</i>	66
Figura 55 - Adaptação ao algoritmo de Viterbi and Viterbi.	66
Figura 56 - EVM (%) vs. Dispersão (ps/nm) - Filtro FIR com 10 coeficientes.....	67
Figura 57 - EVM (%) vs. Dispersão (ps/nm) - Filtro FIR com 80 coeficientes.....	68
Figura 58 - EVM (%) vs. Número de coeficientes do filtro adaptativo.	69
Figura 59 - Desvio de Frequência (MHz) vs. Tempo (seg) no sistema laboratorial.....	70
Figura 60 - Amplitude vs. Tempo (componente em fase do campo elétrico).....	71
Figura 61 - Desvio de fase (radianos) estimado pelo algoritmo de <i>Viterbi</i> ao longo do tempo: a) VPI; b) Laboratório.	71
Figura 62 - EVM (%) vs. Linewidth dos lasers (KHz) - dados do VPI.....	72
Figura 63 - Sucessivas representações do sinal complexo na compensação:.....	73
Figura 64 - Sucessivas representações do sinal complexo na compensação:.....	74
Figura 65 - EVM (%) vs. Espaçamento entre canais (nm) - NRZ a 0 dBm.	76
Figura 66 - EVM (%) vs. Espaçamento entre canais (nm) - NRZ a 8 dBm.	76
Figura 67 - EVM (%) vs. Espaçamento entre canais (nm) - NRZ a 16 dBm.	76
Figura 68 - EVM (%) vs. Espaçamento entre canais (nm) (<i>ViterbiTap=20</i>):.....	77
Figura 69 - Diagrama de blocos do sistema usado no laboratório.....	78
Figura 70 - a) Espetro da portadora QPSK multicanal; b) Canal seleccionado da portadora multicanal.....	79
Figura 71 - EVM (%) vs. Frequência de corte do filtro (x SymbolRate) para	80
Figura 72 - Sucessivas representações do sinal complexo na compensação:.....	80
Figura 73 - EVM (%) vs. Frequência de corte do filtro (x SymbolRate) para	81
Figura 74 - Sucessivas representações do sinal complexo na compensação:.....	82

Acrónimos

ASE	Amplified Spontaneous Emission
ADC	Analog-To-Digital Conversion
BER	Bit Error Rate
CD	Chromatic dispersion
CMA	Constant Modulus Algorithm
DCF	Dispersion Compensating Fiber
DFE	Decision Feedback Equalizer
DGD	Differential Group Delay
DP	Dual Polarization
DSP	Digital Signal Processing
EDFA	Erbium-doped fiber amplifiers
EVM	Error Vector Magnitude
FDE	Frequency Domain Equalizer
FEC	Forward Error Correction
FFE	Feed-Forward Equalizer
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
FPGA	Field-Programmable Gate Array
FWM	Four-Wave Mixing
GVD	Group-velocity dispersion
HDTV	High-definition television
IMDD	Intensity-modulated direct-detection
ISI	Intersymbol Interference
LHCP	Left-Hand Circular Polarization
LMS	Least Mean Square
LO	Local oscillator
MLE	Maximum likelihood estimation
MMSE	Minimum Mean Square Error
NGPON	Next Generation Passive Optical Network
NLS	Nonlinear Schrödinger Equation
NRZ	Non-Return to Zero

OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OOK	On-off Keying
PDL	Polarization-Dependent Loss
PMF	Polarization mode dispersion
PMF	Polarization-Maintaining Fiber
PON	Passive Optical Network
RHCP	Right-Hand Circular Polarization
PBC	Polarization Beam Combiner
PBS	Polarization Beam Splitter
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RZ	Return-to-Zero
SBS	Stimulated Brillouin Scattering
SNR	Signal-to-noise ratio
SPM	Self-Phase Modulation
SRS	Stimulated Raman Scattering
TDE	Time Domain Equalizer
TDM	Time Division Multiplexing
UDWDM	Ultra-Dense Wavelength Division Multiplexing
XPM	Cross-Phase Modulation
WDM	Wavelength Division Multiplexing
ZF	Zero-Forcing

1 Introdução

1.1 Motivação

Aumentar a capacidade de transmissão ou melhorar a eficiência espectral sem a necessidade de excessivas alterações do sistema físico é uma das principais áreas atuais da investigação em telecomunicações por fibra ótica. O planeta assiste a um contínuo aumento de utilizadores nas redes, cada vez mais exigentes, reivindicando maior compromisso em termos de velocidade e dados transmitidos, a preços suportáveis. Na Figura 1 observa-se, por exemplo, o crescimento do tráfego IP nas redes de telecomunicações nos últimos 8 anos [2].

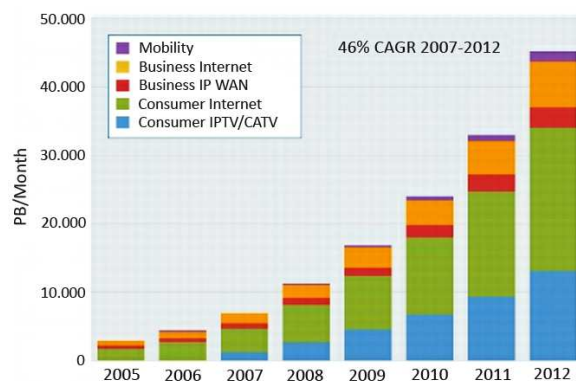


Figura 1 – Previsão do crescimento do tráfego IP nas redes de telecomunicações
46% CAGR 2007-2012 [2].

Dentro dos serviços que apresentaram maior crescimento nos últimos anos, destaca-se o IPTV, que necessita de uma elevada largura de banda, uma vez que se trata de um serviço de alta definição (HDTV). Também as redes sociais, onde a partilha passa muitas vezes pelo vídeo, cresceram exponencialmente nos últimos anos e a sua tendência é continuar a crescer. Na Figura 2 apresenta-se a previsão do crescimento do tráfego de Internet registada nos últimos anos, onde se destaca o crescimento acelerado do tráfego de vídeo.

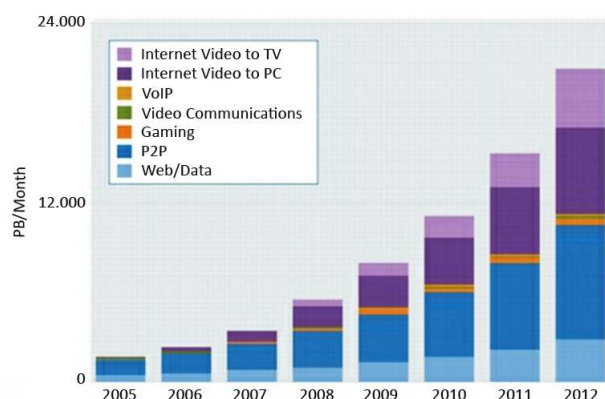


Figura 2 - Previsão do crescimento do tráfego de Internet [2].

No sentido de responder a esta procura exponencial por largura de banda nas redes de telecomunicações, é conveniente aproveitar bem as redes existentes, multiplexando o número máximo de utilizadores e disponibilizando para cada um deles o máximo de largura de banda. As empresas de telecomunicações desenvolvem, por isso, contínuos esforços na evolução dos atuais sistemas de modo a responder à exigência por maior largura de banda, como na investigação de novos métodos de transmissão da informação, através da modulação digital e da multiplexagem de canais.

A deteção coerente tem sido largamente investigada nos últimos anos para responder a esta demanda [3]. Devido à sua sensibilidade e seletividade do canal recetor, os recetores óticos coerentes permitem que dois canais multiplexados em comprimento de onda (WDM) coexistam com separações de frequência muito curtas (sistemas *ultra-dense* WDM - UDWDM), possibilitando uma elevada capacidade de multiplexagem de utilizadores. Além disso, os recetores óticos coerentes permitem uma melhor eficiência espectral, através da possibilidade da utilização de modulação multinível [4]. As modulações ótica coerentes usando componentes em fase e quadratura, tal como a modulação QPSK (*quadrature phase shift keying*) ou 16-QAM (*quadrature amplitude modulation*), requerem, respetivamente, duas e quatro vezes menos largura de banda que um simples sinal OOK (*On-off keying*), uma vez que codificam no mesmo símbolo dois e quatro bits, respetivamente.

Contudo, não só aqui a deteção coerente tem apresentado vantagens. Na última metade do século passado, os sistemas de comunicações por fibra ótica sobrepuseram-se a outros sistemas de transmissão tradicionais, tais como os sistemas de comunicações elétricos por cabo coaxial. Isto aconteceu, sobretudo, devido às melhorias alcançadas na fibra ótica, através da utilização de fibras com, por exemplo, atenuação mais reduzida. Existem contudo outras características físicas que limitaram durante anos os sistemas óticos, como a dispersão cromática (CD), a dispersão dos modos de polarização (PMD) ou os efeitos não lineares. Nas últimas duas décadas, em particular com a evolução dos

sistemas de processamento digital de sinal, várias técnicas pós-deteção do sinal ótico mostraram-se capazes de ultrapassar grande parte destes obstáculos, através do uso de sistemas de deteção coerente. Uma vez que este recetor mapeia toda a informação do campo elétrico da luz no domínio elétrico, é possível, através dos subsistemas e algoritmos incorporados neste recetor, compensar praticamente todas as imperfeições lineares adquiridas durante a transmissão. Demonstra-se, por exemplo, que usando um recetor homodino com diversidade de fase seguido de processamento digital de sinal (DSP) *offline*, é possível desmodular corretamente um sinal QPSK a 20 Gbps. A operação em tempo real já foi demonstrada na ordem dos poucos Gbps, embora o desenvolvimento das FPGA (*Field-programmable gate array*) vá permitir a curto prazo ultrapassar em larga escala os 10 Gbps [4].

Devido à sua capacidade em compensar sistemas que à partida seriam rapidamente afetados pela CD e pela PMD, a deteção coerente tem ainda surgido como solução eficaz para sistemas transatlânticos. Já foi demonstrada, por exemplo, a capacidade de um destes sistemas responder até 6000 km de fibra com uma modulação de eficiência espectral de 4 bits/s/Hz, em particular com o uso de multiplexagem por divisão em polarização QPSK (PDM-QPSK). Já se ultrapassou também os 10000 km usando PDM-8QAM OFDM (*Orthogonal frequency-division multiplexing*) [5].

1.2 Objetivos

A indústria atual de comunicações ótica fornece sistemas TDM (*Time division multiplexing*) nas atuais redes PON (*Passive Optics Networks*). Contudo, para se satisfazerem as futuras larguras de banda, as redes PON da próxima geração (NGPON) são fontes atuais de profundas investigações, de modo a proporcionarem um desempenho ainda melhor. Espera-se que os sistemas NGPON1 venham a fornecer, a curto prazo, uma largura de banda económica através da sobreposição de novos serviços nas atuais redes TDM-PON. A longo prazo, espera-se que os sistemas NGPON2 proporcionem uma melhoria dramática do sistema, usando tecnologias WDM [6]. Um *upgrade* proposto para as novas redes PON passa pela utilização de métodos de modulação mais eficientes, que possibilitem maior largura de banda por utilizador, e, nesse sentido, a deteção coerente pode representar um papel fundamental na evolução desses sistemas.

Os objetivos desta dissertação passam pela introdução ao estudo dos sistemas coerentes em laboratório, como solução para o *upgrade* dos atuais sistemas PON. Vão ser analisadas técnicas de processamento digital de sinal para sistemas práticos de deteção coerente, capazes de atenuar as imperfeições físicas lineares ocorridas durante a transmissão. Em particular, serão analisados os métodos digitais para atenuar fenómenos como a CD, a PMD e os desvios de fase e frequência nos lasers dos sistemas, que têm uma forte influência na informação do sinal em sistemas coerentes.

1.3 Estrutura da Tese

Este documento é dividido em cinco capítulos. No primeiro capítulo é exposto o contexto onde está inserido o tema da dissertação, onde se esclarece a necessidade de evolução para as tecnologias NGPON. No segundo capítulo são apresentados os principais fundamentos associados à detecção coerente, onde ficam evidentes as suas vantagens em relação à detecção direta. É também apresentado o estado da arte associado à compensação em DSP de um sistema de modulação digital com dupla polarização (DP).

O terceiro capítulo resume as imperfeições provocadas pelo canal de transmissão no sinal ótico, fenómenos importantes para se avaliar o desempenho dos algoritmos de compensação e a qualidade dos sistemas práticos nos capítulos seguintes.

No quarto capítulo analisa-se no simulador *VPI transmission maker* [7] o comportamento do sistema PDM-QPSK, que se trata de um promissor formato de modulação que tem sido objeto de várias investigações nos últimos anos. O sistema será presente a vários cenários de comprimentos de fibra, potência ou separação entre canais. E por último, o quinto capítulo é uma análise laboratorial aos sistemas coerentes, com a implementação e validação do sistema QPSK com diversidade de fase a 1.244 Gbps, capaz de responder adequadamente em sistemas UDWDM com separações entre canais de 3.125 GHz.

1.4 Contribuições

Na opinião do autor, o presente trabalho pretende contribuir para os seguintes tópicos na área da investigação dos sistemas coerentes:

- Compreender a importância da detecção coerente na implementação das futuras redes NGPON e destacar os problemas associados à implementação de sistemas práticos de modulação em fase e quadratura;
- Estudo das estratégias de processamento digital de sinal em sistemas de detecção coerente que levam à compensação dos fenómenos associados à transmissão do sinal na fibra;
- Desenvolvimento e teste de algoritmos para compensação de desvios de fase e frequência;
- Teste e comparação de resultados de simulação com práticos para validação das metodologias;
- No âmbito desta dissertação, foi publicado o artigo: R. M. Ferreira, A. Shahpari, M. Lima, A. Teixeira “Analysis of Coherent QPSK System at 1.244 Gbps with Digital Signal Processing”, Proceedings of X Symposium on Enabling Optical Networks and Sensors, June 2012, Porto.

2 Detecção Coerente

2.1 Introdução

Nas atuais arquiteturas de receção do sinal ótico, duas técnicas de deteção podem ser utilizadas: a deteção direta e a deteção coerente. Na deteção direta, o sinal ótico é diretamente convertido em sinal elétrico através de um fotodíodo. Na deteção coerente o sinal recebido é misturado com um oscilador local e toda a informação do sinal ótico (como amplitude, frequência, fase ou polarização) pode ser transferida para o domínio elétrico [4].

Neste capítulo pretende-se estudar o caso da deteção coerente. Inicialmente realiza-se um enquadramento histórico e seguidamente uma análise teórica às arquiteturas dos recetores existentes. No final apresenta-se a perspetiva da DSP do recetor, onde são descritos os algoritmos de compensação utilizados num sistema em particular, neste caso no sistema DP-QPSK.

2.2 Enquadramento Histórico da Detecção Coerente

2.2.1 Introdução

O estudo dos sistemas de comunicações por fibra ótica surgiram no início da década de 70 e os primeiros sistemas usavam modulação de intensidade, através de lasers semicondutores. No recetor, o sinal ótico era simplesmente detetado por um fotodíodo, que é apenas sensível à amplitude do sinal. A combinação deste transmissor e recetor davam origem à chamada modulação em intensidade/deteção direta (IMDD), que é o sistema geralmente utilizado nos dias de hoje nas redes de acesso.

O estudo dos recetores óticos coerentes iniciou-se na década de 80 e mostraram-se capazes de fazer o *down-conversion* do sinal ótico para o domínio elétrico, usando deteção homodina ou heterodina. Estes recetores apresentaram as seguintes vantagens face à deteção direta [4]:

- O ruído de *shot* da sensibilidade do recetor pode ser facilmente ultrapassado escolhendo uma potência adequada para o oscilador local (LO);
- A resolução de frequência em banda base ou à frequência intermédia (IF) é tão alta que é possível separar facilmente no domínio elétrico os canais multiplexados em WDM;
- A capacidade de deteção de fase melhora a sensibilidade do recetor, já que a utilização da informação em fase permite que a distância entre os símbolos possa ser estendida;
- Os formatos de modulação multinível, tal como 16-QAM, podem ser facilmente introduzidos usando a modulação em fase.

Portanto, as primeiras experiências com a deteção coerente mostraram-se muito interessantes. Porém, os desenvolvimentos nestes sistemas viriam a interrompidos durante 20 anos. Isto sucedeu devido ao surgimento dos amplificadores de fibra dopada com érbio (EDFA), que atenuaram o problema do ruído do *shot* na sensibilidade do recetor e permitiram, por isso, uma importante expansão das técnicas WDM. Por outro lado, existiram diversas dificuldades na concepção de sistemas óticos coerentes. Por exemplo, no recetor homodino existe o entrave em estabelecer um desvio da fase mínimo aceitável no oscilador local, já que, caso contrário, implicará o aumento de complexidade do sistema, uma vez que é necessário proceder à estimativa desse desvio de fase para receber devidamente o sinal [4].

2.2.2 Renascimento dos Sistemas Coerentes

Com o aumento da capacidade de transmissão nos sistemas WDM, as tecnologias de deteção coerente começaram a ganhar um novo entusiasmo, uma vez que para se aumentar a capacidade das redes é conveniente o uso de técnicas de modulação multinível, que apresentam, como já se referiu, melhor eficiência espectral. A deteção coerente mostra-se muito mais interessante nestes sistemas que a deteção direta, uma vez que toda a informação da fase do sinal passa a estar disponível no domínio elétrico e é possível detetar com eficácia a informação do sinal transmitido.

O primeiro passo com o renascimento da deteção coerente incidiu na modulação QPSK. O segundo deu-se com a difusão das DSP, que tem oferecido a possibilidade de tratar toda a informação disponível no domínio elétrico. Uma das maiores vantagens de um recetor digital coerente está, de facto, no pós-processamento digital de sinal, pois a desmodulação das componentes IQ do campo elétrico é um processo linear e, por isso, toda a informação da amplitude complexa do sinal ótico transmitido é preservada após a deteção, permitindo a compensação de imperfeições que o sinal adquire ao longo da

transmissão. O pós-processamento digital de sinal tem também sido utilizado em sistemas de detecção direta, como na equalização adaptativa e na estimativa da máxima verossimilhança (MLE), no entanto, o recetor digital coerente permite o recurso a algoritmos de processamento muito mais sofisticados e com melhor desempenho [4].

2.3 Princípio da Detecção Coerente

2.3.1 Teoria da Detecção Coerente

O conceito fundamental associado à detecção coerente é adquirir para o domínio elétrico os produtos do campo elétrico do sinal modulado com o do sinal do oscilador local (LO). O sinal óptico transmitido pode ser descrito por:

$$E_s(t) = A_s(t) \exp(j\omega_s t) \quad (2.1)$$

onde $A_s(t)$ é a amplitude do campo elétrico e ω_s é a frequência angular. De forma semelhante, o campo elétrico do oscilador local é descrito por:

$$E_{LO}(t) = A_{LO}(t) \exp(j\omega_{LO} t) \quad (2.2)$$

onde $A_{LO}(t)$ é a amplitude do campo elétrico e ω_{LO} é a frequência angular do oscilador local. A detecção balanceada é normalmente introduzida no recetor coerente como meio de suprimir a componente DC e maximizar as fotocorrentes do sinal. Na Figura 3 apresenta-se uma estrutura simples deste recetor.

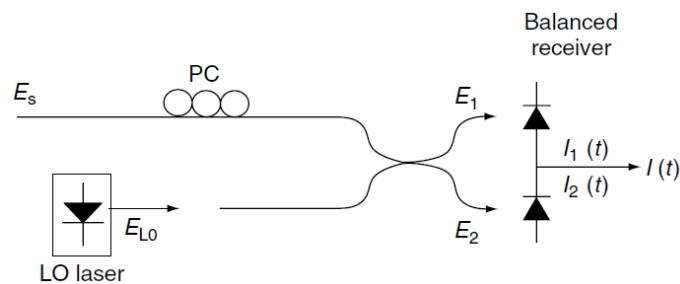


Figura 3 - Princípio da detecção coerente [4].

O sinal óptico é misturado com o sinal do oscilador local através de um acoplador híbrido simétrico de 3dB e depois é realizada a fotodetecção para o domínio elétrico.

Quando o sinal recebido e o sinal do oscilador local estão copolarizados, os campos elétricos incidentes no fotodíodo superior e inferior são, respetivamente:

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s + E_{LO}) \quad (2.3)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s - E_{LO}) \quad (2.4)$$

e as respetivas fotocorrentes podem ser descritas por:

$$I_1(t) = \frac{R}{2} \left[P_s + P_{LO} + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)) \right] \quad (2.5)$$

$$I_2(t) = \frac{R}{2} \left[P_s + P_{LO} - 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)) \right] \quad (2.6)$$

onde ω_{IF} é a frequência intermédia definida por $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{LO}$, P_s e P_{LO} são respetivamente as potências do sinal recebido e a potência do oscilador local definidas respetivamente por $P_s = |A_s|^2 / 2$ e $P_{LO} = |A_{LO}|^2 / 2$, $\theta_{sig}(t)$ e $\theta_{LO}(t)$ são as fases do sinal transmitido e do oscilador local e R é a responsividade do fotodíodo. Negligenciamos a componente soma das frequências (sinal e oscilador local), uma vez que se encontra fora da largura de banda do fotodíodo. O sinal à saída do recetor balanceado é:

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2R\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)) \quad (2.7)$$

P_{LO} é sempre constante e $\theta_{LO}(t)$ incluiu apenas o ruído de fase, que varia ao longo do tempo [4, 8].

2.3.2 Recetores Homodinos e Heterodinos

Dentro da deteção coerente pode-se optar por dois tipos de deteção: homodina ou heterodina. Na deteção heterodina a frequência intermédia (ω_{IF}) é muito maior que a metade da largura de banda do sinal em banda base, isto porque se escolhe uma frequência do oscilador local muito diferente da frequência do sinal. Neste caso, a equação 2.7 mostra que o campo elétrico é convertido para uma frequência intermédia, que inclui informação da amplitude e da fase. Caso se escolha um sinal PSK, o sinal à saída do recetor é:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_F t + \theta_s(t) - \theta_n(t)) \quad (2.8)$$

E pode-se determinar a amplitude complexa sobre $\exp(j\omega_F t)$ por:

$$I_c(t) = 2R\sqrt{P_s P_{LO}} \exp j(\theta_s(t) - \theta_n(t)) \quad (2.9)$$

onde $\theta_s(t)$ é a fase modulada e $\theta_n(t)$ é o ruído de fase total dado por $\theta_{sn}(t) - \theta_{LO}(t)$, onde $\theta_{sn}(t)$ é o ruído de fase do sinal recebido. Apesar de $\theta_n(t)$ ser dependente do tempo, pode ser utilizada desmodulação síncrona elétrica para estimar o ruído de fase e decodificar o símbolo $\theta_s(t)$. Já na deteção homodina, a frequência intermédia é zero, porque a frequência do oscilador local é igual à frequência do sinal. A corrente do fotodíodo é então:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)) \quad (2.10)$$

A fase do oscilador local deve acompanhar o ruído de fase transmitido $\theta_{sn}(t)$ tal que $\theta_n(t)=0$, a fim de decodificar corretamente a fase modulada $\theta_s(t)$. A equação 2.10 mostra que, ao contrário do que acontece com recetor heterodino (equação 2.9), com o recetor homodino só é possível extrair do sinal a componente do coseno, ou seja, a componente do seno é perdida, não permitindo extrair toda a informação da amplitude complexa [4, 8].

2.3.3 Recetores Homodinos com diversidade de fase

Caso se opte pelo recetor homodino, analisado em 2.3.2, por um oscilador local extra onde a fase é desfasada de 90° , é possível detetar ambas as componentes IQ do campo elétrico do sinal. Esta função é realizada pelo acoplador híbrido 90° e a configuração do recetor mostra-se na Figura 4.

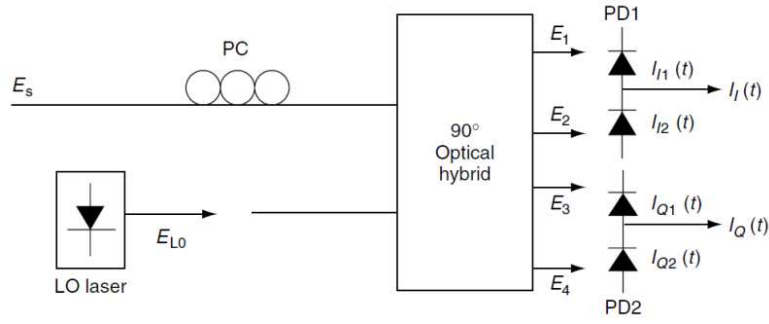


Figura 4 - Recetor homodino com diversidade de fase [4].

Os quatro sinais à saída do acoplador Híbrido 90° são dados por:

$$E_1 = \frac{1}{2}(E_S + E_{LO}) \quad (2.11)$$

$$E_2 = \frac{1}{2}(E_S - E_{LO}) \quad (2.12)$$

$$E_3 = \frac{1}{2}(E_S + jE_{LO}) \quad (2.13)$$

$$E_4 = \frac{1}{2}(E_S - jE_{LO}) \quad (2.14)$$

E as respetivas fotocorrentes de saída:

$$I_I(t) = I_{I1}(t) - I_{I2}(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)) \quad (2.15)$$

$$I_Q(t) = I_{Q1}(t) - I_{Q2}(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \sin(\theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)) \quad (2.16)$$

No caso da modulação PSK, é possível restaurar a amplitude complexa através da equação:

$$I_c(t) = I_I(t) + jI_Q(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \exp j(\theta_s(t) - \theta_n(t)) \quad (2.17)$$

Este recetor leva à recuperação de ambas as componentes do coseno e seno do campo elétrico, sendo possível estimar o ruído de fase $\theta_n(t)$ e recuperar a informação da fase $\theta_s(t)$ através de uma DSP. Este recetor é também frequentemente denominado por *Intradynne Receiver*, porque toda a informação da amplitude ótica complexa é restaurada para a banda base, mas sem possuir uma sincronização exata de fase e frequência com o oscilador local.

Em conclusão, tanto o recetor homodino com diversidade de fase como o recetor heterodino mostraram-se capazes de restaurar toda a informação da amplitude complexa. Contudo, o recetor homodino com diversidade de fase tem a vantagem de transformar diretamente para banda base a amplitude ótica complexa [4, 8].

2.3.4 Recetores Homodinos com diversidade de fase e polarização

Foi assumido até este ponto que a informação do campo elétrico está alinhada com a polarização do sinal do oscilador local. Mas em sistemas reais o campo elétrico do sinal recebido não está alinhado com o do oscilador local, porque durante a transmissão do sinal na fibra o estado de polarização muda aleatoriamente devido a características da fibra (que serão estudadas no próximo capítulo). Pode acontecer, por exemplo, de nem sequer se conseguir receber nenhum sinal, caso o sinal recebido tenha uma polarização ortogonal em relação à polarização do oscilador local.

Para resolver este problema, surgiu o recetor com diversidade de fase e polarização, que além de diversidade de fase em cada polarização, possui diversidade de polarização, permitindo mapear no domínio elétrico a informação das duas polarizações em que viaja o campo elétrico. O respetivo recetor apresenta-se na Figura 5.

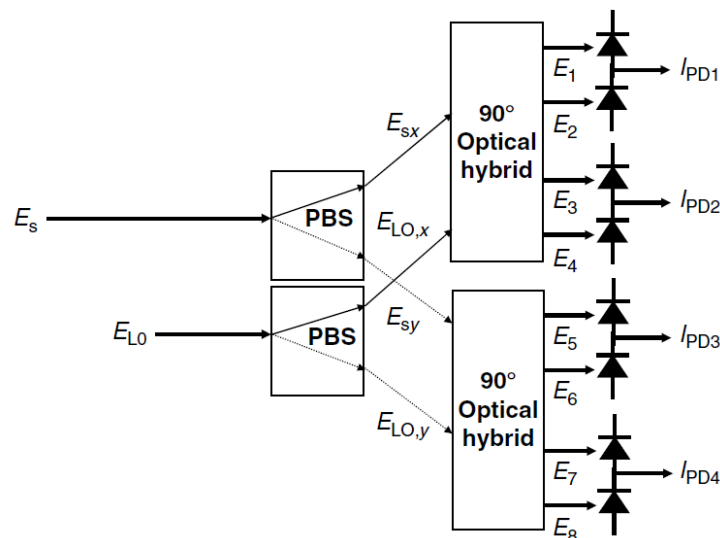


Figura 5 - Recetor homodino com diversidade de fase e polarização [4].

