

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Transmissão e Receção a 40 Gb/s e 100 Gb/s

Carla Filipa Martins de Macedo

VERSÃO PROVISÓRIA

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Telecomunicações, Electrónica e Computadores

Orientador: Prof. Henrique Manuel de Castro Faria Salgado
Orientador: Eng. Cláudio Emanuel Rodrigues

Julho de 2012

Resumo

O crescimento contínuo de tráfego está rapidamente a levar a capacidade de transmissão de informação das redes óticas ao limite. Os sistemas de transmissão tradicionais baseados na modulação em intensidade e detecção direta usam o espectro disponível de forma ineficiente, o que os impede de responder à crescente necessidade de largura de banda.

O aumento do tráfego registado nos sistemas de telecomunicações tem levado ao desenvolvimento de formatos de modulação óticos avançados em conjunto com técnicas de detecção coerente. Assim, será possível aumentar as distâncias de transmissão e as taxas de transmissão. Os sistemas coerentes são capazes de extrair informação da amplitude, da fase e da polarização, permitindo o uso de formatos de modulação de duas polarizações ortogonais. Ao mesmo tempo, tem-se feito esforços para maximizar a eficiência espectral.

Uma vez que toda a informação do sinal ótico está disponível, sem qualquer perda de informação, é possível aplicar técnicas de compensação digital do sinal. O pós-processamento digital de sinal desempenha um papel de destaque na nova geração de sistemas óticos coerentes. A implementação de tarefas básicas do recetor coerente no domínio digital (estimação de fase, estimação de frequência, controlo de polarização) está na base de uma drástica redução de complexidade e custo. Estas técnicas de pós-compensação permitem reduzir o impacto dos efeitos lineares e não-lineares da fibra ótica que prejudicam a propagação do sinal, como a dispersão cromática, a dispersão dos modos de polarização e o ruído introduzido pelos lasers.

Nesta dissertação são estudados formatos de modulação para taxas de transmissão de 40Gb/s e 100Gb/s, bem como técnicas de detecção coerente. Além disto, aborda-se técnicas de compensação digital de sinal baseadas em equalização digital dinâmica e estática com recurso a filtros de resposta finita ao impulso (FIR). Foram desenvolvidos sistemas de simulação em *software* VPITransmissionMaker, para análise dos sistemas óticos. As técnicas de compensação têm um papel fundamental no aumento da distância de transmissão.

Abstract

The continuous growth of internet traffic is rapidly leading to the limit the data transfer capacity of optical networks.

The traditional transmission systems, based on the intensity modulation and direct detection use inefficiently the available spectrum, what makes difficult to give a proper response to the growing demand of bandwidth.

The registered increase of traffic on the optical communication systems has led to the development of advanced modulation formats along with coherent detection techniques. Thereby, it will be possible to increase the transfer distances and the transmission rates. Coherent systems are capable of extracting information on the amplitude, phase and polarization, allowing the use of double orthogonal polarization modulation formats. Meanwhile, strong efforts have been made to maximize the spectral efficiency.

Since all information on the optical signal is available, without any loss of information, it's possible to apply signal digital compensation techniques. The signal digital post-processing plays a major role on the new generation of coherent optical systems. The implementation of basic tasks of the coherent receptor on the digital domain (phase estimate, frequency estimate, polarization control) is on the basis of a dramatic reduction in complexity and cost. These post-compensation techniques allow the reduction of the impact effects that affect the signal propagation on fiber, like chromatic dispersion, polarization modes dispersion, and the noise introduced by lasers.

In this dissertation the adequate modulation formats for bitrates of 40 Gb/s to 100 Gb/s are analysed, along with coherent detection techniques. Digital signal compensation techniques based on the dynamic and static digital equalization using finite response to impulse filters (FIR) are also addressed. Simulation systems were developed on the VPITransmissionMaker software, to make possible the analysis of compensation on optical systems. These compensation techniques play an important role on the increase of the transmission distance.

Agradecimentos

Decido este trabalho aos meus pais, irmã Catarina e Paulo por toda a ajuda e apoio incondicional que me deram durante a realização da dissertação ao longo do semestre.

Ao Professor Dr. Henrique Salgado por me orientar e estar sempre disponível quando as dúvidas surgiam.

Ao Eng. Cláudio Rodrigues pelo acompanhamento demonstrado ao longo deste trabalho e pela integração na empresa PT-Inovação.