O sinal recebido, que possui um estado de polarização arbitrário, é separado em duas lineares polarizações através de um PBS (*Polarization Beam Splitter*). Através do acoplador híbrido 90° , o sinal é misturado com o oscilador local, dando origem às componentes:

$$E_{1,2} = \frac{1}{2} \left(E_{SX} \pm \frac{1}{\sqrt{2}} E_{LO} \right) \quad (2.18)$$

$$E_{3,4} = \frac{1}{2} \left(E_{SX} \pm \frac{j}{\sqrt{2}} E_{LO} \right) \quad (2.19)$$

$$E_{5,6} = \frac{1}{2} \left(E_{SY} \pm \frac{1}{\sqrt{2}} E_{LO} \right) \quad (2.20)$$

$$E_{7,8} = \frac{1}{2} \left(E_{SY} \pm \frac{j}{\sqrt{2}} E_{LO} \right) \quad (2.21)$$

onde E_{SX} e E_{SY} são os dois campos elétricos ortogonais recebidos (divididos pelo PBS), correspondentes à polarização x e y, e E_{LO} é o campo elétrico do oscilador local. As fotocorrentes de saída são:

$$I_{PD1}(t) = R \sqrt{\frac{\alpha P_s P_{LO}}{2}} \cos(\theta_s(t) - \theta_{LO}(t) + \delta) \quad (2.22)$$

$$I_{PD2}(t) = R \sqrt{\frac{\alpha P_s P_{LO}}{2}} \sin(\theta_s(t) - \theta_{LO}(t) + \delta) \quad (2.23)$$

$$I_{PD3}(t) = R \sqrt{\frac{(1-\alpha) P_s P_{LO}}{2}} \cos(\theta_s(t) - \theta_{LO}(t)) \quad (2.24)$$

$$I_{PD4}(t) = R \sqrt{\frac{(1-\alpha) P_s P_{LO}}{2}} \sin(\theta_s(t) - \theta_{LO}(t)) \quad (2.25)$$

onde α é a relação de potência entre as duas componentes de polarização e δ é a respetiva diferença entre fases das duas componentes. Conclui-se facilmente que este recetor consegue medir separadamente as amplitudes complexas das duas polarizações definidas por [4, 8]:

$$I_X(t) = I_{PD1}(t) + jI_{PD2}(t) \quad (2.26)$$

$$I_Y(t) = I_{PD3}(t) + jI_{PD4}(t) \quad (2.27)$$

2.4 Recetores Digitais Coerentes

2.4.1 Introdução

Antes do desenvolvimento de fibras de compensação de dispersão (DCF), a dispersão cromática (CD) era considerada uma das principais limitações dos sistemas de comunicações óticas. Embora os sistemas atuais façam ainda uso de fibras DCF, o seu emprego leva a um aumento generalizado do custo do sistema, facto que tem levado à investigação e ao desenvolvimento de outras técnicas capazes de ultrapassar esta adversidade. A técnica que mais se tem destacado na alternativa às fibras DCF tem sido a compensação do sistema no domínio elétrico, através do recetor digital de deteção coerente. Num recetor digital coerente, como as funções para compensação do sistema são implementadas no domínio elétrico, existe uma redução da complexidade e custo do sistema, permitindo compensar imperfeições que tradicionalmente limitam os sistemas de 40 Gbps, uma vez que tanto a CD como a PMD são compensadas adaptativamente usando filtros lineares [3]. Um recetor digital coerente é constituído pelos seguintes subsistemas [9]:

- *Optical front-end*, que é responsável pelo mapeamento do campo ótico do sinal transmitido em sinais elétricos;
- ADC, que converte os sinais elétricos em sinais amostrados digitais;
- Desmodulador digital, que além da compensação, converte as amostras digitais num conjunto de sinais amostrados à taxa de símbolos;
- Recetor externo, que inclui a correção de erros (FEC) e cuja funcionalidade é descodificar o sinal desmodulado de modo a reproduzir a sequência de bits transmitidos.

Neste subcapítulo apresenta-se o estado da arte de um destes recetores, em particular o recetor com diversidade de fase e polarização [9]. Em 2.4.2 é realizada uma pequena introdução aos equalizadores, para seguidamente se apresentarem os filtros digitais do sistema em causa. O primeiro subsistema (*Optical front-end*) já foi discutido em profundidade em 2.3.3 e 2.3.4 e em 2.4.3 terá uma análise breve, onde será introduzida a ADC (segundo subsistema). O terceiro subsistema é discutido em 2.4.4. O FEC refere-se a uma parte mais avançada da desmodulação do sistema e não é objetivo desta dissertação entrar nesse tema.

2.4.2 Estado da Arte dos Equalizadores

As distorções causadas no canal de transmissão são minimizadas através de equalizadores, procurando reduzir a interferência entre símbolos (ISI), que ocorre porque o canal apresenta uma dispersão em amplitude e fase. Um equalizador geralmente modela o efeito inverso do canal de transmissão. No entanto, caso não seja bem dimensionado (como o seu ganho), pode facilmente instabilizar, uma vez que existem pontos onde o equalizador pode amplificar o sinal.

Existem diferentes tipos de critérios de concepção de equalizadores. O equalizador mais simples é o equalizador linear, que é geralmente implementado através de filtros FIR (*Finite impulse response*), uma vez que apresentam baixa complexidade e custo reduzido. São projetados para minimizar o erro quadrático médio (MMSE) que leva à menor ISI, com o processamento digital do sinal recebido através de um filtro linear. Dentro destes filtros, existem os equalizadores *Zero-Forcing* (ZF) que removem toda a ISI, e o caso dos equalizadores MMSE que, embora não eliminem completamente a ISI, são geralmente preferidos, uma vez que minimizam a potência total do ruído [10].

Os equalizadores lineares são de fácil implementação, mas o seu desempenho na presença de ruído não é muito bom. Assim, foram estudados muitos tipos de equalizadores que introduzem não linearidades. O mais popular é o equalizadores DFE (*Decision Feedback Equalizer*), proposto por *Austin* em [11]. Este resulta numa redução do erro quadrático médio (MSE) em comparação com os dois equalizadores lineares anteriores, contudo tem a desvantagem da propagação de erros na sua malha de realimentação.

Porém, a função de transferência do canal é normalmente difícil de descrever, porque a resposta ao impulso é variante com o tempo. Isto faz com que o equalizador tenha de ser constantemente atualizado ao longo do tempo, para se atingir a resposta desejada. Este problema levou ao surgimento dos equalizadores adaptativos, que usam algoritmos adaptativos para convergir para os coeficientes que controlam as alterações na resposta do impulso do canal ao longo do tempo, levando contudo à adição de complexidade. O algoritmo mais conhecido em termos de desempenho e complexidade é o algoritmo do *Mínimo Quadrado Médio* (LMS), que converge rapidamente caso os símbolos desejados sejam dados corretamente. Caso contrário, o algoritmo apresenta a desvantagem de não convergir, requerendo à partida o conhecimento dos símbolos [12]. Nestes casos, usam-se frequentemente no início dos dados sequências de símbolos conhecidas, denominadas por sequência de treino (*training sequence*). Estas sequências permitem que o equalizador chegue a um ponto ótimo de funcionamento, no entanto acrescenta complexidade e nem em todas as aplicações de comunicações ótica é possível o seu uso. Um exemplo bem conhecido é o equalizador adaptativo DFE com sequência de treino, um filtro adaptativo (usando o algoritmo LMS para atualização dos coeficientes)

que além do feedback dos símbolos detetados, usa a sequência de treino para convergir [13, 14].

Quando a sequência de treino não está presente, o equalizador tem um trabalho difícil e não converge. A solução para este problema é usar equalizadores cegos (*blind equalizers*), que usam diferentes algoritmos adaptativos que exploram características estatísticas de ordem superior ou estatísticas de ciclo estacionárias do sinal recebido. O algoritmo mais conhecido e de todos o mais utilizado é o *Algoritmo de Módulo Constante* (CMA), proposto por *D.Godard* nos anos 80, e que procura minimizar a relação entre a amplitude de saída e a unidade [15].

2.4.3 Recetor Digital Coerente Básico

A Figura 6 mostra a concepção básica de um recetor digital coerente. O sinal recebido é detetado linearmente através de um recetor homodino com diversidade de fase e polarização, permitindo aceder a toda a informação da portadora ótica, nomeadamente à amplitude complexa e ao estado de polarização (SOP). No final, esta informação é digitalizada através de ADC, a fim de poder ser processada em DSP [4].

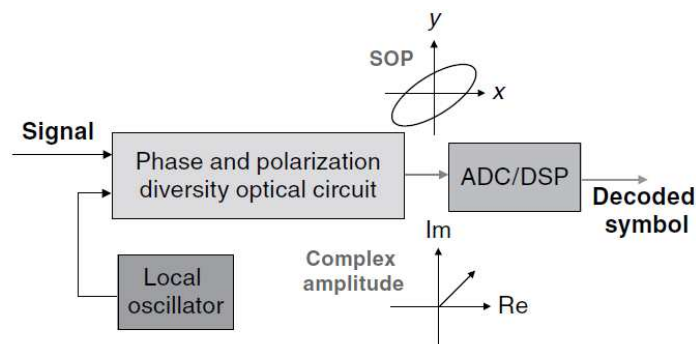


Figura 6 - Recetor Digital Coerente com diversidade de fase e polarização [4].

Quando em vez do recetor com diversidade de fase e polarização tem-se apenas um recetor com diversidade de fase, o conceito é semelhante, mas a informação do estado de polarização deixa de estar acessível e já não é possível fazer a compensação de parte dos fenómenos associados à dispersão dos modos de polarização (PMD).

2.4.3.1 Conversão Analógica-Digital

Depois do mapeamento do campo ótico em quatro sinais elétricos, realiza-se a conversão analógica-digital através da ADC. A conversão analógica-digital é uma das

etapas mais importantes em sistemas de telecomunicações definidos por *software*, uma vez que, por exemplo, é importante escolher uma frequência de amostragem bem adequada ao sistema. Das estruturas existentes, a ADC *Time-interleaved*, que pode ser implementada em circuito CMOS, tem sido das mais utilizadas, já que pode ser facilmente introduzida juntamente com a DSP no mesmo circuito integrado [9].

A frequência mínima de amostragem da ADC deverá ser tal que permita a correta desmodulação do sinal recebido, ou seja, deve ser tal que permita um adequado funcionamento dos equalizadores digitais que sucedem a ADC. Um equalizador com separação igual à duração de símbolo (T) entre os coeficientes do filtro (FIR, por exemplo) é apenas ótimo se for precedido por um filtro adaptado que minimize a distorção do pulso recebido. Caso contrário, ocorre *aliasing* e o desempenho do equalizador depende fortemente da fase de amostragem. Vários estudos foram realizados e confirmaram que para $T/2$ esta situação é evitada, ou seja, o sinal deve ser, pelo menos, amostrado à taxa de *Nyquist*, que é limitada a duas amostras por símbolo. *Ip* e *Kahn* [16] mostraram contudo que, mesmo com espaçamento de apenas $2T/3$, já é possível equalizar sem penalidade o sinal recebido – apesar disso, $T/2$ tem sido de facto a forma mais natural do funcionamento dos equalizadores em sistemas de tempo real [17].

2.4.4 Algoritmos de Processamento Digital para Sistemas Coerentes

Na Figura 7 encontram-se as principais etapas na reconstrução de sinal utilizadas na DSP do recetor digital coerente, que incluem, entre outras etapas, a compensação de imperfeições que o sinal adquire ao longo da transmissão.

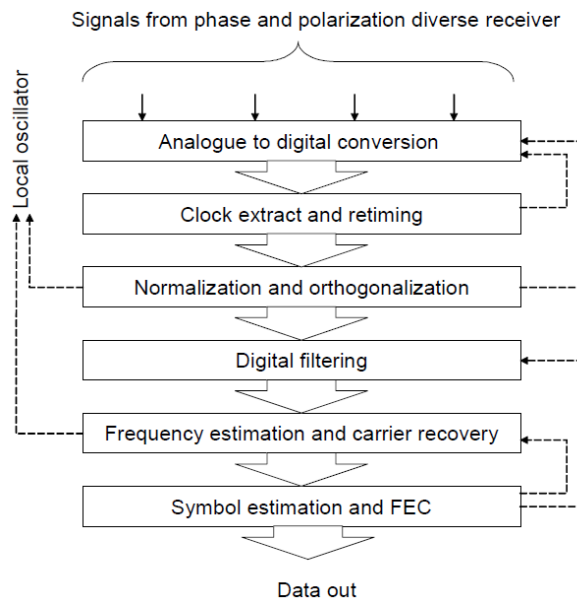


Figura 7 - Principais etapas utilizadas na DSP num recetor digital coerente [3].

Os dois primeiros blocos são fundamentalmente destinados ao condicionamento de sinal, de modo a que, à saída deles, os quatro canais digitais estejam sincronizados com um número inteiro de amostras por símbolo. O bloco de ortogonalização e normalização é responsável por compensar imperfeições impostas pelo acoplador híbrido 90° e pela variação da responsividade dos oito fotodíodos usados na receção coerente. Depois destas três etapas, o bloco de filtragem digital refere-se à compensação de imperfeições ocorridas durante a transmissão na fibra, como a CD e PMD. O penúltimo bloco corrige desvios de fase e frequência entre o sinal recebido e o oscilador local. Na última etapa de desmodulação é realizado o FEC, que, como já foi referido anteriormente, nesta dissertação não vai ser abordado [9].

2.4.4.1 Extração do Clock e Reamostragem

Quando um sinal PSK é codificado através de um impulso RZ (*Return-to-zero*), é possível realizar a extração exata do relógio do sinal transmitido detetando a intensidade do sinal recebido e usando um circuito de recuperação de relógio comum. As fotocorrentes são depois digitalizadas através da ADC no momento do relógio extraído e, por isso, o circuito digital não necessita de reamostrar o sinal. Caso o sinal esteja amostrado a pelo menos duas vezes a frequência máxima do sinal, é também possível realizar a extração do relógio através do sinal amostrado. Neste caso reconstrói-se o sinal através de:

$$P(iT) = |I_{xc}(iT)|^2 + |I_{yc}(iT)|^2 \quad (2.28)$$

Caso o sinal PSK seja codificado através de pulso NRZ (*Non-return-to-zero*), é necessário diferenciar $I_{x,y,c}(iT)$ para detetar as extremidades da forma NRZ. Depois do relógio extraído, os dados são interpolados (caso a frequência de amostragem da ADC seja reduzida) e reamostrados (se pretendido), para guardar pelo menos duas amostras por símbolo [4].

2.4.4.2 Normalização e Ortogonalização

O bloco de normalização e ortogonalização compensa eventuais desequilíbrios de quadratura gerados pelo *front-end* do recetor, como imperfeições no acoplador híbrido 90°. No processo de ortogonalização pode-se usar o algoritmo de *Gram-Schmidt* [9], que a partir de qualquer base do espaço vetorial do campo elétrico, obtém uma base

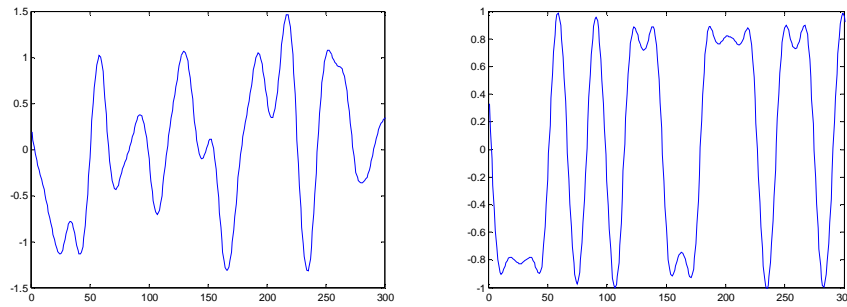


Figura 9 - Compensação da CD das amostras da componente Ix de um sinal QPSK em função do tempo. Gráfico sem compensação e com compensação, respectivamente.

Normalmente duas abordagens são utilizadas para a compensação da GVD, a abordagem no domínio do tempo (TDE) e a abordagem no domínio da frequência (FDE). Na abordagem do domínio do tempo existe, por exemplo, o filtro adaptativo LMS, que emprega um algoritmo iterativo através de um vetor de peso que incorpora sucessivas correlações na direção negativa do vetor gradiente, levando ao mínimo erro quadrático médio. Este filtro mostra um bom desempenho em termos de segurança e estabilidade, contudo requer lentas iterações para garantir convergência e uma frequente atualização dos coeficientes dos filtros, que aumenta ainda mais a complexidade computacional. Por outro lado e ainda no domínio do tempo, pode-se também usar o filtro FD-FIR (*Fiber dispersion FIR filter*), que será apresentado já a seguir em 2.4.4.3.1. Comparado com o anterior, este possui uma especificação relativamente mais simples no peso nos coeficientes do filtro, contudo apresenta um menor desempenho na presença de pouca dispersão [18].

Já os equalizadores normalmente usados no domínio da frequência são os filtros digitais mais atraentes para a equalização do canal em sistemas de transmissão coerentes. Isto acontece devido à baixa complexidade computacional do equalizador para grandes quantidades de dispersão adquiridas ao longo da transmissão e devido à boa aplicabilidade para distâncias de fibra diferentes. Os métodos *overlap-save* (OLS) e *overlap-add zero-padding* (OLA-ZP) são, tradicionalmente, os utilizados na convolução da transformada de *Fourier* (FFT) [18, 19]. O primeiro caso será abordado em 2.4.4.3.2 e o segundo pode ser visto em [19].

Apesar destes filtros removerem praticamente toda a GVD acumulada, devido à resolução dos filtros existe sempre uma dispersão cromática residual deixada por compensar. O filtro adaptativo que será descrito em 2.4.4.4 compensa esta dispersão residual deixada.

2.4.4.3.1 TDE (FD-FIR)

Como se vai verificar no próximo capítulo, a GVD pode ser descrita como uma função de transferência linear. Nesse sentido, pode-se compensar através de uma equalização linear da amplitude complexa detetada pelo recetor, através de um filtro FIR como apresentado na Figura 10.

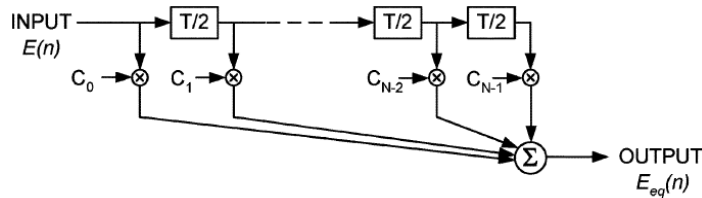


Figura 10 - Diagrama de blocos do filtro FIR com n coeficientes [20].

A função dos filtros transversais é dada por:

$$E_{eq}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k E(n-k) \quad (2.30)$$

onde $E_{eq}(t)$ e $E(n)$ são respetivamente as amplitudes complexas da saída e da entrada, c_k são os coeficientes complexos e N representa o número de coeficientes do filtro FIR. O espaçamento entre coeficientes é de $T/2$, que é convencionalmente o espaçamento mínimo limitado pelo critério de *Nyquist* para evitar o *aliasing*. Existe mais que uma abordagem para se obterem os coeficientes que compensam a GVD. Segundo [9], os coeficientes dos filtros podem ser calculados através da expressão:

$$c_k = \sqrt{\frac{j c T_{adc}^2}{D \lambda^2 L}} \exp\left(-j \frac{\pi c T_{adc}^2}{D \lambda^2 L} \left(k - \frac{N-1}{2}\right)^2\right) \quad (2.31)$$

onde $k \in [0, N-1]$, D é a dispersão cromática da fibra, λ o comprimento de onda do sinal transmitido, L o comprimento da fibra e T_{adc} o período de amostragem. O número mínimo de coeficientes (N^A) para compensar a GVD total da fibra é:

$$N^A = 2 \left\lceil \frac{D \lambda^2 L}{2 c T_{adc}^2} \right\rceil + 1 \quad (2.32)$$

2.4.4.3.2 FDE (OLS)

A abordagem na frequência parte do princípio que o filtro deve cancelar a dispersão da fibra através da transformada de Fourier da função inversa da dispersão da fibra, definida por:

$$H(\omega) = \exp(-j\beta_2\omega^2L/2) \quad (2.33)$$

onde L é o comprimento da fibra, ω é a frequência angular do sinal e β_2 é o valor de dispersão da fibra definido por $\beta_2 = -\lambda^2 * D / (2\pi c)$, com c a velocidade da luz no vácuo, λ o comprimento de onda do sinal e D o parâmetro de dispersão da fibra. Para uma SMF *standard* o valor típico de β_2 é $-21 \text{ ps}^2/\text{km}$.

O método *overlap-save* (OLS) é um dos métodos que pode ser aplicado para compensar a CD. A sua configuração apresenta-se na Figura 11.

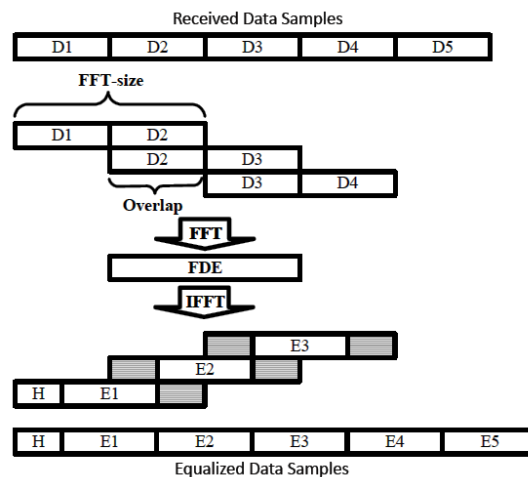


Figura 11 - FDE com método OLS. As partes a cinza são descartadas [19].

Neste método, a sequência de dados é primeiramente dividida em pequenos blocos com uma certa sobreposição entre eles (blocos apelidados de *FFT-size*). A sequência de cada bloco é depois transformada para o domínio da frequência através da transformada de Fourier (FFT), que depois é multiplicada pela função inversa da dispersão da fibra (inversa da equação 2.33). A sequência de dados obtida é seguidamente transformada no domínio do tempo através da inversa da transformada de Fourier (IFFT). No final a sequência de blocos é combinada e as amostras sobrepostas bilaterais são simetricamente descartadas [19].

2.4.4.4 Equalização da dispersão dos modos de polarização

Já foi referido que a interferência entre símbolos (ISI) existe em todos os sistemas de comunicações por fibra ótica e pode ser imposta por diversos fenómenos variantes e não variantes no tempo. Qualquer distorção linear pode ser compensada e um filtro adaptativo é, geralmente, o filtro usado, controlando os coeficientes do filtro de modo a gerar a matriz de transferência inversa da fibra.

Num caso simples, quando a multiplexagem da informação em polarização não é aplicada, a ISI pode ser reduzida através do filtro adaptativo da Figura 12.

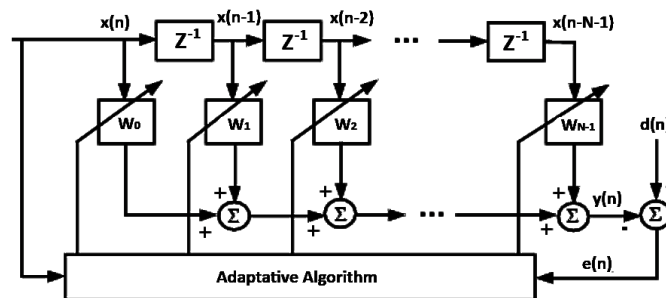


Figura 12 - Filtro adaptativo [21].

E as respetivas equações que descrevem o filtro são:

$$y(n) = W^T(n)X(n) \quad (2.34)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.35)$$

$$W(n+1) = F\{W(n), \mu, e(n), X(n), y(n)\} \quad (2.36)$$

onde $y(n)$ são as amostras do sinal equalizado, $X(n)$ é um vetor com as amostras do sinal recebido $[x(n), x(n-1), \dots, x(n-N)]$ com N o número de coeficientes do filtro, $W(n)$ é o vetor dos respetivos coeficientes, $e(n)$ é o erro atual e μ é o factor de convergência do filtro. A função F depende do filtro aplicado. De todos os filtros possíveis, os mais conhecidos quanto ao desempenho são os filtros LMS e CMA, onde a sua principal diferença está na forma como atualizam os seus coeficientes. Fazendo uso do gradiente estocástico, os coeficientes dos filtros LMS e CMA podem ser atualizados, respetivamente, de acordo com as duas expressões seguintes [22]:

$$W(n+1) = W(n) + \mu e_{LMS}(n) X^*(n) \quad (2.37)$$

$$W(n+1) = W(n) + \mu e_{CMA}(n)y(n)X^*(n) \quad (2.38)$$

No caso do CMA para sinais QPSK, $e_{CMA}(n) = 1 - |y(n)|^2$, fazendo uso da característica de módulo constante do sinal QPSK (constante 1 na equação), procurando a função de custo mínimo. Já no caso do LMS, $e_{LMS}(n) = R - y(n)$, onde R é o sinal de referência à saída, que tanto pode ser uma sequência de treino inicial (utilizada para convergir), como o símbolo decodificado à saída. Em teoria este erro tende para zero à medida que os coeficientes do filtro vão convergindo.

No caso de um sistema com multiplexagem de informação em polarização (PM), utiliza-se frequentemente o filtro MIMO apresentado na Figura 13. Num sistema PM, o canal é fortemente afetado pela dispersão dos modos de polarização (PMD) e muitas vezes por perdas dependentes da polarização (PDL). Este filtro separa a informação das duas componentes polarizadas ortogonalmente e compensa as imperfeições linearmente variantes no tempo ocorridas durante a transmissão, como a CD e a PMD – no sistema em particular, como a compensação da CD já foi em grande parte compensada pelo filtro visto no subcapítulo anterior, este filtro vem sobretudo compensar os fenómenos associados à PMD.

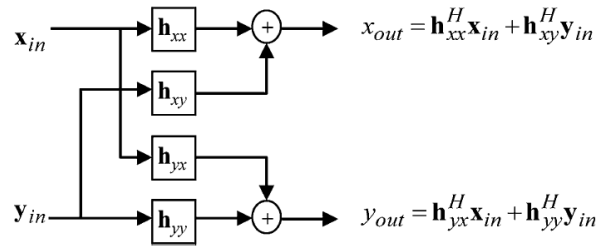


Figura 13 - Equalizador MIMO [9].

Como se pode verificar, o filtro é composto por quatro filtros adaptativos, idênticos ao da Figura 12, onde a sua funcionalidade é realizar a inversa da matriz de Jones (matriz que será vista no próximo capítulo). As saídas são dadas por:

$$x_{out} = h_{xx}^H x_{in} + h_{xy}^H y_{in} \quad y_{out} = h_{yx}^H x_{in} + h_{yy}^H y_{in} \quad (2.39)$$

onde h_{xx} , h_{yx} , h_{xy} e h_{yy} são os vetores dos coeficientes de cada filtro com comprimento arbitrário N e x_{in} e y_{in} são N amostras consecutivas das componentes x e y do sinal recebido, tal como $x_{in}(k) = [x_{in}(k), x_{in}(k-1), \dots, x_{in}(k-N)]$.

Em particular para a modulação QPSK, o algoritmo mais utilizado tem sido o CMA. Como já referido, o algoritmo CMA com gradiente estocástico procura minimizar $\varepsilon_x^2 = (1 - |x_{out}|^2)^2$ e $\varepsilon_y^2 = (1 - |y_{out}|^2)^2$, não necessitando de qualquer sinal de referência. Nesse

sentido, os N coeficientes dos filtros h_{xx} , h_{yx} , h_{xy} e h_{yy} são atualizados frequentemente de acordo com as seguintes expressões [9]:

$$h_{xx} = h_{xx} + \mu \varepsilon_x x_{in}^* x_{out} \quad (2.40)$$

$$h_{xy} = h_{xy} + \mu \varepsilon_x y_{in}^* x_{out} \quad (2.41)$$

$$h_{yx} = h_{yx} + \mu \varepsilon_y x_{in}^* y_{out} \quad (2.42)$$

$$h_{yy} = h_{yy} + \mu \varepsilon_y y_{in}^* y_{out} \quad (2.43)$$

Na Figura 14 a o efeito deste equalizador num sistema DP-QPSK (PM). As amostras foram recolhidas no VPI e estão representados 8192 símbolos, com duas amostras por símbolo. Ambos os sinais são referentes à polarização x recebida.

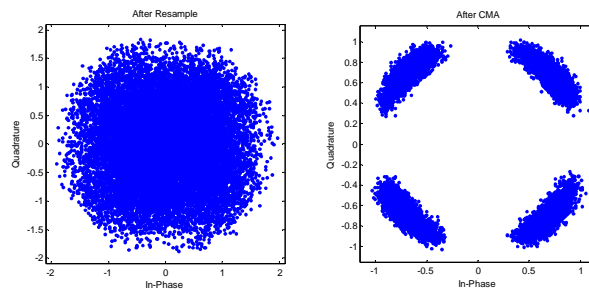


Figura 14 - Equalizador MIMO-CMA: antes e depois da compensação.

É claro o efeito do equalizador. A primeira figura refere-se ao sinal recebido depois de reamostrado com duas amostras por símbolo na melhor região do símbolo; ainda assim nenhuma informação se retira, uma vez que (por exemplo) a polarização está rodada e tem informação tanto do canal da componente x como do canal da componente y lançada na fibra. O equalizador CMA, ao cruzar informação entre as duas polarizações, consegue desmodular a informação original do sinal. Contudo uma limitação é imposta ao algoritmo CMA (e ao LMS também) quando é usada multiplexagem de dois sinais em polarização: é óbvio analisar que o algoritmo não é capaz de reconhecer a verdadeira polarização dos dados x e y, porque durante a transmissão a polarização é rodada aleatoriamente.

Em termos de comparação entre o algoritmo LMS e CMA, segundo [22], o algoritmo CMA tem uma complexidade computacional semelhante ao LMS quando possui o mesmo número de coeficientes. O LMS no caso de uma referência com símbolos ideias, possui um desempenho melhor que o algoritmo CMA para o mesmo número de coeficientes, contudo é sensível à precisão do desvio de frequência e não é adequado para processamento paralelo em tempo real. O CMA tem a grande vantagem de suportar processamento digital de sinal em paralelo em DSP, especialmente em sistemas que vão além dos 100 Gbps.

2.4.4.5 Estimativa de Frequência e Recuperação de Fase

Uma das principais fontes de degradação na sensibilidade do recetor está presente no ruído de fase associado ao laser do transmissor e ao laser do oscilador local no recetor. O ruído de fase do laser pode ser considerado como um processo de *Wiener* causado pela emissão espontânea do laser [18] e em sistemas coerentes torna-se num problema mais complicado que em sistemas IMDD, uma vez que as flutuações na fase do sinal têm uma significativa interferência na informação IQ do sinal ótico. Mesmo um sinal IF não modulado contém ruído de fase, que é correspondente à adição da largura espectral dos lasers do transmissor e recetor.

Ao ruído de fase, acrescenta-se também o desvio de frequência que pode existir entre o sinal recebido e o laser do oscilador local, motivado sobretudo pelo controlo em frequência dos lasers. Além disso, o desvio de frequência surge mesmo que o laser do oscilador local seja o mesmo do transmissor, uma vez que sinal pode desviar-se em frequência durante a propagação na fibra, devido sobretudo aos efeitos não lineares.

Para compensação destes fenómenos, opta-se normalmente por dois algoritmos, já que além de reduzir a quantidade de fase, também melhora a eficácia do algoritmo para recuperação da portadora. Assumindo que a frequência e a fase da portadora são respetivamente f_c e ϕ_c e que a frequência e a fase do oscilador local do recetor são f_0 e ϕ_0 , então, depois do sinal recebido ser misturado com o oscilador local, o desvio de frequência e de fase vão ser respetivamente $f = f_c - f_0$ e $\phi = \phi_c - \phi_0$. Na Figura 15 apresentam-se ambos os efeitos num sinal 16-QAM.

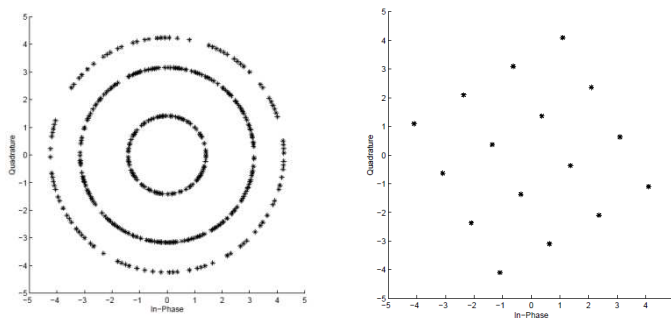


Figura 15 - Constelação de um sinal 16-QAM:
Desvio de frequência e de fase constante, respetivamente [23].

Considera-se, por isso, que o sinal recebido no recetor é da forma [9, 23]:

$$x_{in}(k) = x_{sym}(k) \exp[j(\phi(k) + 2\pi\Delta f kT_{sym})] \quad (2.44)$$

Com a estimativa da frequência pretende-se descobrir Δf e com a recuperação da portadora de fase pretende-se descobrir $\phi(k)$. Na Figura 16 estão representados ambos os efeitos num sinal QPSK.

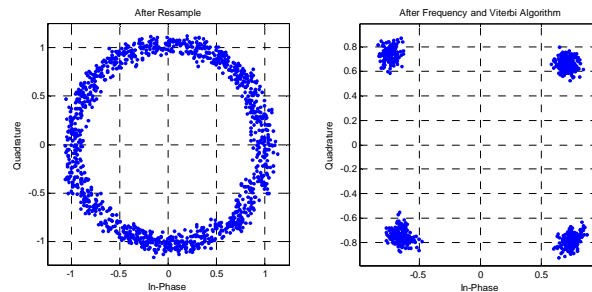


Figura 16 - A influência do desvio de fase e frequência num sinal QPSK
 (a) Com desvio de frequência e fase; (b) Sem desvio de frequência e fase.

Na estimação da frequência, o método de fase diferencial é o mais conhecido, onde se procura estimar o desvio de frequência ocorrido entre duas amostras consecutivas. Existe também o método espectral, onde a frequência estimada é obtida detetando o pico do espectro do sinal recebido elevado à quarta. Já para a recuperação da portadora de fase, o algoritmo mais conhecido é o algoritmo de *Viterbi and Viterbi*, que é uma técnica de alimentação para a frente que calcula a fase em relação à constelação ideal, através de uma média em sucessivos símbolos. Existe contudo uma limitação imposta ao algoritmo de *Viterbi*: o algoritmo só consegue compensar desvios de fase até $\pi/4$. Este problema pode ser resolvido introduzindo um *feedback* no algoritmo. Mais à frente irão ser descritos com detalhe estes algoritmos [9].

2.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as principais vantagens dos sistemas de deteção coerente sobre os sistemas IMDD. Apesar do recetor com deteção direta ser mais barato e apresentar uma concepção mais simples, não necessitando, por exemplo, de controlo de frequência nem fase, o recetor com deteção coerente traz, de facto, outras vantagens que sobrepõem as anteriores, reutilizando os recursos já existentes. A deteção coerente possibilita, por exemplo, uma elevada seletividade, que é importante para a introdução de sistemas UDWDM, e permite a existência de sistemas de modulação multinível, aumentando assim a eficiência espectral. Como toda a informação do campo elétrico passa estar disponível no domínio elétrico, é mais fácil e eficiente a compensação das imperfeições ocorridas durante a transmissão, permitindo aumentar o alcance dos sistemas. Além disso, estes sistemas possibilitam ainda a multiplexagem de informação em polarização, que permite duplicar a taxa de transmissão.

3 Fenómenos Associados ao Canal de Transmissão

3.1 Introdução

As imperfeições do guia de transmissão sempre foram um atenuante à evolução dos sistemas de telecomunicações. A propagação de um sinal numa fibra ótica é descrita pela equação não linear de *Schrödinger* (NLS):

$$j \frac{\partial A(t, z)}{\partial z} = \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A(t, z)}{\partial t^2} - j \frac{\alpha}{2} A(t, z) - \gamma |A(t, z)|^2 A(t, z) \quad (3.1)$$

onde $A(t, z)$ é o campo elétrico com direção de propagação z e tempo t , α o coeficiente de atenuação, β_2 representa a dispersão da velocidade de grupo (GVD) e γ o coeficiente não linear [24]. Cada um dos três termos do lado direito da equação diz respeito a imperfeições do canal de transmissão, que neste capítulo vão ser analisadas separadamente. O primeiro termo é responsável pela dispersão no canal de transmissão e será estudado em 3.3 e 3.4, o segundo refere-se à atenuação durante a transmissão e será abordado em 3.2 e o último refere-se aos efeitos não lineares, analisados em 3.5.

3.2 Atenuação

A atenuação numa fibra ótica é um fenómeno inteiramente ligado à perda de potência da luz à medida que um sinal viaja na fibra. É definida como a relação entre a potência à entrada da fibra (P_i) e a potência à saída da fibra (P_o), através da seguinte expressão:

$$Atenuação = \frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_i}{P_o} \right) \quad (3.2)$$

onde L é o comprimento da fibra expresso normalmente em km, o que faz com que a atenuação venha expressa em dB/km. A atenuação é basicamente causada por absorção, dispersão e radiação. A absorção é uma das maiores causas para a atenuação e é definida como a porção de potência ótica convertida noutra forma de energia, como calor. A

absorção tem origens associadas a imperfeições na estrutura atômica do material da fibra, nas propriedades intrínsecas do material e nas propriedades extrínsecas da fibra, como presença de impurezas. As perdas por dispersão são causadas pela interação da luz com a densidade de flutuações dentro da fibra, provocadas no processo de fabrico ao serem criadas regiões com mais e menos densidade molecular em relação à densidade média da fibra. A radiação é causada por irregularidades na interface núcleo-baínha da fibra e é classificada de acordo com o raio de curvatura da fibra: perdas por micro-dobragens ou por macro-dobragens. As primeiras referem-se a pequenas curvaturas microscópicas que ocorrem, sobretudo, quando a fibra é cableada, enquanto as segundas são observadas quando o raio de curvatura da fibra é maior que o diâmetro da fibra [25]. Atualmente, na janela de comprimentos de onda mais utilizados (em torno dos 1550 nm), as fibras *standards* SMF apresentam uma atenuação típica de 0.2 dB/km.

3.3 Dispersão Cromática

Na maioria dos materiais dielétricos a velocidade da luz possui dependência com a frequência. A dispersão cromática (CD) resulta da variação da velocidade de propagação do sinal com a frequência ótica do sinal e é afetada pelo material e pelas dimensões da fibra. Todos os sinais óticos possuem uma determinada largura de banda finita e o fenómeno manifesta-se na propagação com diferentes velocidades das diferentes componentes infinitesimais do espectro do sinal. A expressão que descreve o efeito da dispersão cromática ao longo da fibra é:

$$\frac{\partial A(z, t)}{\partial z} = -j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A(z, t)}{\partial t^2} \quad (3.3)$$

β_2 é definida por $\beta_2 = -\lambda_0^2 * D / (2\pi c)$, ou seja, é dependente do comprimento de onda da portadora λ_0 do sinal. A dispersão cromática é usualmente definida por $D = -2\pi c \beta_2 / \lambda_0^2$, em ps/nm/km. Para fibras SMF apresenta a seguinte relação:

$$\Delta t = DL \frac{\lambda_0^2}{c} \Delta f \quad (3.4)$$

onde Δt é o alargamento temporal ocorrido (em segundos), L o comprimento da fibra (km) e Δf a largura de banda do sinal em banda base. Esta expressão permite-nos, por exemplo, calcular a distância máxima permitida pela dispersão cromática num sistema de transmissão, partindo de uma condição Δt , para uma ISI máxima, que garante o correto funcionamento do sistema.

A dispersão cromática engloba dois tipos de dispersão: dispersão do material e dispersão do guia de onda. A dispersão material é a dispersão dominante em fibras SMF e ocorre devido à variação do índice de refração do meio com a frequência ótica do sinal. O material como o vidro, por exemplo, apresenta um índice de refração que depende da frequência ótica e caso se transmita por ele um sinal ótico com uma determinada largura espectral, vai ocorrer espalhamento temporal nos bits do sinal. Já a dispersão do guia de onda resulta porque o valor efetivo do índice de refração depende da frequência ótica, ou seja, a velocidade de propagação no núcleo e bainha é diferente devido à diferença entre os índices de refração [18, 26, 27].

Na Figura 17 observa-se a dependência da dispersão cromática com a dispersão material e do guia de onda.

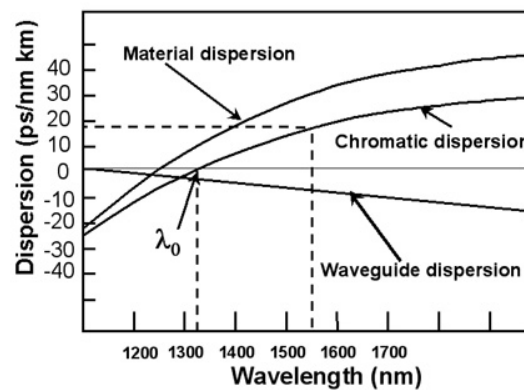


Figura 17 - Dispersão em função do Comprimento de Onda [28].

Através do gráfico, consegue-se facilmente concluir que para um comprimento de onda de 1310 nm a dispersão cromática anula-se. Para os comprimentos de onda mais utilizados, como 1550 nm, o coeficiente de dispersão situa-se entre os 16 e 19 ps/nm/km. Na Figura 18 apresenta-se a influência da dispersão cromática nos bits de um sinal.

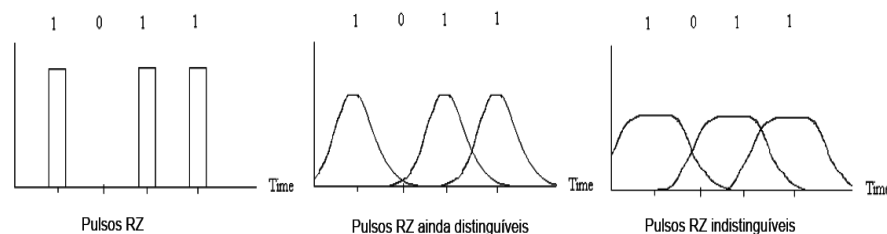


Figura 18 - Influência da dispersão num sinal RZ (domínio do tempo) [27].

A dispersão cromática é normalmente compensada através de fibras de compensação de dispersão (DCF). No entanto, com o avanço dos sistemas computacionais e da evolução da deteção coerente, a correção da dispersão cromática

tem sido progressivamente conquistada por filtros digitais processados em DSP do recetor, como se observou no capítulo anterior.

3.4 Dispersão dos modos de polarização (PMD)

A dispersão dos modos de polarização (PMD) é uma das principais fontes de distorção de um sistema que utiliza informação multiplexada em polarização e é por isso um fenómeno importante do ponto de vista desta dissertação. O seu estudo será dividido em subcapítulos: primeiro realiza-se uma análise à teoria da polarização e depois estuda-se o princípio da PMD. Em 3.4.3 abordam-se as perdas dependentes da polarização, que também têm fenómenos associados à PMD e por último (em 3.4.4) apresenta-se um modelo do canal de transmissão na presença da PMD.

3.4.1 Teoria da Polarização

Todas as ondas eletromagnéticas são compostas por dois campos ortogonais entre si, o campo elétrico e o campo magnético. Por definição, a polarização de uma onda eletromagnética é o plano no qual se encontra a componente do campo elétrico. O estado de polarização (SOP) é um parâmetro que avalia o estado do campo elétrico de uma onda eletromagnética. Considerando que um feixe de luz se propaga na direção z , o campo elétrico, situado no plano xy , pode ser definido por:

$$\vec{E}(t) = \vec{a}_x E_{x0} \cos(\omega t + \phi_x) + \vec{a}_y E_{y0} \cos(\omega t + \phi_y) \quad (3.5)$$

onde E_{x0} e E_{y0} são as amplitudes das componentes x e y e ϕ_x e ϕ_y são as fases de cada uma dessas componentes. Como se pode observar pela equação, ambos os campos elétricos variam, mas ambas as variações podem ser distintas, uma vez que podem ter diferentes amplitudes e fases. Define-se estado de polarização (SOP) como o modo com que estas duas variações ocorrem. No caso das duas fases serem iguais ($\phi_x = \phi_y$), a direção do campo, que é determinada pela relação entre E_{x0} e E_{y0} , é constante e obtém-se uma polarização linear, que tanto pode ser horizontal, vertical ou inclinada, conforme a amplitude de cada uma das componentes. No caso em que $\phi_x \neq \phi_y$, obtém-se uma polarização elíptica, significando que o vetor campo elétrico evolui elipticamente no plano xy . Caso $\phi_x > \phi_y$, a polarização é elíptica esquerda, o que significa que a evolução é anti-horária, e no caso em que $\phi_x < \phi_y$, a polarização é elíptica direita, significando que a evolução é no sentido horário. O caso particular em que as fases ϕ_x e ϕ_y estão separadas

de 90° corresponde ao caso de uma polarização circular. A Tabela 1 sumariza todas as condições [29].

Condição	$\phi_x = \phi_y$	$\phi_x > \phi_y$	$\phi_x < \phi_y$
SOP	<u>Polarização Linear</u> $\tan \theta = \frac{E_{y0}}{E_{x0}}$ (θ é a direção do campo desde o eixo +x)	<u>Polarização Elíptica Esquerda</u>	<u>Polarização Elíptica Direita</u>
		Caso $\phi_x = \phi_y + \frac{\pi}{2}$ e $E_{x0} = E_{y0}$, então <u>Polarização Circular Esquerda (LHCP)</u>	Caso $\phi_y = \phi_x + \frac{\pi}{2}$ e $E_{x0} = E_{y0}$, então <u>Polarização Circular Direita (RHCP)</u>

Tabela 1 - Condições do estado de polarização (SOP) [29].

3.4.2 Princípio da PMD

Uma fibra SMF pode suportar dois modos de polarização, ortogonais entre si. O conceito da dispersão dos modos de polarização (PMD) tem origens associadas à presença simultânea das componentes x e y do campo elétrico e está relacionada com as degradações que o sinal adquire devido à diferença de velocidade entre os dois modos de polarização ortogonais.

A PMD tem origens na birrefringência e na variação aleatória dos eixos de birrefringência ao longo da Fibra. Vai-se estudar em separado estas duas causas: primeiro a birrefringência e de seguida o acoplamento dos modos de polarização. No primeiro caso consideram-se pequenas secções da fibra (tipicamente da ordem de alguns metros), onde as perturbações do canal de transmissão podem ser aproximadamente uniformes (birrefringência linear). Já no segundo caso, expande-se o conceito para um troço maior de fibra, onde o canal é constituído por diversas secções de fibra com birrefringência linear, considerando-se perturbações aleatórias de secção para secção.

3.4.2.1 Birrefringência

O conceito de birrefringência está inteiramente associado às flutuações dos índices de refração nos dois modos de polarização. Quando o núcleo de uma fibra SMF é perfeitamente circular e não possui deficiências, os dois modos de polarização propagam-se com a mesma velocidade ao longo da fibra. Contudo, e devido a imperfeições de fabrico, o núcleo da fibra possui irregularidades e os dois modos de polarização apresentam diferentes fases e velocidades de grupo, devido à flutuação dos índices de refração nos dois estados de polarização. Mesmo na presença de uma fibra

perfeitamente circular, perturbações externas à fibra (como curvaturas) causam deficiências na simetria da fibra, levando à existência de birrefringência [26, 30].

A diferença de velocidades entre as duas polarizações causa um desfasamento temporal no recetor entre as duas polarizações, levando à ocorrência de atraso diferencial de grupo (DGD), provocando, por exemplo, o alargamento temporal de um impulso [29]. Na Figura 19 entende-se o fenómeno da deslocação temporal entre as duas componentes de polarização.

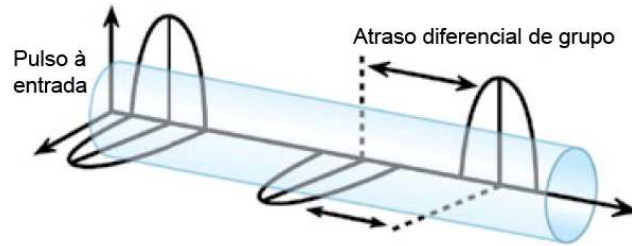


Figura 19 - O DGD influenciado por PMD [18].

O grau de birrefringência é definido pela diferença dos índices de refração das duas componentes ortogonais $B_m = |n_x - n_y| = \Delta n$ e a respetiva diferença das constantes de propagação entre os modos rápidos e lentos é [31]:

$$\Delta\beta = \beta_{fast} - \beta_{slow} = \frac{\omega * n_{fast}}{c} - \frac{\omega * n_{slow}}{c} = \frac{\omega}{c} \Delta n \quad (3.6)$$

onde ω é a frequência angular ótica. Quando a luz é polarizada linearmente e apenas sobre um dos eixos principais de polarização, então o seu SOP permanece linearmente polarizado durante toda a transmissão. Caso contrário, quando a luz é polarizada sobre os dois eixos, o seu SOP muda ao longo da fibra, primeiro passando de linear para elíptica e depois voltando novamente para linear, descrevendo um círculo periódico na esfera de *Poincaré*. Analogamente, se o SOP de entrada for fixo, mas a frequência da luz variar, o SOP à saída da pequena secção de fibra com birrefringência uniforme vai também variar da mesma maneira. Nestes dois casos, a periodicidade da distância de propagação que o SOP de um sinal repete o mesmo estado de polarização é de:

$$L_B = \frac{2\pi}{\Delta\beta} = \frac{\lambda_0}{\Delta n} \quad (3.7)$$

Tipicamente, Δn é de aproximadamente 10^{-7} , resultando em L_B de 15.5 metros para um comprimento de onda de 1550 nm. Para a mesma secção de fibra, considera-se que o

atraso diferencial de grupo (DGD) entre o modo rápido e lento definido em relação ao comprimento da fibra é:

$$\frac{\Delta t}{L} = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{\Delta n \omega}{c} \right) = \frac{\Delta n}{c} + \frac{\omega}{c} \frac{d\Delta n}{d\omega} \quad (3.8)$$

Ignorando o segundo termo, ou seja, ignorando a variação dos índices de refração, o DGD para um único L_B é:

$$\Delta t_B = L_B \frac{\Delta n}{c} = \frac{\lambda_0}{c} = \frac{1}{\nu} \quad (3.9)$$

Ou seja, para um comprimento de onda de 1550 nm o DGD acumulado é de 5.2 fs [30].

3.4.2.2 Acoplamento dos modos de polarização

Se dividirmos a fibra em vários segmentos, pode-se considerar as perturbações uniformes, ou seja, pode-se aproximar o DGD a um dado determinístico. Contudo, para comunicações de longas distâncias, as perturbações na fibra não se podem considerar constantes e o efeito de birrefringência varia ao longo do seu comprimento, pois tanto a escala de birrefringência entre as duas componentes como o eixo de birrefringência são aleatórios. É esta última aleatoriedade dos eixos que causa acoplamento dos modos de polarização, que leva à troca de energia entre os dois modos de polarização, ou seja, à rotação da polarização. A birrefringência de cada secção tanto pode adicionar como subtrair à birrefringência total, ou seja, o DGD não se acumula linearmente com o comprimento da fibra.

O acoplamento dos modos de polarização resulta, por exemplo, da pressão provocada durante a fase de cabeamento da fibra, de emendas e componentes, ou variações no processo de fabrico da fibra. Uma vez que não se pode assumir que o DGD se acumula linearmente à medida que a luz se propaga na fibra, considera-se que o DGD médio é proporcional à raiz quadrada do comprimento da fibra. Em função do parâmetro de dispersão da fibra D_{PMD} (normalmente em unidades ps / \sqrt{km}) tem-se então que:

$$\Delta t = D_{PMD} * \sqrt{L} \quad (3.10)$$

Nas fibras atuais, o parâmetro de dispersão de fibra típico é aproximadamente $0.1 ps / \sqrt{km}$, o que significa que se pode, por exemplo, ir até taxas de transmissão de 40 Gbps não ultrapassando distâncias aproximadas de 100 km [26].

3.4.3 Perdas Dependentes da Polarização (PDL)

Um sistema ótico polarizado sobre as duas componentes ortogonais do campo elétrico, além de sofrer os efeitos associados à PMD anteriores, pode ainda sofrer de perdas dependentes da polarização (PDL). Na publicação de *Fukada* [32] a PDL é definida como a relação entre o mínimo e o máximo coeficiente ótico de um sistema de transmissão, quando a luz de entrada é totalmente polarizada sobre os dois modos de polarização. As fontes para a PDL, além do canal de transmissão, encontram-se sobretudo nos dispositivos óticos como multiplexers, acopladores, isoladores, circuladores ou conectores. A PDL acumula-se, assim, ao longo da transmissão, causando a flutuação da relação sinal ruído (SNR) ao longo do tempo, que implica uma automática degradação do sistema. Qualquer dispositivo com PDL tende também a rodar os modos de polarização inicialmente ortogonais, ou seja, tende a variar o seu SOP. Este fenómeno é facilmente entendido na Figura 20 [33].

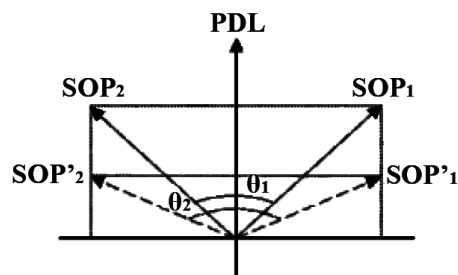


Figura 20 - Degradação da ortogonalidade entre os dois modos de polarização devido à PDL. Os vetores $SOP_{1,2}$ correspondem ao caso do SOP inicial e os $SOP'_{1,2}$ correspondem ao SOP depois do sistema sofrer PDL [33].

O SOP_1 e o SOP_2 representam os dois SOP iniciais (neste caso ortogonais) e ao fim de passar pelo canal de transmissão, e assumindo que as perdas se fazem sentir sobre o eixo vertical de polarização, verifica-se que a perda de ortogonalidade foi perdida (SOP'_1 e SOP'_2). Quando a PDL e PMD estão ambas presentes, a ortogonalidade entre os dois principais estados de polarização (PSP) são reduzidas e como resultado, o efeito de *crosstalk* ocorre inevitavelmente é torna-se complicado separar adequadamente os dois canais.

3.4.4 Modelo do canal com PMD

No método de *Jones Calculus* o canal de transmissão é descrito pela matriz de *Jones*. Como já foi visto atrás, quando a luz se propaga num canal de transmissão, o seu estado de polarização evolui periodicamente. A matriz de *Jones* descreve como este canal transforma o SOP de entrada num novo SOP:

$$\begin{bmatrix} E_{xout} \\ E_{yout} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} \\ J_{21} & J_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{xin} \\ E_{yin} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

As duas matrizes seguintes representam dois simples exemplos de matrizes de *Jones* frequentemente utilizadas. O primeiro caso possui o modo rápido sobre o eixo x, com um atraso ϕ na componente y. O segundo caso faz rodar as coordenadas de um ângulo θ relativamente à coordenada x do campo elétrico [29].

$$R(\phi) = \begin{bmatrix} e^{j\frac{\phi}{2}} & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{\phi}{2}} \end{bmatrix} \quad S(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Caso se considere que a PDL seja desprezável, então pode-se modular o canal de transmissão através da matriz T seguinte [9]:

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & e^{-j\phi} \sin(\theta) \\ -e^{j\phi} \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

A matriz diz-nos que o estado de polarização horizontal e vertical rodam aleatoriamente, contudo mantém as duas polarizações ortogonais, porque se considerou que a PDL é desprezável. A DGD medida como um atraso diferencial Δt de um sinal polarizado sobre os PSP constitui o que se chama efeito de PMD de primeira ordem. Nas fibras que contém uma birrefringência aleatória, os PSP são sensíveis ao comprimento de onda da portadora, tornando o DGD dependente do comprimento de onda. Além disso, nestes sistemas a potência lançada em cada um dos dois modos de polarização pode também variar com o tempo. Estes dois fenómenos constituem o que se chama efeito de PMD de segunda ordem [29].