Índice

Resumo	iii
Abstract.....	v
Agradecimentos	vii
Índice.....	ix
Lista de figuras	xi
Lista de tabelas	xv
Abreviaturas e Símbolos	xvi
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 - Sistemas de Comunicações Óticas	2
1.2 - Motivação	4
1.3 - Objetivos e Estrutura da Dissertação.....	6
Capítulo 2	8
Propagação do Sinal em Fibra Ótica.....	8
2.1 - Introdução.....	8
2.2 - Atenuação	9
2.3 - Dispersão Cromática.....	10
2.4 - Não linearidades de Kerr	13
2.5 - Dispersão por modo de polarização	16
2.6 - Conclusão	16
Capítulo 3	18
Modulação e Detecção do Sinal em Fibra Ótica.....	18
3.1 - Introdução.....	18
3.2 - Formatos de modulação ótica	18
3.3 - Moduladores	25
3.4 - Transmissores.....	29
3.5 - Detecção do sinal	31
3.6 - Conclusão	42
Capítulo 4	45
Simulações em VPI.....	45

4.1 - Introdução.....	45
4.2 - Compensação digital	45
4.3 - Simulações e resultados	58
4.4 - Conclusão	79
Capítulo 5	82
Conclusão	82
Anexos	83
Referências	87

Lista de figuras

Figura 1.1 - Distância de transmissão sem regeneração versus taxa de dados	2
Figura 1.2 - Diagramas de constelação para os formatos OOK e BPSK [12].....	5
Figura 2.1 - Espectro da atenuação para uma fibra monomodo	10
Figura 2.2 - Dispersão cromática (DC), dispersão material (DM) e dispersão de guia de onda (DW) para uma fibra monomodo padrão SSMF ($DC = DM + Dw$), baseada em [1]..	12
Figura 2.3 - Dispersão em função do comprimento de onda para uma fibra SSMF e para fibras DSF, baseada em [1]	12
Figura 3.1 - Formatos de modulação na intensidade	20
Figura 3.2 - Evolução temporal e constelação do formato OOK.....	20
Figura 3.3 - Espectro e diagrama de olho dos sinais NRZ-OOK e RZ-OOK	21
Figura 3.4 - Constelação do formato DB	21
Figura 3.5 - Espectro e diagrama de olho do formato DB.....	21
Figura 3. 6 - Formatos de modulação de fase	22
Figura 3. 7 - Evolução temporal e constelação do sinal BPSK.....	22
Figura 3.8 - Evolução temporal e constelação do sinal QPSK	23
Figura 3.9 - Espectro e diagrama de olho do formato NRZ-BPSK (figura da esquerda), 33% RZ-BPSK (figura do meio) e NRZ-QPSK, gerados com auxílio do modulador MZ.....	24
Figura 3.10 - Diagrama de constelação do formato DP-QPSK	24
Figura 3.11 - Espectro ótico do formato PM-QPSK a 100 Gbit/s (25Gbaud)	24
Figura 3.12 - Esquema da estrutura de um modulador <i>Mach-Zehnder</i> [26]	26
Figura 3.13 - Transmissão de potência em função da diferença de tensão entre os braços de um modulador MZ (V_{π} - tensão de condução ou comutação).....	27
Figura 3.14 - Estrutura do modulador ótico IQ	28
Figura 3.15 - Princípio da modulação IQ.....	28