Os efeitos da PMD são, por isso, semelhantes aos efeitos da dispersão cromática. No entanto, a dispersão cromática é um fenómeno relativamente uniforme e pode ser calculada a partir da soma de várias secções da fibra. Já o fenómeno da PMD não é uniforme ao longo da fibra, forçando os projetistas a desenvolver estatísticas para

compensar as perturbações da PMD. Como já se verificou no estado da arte, com o evolução dos sistemas computacionais, várias técnicas de processamento digital têm vindo a ser desenvolvidas para compensação da PMD. Estas técnicas já permitem, por exemplo, a coexistência de multiplexagem em polarização (PM) em sistemas de longa distância, com baixas taxas de erros de bit.

3.5 Efeitos não lineares

3.5.1 Introdução

Os efeitos não lineares representam um papel importante na propagação de sinais em fibra ótica e a sua não consideração põe em causa a recuperação da informação no recetor. Com a sociedade a exigir a rápida evolução da capacidade das comunicações, as empresas de telecomunicações questionam-se de como fazer essa evolução, com o menor custo possível. E quando se aumenta o comprimento da fibra ou a potência dos sinais transmitidos os efeitos não lineares tornam-se cada vez mais significativos. Nesse sentido é útil, por exemplo, a utilização de técnicas que melhorem a transmissão face às adversidades dos efeitos não lineares, como formatos de modulação avançados ou processamento digital de sinal.

As não linearidades podem ser divididas em duas categorias: difusão estimulada (*Brillouin* e *Raman*) e efeito ótico de *Kerr*. O efeito da difusão estimulada é responsável pela dependência de perda ou ganho de intensidade. Já o efeito ótico de *Kerr* deve-se à mudança do índice de refração em resposta à intensidade do campo elétrico, onde estão presentes fenómenos como a *Auto-Modulação de Fase (SPM)*, *Modulação de Fase Cruzada (XPM)* e *Mistura de Quatro Ondas (FWM)*. A Figura 21 sumariza os principais efeitos não lineares em comunicações por fibra ótica associados ao efeito de *Kerr*. As não linearidades *Intra-canal* referem-se a fenómenos que ocorrem entre diferentes símbolos do mesmo canal, enquanto os *Inter-canal* referem-se a interações não lineares entre diferentes canais WDM.

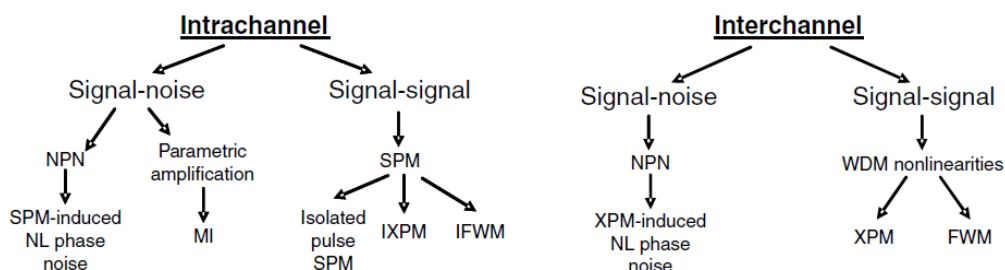


Figura 21 - Não linearidades da Fibra [4].

A importância de cada uma destas classes depende significativamente da taxa de símbolos dos canais usados no sistema. Os efeitos *Inter-canal* afetam mais significativamente os sistemas WDM em canais com taxas até 10 Gsímbolos/s, enquanto os efeitos *Intra-canal* afetam com mais intensidade os sistemas acima de 10 Gsímbolos/s [4]. O impacto das não linearidades também depende da dispersão da fibra: em geral, fibras com pequenas dispersões apresentam efeitos *Inter-canal* mais fortes. Estas conclusões são resumidas na Figura 22, baseadas em simulações com sinais NRZ-OOK e RZ-OOK [4].

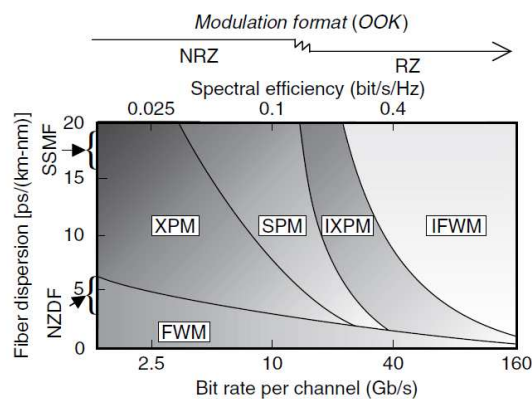


Figura 22 - Significado das não linearidades Intra-canal e Inter-Canal em sistemas WDM em função da taxa de bits [4].

Vão ser estudados em separado alguns dos efeitos não lineares com interesse para esta dissertação, como o caso da difusão estimulada e os efeitos SPM, XPM e FWM.

3.5.2 Difusão Estimulada

A difusão estimulada é responsável pela perda ou ganho de intensidade, podendo levar à ocorrência, por exemplo, de transferência de potência de uns canais para outros. Este fenómeno é dividido na difusão de *Brillouin* estimulado (SBS) e na difusão de *Raman* estimulado (SRS), ambos com origem na interação com os modos vibracionais da sílica. O primeiro caso refere-se a um efeito num sistema contra-propagante e é causado pela interação entre o sinal ótico e as ondas acústicas na fibra ótica. O resultado desta interação faz com que a energia do sinal ótico possa ser espalhada na direção contrária à transmissão. Já o efeito SRS é uma interação não linear entre a luz e as vibrações das moléculas da sílica, podendo levar à transferência de potência de comprimentos de onda inferiores para os superiores. Estes dois fenómenos são desprezáveis para níveis de potência reduzidos, ou seja, existe um limiar de potência (que também depende da

largura de banda) a partir do qual os efeitos se manifestam. O efeito SRS manifesta-se, sobretudo, quando a separação entre os canais é elevada, atingindo o seu máximo a sensivelmente 13 THz de separação entre os canais (aproximadamente 100 nm a 1550 nm) [34].

3.5.3 Auto-Modulação de Fase (SPM)

O efeito SPM manifesta-se na variação da fase do sinal ao longo da fibra ótica, provocado pela variação de amplitude do próprio sinal. Este fenómeno é melhor entendido através da expressão da evolução da fase do campo eletromagnético ao longo da fibra, descrita por:

$$\phi = n k_0 L \quad (3.14)$$

onde $k_0 = 2\pi / \lambda_0$. Uma vez que a expressão do índice de refração é descrita por $\tilde{n}(w, |E|^2) = n(w) + n_2 |E|^2$, caso se juntem as duas expressões anteriores fica-se com:

$$\phi = \tilde{n} k_0 L = (n + n_2 |E|^2) k_0 L \quad (3.15)$$

Na expressão é possível identificar uma alteração da fase introduzida pela componente não linear do coeficiente de refração: $\phi_{NL} = n_2 |E|^2 k_0 L$. Como consequência desta alteração de fase, as frequências sofrem alterações levando ao alargamento simétrico do espetro, mantendo contudo a forma temporal inalterada. É precisamente o contrário do que acontece com a dispersão cromática, que mantém o espetro inalterado, provocando contudo o alargamento temporal do impulso. O efeito SPM é mais pronunciado em sistemas de alta potência, uma vez que o efeito é proporcional à potência do sinal transmitido [35].

3.5.4 Modulação Cruzada de Fase (XPM)

Enquanto o SPM é um efeito na própria fase não linear de apenas um sinal transmitido, o XPM é um efeito da fase não linear noutros canais, ou seja, ocorre apenas em sistemas multi-canal. A modulação cruzada de fase (XPM) diz respeito à alteração de fase experimentada pelo campo eletromagnético, devido à interação com outro sinal com diferente comprimento de onda, direção ou polarização. O desvio de fase não linear resultante pode ser descrito por:

$$\phi = n_2 k_0 L (|E_1|^2 + 2|E_2|^2) \quad (3.16)$$

A equação anterior mostra que o primeiro termo refere-se ao efeito SPM e o segundo termo ao XPM. Da expressão concluiu-se que no caso da propagação de dois sinais com a mesma polarização e intensidade, o efeito XPM é duas vezes mais significativo que o efeito SPM. A presença do efeito XPM é sempre acompanhada pela existência de SPM, uma vez que ambos ocorrem devido à dependência do índice de refração com a intensidade do campo eletromagnético na fibra. Estes dois efeitos podem provocar um alargamento do espetro, que ao contrário do que acontecia para o caso de atuação isolada do SPM, pode não ser simétrico. No caso de as potências dos sinais co-propagados não serem iguais, facilmente se observa da expressão anterior que o efeito XPM nos dois sinais não terá o mesmo impacto, provocando uma distorção do espetro [35, 36].

3.5.5 Mistura de Quatro Ondas (FWM)

Quando duas ou mais ondas se propagam no mesmo canal, estas interagem entre si, criando novas componentes com diferentes frequências. Em sistemas multi-canal, quando três ou mais pulsos com comprimentos de onda diferentes se propagam no mesmo sentido, podem originar um outro pulso com comprimento de onda diferente, devido ao fenómeno FWM. O fenómeno FWM tem origens associadas na resposta não linear do meio associada à suscetibilidade de 3ª ordem (χ^3), resultante da resposta não linear dos eletrões fronteira do material que constitui a fibra a um campo eletromagnético aplicado, produzindo uma polarização induzida no meio. Esta polarização não linear induzida é:

$$P_{NL} = \frac{1}{2} \hat{\chi} \sum_{j=1}^4 P_j \exp[i(k_j z - w_j t)] + c.c. \quad (3.17)$$

onde $k_j = n_j w_j / c$, em que n_j é o índice de refração, e c.c. um complexo conjugado. Cada P_j é constituída por um grande número de termos envolvendo o produto de três campos elétricos. O número de batimentos (M) gerados por N_{ch} ondas aumenta geometricamente com a expressão:

$$N = \frac{1}{2} (N_{ch}^3 - N_{ch}^2) \quad (3.18)$$

No caso de, por exemplo, 8 ondas, dá-se origem a 224 batimentos. Na Figura 23 observa-se o fenómeno FWM para o caso mais simples, quando apenas dois campos são injetados na mesma fibra ótica às frequências f_1 e f_2 .

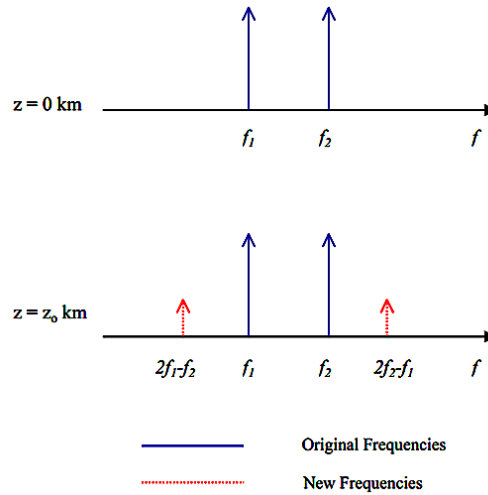


Figura 23 - Ilustração do fenómeno FWM quando duas ondas são injetadas na mesma fibra [37].

Em termos práticos o FWM pode apresentar-se como uma vantagem ou desvantagem, dependendo do sistema. No caso de transmissões UDWDM, por exemplo, tem um efeito prejudicial, pois o espaçamento entre canais é reduzido. O conceito pode ser, no entanto, utilizado para amplificar em frequência um sinal, tornando-se aqui numa vantagem [35, 36].

4 Sistema Coerente DP-QPSK

4.1 Introdução

Neste capítulo pretende-se analisar em simulador VPI um sistema coerente com dupla polarização (DP), em particular o caso do sistema PDM-QPSK, onde dois sinais modulados em QPSK são multiplexados por divisão de polarização.

4.2 Multiplexagem por divisão em Polarização (PDM)

Um método de duplicar a capacidade de transmissão ou a eficiência espectral é utilizar multiplexagem por divisão em polarização (PDM), onde dois sinais independentes com modulações independentes e com o mesmo comprimento de onda viajam na mesma linha e ao mesmo tempo, mantendo entre eles um estado de polarização. No recetor, estes dois canais multiplexados são separados e é realizada a desmodulação de cada um deles separadamente.

Em relação aos sistemas WDM, o operador necessita apenas de adicionar um simples transmissor/recetor extra e um multiplexer/demultiplexer em polarização em cada um dos transmissores e recetores. O sistema PDM permite que os sistemas atuais coexistam, como fibras, amplificadores ou até o próprio software de gestão de rede. Na Figura 24 apresenta-se um destes sistemas, combinado com os sistemas atuais WDM.

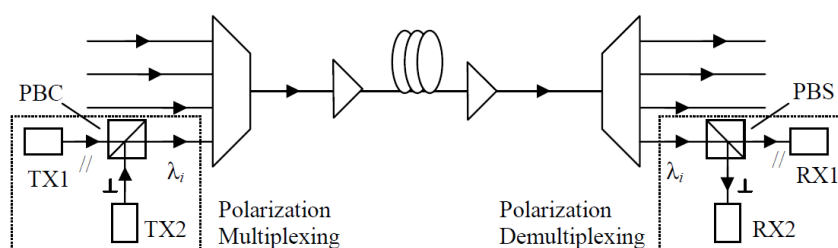


Figura 24 – Sistema WDM utilizando multiplexagem em polarização (PDM) [38].

O PBC é o componente usado no transmissor para combinar os dois sinais com uma polarização ortogonal entre si, enquanto que o PBS é usado no recetor para separar as componentes do campo elétrico $E_x(t)$ e $E_y(t)$. Embora eficientes, os sistemas práticos PDM

deixam sérios desafios na desmodulação da informação, já que se torna necessário ultrapassar as interferências entre polarizações dos dois canais, induzida pela PMD ou pela PDL. Com o avanço de técnicas computacionais (referidas anteriormente) já possível ultrapassar sem grandes dificuldades estas distorções.

4.3 Simulação em VPI do sistema PDM-QPSK a 40 Gbps

4.3.1 Setup do Sistema

O *setup* utilizado apresenta-se na Figura 25. O canal PDM-QPSK é gerado no primeiro quadrado a tracejado. É composto por um bloco “mQAM” que gera um sinal QPSK à frequência ótica de 193.1 THz. Seguidamente, este sinal QPSK é dividido em duas ramificações, onde numa o sinal é forçado a manter uma polarização de 0° (convencionalmente apelidada por eixo x) e no outro é forçado a uma polarização de 90° (eixo y). É aplicado um atraso de cinco símbolos num dos ramos para decorrelacionar a sequência de bits. Seguidamente um PBC junta os dois sinais, gerando o sinal PDM-QPSK. Em todas as simulações que serão realizadas, o sinal QPSK é gerado a 20 Gbps, ou seja, o sistema PDM-QPSK opera a 40 Gbps. A sequência de dados utilizada é PRBS de 2048 bits (1024 símbolos QPSK).

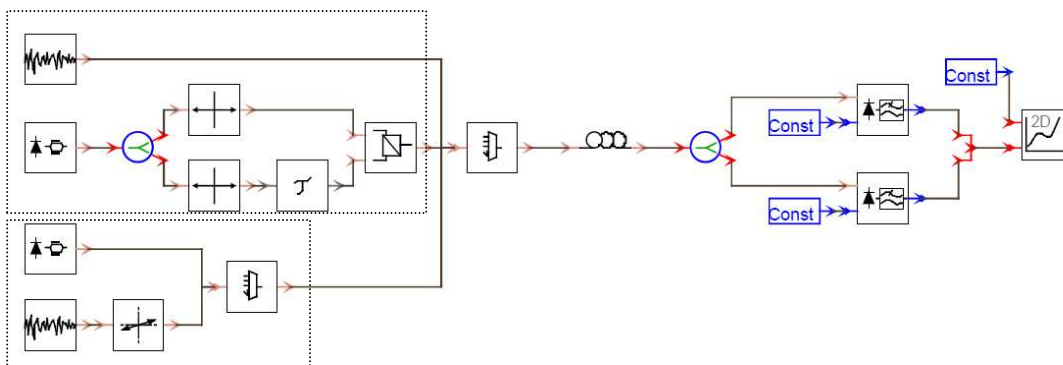


Figura 25 - Setup PDM-QPSK utilizado na simulação.

É adicionado um canal adjacente (quadrado tracejado em baixo), que tanto pode ser um canal IM (NRZ), m-PSK ou m-QAM. Quando não for mencionado, estes canais são gerados a 5 Gbps e colocados no domínio de frequência à esquerda do canal PDM-QPSK com separação de 200 GHz – realizou-se uma experiência com o canal à direita, mas os resultados foram semelhantes, isto porque o espaçamento entre canais é reduzido e o efeito de *Raman* pouco se manifesta. A densidade espectral de potência dos blocos de

ruído adicionados é de 1×10^{-16} W/Hz. A Figura 26 mostra o espectro do canal PDM-QPSK com o canal adjacente para três diferentes casos.

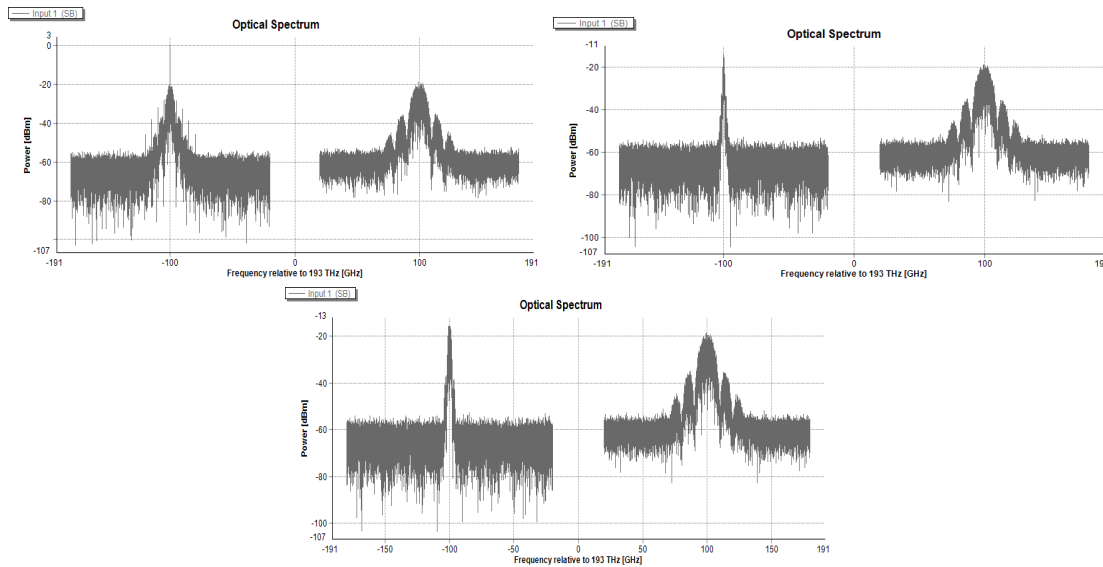


Figura 26 – Espectro do sinal à entrada da fibra para os três casos: IM + PDM-QPSK; 16-QAM + PDM-QPSK; QPSK + PDM-QPSK.

O canal de transmissão é composto por uma fibra universal com as seguintes definições: atenuação = 0.2 dB/km; parâmetro de dispersão cromática = 16 ps/nm/km; parâmetro de PMD = $0.1 \text{ ps} / \sqrt{\text{km}}$; *dispersion slope* = $0.08 \text{ ps}^2/\text{nm.km}$; índice de refração não linear (n_2) = $2.6 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$.

Na recepção do sinal, é aplicada detecção coerente com diversidade de fase e polarização. O laser do oscilador local possui a frequência igual à dos transmissores, ou seja, caso não exista desvio de frequência na fibra o recetor é homodino. Tanto o laser do transmissor como do recetor apresentam uma *linewidth* de 10 kHz, ou seja, reduzida comparada com os sistemas práticos que existem em laboratório (100 kHz, por exemplo). Optou-se por esta *linewidth*, porque os algoritmos da DSP do VPI não são muito sensíveis à compensação do ruído de fase ao longo tempo – fenómeno que se compensa facilmente. A utilização de dois recetores deve-se à comparação de resultados dos algoritmos de compensação, que serão abordados em 4.3.2. A frequência de amostragem utilizada é de 160 GHz, que permite 16 amostras por símbolo em cada sinal QPSK.

4.3.2 Algoritmos de compensação do sistema

As principais etapas de compensação que foram utilizadas na DSP do recetor coerente do VPI apresentam-se na Figura 27.

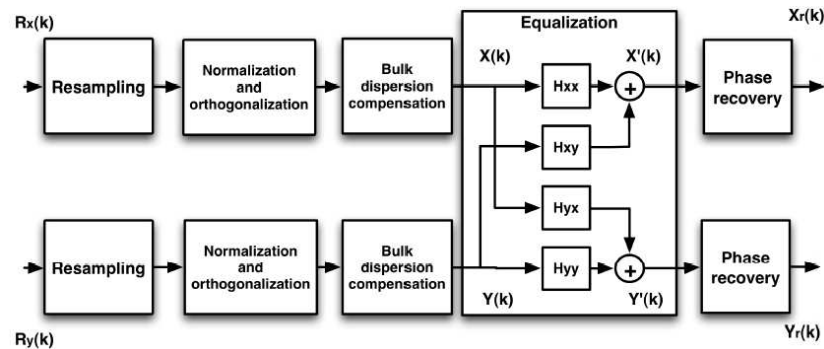


Figura 27 – Fases digitais de compensação [39].

Todo este sistema de compensação já foi descrito em detalhe em 2.4.4. A DSP do VPI já possui intrinsecamente incorporado parte do condicionamento do sinal e a recuperação de fase. Foram apenas adicionados os algoritmos para compensação da dispersão cromática (CD) e dos fenómenos associados à dispersão dos modos de polarização (PMD). No caso em concreto, foi utilizado o algoritmo de compensação da CD no domínio do tempo (TDE) e o algoritmo MIMO-CMA, que cruza informação entre as duas polarizações do campo elétrico para compensar variações no tempo, como a rotação dos eixos de polarização ou o SOP, causados por fenómenos relativos à PMD. No esquema da Figura 25, o primeiro recetor possui incorporado o algoritmo MIMO-CMA e o segundo inclui o TDE + MIMO-CMA.

Para melhor se entender o processo de toda a desmodulação do sinal, recolheram-se para *Matlab* umas amostras das fotocorrentes geradas pelo recetor do VPI (ou seja, as amostras antes da DSP) dum sistema PDM-QPSK. Nesta experiência considerou-se apenas o canal PDM-QPSK com 4 dBm de potência à entrada da fibra e uma fibra com 100 km. A *linewidth* do laser foi (apenas desta vez) 100 kHz. Na Figura 28 estão representadas as sucessivas constelações à medida que o sinal recolhido do VPI é compensado em *Matlab*. Estão representados 512 símbolos.

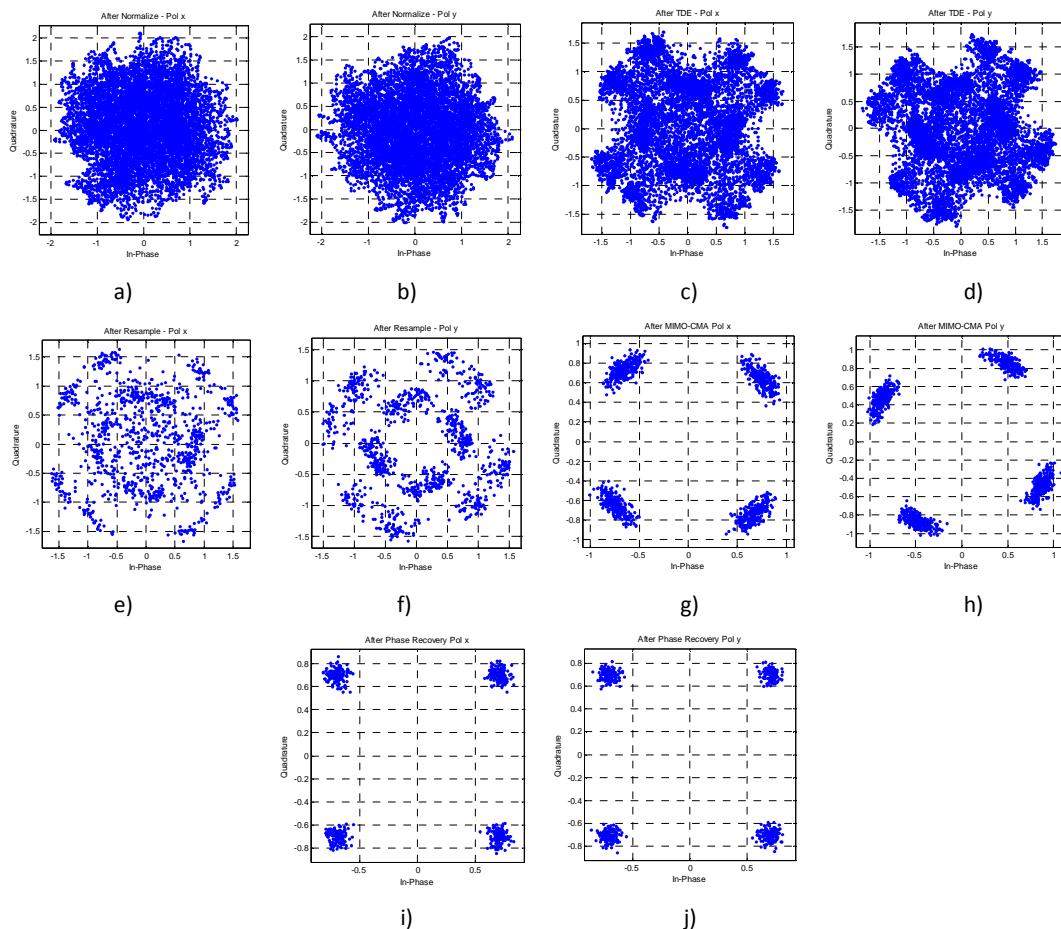


Figura 28 – Representação das amostras complexas do VPI das sucessivas compensações em Matlab.

- a) Normalização Pol x (16 amostras por símbolo);
- b) Normalização Pol y (16 amostras por símbolo);
- c) TDE Pol x (16 amostras por símbolo);
- d) TDE Pol y (16 amostras por símbolo);
- e) Reamostragem Pol x (2 amostras por símbolo);
- f) Reamostragem Pol y (2 amostras por símbolo);
- g) Filtro MIMO-CMA Pol x (2 amostras por símbolo);
- h) Filtro MIMO-CMA Pol y (2 amostras por símbolo);
- i) Recuperação de Fase Pol x (1 amostra por símbolo);
- j) Recuperação de Fase Pol y (1 amostra por símbolo).

Uma vez que a única PDL presente no sistema está na fibra e que o efeito desta nas duas polarizações pode ser considerado aleatório com média nula, os dois sinais chegam ao recetor praticamente com a mesma potência (representação “a” e “b”). Isto acontece porque o sistema durante a transmissão responde à matriz da equação 3.13 - ambas as polarizações podem chegar ao recetor rodadas, mantendo contudo entre elas um estado ortogonal. O efeito do filtro TDE é evidente – a ISI foi reduzida, mas mantém-se elevada devido, sobretudo, à PMD. A reamostragem foi realizada na melhor região do símbolo e mesmo assim nenhuma informação se retira, uma vez que ambas as representações possuem informação dos dois sinais lançados na fibra – como é visível nas representações “e” e “f”, onde se verifica a presença de duas constelações QPSK, com um desfaseamento de fase entre elas. O filtro MIMO-CMA vem corrigir estes fenómenos, cruzando informação entre as duas polarizações e “separando” corretamente os dois sinais. No final da compensação, o EVM registado no *Matlab* foi de 7.1% e na DSP do VPI foi de

7.62% - a diferença de resultados aconteceu sobretudo porque a DSP do VPI não acompanha as pequenas variações de fase do sinal ao longo do tempo.

O parâmetro de desempenho que será utilizado nos diferentes cenários de simulações é o EVM, que é um parâmetro que mede o erro da constelação. Para a modulação QPSK, o valor de EVM máximo tolerável a seguir à recuperação da fase é de 32.4% (BER=10⁻³). A parte de FEC (que não será abordada nesta dissertação) melhora este valor, deslocando o sistema para a casa dos 10-12% de EVM (BER=10⁻⁹) [40].

Mas antes de se iniciar a análise do sistema propriamente dito, vão ser introduzidas algumas considerações aos algoritmos de compensação (TDE e MIMO-CMA), com simulações no VPI. Nestas simulações, os canais adjacentes e os efeitos não lineares não foram considerados - na fibra consideram-se apenas os fenómenos lineares. A potência do canal PDM-QPSK foi colocada à entrada da fibra nos 4 dBm.

Coefficientes dos filtros do algoritmo MIMO-CMA

Nesta primeira experiência fez-se variar o número de coeficientes dos filtros adaptativos usados no algoritmo MIMO-CMA. Como se verifica pelo gráfico da Figura 29, é evidente a melhoria do sistema até 3 e 5 coeficientes, para 100 e 200 km, respetivamente. O caso de 200 km não chega a tomar os valores do caso a 100 km, devido à atenuação.

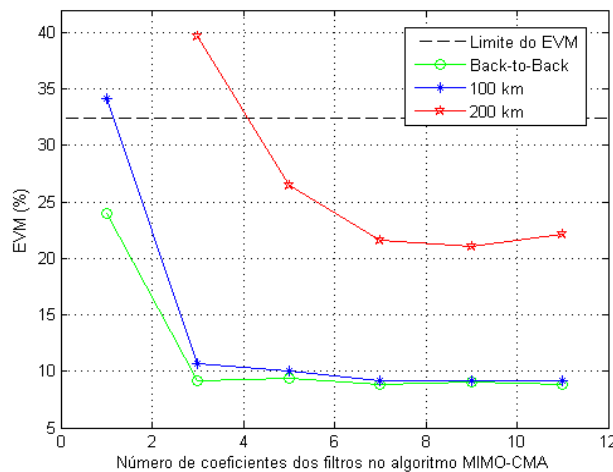


Figura 29 – EVM (%) vs. Número de coeficientes dos filtros do algoritmo MIMO-CMA: Back-to-Back, 100 e 200 km.

Contudo quanto maior for o número de coeficientes, maiores recursos computacionais são exigidos ao recetor. Em sistemas de tempo real que utilizem linguagem de *hardware*, isso pode limitar logo à partida demasiados recursos. Para filtros

com 9 coeficientes, por exemplo, só para se realizar a operação de saída no MIMO-CMA são necessários 144 multiplicadores, uma vez que todos os vetores são complexos – a isto acresce ainda os multiplicadores necessários para realizar a atualização dos coeficientes dos filtros.

Resistência do MIMO-CMA ao ângulo entre os dois modos de polarização

Nesta simulação reduziu-se o ângulo entre as polarizações x e y do campo elétrico à entrada da fibra, para se verificar a resistência do algoritmo MIMO-CMA. O gráfico da Figura 30 mostra os resultados para o EVM, para os casos de B2B, 20 e 100 km de fibra. Como se verifica o algoritmo aguenta-se razoavelmente bem até aos 45° e a partir daí ocorre uma degradação acentuada do sistema. Isto acontece porque ao se diminuir o ângulo entre polarizações está-se a transferir potência entre os dois canais. Para ângulos inferiores a 45° essa transferência ultrapassa o limiar de decisão da fase do sinal QPSK.

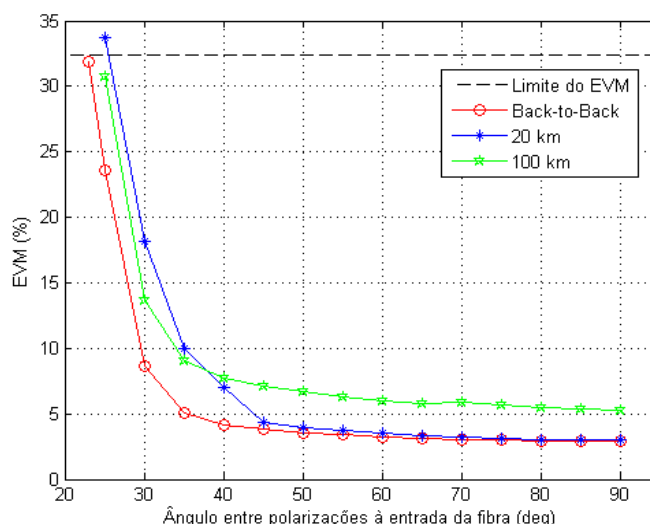


Figura 30 – EVM (%) vs. Ângulo entre polarizações à entrada da fibra: Back-to-Back, 20 e 100 km de fibra.

Relativamente à rotação dos eixos de polarização, quando as duas polarizações à saída do transmissor são rodadas mas mantêm entre si um ângulo ortogonal, conclui-se que os resultados praticamente não variam, uma vez que o algoritmo MIMO-CMA compensa de igual forma todas as situações.

Coeficientes do filtro TDE

Na Figura 31 varia-se o número de coeficientes do filtro FIR que é usado na compensação da dispersão cromática, para dois comprimentos de fibra – 100 e 200 km. Nesta experiência foi também usado o algoritmo MIMO-CMA, porque torna-se indispensável o seu uso num destes sistemas.

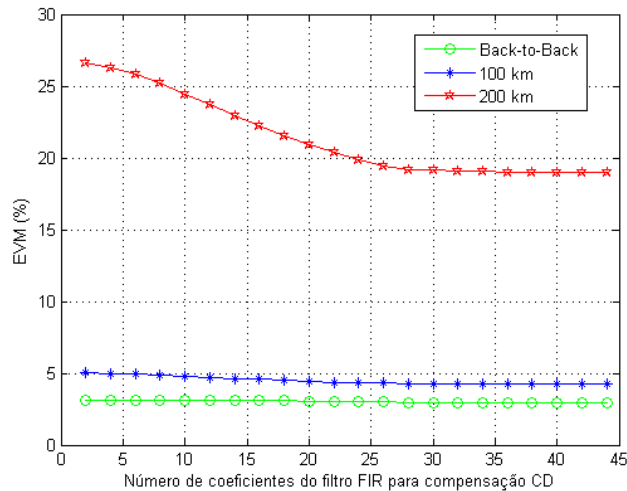


Figura 31 -Número de coeficientes do filtro TDE: Back-to-Back, 100 e 200 km de fibra.

Existe um número mínimo de coeficientes para o qual o sistema compensa toda (ou praticamente toda) a dispersão cromática. Através da equação 2.32 é possível calcular os coeficientes mínimos teóricos a usar para compensar toda esta dispersão. Para o caso de 100 km, a equação mostra que são necessários pelo menos 21 coeficientes, o que está sensivelmente de acordo com o gráfico obtido no VPI. Já para o caso de 200 km, são necessários pelo menos 42 coeficientes, valor ligeiramente superior ao registado no VPI - 26 coeficientes. O uso do algoritmo MIMO-CMA justifica o resultado, uma vez que também ele compensa parte da dispersão cromática.

4.3.3 Resultados de Simulação

Neste subcapítulo é analisado o desempenho do sistema PDM-QPSK, através de simulações com cenários de comprimento de fibra, potência dos canais ou espaçamento entre canais. Em todas as simulações são usados os algoritmos TDE + MIMO-CMA (exceto quando mencionado o contrário) e a abordagem realizada em 4.3.2 permite-nos otimizar os filtros: foram usados 8 coeficientes no algoritmo MIMO-CMA e 60 coeficientes no filtro TDE, que garante que para as distâncias simuladas há a correção total da dispersão.

4.3.3.1 Comprimento da Fibra

Nesta primeira experiência representa-se a sensibilidade do sistema PDM-QPSK ao comprimento da fibra, com os efeitos não lineares ligados. Os canais adjacentes não são considerados. Na Figura 32 são apresentados dois casos para duas potências à entrada da fibra (-2 dBm e 4 dBm), cada um deles com duas curvas para dois casos de compensação: MIMO-CMA e TDE + MIMO-CMA. Opta-se por representar os dois casos para se verificar qual a penalidade do sistema na falta do filtro TDE.

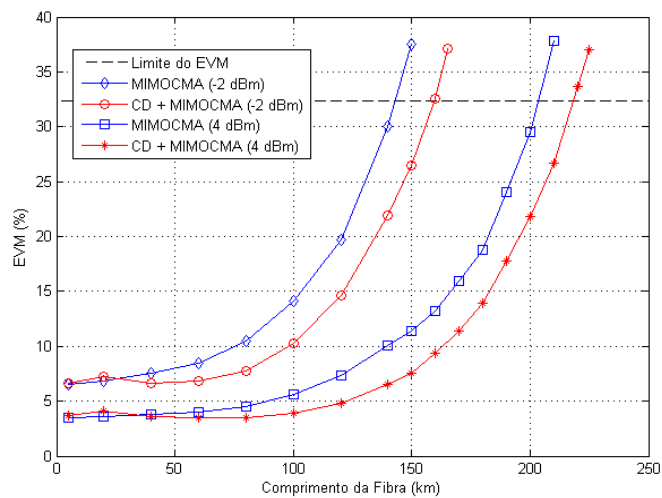


Figura 32 – EVM (%) vs Comprimento da Fibra (km).

A situação de -2 dBm é naturalmente menos favorável e o uso do filtro TDE torna-se mais evidente para longas distâncias, uma vez que a influência da dispersão cromática é proporcional ao comprimento da fibra. A penalidade pela falta do filtro TDE registada foi de sensivelmente 3 dB, embora seja um valor dependente da resolução do filtro MIMO-CMA. Para 100 km, por exemplo, a equação 3.4 mostra que o atraso provocado pela dispersão cromática é $\Delta t = 128 ps$, que ultrapassa em 128% o período de símbolo (que é de 100 ps). À partida o sistema degradar-se-ia rapidamente sem o filtro TDE, no entanto também o algoritmo MIMO-CMA compensa a dispersão cromática.

E a Figura 33 mostra qual o principal factor de degradação do sistema. Foram obtidas curvas para o caso B2B, fibra sem e com efeitos não lineares e outra curva onde a fibra é substituída por um atenuador de 0.2 dB/km. Fixou-se o canal PDM-QPSK nos 6 dBm de potência à entrada da fibra.

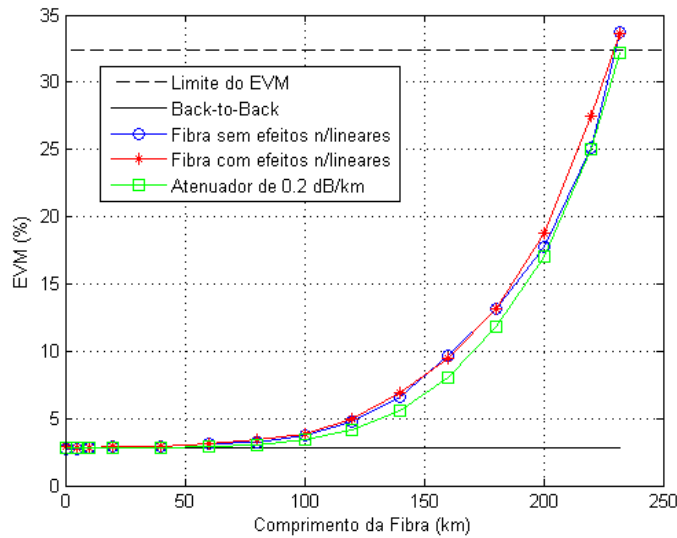


Figura 33 – EVM (%) vs. Comprimento da Fibra (km) (6 dBm de potência).

Como se verifica, não existe grande diferença entre as curvas (e a que existe pode ser devida à resolução dos filtros de compensação), pelo que rapidamente se conclui que o factor para a degradação do sistema é a atenuação. Os efeitos não lineares também não interferem praticamente no sistema, uma vez que não estamos perante um sistema WDM e a potência do canal QPSK é reduzida.

4.3.3.2 Potência do canal PDM-QPSK – Sem canais adjacentes

Nesta experiência verifica-se o comportamento do sistema para potências diferentes à entrada da fibra. Nesta primeira simulação (Figura 34) não se consideraram os efeitos não lineares e registou-se o comportamento para três comprimentos de fibra, a fim de mostrar a influência do comprimento do canal nos resultados. Como se pode observar, é para potências mais baixas que o comprimento tem maior influência na diferença entre resultados, porque o sinal possui uma relação sinal-ruído muito baixa. Para potências elevadas, a diferença só é assinalada se o comprimento da fibra for muito grande, como já se mostrou na Figura 32.

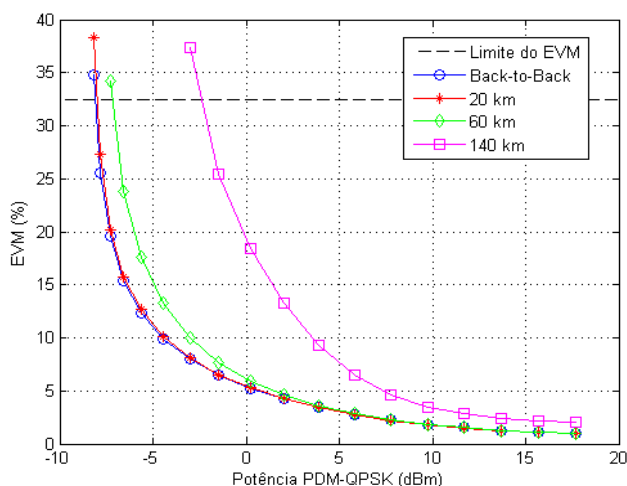


Figura 34 – EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): Back-to-Back, 20 km, 60 km e 140 km com fibra sem efeitos não lineares.

E na Figura 35 apresenta-se uma simulação com o objetivo de mostrar qual o parâmetro que está a provocar o comportamento da Figura 34. Nesta simulação adicionou-se um bloco adicional no canal de transmissão para introduzir uma determinada relação sinal ruído (OSNR). A figura apresenta dois casos: o primeiro é a ausência da fibra (B2B), ou seja, o sistema presente apenas à OSNR; no outro caso, considera-se a introdução de OSNR juntamente com uma fibra de 20 km (com os efeitos não lineares desligados). A conclusão que se tira deste gráfico é que o parâmetro que afeta o sistema é naturalmente o OSNR, uma vez que com a introdução da fibra a curva praticamente não se altera – para uma OSNR muito baixa, registou-se até uma ligeira melhoria do sistema com a fibra devido ao equalizador MIMO-CMA, que neste caso em particular acabou por se mostrar mais favorável.

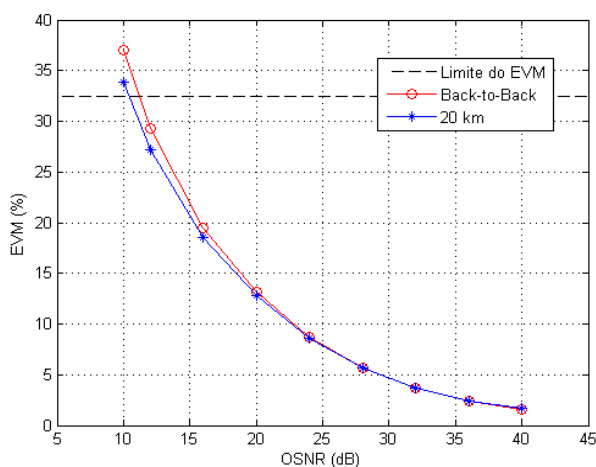


Figura 35 – EVM (%) vs. OSNR (dB): caso com e sem fibra.

Na simulação seguinte (Figura 36), acrescentam-se os efeitos não lineares na fibra e afetuou-se a experiência semelhante à anterior. Existe naturalmente uma ligeira degradação do sistema em relação à simulação da Figura 34, no entanto o que mais se destaca é que a partir de uma determinada potência de entrada o sistema degrada-se.

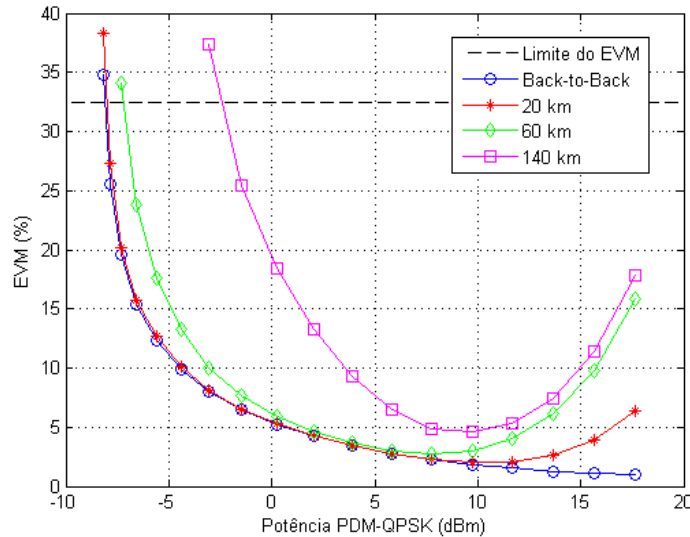


Figura 36 - EVM (%) vs Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): Back-to-Back, 20 km, 60 km e 140 km de fibra com efeitos não lineares.

Para ajudar a perceber qual o efeito responsável pela degradação, realizou-se a análise efeito a efeito não linear (Figura 37). É evidente que o efeito não linear que provoca esta degradação é o SPM, uma vez que se trata de um sistema *Intra-canal*.

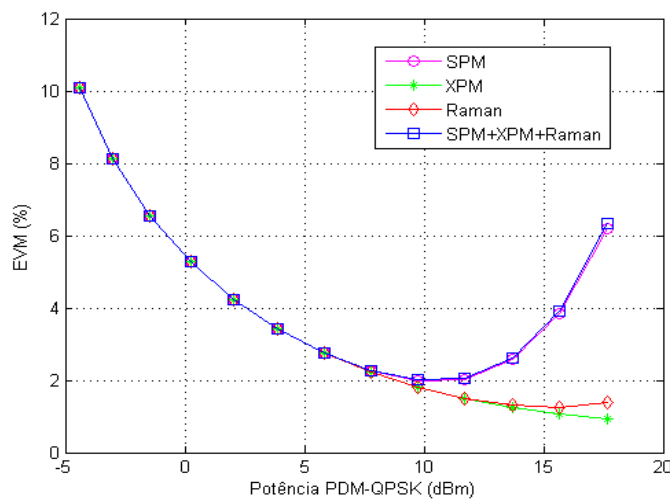


Figura 37 – EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): Efeitos não Lineares para 20 km de Fibra.

Em conclusão, o sistema possui o melhor comportamento para uma potência de entrada entre os 7 e 12 dBm.

4.3.3.3 Potência do canal PDM-QPSK – Com canais adjacentes

Neste subcapítulo verifica-se o comportamento do sistema em função da potência do canal PDM-QPSK para três diferentes canais adjacentes: NRZ (IM), QPSK e 16-QAM. O objetivo é verificar qual a influência dos canais no canal PDM-QPSK. Utilizou-se uma fibra com 100 km e a potência do canal adjacente à entrada da fibra foi de 6 dBm.

Na Figura 38, Figura 39 e Figura 40 apresentam-se os três casos, com curvas para cada efeito não linear. Como se observa, na presença do canal IM é o efeito XPM que prevalece. Nos casos do QPSK e do 16-QAM, o XPM também tem influência, mas para potências elevadas é o efeito SPM que mais se manifesta. Isto acontece não devido à presença do canal adjacente, mas sim ao efeito no próprio canal PDM-QPSK, como já se tinha verificado na Figura 36.

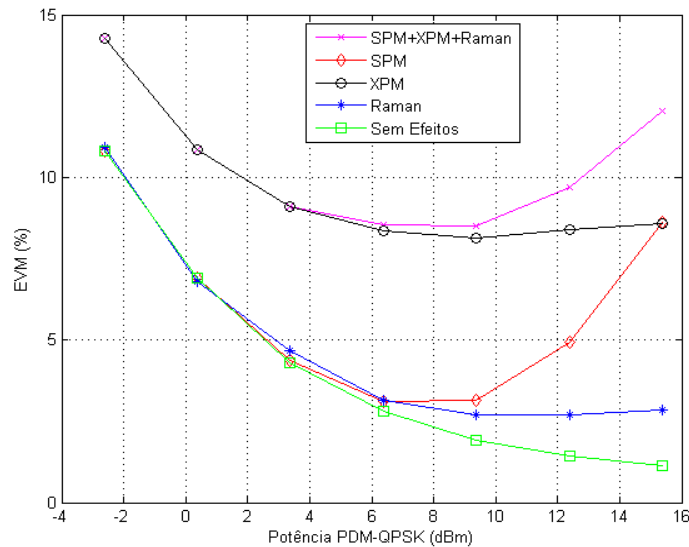


Figura 38 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): PDM-QPSK + IM.

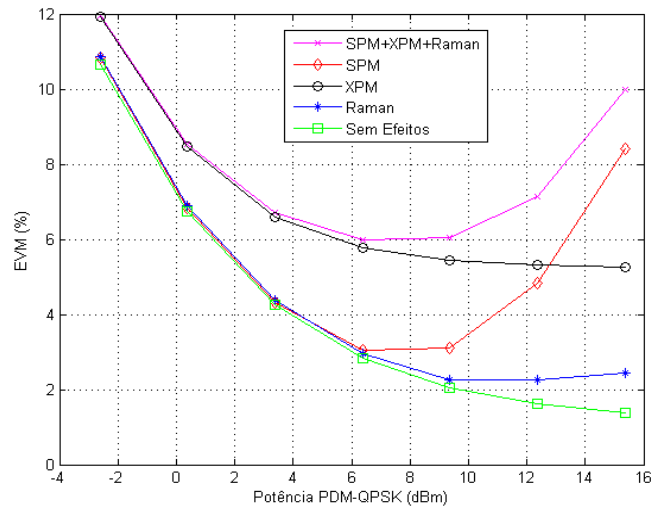


Figura 39 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): PDM-QPSK + 16-QAM.

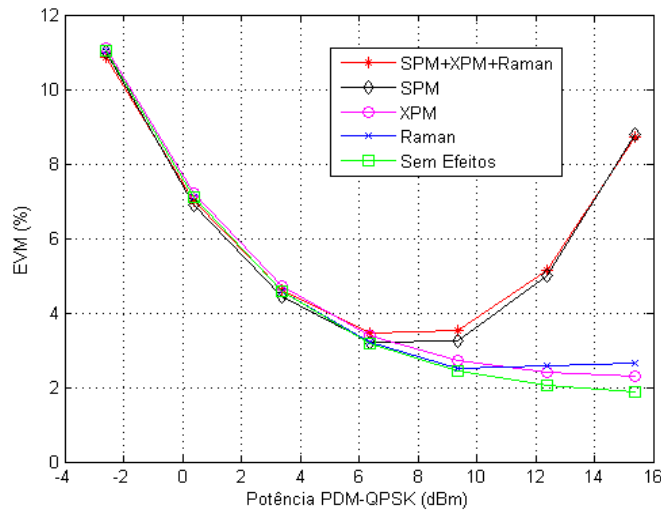


Figura 40 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): PDM-QPSK + QPSK.

Nas quatro figuras seguintes são separados os diferentes efeitos não lineares dos mesmos resultados anteriores.

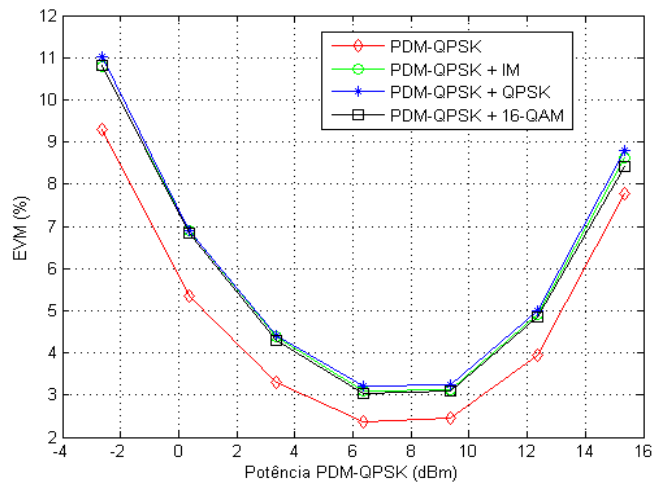


Figura 41 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): efeito SPM.

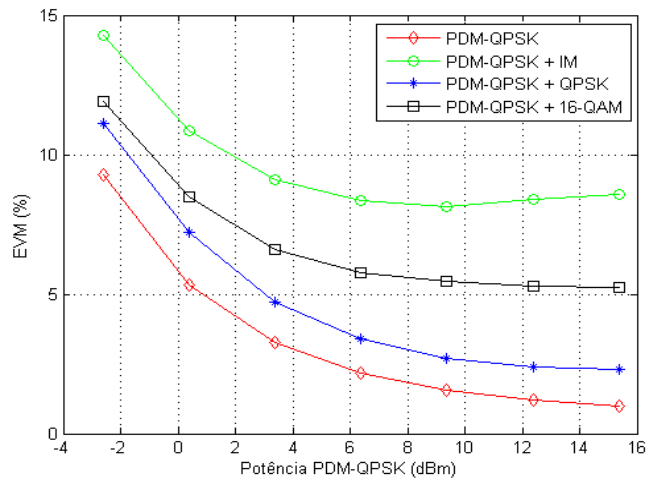


Figura 42 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): efeito XPM.

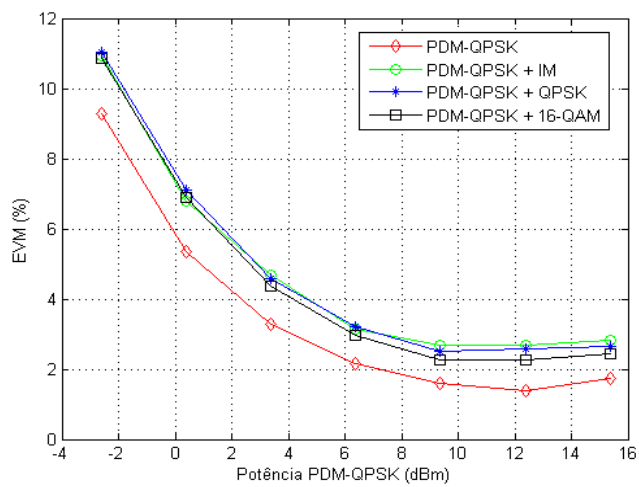


Figura 43 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): efeito de Raman.

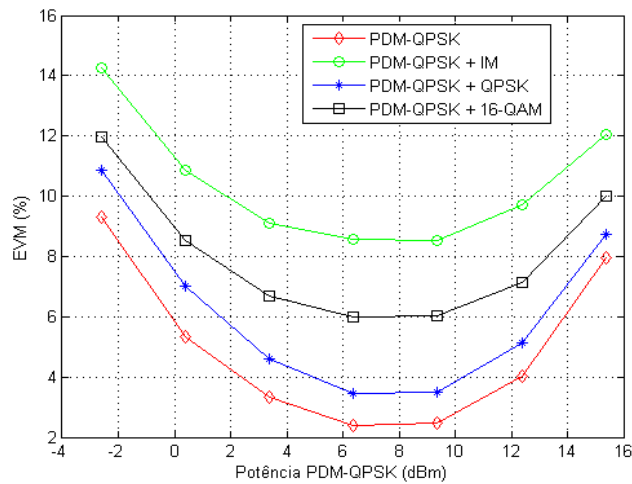


Figura 44 - EVM (%) vs. Potência PDM-QPSK à entrada da fibra (dBm): efeitos SPM + XPM + *Raman*.

No caso do SPM, as três curvas referentes ao caso da presença do canal adjacente estão praticamente sobrepostas. O caso do efeito de *Raman* é idêntico, uma vez que este efeito só surge para espaçamentos entre canais mais elevados (pico a 13 THz de separação). Já a Figura 42 mostra que é o efeito XPM que mais influencia a diferença entre os sistemas, com a curva do canal PDM-QPSK bastante abaixo dos restantes casos. A Figura 44 concluiu qual dos canais mais interfere no canal PDM-QPSK, mostrando que de todos os canais é o canal IM que exibe maior interferência e que o canal 16-QAM é pior que o canal QPSK. Realizaram-se mais algumas experiências, só para o efeito XPM e para uma única potência (4 dBm). A tabela seguinte sintetiza os resultados obtidos.