Figura 3.16 - Circuito de atraso e adição para sinais duobinário.....	29
Figura 3.17 - Estrutura de um transmissor QPSK (B- taxa de transmissão dos dados).....	30
Figura 3.18 - Estrutura do transmissor DP-QPSK (B- Taxa de transmissão de dados, PBC- <i>Polarization Beam Combiner</i>).....	30
Figura 3.19 - Recetor com deteção direta para ASK (a) e circuito de decisão (b) [7, 12]	32
Figura 3.20 - Esquema da deteção coerente.....	33
Figura 3.21 - Interface de quadratura �tica (<i>Optical Quadrature Frontend</i>) para deteção coerente das componentes em fase e em quadratura (DB - Detetor balanceado)	35
Figura 3.22 - Esquema de um recetor homodino com diversidade de fase e polarização	36
Figura 3.23 - Esquema de um recetor homodino de diversidade de fase para deteção diferencial para sinais DPSK.....	37
Figura 3.24 - Recetor homodino com desmodulação diferencial digital	38
Figura 3.25 - Esquema de um recetor homodino com deteção síncrona recorrendo a um OPLL para o formato BPSK.....	39
Figura 3.26 - Esquema do recetor homodino com deteção síncrona recorrendo ao DSP.....	40
Figura 3.27 - Esquema do recetor homodino com deteção síncrona recorrendo ao DSP para formatos com duas polarizações	40
Figura 3.28 - Esquema do processamento digital de sinal para um recetor coerente.....	41
Figura 4.1 - Modelo geral de um sistema ótico coerente com duas polarizações, com deteção homodina e DSP.....	46
Figura 4.2 - Modelo LTI do sistema ótico coerente	46
Figura 4.3 - Circuito DSP para estimação de fase para formatos <i>M-ary</i> PSK [8].....	50
Figura 4.4 - Diagrama de blocos de um filtro transversal com <i>N taps</i>	53
Figura 4.5 - Equalizador MIMO (configuração de 2 x 2 filtros FIR com estrutura borboleta) ...	54
Figura 4.6 - Estrutura da filtragem digital da DC e PMD.....	56
Figura 4.7 - Diagrama de blocos do FSE	57
Figura 4.8 - Exemplo de um diagrama de constelação sem compensação do ruído de fase do laser a uma taxa de 40 Gb/s	59
Figura 4.9 - Exemplo de um diagrama de constelação com compensação do ruído de fase do laser a uma taxa de 40 Gb/s	59
Figura 4.10 - BER versus distância de transmissão para um sinal DB com taxa de transmissão de 40 Gb/s	60
Figura 4.11 - Esquema do sistema �tico com compensação ótica da dispersão com fibras DCF	61

Figura 4.12 - BER versus distância de transmissão para um sistema ótico com o formato DB a 40 Gb/s com pré-compensação da DC.....	62
Figura 4.13 - BER versus distância de transmissão para um sistema ótico com o formato DB a 40 Gb/s com pós-compensação da DC.....	62
Figura 4.14 - BER versus distância de transmissão para um sistema ótico com o formato DB a 40 Gb/s com compensação híbrida da DC	62
Figura 4.15 - Espectro ótico após o emissor para o formato QPSK para 40 Gb/s	63
Figura 4.16 - SER versus distância de transmissão para o formato QPSK com os parâmetros da fibra nulos (com <i>linewidth</i>) para taxa de transmissão de 40 Gb/s	64
Figura 4.17 - EVM versus distância de transmissão para o formato QPSK com os parâmetros da fibra nulos (com <i>linewidth</i>) para taxa de transmissão de 40 Gb/s	64
Figura 4.18 - Constelação referente ao sinal QPSK a 40 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos, para a iteração 11	65
Figura 4.19 - Constelação referente ao sinal QPSK a 40 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos, para a iteração 12	65
Figura 4.20 - SER versus distância de transmissão para o formato QPSK a 40 Gb/s com e sem compensação	66
Figura 4.21 - EVM versus distância de transmissão para o formato QPSK a 40 Gb/s com e sem compensação	66
Figura 4.22 - Espectro ótico após o emissor para o formato DP-QPSK para 40 Gb/s.....	67
Figura 4.23 - SER versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos.....	67
Figura 4.24 - EVM versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos.....	68
Figura 4.25 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, para a polarização X, com os parâmetros da fibra nulos, na iteração 11.....	68
Figura 4.26 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, para a polarização X, com os parâmetros da fibra nulos, na iteração 12.....	69
Figura 4.27 - SER versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, com e sem compensação.....	69
Figura 4.28 - EVM versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, com e sem compensação.....	70
Figura 4.29 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK compensado a 40 Gb/s, para a polarização X, na iteração 8	70
Figura 4.30 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK compensado a 40 Gb/s, para a polarização X, na iteração 10.....	71
Figura 4.31 - Espectro ótico do formato de modulação QPSK após o emissor para 112 Gb/s ...	72
Figura 4.32 - SER versus distância de transmissão para o formato QPSK com os parâmetros da fibra nulos (com <i>linewidth</i>) para taxa de transmissão de 112 Gb/s.....	72