Sistema	EVM (%)	EVM _{rms} (dB)
PDM-QPSK	3,32	-29,57
PDM-QPSK + 16-PSK	4,5	-26,93
PDM-QPSK + 32-PSK	4,53	-26,87
PDM-QPSK + 8-PSK	4,53	-26,87
PDM-QPSK + QPSK	4,89	-26,21
PDM-QPSK + 64-QAM	6,42	-23,84
PDM-QPSK + 16-QAM	6,72	-23,45
PDM-QPSK + IM (NRZ)	9,32	-20,61

Tabela 2 - Fibra com efeito XPM e potência do PDM-QPSK a 4 dBm.

A tabela está ordenada em função da degradação do sistema. Os sistemas que possuem melhor comportamento são os que apresentam como canal adjacente um sinal com menos variações da amplitude, ou seja, os m-PSK. Os dois sinais m-QAM apresentam uma degradação intermédia e o canal IM é o que mais interfere, porque é o que tem variações de amplitude maiores. A penalidade registada (neste caso) foi de sensivelmente

3 dB para formatos de modulação com amplitude constante, 6 dB para formatos modulados em QAM e 9 dB para os formatos modulados em IM.

Referir que estes resultados são relativos à taxa de bits do canal adjacente a 5 Gbps, ou seja, corresponde a diferentes taxas de símbolos nos diferentes canais. O efeito XPM depende da taxa de símbolos do canal adjacente (como se viu na teoria e se vai demonstrar em 4.3.3.5), embora para baixas taxas de símbolos as diferenças são mais atenuadas, como se observa entre o sinal 16-QAM (1.25 Gsímbolos/s) e 64-QAM (0.833 Gsímbolos/s).

4.3.3.4 Potência do canal adjacente

A Figura 45 mostra a sensibilidade do sistema PDM-QPSK à variação da potência de cada canal adjacente. Utilizou-se uma fibra com 100 km e 4 dBm de potência no canal PDM-QPSK.

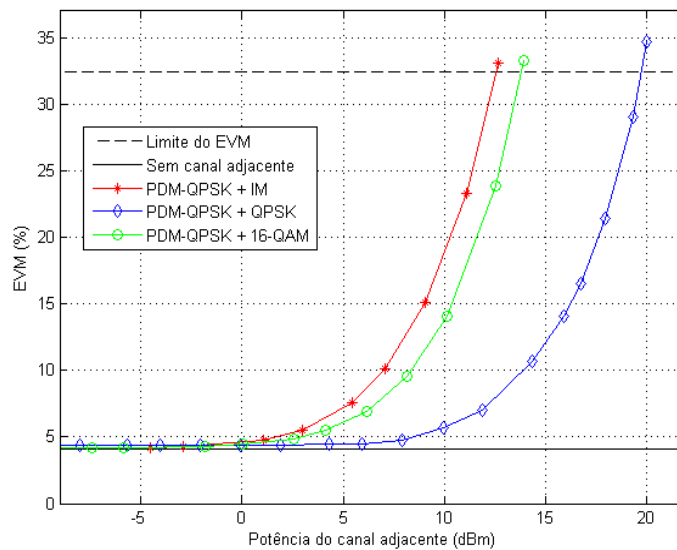


Figura 45- EVM (%) vs. Potência do canal adjacente (dBm).

Para potências menores que 0 dBm, a interferência no canal é praticamente nula. A partir dessa potência o efeito no canal PDM-QPSK surge, devido ao efeito não linear XPM. Como também já se tinha concluído anteriormente, o canal IM e o 16-QAM provocam uma interferência mais rápida que o sinal QPSK à medida que a potência é aumentada.

4.3.3.5 Espaçamento entre canais

Nesta experiência verifica-se o comportamento do sistema à variação do espaçamento entre o canal PDM-QPSK e o canal adjacente. Nesse sentido, na Figura 46 e Figura 47 apresentam-se gráficos para a situação com o canal adjacente IM e 16-QAM, cada um deles com três cenários de taxa de transmissão: 5, 10 e 40 Gbps. Ambos os canais são, desta vez, colocados no domínio da frequência à direita do canal PDM-QPSK (devido ao efeito de *Raman*). Utilizou-se uma fibra com 100 km e a potência aplicada no canal PDM-QPSK e no canal adjacente foi de 4 dBm e a 10 dBm, respetivamente.

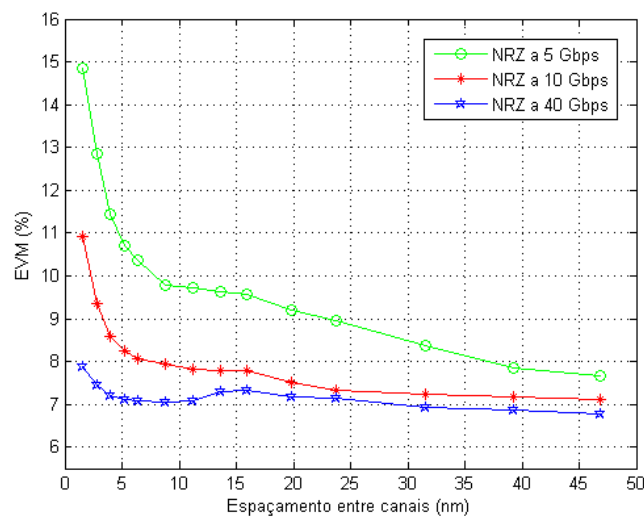


Figura 46 – EVM (%) vs. Espaçamento entre canais (nm): NRZ a 5, 10 e 40 Gbps.

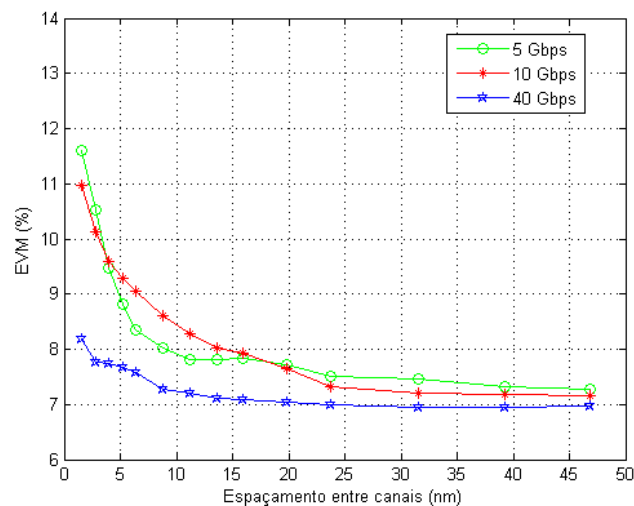


Figura 47 - EVM (%) vs. Espaçamento entre canais (nm): 16-QAM a 5, 10 e 40 Gbps.

Quanto maior a taxa de bits do canais adjacentes, menor a sua interferência no sinal QPSK. A situação do sinal NRZ a 40 Gbps não chega praticamente a provocar qualquer interferência. A conclusão pode ser obtida através da Figura 22, onde se pode verificar que para taxas de 40 Gbps o efeito XPM é residual. Para taxas elevadas os efeitos não lineares devem-se sobretudo ao próprio canal (com o efeito IXPM e IFWM), ou seja, não depende da separação entre os canais. O sinal 16-QAM apresenta uma interferência menor – a situação a 5 Gbps (1.25 Gsímbolos/s) e 10 Gbps (2.5 Gsímbolos/s) são semelhantes e na opinião do autor isto acontece porque a taxa de símbolos do canal adjacente é reduzida e está numa zona onde o efeito XPM é predominante. A Figura 48 apresenta a importância de cada efeito não linear no caso do sinal NRZ a 5 Gbps.

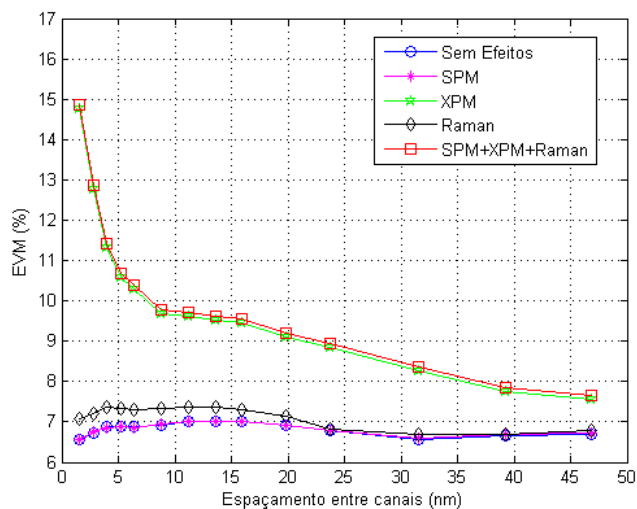


Figura 48 – EVM vs. Espaçamento entre canais (NRZ a 5 Gbps).

O efeito XPM é o principal responsável pela degradação do canal. O efeito SPM não depende do espaçamento entre canais, porque é um fenómeno associado ao próprio canal. Já o efeito de *Raman* só se verificar para espaçamentos maiores (pico a 100 nm). Realizou-se, no entanto, também esse teste, mas verificou-se que a degradação não é significativa. A transferência de potência entre os canais ocorre, mas é muito reduzida - sensivelmente 0.4 dB de diferença entre o mínimo e o máximo na curva de *Raman*.

4.3.3.6 Conclusão

Neste capítulo foi possível analisar o desempenho do sistema PDM-QPSK, incluído em ambiente WDM híbrido, onde se verificou que os canais adjacentes modulados em amplitude são os mais prejudiciais para o sistema. O efeito XPM é o principal responsável pela degradação do sistema para espaçamentos entre canais reduzidos, ou seja, é um

efeito fundamentalmente penalizador na implementação das futuras redes de acesso. O uso de potências iguais ou inferiores a 0 dBm atenua, contudo, este problema. A técnica de modulação mais indicada para sistemas WDM com separações reduzidas mostra-se ser, por isso, a técnica PDM-m-PSK a 0 dBm, uma vez que o uso de multiplexagem em polarização seguida de compensação em DSP não apresenta penalidade e os formatos modulados com amplitude constante são os que menos penalidade apresentam em termos de XPM. Em sistemas com um só canal, o uso dos equalizadores TDE e MIMO-CMA fazem com que o principal factor de degradação passe a ser a atenuação, que basicamente pode ser ultrapassada através do uso de amplificadores EDFA.

5 Sistema Coerente QPSK

5.1 Introdução

Neste capítulo é analisado em laboratório o sistema coerente QPSK a 1.244 Gbps, como solução para as futuras redes de acesso (NGPON). Através de um recetor coerente com diversidade de fase, são discutidas as técnicas de compensação em DSP que levam ao melhor desempenho do sistema em causa, através de processamento digital de sinal *offline*. São introduzidos dois cenários: no primeiro é usado um único canal QPSK, onde também se utilizam dados do simulador VPI; no segundo, é introduzido o sistema UDWDM com 13 canais QPSK.

O parâmetro de desempenho a utilizar é novamente o EVM, que permite uma relação com BER, que pode ser encontrada em [40]. Será medido em relação aos pontos médios da constelação recebida depois de compensada, uma vez que o modulador IQ apresenta distorção face à constelação ideal e a compensação pode atenuar essa distorção. Nestes casos, um valor razoável de EVM não significa, naturalmente, que o sinal é bem recebido, uma vez que a constelação pode ficar rodada depois da estimativa da frequência e da recuperação de fase – a própria janela de dados recolhida no osciloscópio é aleatória. O EVM é, contudo, um parâmetro que facilita o trabalho no laboratório, uma vez que o BER necessita de uma longa sequência de bits para ser estimado. Foram, no entanto, realizados testes para o erro de bit em sistemas QPSK com 20 km de fibra, seguida de toda a compensação digital em DSP que será abordada em 5.2.3, e verificou-se que toda a sequência de bits foi desmodulada corretamente, com um ajuste de fase múltiplo de $\pi/2$.

5.2 QPSK a 1.244 Gbps

Neste subcapítulo realiza-se uma análise do sistema QPSK. Em 5.2.1 e 5.2.2 apresentam-se os sistemas utilizados no laboratório e no VPI, respetivamente, e em 5.2.3 e 5.2.4 são analisadas as técnicas que levam ao melhor desempenho do sistema. Finalmente, em 5.2.5, são apresentados os resultados referentes à parte laboratorial.

5.2.1 Implementação Laboratorial

O sistema utilizado no laboratório apresenta-se na Figura 49.

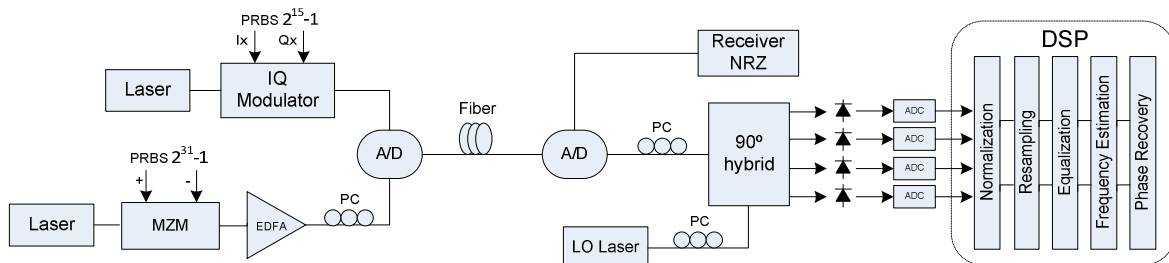


Figura 49 – Diagrama de blocos do sistema laboratorial.

O sinal QPSK é gerado a 1.244 Gbps através de um modulador IQ - a sequência de dados é gerada através de uma sequência PRBS $2^{15}-1$. Um sinal adjacente é também gerado em paralelo, com um amplificador EDFA a regular a sua potência à entrada da fibra. Seguidamente um Add-Drop agrega os dois sinais, gerando um sistema WDM, sinais que são depois encaminhados para uma fibra SMF de 20 km. A potência do canal QPSK à entrada da fibra é fixada em 0 dBm.

Depois do sinal passar pela fibra, os dois sinais transmitidos são divididos por um Add-Drop e o sinal QPSK é forçado a um controlador de polarização, para maximizar a potência para a componente x do campo elétrico (componente do sinal detetada pelo recetor), uma vez que durante a transmissão existe o rotação dos eixos de polarização. Deteção coerente com diversidade de fase é aplicada ao sinal QPSK e, por restrições laboratoriais, o laser do transmissor foi o mesmo do oscilador local no recetor. As quatro componentes elétricas geradas são digitalizadas através das ADC's de um osciloscópio. O osciloscópio permite frequências de amostragem até 50 Gsamples/s, que é a frequência de amostragem utilizada.

5.2.2 Implementação em VPI

O *setup* utilizado no simulador VPI apresenta-se na Figura 50.

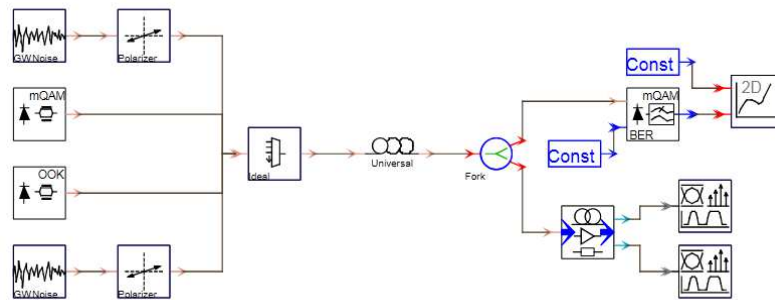


Figura 50 – Setup do sistema utilizado no simulador VPI.

O sistema assemelha-se ao sistema utilizado no laboratório. O bloco *mQam* gera um sinal QPSK a 0 dBm, que à entrada da fibra é multiplexado em comprimento de onda com um sinal NRZ. Depois do sinal passar pela fibra, é aplicada detecção coerente. Os dados do bloco de receção “mQam” (que possui processamento em DSP) não serão usados e só está presente para verificação da qualidade do sinal adquirido. O novo bloco de receção criado (em baixo) é um recetor homodino com diversidade de fase (sem DSP), onde os dados são imediatamente recolhidos para o *Matlab*, através da representação no domínio do tempo das fotocorrentes geradas pela detecção.

5.2.3 Algoritmos para Compensação do Sistema

As principais etapas de compensação do sistema apresentam-se na Figura 51.

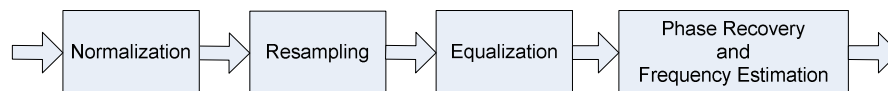


Figura 51 - Fases digitais de compensação.

Nos primeiros dois blocos realiza-se um condicionamento de sinal. A reamostragem é usada para adaptar a taxa de amostragem dos osciloscópios para a taxa de dados dos consecutivos algoritmos de processamento digital. Como o sistema laboratorial trata-se de um sistema NRZ-QPSK e a frequência de amostragem é muito elevada (sensivelmente 80 amostras por símbolo), realizou-se a detecção do relógio do sinal transmitido através de uma derivada do sinal. Depois de encontrado esse instante de relógio, reamostrou-se o sinal na melhor região do símbolo para evitar transições.

Seguidamente surge a equalização do sinal, que é composta pela compensação da dispersão cromática e pelo equalizador CMA, que procura diminuir a ISI. No último bloco

é realizada a estimativa do desvio de frequência e a recuperação de fase através do algoritmo de *Viterbi and Viterbi*.

5.2.3.1 Compensação da Dispersão Cromática

Para compensação da dispersão cromática usaram-se tanto os algoritmos no domínio do tempo como no domínio da frequência. O objetivo é comparar os dois e utilizar o mais adequado. No domínio do tempo utilizou-se o algoritmo FD-FIR descrito em 2.4.4.3.1; no domínio da frequência, como as janelas de dados que vão ser recolhidas são relativamente pequenas (nunca mais de 1244 símbolos), dispensa-se o uso do método OLS (analisado em 2.4.4.3.2). Em vez disso realiza-se a transformada de Fourier de toda a janela de dados recebida, multiplicando-se seguidamente pela transformada de Fourier da função inversa da dispersão da fibra. Por último é realizada a transformada de Fourier inversa (IFFT) desse resultado, dando origem ao sinal equalizado.

5.2.3.2 Equalização CMA

O equalizador CMA já foi descrito em 2.4.4.4. A Figura 52 mostra a sua simples concepção quando é apenas usado diversidade de fase.

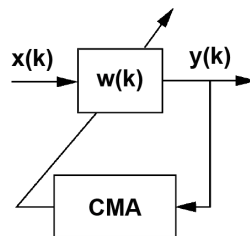


Figura 52 - Equalizador CMA

As equações que descrevem o filtro são:

$$y(k) = W^T(k)X(k) \quad (5.1)$$

$$W(k+1) = W(k) + \mu (1 - |y(k)|^2) y(k) X^*(k) \quad (5.2)$$

onde $y(k)$ são as amostras do sinal equalizado, $X(k)$ é um vetor com as amostras do sinal recebido $[x(k), x(k-1), \dots, x(k-N)]$ com N o número de coeficientes do filtro, $W(k)$ é o vetor

dos respetivos coeficientes, $e(k)$ é o erro atual do algoritmo e μ é o factor de convergência [9].

5.2.3.3 Recuperação de Fase

Em 2.4.4.5 verificou-se que a recuperação da fase das amostras é dividida na estimativa de frequência e na recuperação da portadora. Com a estimativa da frequência pretende-se descobrir Δf e com a recuperação da portadora pretende-se descobrir $\phi(k)$ da equação 2.44.

5.2.3.3.1 Estimativa do Desvio de Frequência

Para estimativa do desvio linear da frequência optou-se por desenvolver o algoritmo através do método diferencial *Leven et al*, que se apresenta na Figura 53.

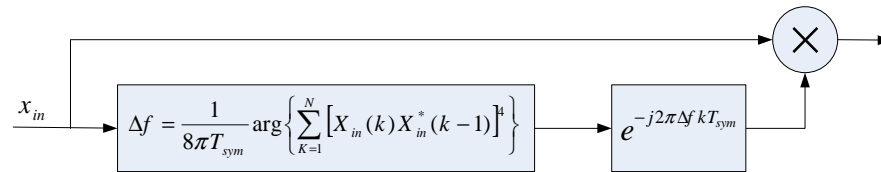


Figura 53 – Estimação da frequência a partir do método de fase diferencial.

O sinal complexo $x_{in}(k)$ é multiplicado pelo conjugado do seu antecessor e o efeito da modulação QPSK é removida ao elevar este produto à quarta potência. A frequência estimada em N símbolos é:

$$\Delta f = \frac{1}{8\pi T_{sym}} \tan^{-1} \left\{ \sum_{k=1}^N (x_{in}(k) x_{in}^*(k-1))^4 \right\} \quad (5.3)$$

onde T_{sym} é o período de símbolo. A frequência estimada é depois aplicada às amostras do sinal original através da expressão $e^{-j2\pi\Delta f k T_{sym}}$, com $k=[1, N]$ [9].

5.2.3.3.2 Recuperação de Fase

Viterbi and Viterbi é o algoritmo usado para recuperação de fase, que na prática envolve operações semelhantes à estimação da frequência. No sistema da Figura 54 apresenta-se a implementação do algoritmo utilizado.

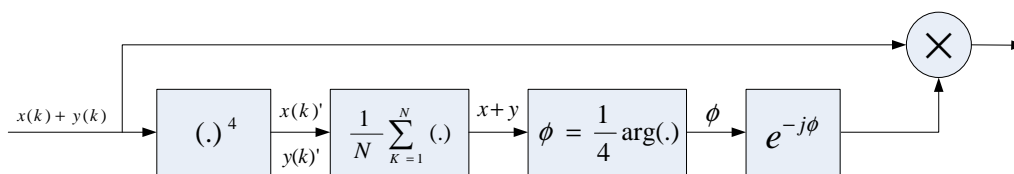


Figura 54 – Algoritmo de *Viterbi and Viterbi feedforward*.

As amostras $x(k)$ e $y(k)$ são, respectivamente, as amostras das componentes em fase e em quadratura do campo elétrico da entrada $x_{in}(k)$. Os dados são depois encaminhados para uma não linearidade que remove o efeito da modulação QPSK, através do aumento do sinal complexo à quarta potência, produzindo as amostras $x(k)'$ e $y(k)'$. Seguidamente a sequência é filtrada a fim de minimizar a influência de ruído no processo de estimação. O desvio de fase estimado é (radianos):

$$\phi = \frac{1}{4} \tan^{-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_{in}^4(k) \right) \quad (5.4)$$

Existe, contudo, uma singularidade no algoritmo de *Viterbi and Viterbi*. Relembrar que o algoritmo só recupera fases até $-\pi/4$ e $\pi/4$, uma vez que o sistema converge para o ponto da constelação mais próximo [9, 41]. Na Figura 55 realiza-se uma pequena alteração a este algoritmo, que é conveniente utilizar em sistemas de tempo real, permitindo acompanhar a fase ao longo do tempo quando o desvio é superior a $\pi/4$.

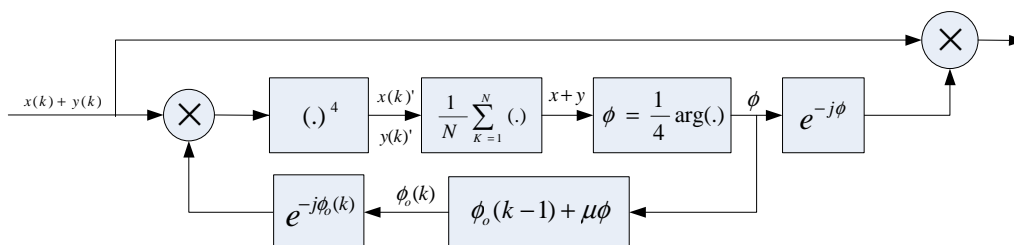


Figura 55 - Adaptação ao algoritmo de *Viterbi and Viterbi*.

Basicamente optou-se por inserir uma malha de realimentação com um integrador, onde se calcula uma fase que será multiplicada nas amostras seguintes, dada por:

$$\phi_o(k) = \phi_o(k-1) + \mu\phi \quad (5.5)$$

onde μ é o ganho do integrador e ϕ é a fase atual estimada pelo algoritmo de *Viterbi*. Com este integrador é possível acompanhar a fase do sinal ao longo do tempo, desde que os desvios de fase superiores a $\pi/4$ radianos não apresentem um período de tempo

demasiado grande, dependente do ganho do integrador. Esta adaptação necessita de um determinado tempo de convergência, o que o torna desinteressante para aplicar no laboratório nesta dissertação, uma vez que a compensação do sistema é *offline*.

5.2.4 Verificação dos algoritmos de compensação

5.2.4.1 Compensação Cromática

Para teste dos equalizadores da dispersão cromática utilizaram-se dados do VPI, uma vez que o sistema do laboratório apresenta pouca dispersão. O *setup* utilizado no VPI já foi apresentado acima, mas o sinal NRZ é desligado. O sinal QPSK é gerado a 10 Gbps e utilizou-se uma fibra de 300 km. Como o interesse é verificar o comportamento do algoritmo face à dispersão cromática acumulada, todos os fenómenos relacionados com as imperfeições da fibra (como atenuação) foram desligados, exceto a dispersão cromática, que se considerou de 16 ps/nm/km. No recetor a frequência de amostragem foi tal que permitiu 16 amostras por símbolo no sinal QPSK. Na Figura 56 apresenta-se o resultado do EVM em função de dispersão acumulada no canal de transmissão para o filtro de compensação no domínio do tempo, com apenas 10 coeficientes. Para os casos de 2 e 4 amostras por símbolos, realizou-se *downsampling* do sinal antes da compensação.

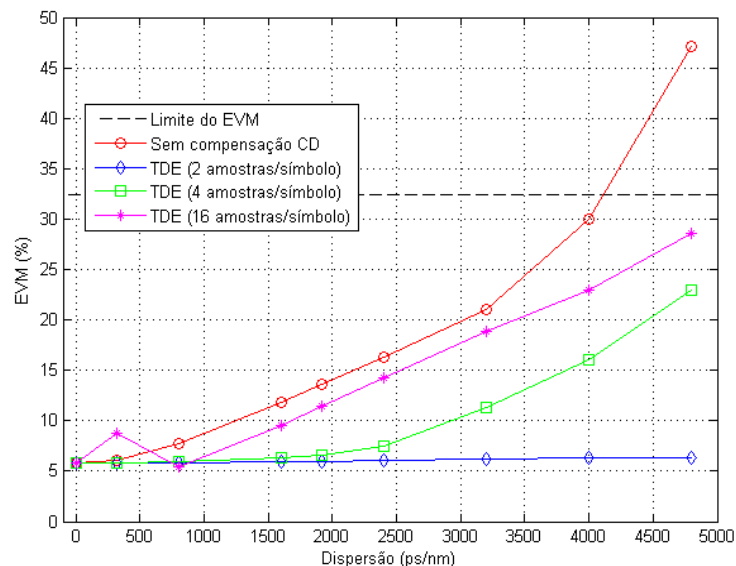


Figura 56 – EVM (%) vs. Dispersão (ps/nm) - Filtro FIR com 10 coeficientes.

O melhor resultado obtido foi do filtro aplicado a apenas 2 amostras por símbolo, uma vez que o filtro tem apenas 10 coeficientes, o que não permite compensar devidamente os casos de 4 e 16 amostras por símbolo. Como já foi referido, o número de coeficientes mínimo para o filtro compensar totalmente o sistema é diretamente proporcional ao quadrado da taxa de amostragem da ADC (equação 2.32). A equação 2.32 assinala que, para 300 km (dispersão de 4800 ps/nm), o número de coeficientes mínimos para compensar este sistema é de 5 coeficientes para o caso de 2 amostras por símbolo, 17 coeficientes para o de 4 amostras por símbolo e 249 coeficientes para o caso de 16 amostras por símbolo. Na experiência da Figura 57 aumentou-se o número de coeficientes do filtro para 80.