Figura 4.33 - EVM versus distância de transmissão para o formato QPSK com os parâmetros da fibra nulos (com <i>linewidth</i>) para taxa de transmissão de 112Gb/s	73
Figura 4.34 - Constelação referente ao sinal QPSK a 112Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos, para a iteração 10	73
Figura 4.35 - Constelação referente ao sinal QPSK a 112 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos, para a iteração 12	74
Figura 4.36 - SER versus distância de transmissão para o formato QPSK a 112 Gb/s com e sem compensação.....	74
Figura 4.37 - EVM versus distância de transmissão para o formato QPSK a 112 Gb/s com e sem compensação.....	75
Figura 4.38 - Espectro ótico do formato DP-QPSK após o emissor para 112 Gb/s	75
Figura 4.39 - SER versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 112 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos (com <i>linewidth</i>).....	76
Figura 4.40 - EVM versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 112 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos (com <i>linewidth</i>)	76
Figura 4.41 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK a 100 Gb/s, para a polarização X, com os parâmetros da fibra nulos, na iteração 11.....	77
Figura 4.42 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, para a polarização X, com os parâmetros da fibra nulos, na iteração 12.....	77
Figura 4.43 - SER versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 112 Gb/s, com e sem compensação	78
Figura 4.44 - EVM versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 112 Gb/s, com e sem compensação	78
Figura 4.45 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK compensado a 112Gb/s, para a polarização X, na iteração 10.....	79
Figura 4.46 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK compensado a 112 Gb/s, para a polarização X, na iteração 1	79
Figura 4.47 - Resultados das simulações para 40 Gb/s para os formatos DB, QPSK e DP-QPSK. Legenda: Com todos os efeitos - Simulações com os parâmetros da fibra ativos; Parâmetros nulos - Simulações com os parâmetros da fibra nulos.....	80
Figura 4.48 - Resultados das simulações para 112 Gb/s para os formatos QPSK e DP-QPSK. Legenda: Com todos os efeitos - Simulações com os parâmetros da fibra ativos; Parâmetros nulos - Simulações com os parâmetros da fibra nulos; ND - Nunca definido, ou seja, as distâncias alcançadas apresentam SER ou EVM maiores que os limites impostos	81

Lista de tabelas

Tabela 3.1 - Componentes usados nos formatos de modulação	42
Tabela 4.1 - Parâmetros da fibra ótica utilizada nas simulações	58
Tabela 4.2 - Parâmetros das fibras SMF e DCF utilizados na simulação do sistema ótico para compensação da CD	61

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas

ADC	<i>Analog-To-Digital Converter</i>
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>
ASK	<i>Amplitude-Shift Keying</i>
AWGN	Processo de Ruído Branco Gaussiano
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase-Shift Keying</i>
CD	<i>Chromatic Dispersion</i>
CMA	<i>Constant Modulus Algorithm</i>
CW	<i>Continuous Wave</i>
DB	<i>Duobinary</i>
DCF	<i>Dispersion Compensating Fiber</i>
DFB	<i>Distributed Feedback Laser</i>
DGD	<i>Differential Group Delay</i>
DPSK	<i>Differential Phase Shift Keying</i>
DP-QPSK	<i>Dual-Polarization Quadrature Phase-Shift Keying</i>
DSF	<i>Dispersion-Shifted Fiber</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DWDM	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>
EDE	Equalização de Distorção Eletrônica
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>
EVM	<i>Magnitude Vector Error</i>
FDE	Equalização no Domínio da Frequência
FEC	<i>Forward-Error Correction</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
FWM	<i>Four-Wave Mixing</i>
GVD	<i>Group Velocity Dispersion</i>

IF	<i>Intermedy Frequency</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IQM	<i>Modulator IQ</i>
ISI	<i>Interferência Inter-Simbólica</i>
LED	<i>Light-Emitting Diode</i>
LPF	<i>Low Pass Filter</i>
LO	<i>Local Oscillator</i>
LTI	<i>Linear Time-Invariant</i>
M-ASK	<i>Multinivel ASK</i>
MMF	<i>Multi Mode Fiber</i>
MMSE	<i>Minimizes Mean Square Error</i>
MZ	<i>Mach-Zehnder</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
NLPN	<i>Nonlinear Phase Noise</i>
NLSE	<i>Nonlinear Schrödinger Equation</i>
NRZ	<i>Non-Return to Zero</i>
OPLL	<i>Optical Phase Locked Loop</i>
OOK	<i>On-Off Keying</i>
OSNR	<i>Optical Signal to Noise Ratio</i>
PBC	<i>Polarization Beam Combiner</i>
PBS	<i>Polarization Beam Splitter</i>
PC	<i>Polarization Controller</i>
PDL	<i>Perdas Dependentes de Polarização</i>
PDM-QPSK	<i>Polarization-Division-Multiplexed Quadrature Phase-Shift Keying</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PM	<i>Phase Modulator</i>
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i>
PM-QPSK	<i>Polarization-Multiplexed Quadrature Phase-Shift Keying</i>
PolSK	<i>Polarization Shift Keying</i>
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>
PSP	<i>Principal States of Polarization</i>
PS-QPSK	<i>Polarization-Switched Quadrature Phase-Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i>
RZ	<i>Return to Zero</i>
SER	<i>Symbol Error Ratio</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SPM	<i>Self-Phase Modulation</i>
SSMF	<i>Standard Single Mode Fibers</i>
TDE	<i>Equalização no Domínio do Tempo</i>

WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>
XPM	<i>Cross-Phase Modulation</i>

Lista de símbolos

A_{eff}	Área efetiva do núcleo da fibra
A_{LO}	Complexo de amplitude do laser oscilador local
A_s	Amplitude complexa da envolvente do campo elétrico
B	Taxa de transmissão de dados
c	Velocidade da luz no vácuo
D_M	Dispersão Material
D_W	Dispersão de Guia de Onda
E_0	Campo elétrico injetado na fibra
h	Resposta ao impulso da fibra
L_{eff}	Comprimento efetivo total da fibra
L_{fibra}	Comprimento da fibra
n_k	Ruído do amplificador
n_2	Componente não-linear do índice de refração
\vec{n}	Vetor ruído
P_{in}	Potência ótica de entrada
P_{out}	Potência ótica de saída
P_s	Potência do sinal de entrada
P_{LO}	Potência do oscilador local
T_s	Período de cada símbolo
z	Variável espacial
ω	Frequência angular
ω_{LO}	Frequência angular do oscilador local
ω_0	Frequência da portadora ótica
α	Coefficiente de atenuação
β_2	Dispersão cromática
γ	Coefficiente não linear
ϕ_s	Modulação de fase
θ_n	Fase total do ruído

Capítulo 1

Introdução

Comunicação por fibra ótica é superior a outras tecnologias de comunicação fixa ou sem fios e pode suportar muito elevadas capacidades de vários Tbit/s ao longo de muitos milhares de quilómetros. Este tipo de sistemas de comunicação usa elevadas frequências de portadora ($\sim 100\text{THz}$) na região visível ou próximo da região infravermelho do espectro eletromagnético [1].

Os sistemas de fibra ótica marcaram uma revolução na tecnologia das comunicações devido às suas potencialidades de largura de banda e ao facto permitirem maiores distâncias de transmissão.

Nos últimos anos, procurou-se aumentar a largura de banda dos sistemas de comunicações óticas devido ao aumento do número de utilizadores da Internet e também devido ao maior volume de dados exigido por cada um deles para suportar os serviços. Atualmente as redes de telecomunicações têm de fornecer uma enorme capacidade de transporte, a fim de suportar o crescimento de dados, principalmente baseados na internet e tráfego de dados.

Tem havido enormes melhorias nas áreas de eletrónica e na tecnologia dos componentes óticos. Os avanços registados no tráfego de dados levaram ao progresso da tecnologia de filtragem ótica, bem como na eletrónica e optoeletrónica de alta velocidade, onde os dispositivos óticos possuem maior largura de banda, permitindo a multiplexagem por divisão de comprimento de onda (WDM) das redes óticas de alta eficiência espectral. Do ponto de vista de engenharia, o desejo de alta eficiência espectral, juntamente com os avanços da eletrónica conduziram a formatos de modulação avançados e à codificação e equalização digital (técnicas de processamento de sinal) [2].

O aumento da largura de banda ao longo dos anos requereu novas técnicas de transmissão. Os sistemas de comunicações óticas podem suportar capacidades de Tb/s ao longo de milhares de quilómetros, o que os torna a base tecnológica ideal para redes de alta capacidade [3].

No entanto, até os sistemas óticos possuem as suas limitações. O aumento da distância, a maior robustez aos efeitos que provocam distorção do sinal requer tecnologias chave. A escolha do formato de modulação é um de entre vários fatores que podem melhorar os sistemas óticos de alta capacidade [2-5]. Então, o estudo de formatos de modulação torna-se uma questão essencial não apenas para se obter maior eficiência mas também para permitir

estruturas mais flexíveis. Outro fator importante passa pelo estudo de estruturas de detecção coerente de sinal [6-8], bem como métodos de compensação digital das distorções sofridas ao longo da propagação [9, 10].

1.1 - Sistemas de Comunicações Óticas

A utilização da fibra ótica permitiu aumentar as distâncias de transmissão, tal como se pode visualizar na Figura 1.1 [3].