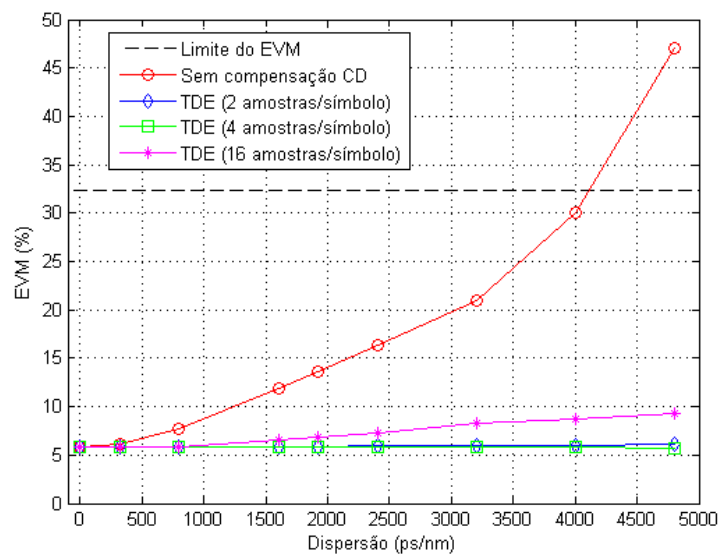


Figura 57 - EVM (%) vs. Dispersão (ps/nm) - Filtro FIR com 80 coeficientes.

O caso de 4 amostras por símbolo é agora compensado totalmente e o caso de 16 amostras teve uma melhoria substancial, no entanto não tão boa como as duas anteriores, uma vez que ainda se mantém abaixo dos 249 coeficientes necessários à respetiva situação. A mesma experiência foi realizada para esse caso e confirmou que de facto com 249 coeficientes já é possível compensar totalmente o sistema a 300 km de distância para 16 amostras por símbolo.

Seguidamente passou-se ao teste do algoritmo de compensação cromática, mas no domínio da frequência. Os valores de EVM obtidos apresentam-se em tabela (Tabela 3), já que as variações não são assinaladas. Utilizaram-se na compensação todas as amostras recolhidas - 16 amostras por símbolo.

Dispersão (ps/nm)	EVM (%)
320	5,78
3200	5,77
4800	5,76
8000	5,71
32000	5,76
160000	5,86

Tabela 3 - EVM vs Dispersão para o filtro FDE.

Repare-se que foi possível ultrapassar em larga escala os 4800 ps/nm. Em termos de penalidade, os algoritmos TDE e FDE são semelhantes. Mas para grandes quantidades acumuladas de dispersão, o filtro FDE exige menos esforço computacional [42]. Para compensar dispersões acumuladas de 32000 ps/nm, por exemplo, o algoritmo no domínio do tempo com 16 amostras por símbolo necessitava de qualquer coisa como 1650 coeficientes.

5.2.4.2 Equalização CMA

Para validação do equalizador CMA, utilizaram-se novamente dados do VPI, porque, mais uma vez, os resultados obtidos no laboratório apresentam pouca dispersão. O *setup* é o mesmo que na simulação anterior, mas desta vez com uma fibra de 100 km e consideraram-se todos os fenômenos associados à degradação do sinal na linha, exceto os efeitos não lineares. Os resultados do EVM em função do número de coeficientes do filtro adaptativo apresentam-se na Figura 58.

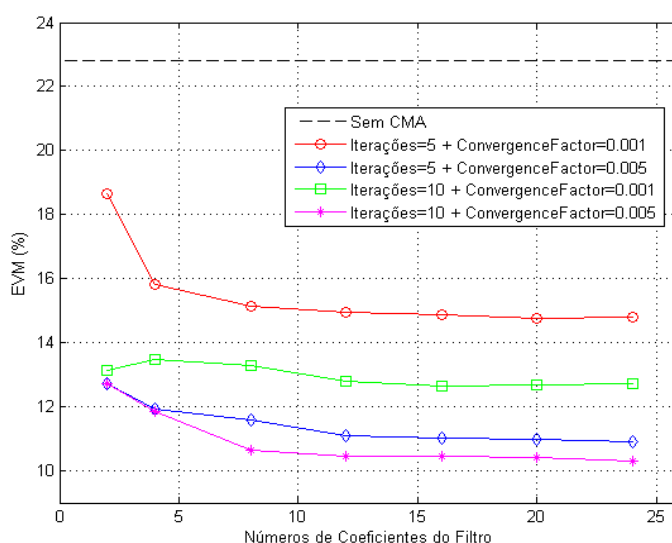


Figura 58 – EVM (%) vs. Número de coeficientes do filtro adaptativo.

A conclusão a obter do gráfico é que existem três factores que determinam a qualidade do filtro e que devem ser escolhidos de acordo com o sistema em particular. As iterações fazem com que os coeficientes do filtro convirjam para o sistema em causa. Os coeficientes do filtro definem a resolução do mesmo. E o factor de convergência depende do fenómeno da PMD, ou seja, depende da fibra.

5.2.4.3 Recuperação da Portadora

Para validação da recuperação da portadora, já foi possível o uso de resultados do laboratório, já que o sistema possui um desvio de portadora assinalável. O sistema laboratorial já foi apresentado na Figura 49, mas não se considera o sinal NRZ. O desvio de frequência de uma janela de dados recolhida estimado pelo algoritmo ao longo do tempo é representado na Figura 59. O laser utilizado apresenta uma *linewidth* aproximada de 10 MHz e foi recolhida uma janela com 1244 símbolos. Referir que toda a recuperação da portadora é realizada com uma amostra por símbolo, embora não seja uma condição necessária.

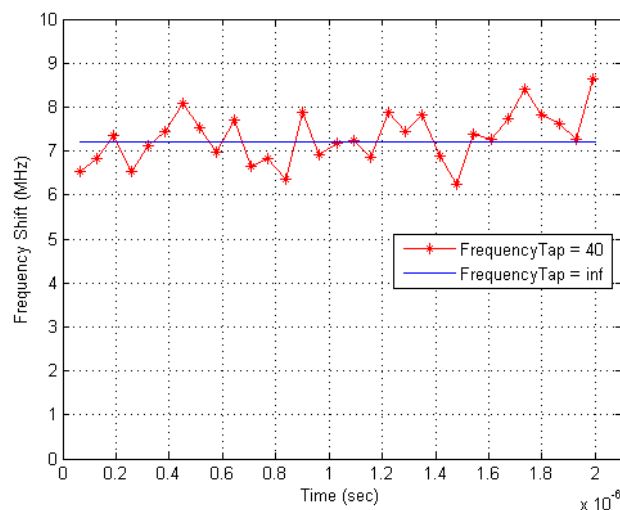


Figura 59 - Desvio de Frequência (MHz) vs. Tempo (seg) no sistema laboratorial.

O caso “FrequencyTap=40” significa que a estimativa da frequência foi realizada à média de 40 símbolos, enquanto “FrequencyTap=inf” significa que foi realizada uma média entre todos os símbolos da janela recolhida. Como se verifica, na janela recolhida o desvio de frequência do sistema foi sensivelmente constante ao longo do tempo (aproximadamente 7.2 MHz, ou seja, 1.15% da largura de banda do sinal QPSK em banda base), embora se a janela de dados fosse maior, isso não acontecia. E na Figura 60

apresenta-se uma representação no domínio do tempo do efeito da compensação do desvio de frequência da componente em fase do campo elétrico.

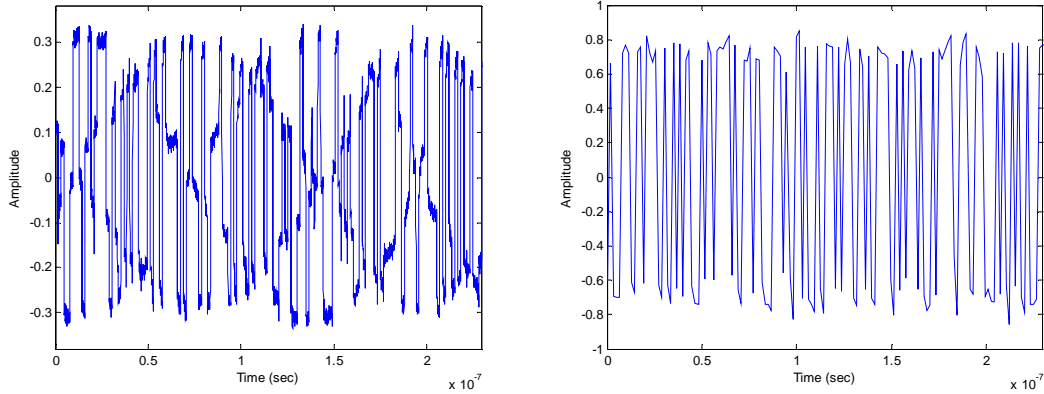


Figura 60 - Amplitude vs. Tempo (componente em fase do campo elétrico).
a) Sinal com desvio de frequência; b) Sinal com a compensação do desvio de frequência.

Quanto ao teste do algoritmo de *Viterbi and Viterbi*, foram usados dados do VPI e do laboratório. No VPI o sistema utilizado já foi identificado anteriormente, mas agora reduziu-se a taxa de bits do sinal QPSK para 1.25 Gbps e utilizaram-se dois lasers com *linewidth* respectiva de 100 e 500 kHz. O sistema do laboratório foi o mesmo, mas agora com o uso de dois lasers: um com *linewidth* de 100 kHz e outro com 10 MHz. A Figura 61 mostra o desvio da fase em função do tempo, do sistema utilizado no VPI e no laboratório. A estimativa do desvio de fase é realizada pelo algoritmo, com o parâmetro de “ViterbiTap=4”, que significa que a fase é estimada à média de 4 símbolos. Como este parâmetro é reduzido, os gráficos apresentados são apenas uma estimativa aproximada, uma vez que quanto menor for este valor, mais sensível é o algoritmo a fenômenos como o ruído.

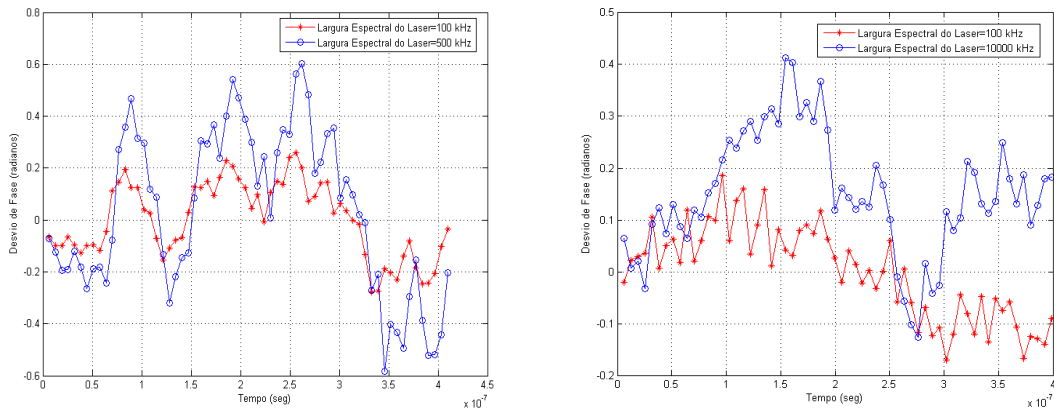


Figura 61 – Desvio de fase (radianos) estimado pelo algoritmo de *Viterbi* ao longo do tempo: a) VPI; b) Laboratório.

Na janela recolhida observa-se que o desvio de fase não foi constante ao longo do tempo, uma vez que a fase dos lasers varia frequentemente com o tempo. Assinalável é também a diferença entre os dois lasers utilizados - mais degradada pelo laser com maior *linewidth*. Já a Figura 62 mostra a eficácia no algoritmo de *Viterbi* no sistema, com a representação do EVM em função da *linewidth* dos lasers. Para este gráfico utilizaram-se apenas dados do VPI, uma vez que a *linewidth* dos lasers é simples de seleccionar. Foi recolhida uma janela com 2048 símbolos. As diferentes curvas correspondem a diferentes parâmetros de “ViterbiTap”.

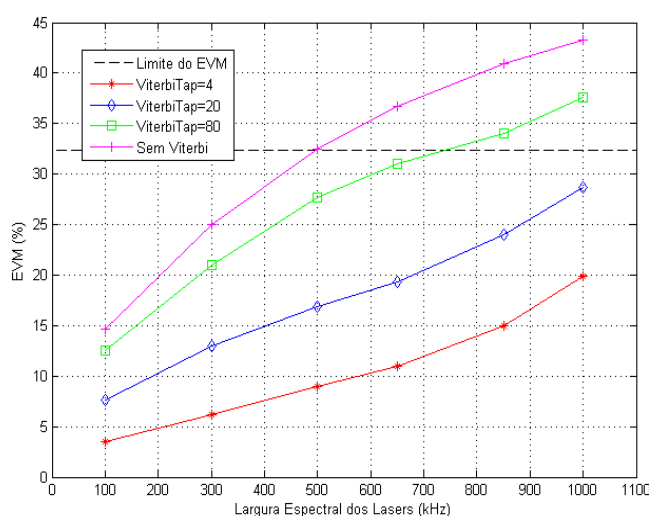


Figura 62 - EVM (%) vs. Linewidth dos lasers (KHz) - dados do VPI.

A melhoria do sistema é bastante assinalável à medida que diminuámos o parâmetro “ViterbiTap”, uma vez que o algoritmo consegue acompanhar com maior eficácia o desvio de fase ao longo do tempo.

5.2.5 Resultados do Laboratório

Neste subcapítulo é analisado o sinal QPSK a 1.244 Gbps. Em 5.2.5.1 é introduzido o caso *Back-to-Back* (B2B), em 5.2.5.2 o caso com 20 km de fibra e em 5.2.5.3 é inserido o cenário híbrido com o sinal NRZ e QPSK. Neste cenário híbrido vão ser também utilizados dados do VPI, apenas para comparação. A frequência de amostragem no laboratório foi de 50 Gsamples/s e no VPI de 80 Gsamples/s.

5.2.5.1 Cenário B2B (QPSK)

Para validação deste cenário, foi recolhida uma janela com 373 símbolos QPSK. As sucessivas compensações realizadas em *Matlab* de um exemplo de uma janela de dados recolhida do laboratório apresentam-se na Figura 63.

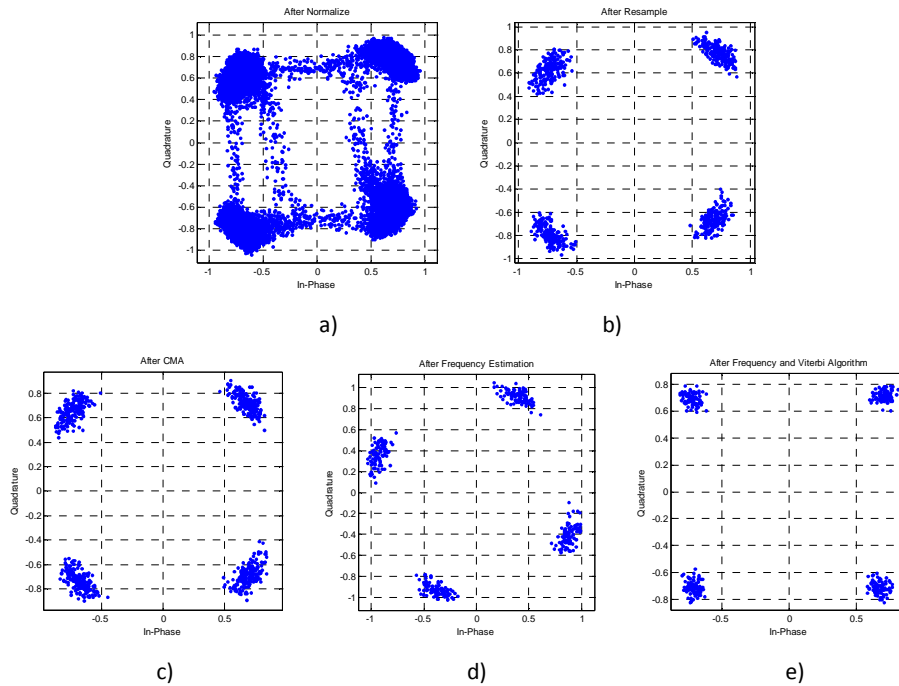


Figura 63 - Sucessivas representações do sinal complexo na compensação:
a) Sinal recebido (80 amostras por símbolo); b) Reamostragem (2 amostras por símbolo);
c) Equalizador CMA (2 amostras por símbolo); d) Estimativa da Frequência (1 amostra por símbolo);
e) Recuperação de Fase com ViterbiTap=4 (1 amostra por símbolo).

Não foi utilizado o algoritmo FDE e o CMA podia ser dispensado, uma vez que na situação B2B o sinal não chega a passar pela fibra. As figuras mostram que a seguir à reamostragem do sinal na melhor região do símbolo, a constelação fica praticamente perfeita, ou seja, a restante compensação pouco adiciona ao sistema. O algoritmo CMA acrescenta apenas um ligeiro “ganho” na constelação – o sinal recebido apresenta uma ligeira distorção face à constelação ideal, que depois do CMA é atenuada. Como o laser do transmissor é o mesmo que o laser do recetor, o sinal só é afetado por um ligeiro ruído de fase (devido a pequenos atrasos do sinal). A Tabela 4 apresenta resultados do EVM para diferentes valores de “ViterbiTap”.

ViterbiTap	EVM (%)
4	5,92
16	6,81
64	9,59

Tabela 4 - EVM para diferentes valores de ViterbiTap (B2B).

5.2.5.2 Cenário com fibra de 20 km (QPSK)

Nesta experiência acrescentou-se a fibra SMF com 20 km. Mais uma vez, foram recolhidos 373 símbolos. As sucessivas compensações realizadas no *Matlab* de um exemplo de dados recolhidos apresentam-se na Figura 64.

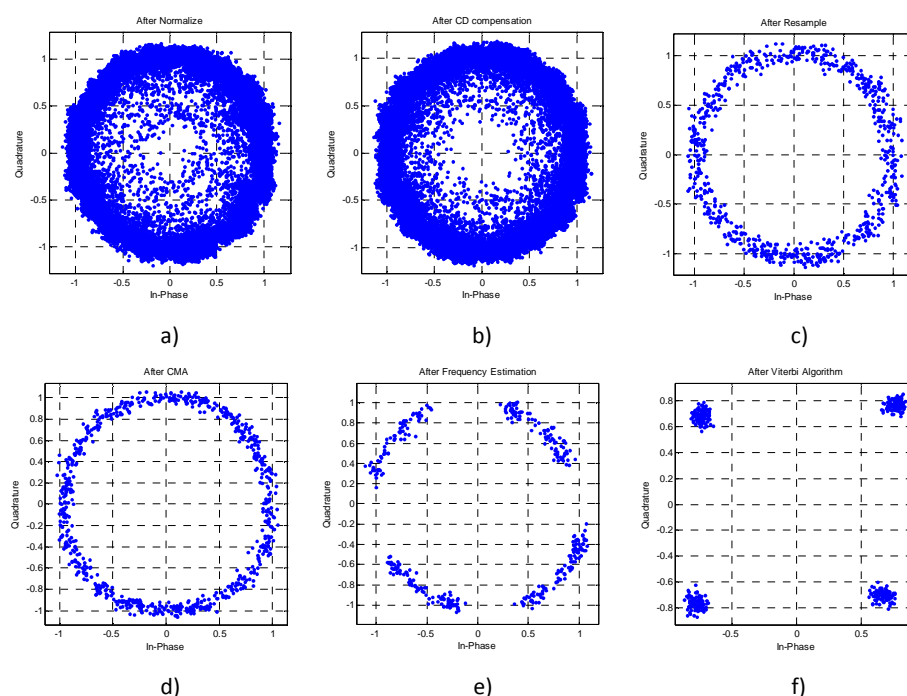


Figura 64 - Sucessivas representações do sinal complexo na compensação:

- a) Sinal recebido (80 amostras por símbolo); b) Compensação da dispersão cromática (80 amostras por símbolo);
- c) Reamostragem (2 amostras por símbolo); d) Equalizador CMA (2 amostras por símbolo); e) Estimativa do desvio de Frequência (1 amostra por símbolo); f) Recuperação de Fase com ViterbiTap=4 (1 amostra por símbolo).

As figuras mostram logo à partida que o sinal está afetado com um desvio de frequência (que foi neste caso de sensivelmente 7 MHz), ou seja, trata-se de um recetor *Intradyne*. Na opinião do autor, este fenómeno deve-se ao controlo em frequência dos lasers – como o laser do transmissor é o mesmo que o do oscilador local no recetor, existe um atraso do sinal ao passar pela fibra (que em B2B não acontecia), ou seja, durante esse curto espaço de tempo o laser desvia-se em frequência. A comparação entre

as duas primeiras constelações mostra que a compensação da dispersão cromática melhora ligeiramente o sistema, mas na prática com ou sem ela o resultado obtido para o EVM foi o mesmo, o que leva a concluir que o sistema não é praticamente afetado pela dispersão. De facto, como a fibra tem 20 km e a taxa de símbolos é de 622 MHz, o atraso provocado pela dispersão cromática é de $\Delta t = 1.64 \text{ ps}$, que corresponde a sensivelmente 0.1% do período de símbolo. Esta conclusão permite afirmar que a compensação da dispersão cromática não é importante para o sistema em concreto. A Tabela 5 mostra os resultados obtidos para o EVM para diferentes valores de “ViterbiTap”.

ViterbiTap\Sistema	FDE	CMA	FDE + CMA	Sem FDE/CMA
4	6,03	6,47	6,47	6,03
16	7,72	8,87	8,87	7,72
64	9,59	10,6	10,6	9,59

Tabela 5 - EVM (%) para diferentes compensações (20 km de Fibra).

Notar que, apesar do CMA ter permitido um ligeiro “ganho” visível na constelação da Figura 64, na prática o valor de EVM depois da recuperação da portadora foi ainda pior do que sem ele. De facto, como a dispersão do canal é praticamente nula e existe algum ruído no sistema, o filtro CMA não consegue modular corretamente o efeito inverso da dispersão na fibra, ou seja, tanto pode degradar, como melhorar ligeiramente o sistema. Os efeitos não lineares também não estão presentes, porque a potência é reduzida (logo não surge o efeito SPM) e não há a presença de outras portadoras - XPM e FWM são nulos. Da tabela concluí-se que, depois da compensação, as situações B2B e com fibra são em tudo semelhantes.

5.2.5.3 Cenário híbrido (QPSK + NRZ) com fibra de 20 km

Nesta experiência foi considerado o sinal NRZ (a 1550.12 nm) juntamente com o canal QPSK e o objetivo é verificar qual a interferência do canal NRZ no canal QPSK. Fez-se variar a separação entre os dois canais, alterando o comprimento de onda do sinal QPSK: 1530.35, 1535.07, 1539.80, 1545.35 e 1548.51 nm. Usaram-se também dados do VPI (256 símbolos recolhidos) para comparação de resultados e todas as suas especificações foram semelhantes com o laboratório. Do laboratório foram obtidas várias janelas de dados (tipicamente entre 10 e 15 - cada uma com 373 símbolos), e os resultados apresentados referem-se a uma média entre elas. A Figura 65, Figura 66 e Figura 67 apresentam os valores de EVM obtidos para a separação entre os canais, respetivamente para os casos do sinal NRZ a 0, 8 e 16 dBm – todos a 10 Gbps.

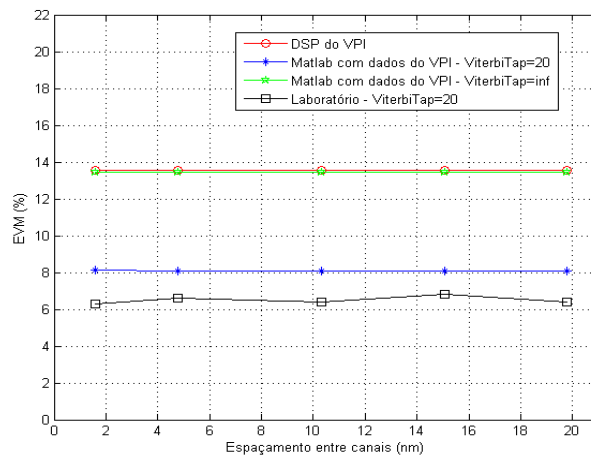


Figura 65 – EVM (%) vs. Espaçamento entre canais (nm) - NRZ a 0 dBm.

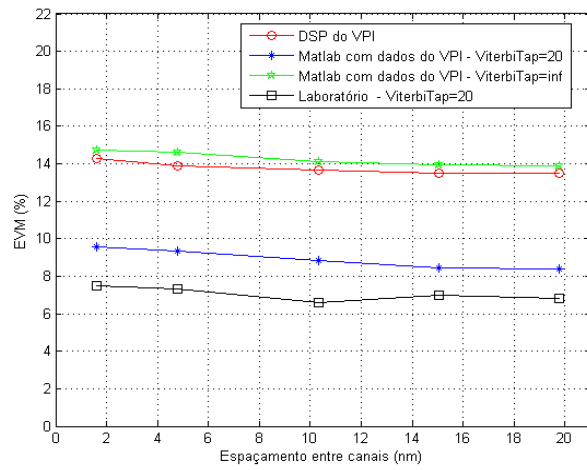


Figura 66 - EVM (%) vs. Espaçamento entre canais (nm) - NRZ a 8 dBm.

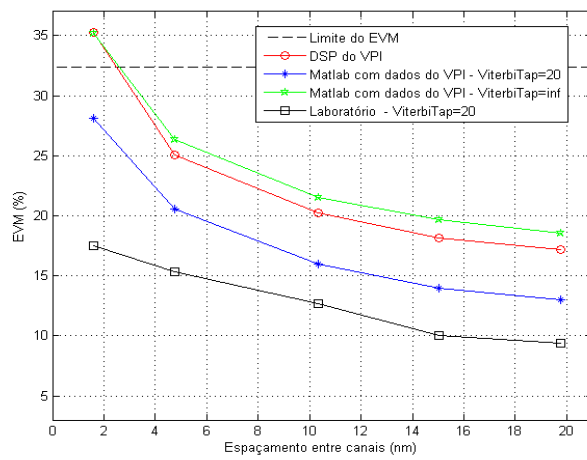


Figura 67 – EVM (%) vs. Espaçamento entre canais (nm) - NRZ a 16 dBm.

Cada gráfico apresenta quatro cenários, três deles referentes aos dados do VPI. Em todos os casos os dados do VPI foram piores que os registrados no laboratório. Mas o que importa salientar é que a tendência das curvas foi semelhante. E na Figura 68 apresentam-se diferentes cenários de laboratório referentes à taxa de transmissão do canal NRZ a 6, 10 e 40 Gbps e potência de 0, 8 e 16 dBm.

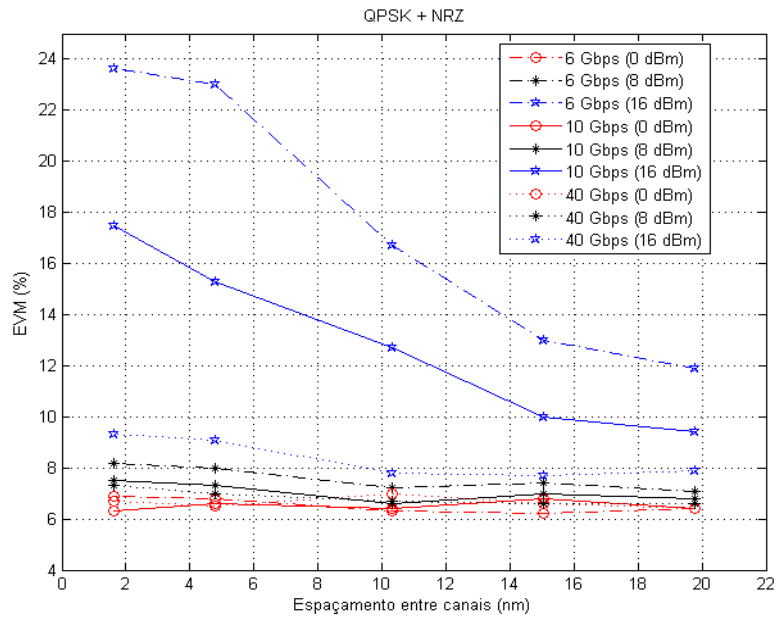


Figura 68 – EVM (%) vs. Espaçamento entre canais (nm) (ViterbiTap=20):
QPSK + NRZ – Laboratório.

Em todos os cenários, as situações do sinal NRZ a 0 dBm e a 8 dBm não chegam a provocar grande interferência no sinal QPSK, como já se tinha concluído no capítulo anterior com a Figura 45 (para 0 dBm). Quando essa potência é aumentada para 16 dBm, a interferência surge e aumenta com a diminuição da separação entre os dois canais, devido ao efeito não linear XPM. O efeito FWM não chega a causar grande interferência, porque só estão presentes dois canais WDM. Verifica-se também que, quanto maior a taxa de bits do sinal NRZ, menor a sua interferência no sinal QPSK. A situação do sinal NRZ a 40 Gbps não chega praticamente a provocar qualquer interferência. A conclusão pode ser obtida através da Figura 22, onde se pode verificar que para taxas de 40 Gbps o efeito XPM é residual. A mesma conclusão já tinha sido verificada com a simulação da Figura 46.

5.3 UDWDM QPSK a 13 x 1.244 Gbps

Depois da análise afetuada a um simples sinal QPSK, introduziu-se o sistema UDWDM com 13 portadoras QPSK, com separação entre elas de 3.125 GHz (0.025 nm). Nesse sentido, em 5.3.1 vai ser apresentado o *setup* laboratorial usado e em 5.3.2 e 5.3.3 são analisados os casos B2B e 20 km de fibra.

5.3.1 Implementação Laboratorial

O sistema laboratorial utilizado apresenta-se na Figura 69.

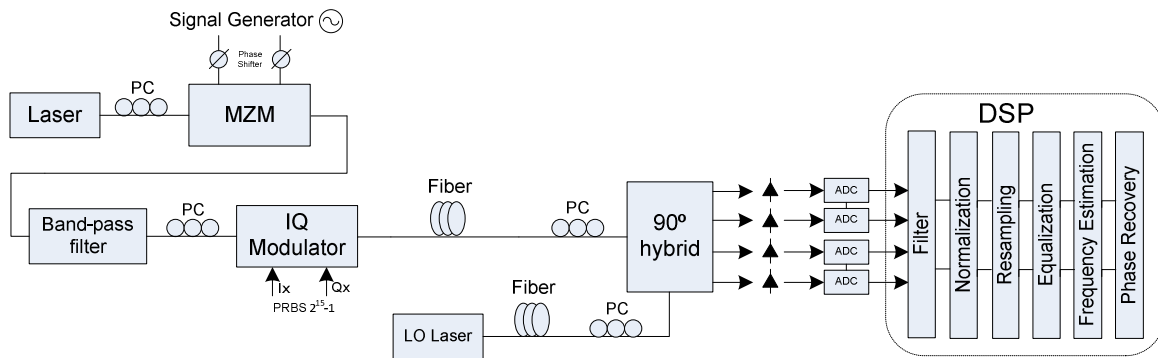


Figura 69 – Diagrama de blocos do sistema usado no laboratório.

Um sinal de onda contínua (CW) é gerado à frequência ótica, com um controlador de polarização à sua saída a maximizar a sua potência. Um modulador *Mach Zehnder* (MZM) é usado para gerar a portadora multicanal - o seu princípio de funcionamento pode ser visto em [43]. Para geração desta portadora multicanal com os canais separados por 3.125 GHz, o *phase shifter* utilizado foi de sensivelmente 190° e a frequência do sinal RF de 3.125 GHz. O filtro passa banda está presente para seleccionar os canais pretendidos. Os canais gerados são depois modulados em QPSK a 1.244 Gbps, através de um modulador IQ, e a potência deste sinal à entrada da fibra é de 0 dBm. Seguidamente o sinal é encaminhado para uma fibra SMF de 20 km. A Figura 70 apresenta o espectro da portadora QPSK multicanal e o espectro de um canal QPSK seleccionado dessa mesma portadora.

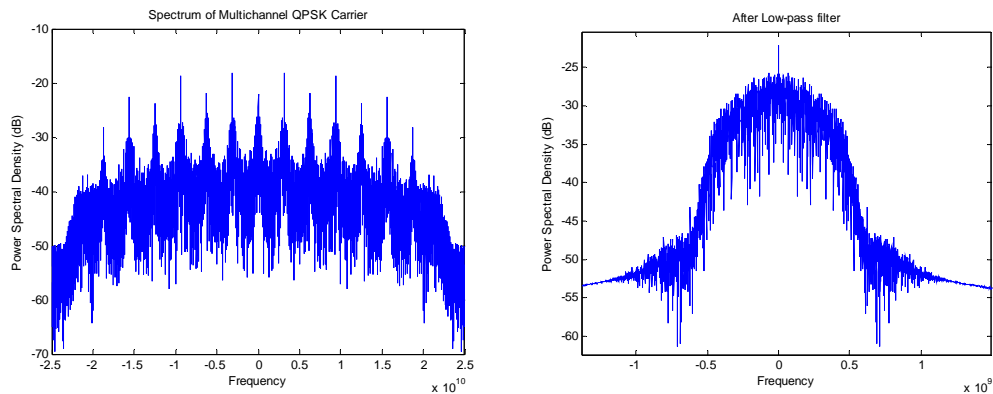


Figura 70 – a) Espectro da portadora QPSK multicanal; b) Canal seleccionado da portadora multicanal.
(Frequência de corte = $0.75 * \text{Taxa de Símbolo} = 0.75 * 622 \text{ MHz}$)

No recetor, o *setup* é semelhante ao sistema relatado em 5.2. As técnicas de compensação pós-deteção são as mesmas, sendo apenas adicionado um filtro para seleccionar um canal QPSK da portadora multicanal (UDWDM), a fim de avaliar a qualidade do sinal recebido.

Neste sistema existe, contudo, uma degradação no sinal à saída do modulador IQ face ao sistema relatado em 5.2, o que não vai permitir fazer comparações com este. No ponto 5.2 afetuava-se o *drive* da sequência de dados PRBS através de um *electrical drive*, porque a amplitude desse sinal PRBS é muito reduzida. Ora este *electrical drive* é agora necessário para gerar a portadora multicanal, ou seja, a sequência PRBS não possui uma qualidade tão boa e o sinal à saída do modulador IQ é ligeiramente mais ruidoso, como se vai poder visualizar em 5.3.2. Por outro lado, o laser agora utilizado é muito melhor, com uma *linewidth* de 100 kHz (contra os 10 MHz anteriores). E além disso, colocou-se uma fibra SMF de 20 km entre o laser do oscilador local (que é o mesmo do transmissor) e o acoplador híbrido 90° , para provocar um atraso neste sinal, a fim de se verificar se o desvio de frequência é atenuado face à situação em 5.2.5.

5.3.2 Cenário B2B (UDWDM QPSK)

Para análise de resultados B2B, no recetor selecciona-se a portadora multicanal centrada em 0 Hz (DC). A Figura 71 mostra a qualidade do filtro passa baixo usado, em função da frequência de corte do mesmo. Como se verifica, o melhor resultado obtém-se para uma frequência de corte na zona dos $1.8 * \text{Taxa de Símbolos do sinal}$ ($1.8 * 622 \text{ MHz}$). Na experiência foram usados 621 símbolos QPSK.

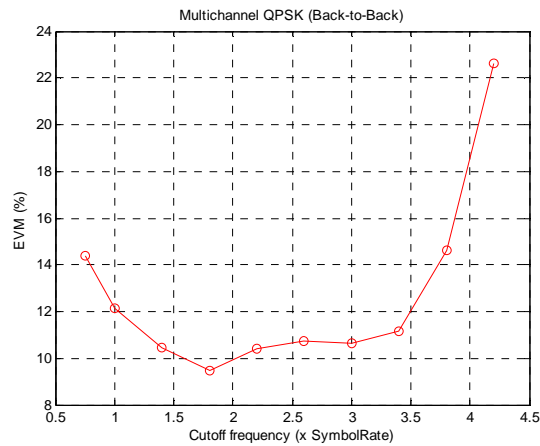


Figura 71 - EVM (%) vs. Frequência de corte do filtro (x SymbolRate) para seleccionar um canal da portadora multicanal (Back-to-Back) - ViterbiTap=16.

Já na Figura 72 apresenta-se um exemplo das sucessivas representações do sinal complexo na compensação do sistema multicanal. Como foi referido anteriormente, uma vez que não foi possível realizar o *drive* do sinal PRBS, a constelação em B2B apresenta mais ruído/distorção face ao sistema abordado em 5.2.

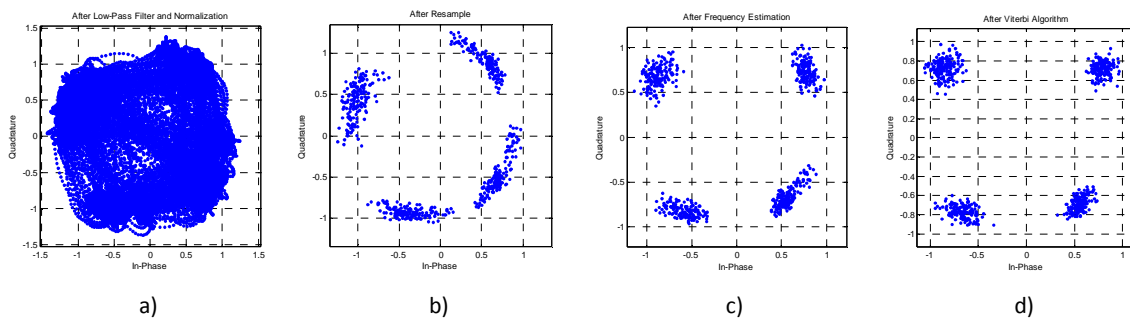


Figura 72 - Sucessivas representações do sinal complexo na compensação:

- a) Sinal QPSK recebido depois de filtrado (80 amostras por símbolo);
- b) Reamostragem (1 amostras por símbolo);
- c) Estimativa da Frequência (1 amostra por símbolo);
- d) Recuperação de Fase com ViterbiTap=16 (1 amostra/símbolo).

A Tabela 6 apresenta os resultados do EVM (%) obtidos em B2B para a portadora multicanal, com a situação *Singlechannel* presente apenas para se verificar qual a penalidade ocorrida pelo *crossstalk*. Os valores correspondem a uma média afetuada entre várias janelas de dados recolhidas (tipicamente entre 5 e 10).

ViterbiTap	Singlechannel	Multichannel
4	7,52	9,21
16	7,40	9,47
64	8,73	9,71

Tabela 6 – EVM (%) para diferentes valores de ViterbiTap (Back-to-Back).

5.3.3 Cenário com fibra de 20 km (UDWDM QPSK)

A Figura 73 mostra uma conclusão semelhante ao caso B2B, mas agora com a utilização da fibra SMF de 20 km.

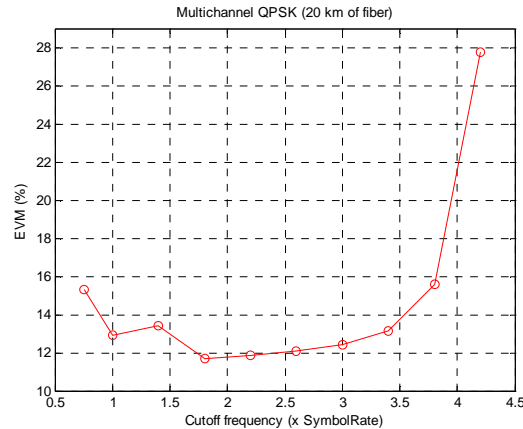
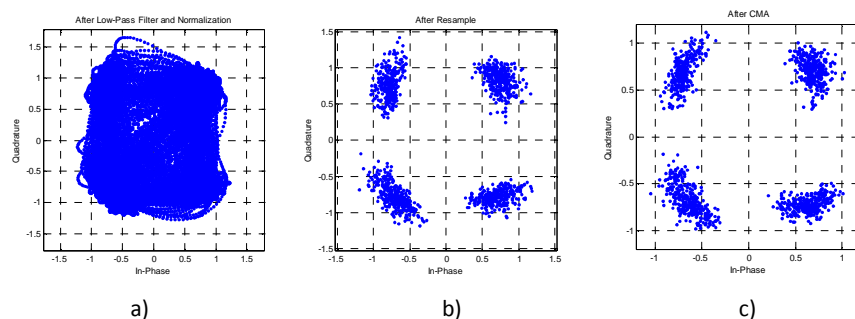


Figura 73 - EVM (%) vs. Frequência de corte do filtro (x SymbolRate) para seleccionar um canal da portadora multicanal (20 km de fibra) - ViterbiTap=16.

Em termos de compensação, dispensou-se o uso do equalizador FDE, uma vez que a dispersão é praticamente nula neste sistema. As sucessivas compensações de um exemplo multicanal (com 621 símbolos) apresentam-se na Figura 74. Como agora existe um atraso do sinal do oscilador local provocado por uma fibra, o desvio de frequência é residual, permitindo concluir que de facto o problema do desvio de frequência registado em 5.2.5 pode estar relacionado com o controlo em frequência do laser. Apenas o algoritmo de *Viterbi* consegue melhorar ligeiramente os resultados: atenua as pequenas flutuações aleatórias em frequência ao longo do tempo e corrige o ruído de fase dos lasers, que em todo o caso é mais reduzido que em 5.2.5, uma vez que o laser é de melhor qualidade.



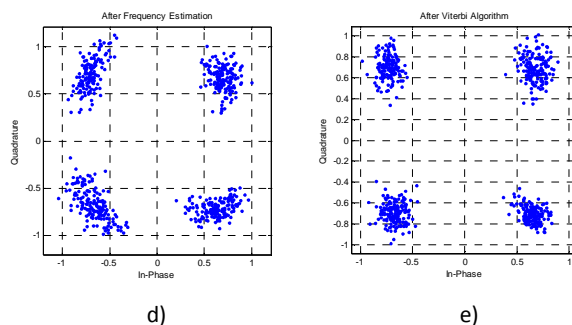


Figura 74 - Sucessivas representações do sinal complexo na compensação:
a) Sinal QPSK recebido depois de filtrado (80 amostras por símbolo); b) Reamostragem (2 amostras por símbolo);
c) Equalizador CMA (2 amostras por símbolo); d) Estimativa da Frequência (1 amostra por símbolo); e) Recuperação de Fase com ViterbiTap=16 (1 amostra por símbolo).

Na Tabela 7 apresentam-se os resultados do EVM (%) obtidos. Mais uma vez, a dispersão na fibra é muito reduzida e verifica-se que o uso do equalizador CMA não é importante.

ViterbiTap\Sistema	Singlechannel (CMA)	Singlechannel (Sem CMA)	Multichannel (CMA)	Multichannel (Sem CMA)
4	9,08	9,35	10,87	11,59
16	10,17	9,39	11,08	11,68
64	10,81	10,37	12,17	12,63

Tabela 7 - EVM (%) para diferentes sistemas (20 km de Fibra).

Sobre a penalidade dos efeitos XPM e FWM em relação ao caso B2B (sistema multicanal, apenas) nada se pode adiantar, uma vez que a constelação obtida pelo modulador é bastante ruidosa e é impossível estimar o ruído introduzido pelos efeitos XPM e FWM sobre esse ruído. Referir também que não foi possível levar o caso *Singlechannel* com fibra de 20 km para os mesmos valores que o sinal em B2B (como aconteceu em 5.2.5.1 e 5.2.5.2), novamente porque um sinal ruidoso complica a tarefa da compensação.

5.4 Conclusões

Neste capítulo foi possível analisar o desempenho do sistema QPSK e a respetiva compensação que leva ao bom desempenho do sistema. A primeira análise laboratorial afetou a validação do sistema QPSK a 1.244 Gbps (0 dBm) em 20 km de fibra e depois para o caso do sistema UDWDM QPSK a 13 x 1.244 Gbps, também a 0 dBm. Neste último, o emprego de canais de modulação em fase (como QPSK) e a 0 dBm faz com que o efeito XPM seja praticamente nulo, tornando o FWM no principal efeito não linear responsável

pela degradação ocorrida na propagação na fibra [44]. Do cenário híbrido QPSK + NRZ retiraram-se as seguintes conclusões:

- Quanto maior a taxa de bits do canal adjacente, menor é o efeito XPM e, conseqüentemente, menor a penalidade no sistema QPSK;
- Para potências do canal adjacente inferiores a 8 dBm, o efeito XPM não apresenta praticamente nenhuma interferência, podendo ser utilizado sem grande penalidade até espaçamentos entre canais de, pelo menos, 2 nm.

Em 5.2, devido à excelente constelação obtida à saída do modulador IQ, os algoritmos de compensação levaram o sistema com fibra de 20 km a valores muito semelhantes ao caso B2B. Em 5.3, devido ao ruído introduzido pelo modulador IQ, a compensação não foi tão eficaz. Isto significa que sistemas ruidosos complicam o trabalho dos algoritmos de compensação em DSP, que estão desenhados apenas para os fenômenos lineares associados à propagação na fibra.

O desvio de portadora (frequência e fase) foi a degradação mais assinalada no sistema, mas é um fenômeno relativamente fácil de compensar, através de linearizações. Em tempo real, esta tarefa de compensação é dificultada, porque deve recorrer a algoritmos sofisticados de controlo com realimentação.

6 Conclusões e Trabalho Futuro

Neste trabalho foi possível analisar o desempenho da detecção coerente como solução para as futuras redes de acesso em comunicações ótica. Inicialmente verificou-se em simulador VPI que, o sistema PDM-QPSK a 0 dBm com detecção coerente seguida de processamento digital de sinal em DSP, é um forte candidato no *upgrade* para as futuras redes de acesso, porque:

- A multiplexagem de informação nas duas polarizações permite ver duplicada a eficiência espectral, praticamente sem penalidade;
- A 0 dBm os efeitos intra-canal são reduzidos;
- A introdução de sistemas UDWDM necessita de uma penalidade em termos de XPM muito reduzida - o efeito XPM é fortemente atenuado para potências iguais ou inferiores a 0 dBm e com formatos de modulação de amplitude constante, como o caso da modulação QPSK;
- Os algoritmos de compensação incorporados no recetor coerente do sistema possibilitam o uso de altas taxas de transmissão, uma vez que a dispersão cromática deixa de ser problema;
- O sistema a 4 dBm responde a mais de 80 km praticamente sem penalidade, porque (com os algoritmos de compensação) o parâmetro de degradação torna-se na atenuação.

E no final, introduziu-se o ambiente laboratorial, com as seguintes conclusões:

- O sistema QPSK a 1.244 Gbps a 20 km não apresenta grande penalidade face à situação B2B;
- Para 1.244 Gbps e 20 km de fibra a dispersão cromática é praticamente nula;
- Desvios de fase e frequências são os principais fenómenos associados à degradação do sistema – os algoritmos de recuperação de frequência e *Viterbi* são por isso fundamentais; o desvio de frequência na fibra pode ser atenuado com um laser com melhor controlo de frequência - contudo, o uso do algoritmo nunca deve ser dispensado, porque existem sempre pequenas flutuações de frequência na fibra;
- Com dois lasers diferentes e caso fossem semelhantes ao utilizado em 5.2.5, também o caso B2B viria a sofrer desvio de frequência considerável;

- Os algoritmos de compensação digitais apresentam o pico do desempenho na ausência de ruído; o sistema deve, por isso, possuir uma constelação à saída do modulador IQ a menos ruidosa possível e assim tirar o melhor proveito possível dos algoritmos de compensação;
- Em cenário híbrido, o efeito XPM anula-se praticamente para potências inferiores a 8 dBm;
- Taxas de transmissões elevadas nos canais adjacentes levam à redução da interferência relativa ao efeito XPM;
- Como para 0 dBm o efeito XPM é praticamente nulo, o efeito FWM surge como o efeito não linear responsável pela degradação do canal no sistema UDWDM a 0 dBm [44].

Porém, existe ainda muito trabalho a fazer pela frente. São necessários mais testes em laboratório com a detecção coerente, de preferência com a utilização de dados de transmissão com maior qualidade (como os utilizados em 5.2 ou melhores). O trabalho futuro deve, por isso, incidir essencialmente sobre os seguintes tópicos:

- Afetuar mais testes ao desempenho do sistema UDWDM, que permita tirar ilações sobre a penalidade dos efeitos XPM e FWM;
- Utilização de novos formatos de modulação multinível, como o caso da modulação 8-PSK ou 16-QAM, que necessitam de alterações nos algoritmos de compensação;
- Aumentar taxas de transmissão, para tirar o máximo proveito da sensibilidade da detecção coerente; aumentando a taxa de transmissão, a dispersão vai surgir no sistema e é necessário analisar o desempenho dos equalizadores digitais;
- Aumentar o comprimento da fibra;
- Introduzir as vantagens da multiplexagem por divisão em polarização (PDM), uma técnica que nesta dissertação foi apenas analisada em simulador.

7 Bibliografia

- [1] PTDC/EEA-TEL/108412/2008.
- [2] <http://www.cisco.com/>. Junho de 2012
- [3] S. J. Savory, "Digital filters for coherent optical receivers," 2008.
- [4] T. L. Ivan P. Kaminow, Alan E. Willner., "Optical Fiber Telecommunications," Systems and Networks, vol. volume V, 2008.
- [5] J.-X. C. H. Zhang, H. G. Batshon, C. R. Davidson, Y. Sun, M. Mazurczyk, D. G. Foursa, A. Pilipetskii, G. Mohs, Neal S. Bergano, "16QAM transmission with 5.2 bits/s/Hz spectral efficiency over transoceanic distance," TE SubCom, 250 Industrial Way West, Eatontown, New Jersey 07724, USA, 2012.
- [6] F. Leonid G. Kazovsky, IEEE, Fellow, OSA, Wei-Tao Shaw, David Gutierrez, Ning Cheng, and Shing-Wa Wong, "Next-Generation Optical Access Networks," IEEE, 2007.
- [7] <http://www.vpiphotonics.com/>, Julho de 2012
- [8] K. Kikuchi, "Digital Coherent Optical Communications Systems: fundamentals and future prospects," 2011.
- [9] S. J. Savory, "Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems," Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of, vol. 16, pp. 1164-1179, 2010.
- [10] Y. Jiang, "Performance Analysis of ZF and MMSE Equalizers for MIMO Systems: An In-Depth Study of the High SNR Regime," IEEE, 2011.
- [11] M. E. Austin, "Decision Feedback Equalization for Digital Communication Over Dispersive Channels," M.I.T. Research Laboratory of Electronics Technical Report 461, August 1967.
- [12] "Equalization: The Correction and Analysis of Degraded Signals," Agilent Technologies, 2005.
- [13] W. Jin and J. M. Kahn, "Performance of electrical equalizers in optically amplified OOK and DPSK systems," Photonics Technology Letters, IEEE, vol. 16, pp. 1397-1399, 2004.
- [14] W. Hui, J. A. Tierno, P. Pepeljugoski, J. Schaub, S. Gowda, J. A. Kash, and A. Hajimiri, "Integrated transversal equalizers in high-speed fiber-optic systems," Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 38, pp. 2131-2137, 2003.
- [15] S. Senol, "Performance Comparison of Adaptive Decision Feedback Equalizer and Blind Decision Feedback Equalizer," 2004.
- [16] E. Ip and J. M. Kahn, "Digital Equalization of Chromatic Dispersion and Polarization Mode Dispersion," Lightwave Technology, Journal of, vol. 25, pp. 2033-2043, 2007.
- [17] B. Spinnler, "Equalizer Design and Complexity for Digital Coherent Receivers," Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of, vol. 16, pp. 1180-1192, 2010.
- [18] T. Xu, "Digital Dispersion Equalization and Carrier Phase Estimation in 112-Gbit/s Coherent Optical Fiber Transmission System," Licentiate Thesis Stockholm, Sweden, 2011.
- [19] G. J. T. Xu, S. Popov, M. Forzati, J. Mårtensson, M. Mussolin, J. Li, K. Wang, Y. Zhang and A. T. Friberg, "Frequency-Domain Chromatic Dispersion Equalization Using Overlap-Add Methods in Coherent Optical System," 2011 De Gruyter.
- [20] K. K. Satoshi Tsukamoto, and Kazuro Kikuchi, Member, "Unrepeated Transmission of 20-Gb/s Optical Quadrature Phase-Shift-Keying Signal Over 200-km Standard Single-Mode

- Fiber Based on Digital Processing of Homodyne-Detected Signal for Group-Velocity Dispersion Compensation," *IEEE*.
- [21] <http://www.dspalgorithms.com/aspt/asptnode20.html>, Abril de 2012
- [22] F. Yangyang, C. Xue, Z. Weiqin, Z. Xian, and Z. Hai, "The Comparison of CMA and LMS Equalization Algorithms in Optical Coherent Receivers," in *Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM)*, 2010 6th International Conference on, 2010, pp. 1-4.
- [23] J. Chen, "CARRIER RECOVERY IN BURST-MODE 16-QAM," A Thesis Submitted to the College of Graduate Studies and Research in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Science in the Department of Electrical Engineering University of Saskatchewan Saskatoon, Saskatchewan, June 2004.
- [24] G. P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics and its Applications in Optical Signal Processing," Institute of Optics University of Rochester Rochester, NY 14627, 2007.
- [25] <http://www.tpub.com/neets/tm/106-14.htm>., Maio de 2012
- [26] K.-P. HO, "Phase-Modulated Optical Communication," Institute of Communication Engineering and Department of Electrical Engineering National Taiwan University, Taipei 106, Taiwan.
- [27] "Introduction to Chromatic Dispersion," Luna Technologies – Optical Component DNA.
- [28] <http://www.fiberopticonline.com>, Julho de 2012
- [29] L. Xu, "Polarization Mode Dispersion Analysis via Spectral Polarimetry And High-Order Correlations," A Thesis Submitted to the Faculty of Purdue University, August 2006.
- [30] I. K. T. Li, "Optical Fiber Telecommunications - IV-B - Systems and Impairments."
- [31] W. S. a. I. Djordjevic, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Optical Communications," 2010.
- [32] Y. Fukada, "Probability Density Function of Polarization Dependent Loss (PDL) in Optical Transmission System Composed of Passive Devices and Connecting Fibers," *J. Lightwave Technol.*, vol. 20 pp. 953-964, June 1998.
- [33] F. C. Gordero, "Polarization Dependent Loss (PDL) in Polarization Multiplexed and Hybrid Optical Networks," Master of Science in Electronics.
- [34] G. P. Agrawal, "Nonlinear Effects in Optical Fibers," Institute of Optics University of Rochester Rochester, 2006.
- [35] S. P. S. a. N. Singh, "Nonlinear Effects in Optical Fibers: Origin, Management and Applications," *Progress In Electromagnetics Research*, 2007.
- [36] P. M. A. Monteiro, "Redes Ótica Avançadas Coerentes NG-PON2," Tese da Universidade de Aveiro, 2010.
- [37] J.-H. Lee, "Analysis and Characterization of Fiber Nonlinearities with Deterministic and Stochastic Signal Sources," 2000.
- [38] L.-S. Y. X. Steve Yao, B. Zhang, A. E. Willner, and Junfeng Jiang, "All-optic scheme for automatic polarization division demultiplexing," 11 June 2007.
- [39] D. V. S. Thiago F. Portela, Valery N. Rozental, Hugo B. Ferreira, Darli A. A. Mello, "Analysis of Signal Processing Techniques for Optical 112 Gb/s DP-QPSK Receivers with Experimental Data," *SBMO/SBMag*, 2011.
- [40] M. S. R. Rishad Ahmed Shafik, AHM Razibul Islam, "On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics," 4th International Conference on Electrical and Computer Engineering ICECE, 2006.
- [41] M. L. Boucheret, I. Mortensen, H. Favaro, and E. Belis, "A new algorithm for nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase," in *Satellite Communications - ECSC-3*, 1993., 3rd European Conference on, 1993, pp. 155-159.
- [42] J. C. Geyer, C. R. S. Fludger, T. Duthel, C. Schulien, and B. Schmauss, "Efficient frequency domain chromatic dispersion compensation in a coherent Polmux QPSK-receiver," in

- Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010 Conference on (OFC/NFOEC), 2010, pp. 1-3.*
- [43] *T. Sakamoto, T. Kawanishi, and M. Izulsu, "Optimization of Electro-Optic Comb Generation Using Conventional Mach-Zehnder Modulator," in Microwave Photonics, 2007 IEEE International Topical Meeting on, 2007, pp. 50-53.*
- [44] *J. D. Reis, D. M. Neves, and A. L. Teixeira, "Density and Guard Band in Migration Scenarios to Coherent Ultra-Dense WDM," in Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011), 2011 IEEE, 2011, pp. 1-5.*