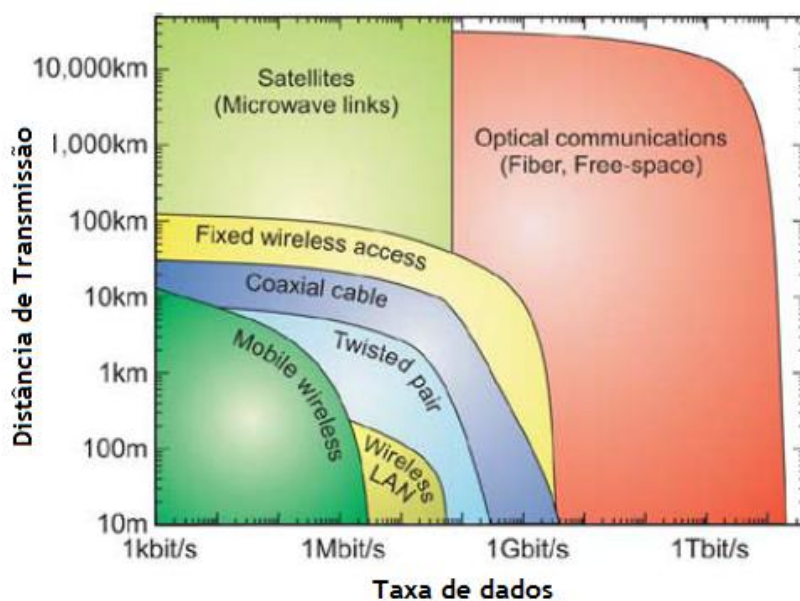


Figura 1.1 - Distância de transmissão sem regeneração versus taxa de dados

Na Figura 1.1, observa-se a taxa de transmissão sem regeneração do sinal versus a distância de transmissão. A distância de transmissão sem regeneração do sinal é definida como a distância a que o sinal pode ser recebido e a informação digital recuperada. Observa-se que para taxas de transmissão maiores que 10Gbit/s apenas os sistemas óticos suportam tal capacidade e podem suportar capacidade de Tbit/s ao longo de milhares de quilómetros.

Para contextualizar esta dissertação, é importante conhecer a evolução dos sistemas óticos. Segundo [1], a pesquisa de sistemas de comunicação de fibra ótica começou por volta de 1975. O enorme progresso realizado durante o período compreendido entre 1975 a 2000 pode ser associado a várias gerações distintas. Cada nova geração conduz a uma mudança fundamental que ajuda a melhorar o sistema, nomeadamente o desempenho.

Os sistemas de comunicações óticas foram disponíveis comercialmente a partir de 1980. Nesta época, os sistemas operavam com fibras multimodo (MMF) e LED com comprimentos de onda perto de $0,8\mu\text{m}$. Estes sistemas chamados de primeira geração transmitiam a uma taxa de 45 Mb/s com espaçamento entre repetidores de 10km. A principal motivação, para a pesquisa de novos sistemas, passava, então, por obter maior espaçamento entre repetidores (comparando com sistemas coaxiais), para permitir a diminuição dos custos de instalação e da manutenção associada a cada repetidor.

Uma importante descoberta ficou marcada na evolução das fibras óticas: o desenvolvimento de fibras óticas monomodo e a descoberta de que estas possuíam uma

dispersão nula para comprimentos de onda próxima de $1,3\mu\text{m}$. A segunda geração de sistemas óticos surgiu, comercialmente em 1987, com o funcionamento destes sistemas na região de comprimento de onda próximo de $1,3\mu\text{m}$ e com a substituição das fibras multimodo (MMF) por fibras monomodo (SMF). Observou-se a redução da atenuação da fibra para 1dB/km e a diminuição do impacto da dispersão, uma vez que as fibras óticas exibem menor dispersão para esta região de comprimentos de onda. Conseguiu-se, assim, atingir taxas de 1,7Gb/s e distâncias de até 50km.

Observou-se que a limitação dos sistemas de segunda geração era a atenuação da fibra no comprimento de onda de $1,3\mu\text{m}$. Verificou-se que a atenuação da fibra era mínima perto de $1,55\mu\text{m}$, alcançando valores de 0,2dB/km. No entanto, nesta zona verificava-se elevada dispersão, o que atrasou consideravelmente a comercialização destas fibras, tendo sido apenas disponíveis em 1990. Lasers semicondutores de InGaAsP convencionais não poderiam ser utilizados. Para superar estes problemas desenvolveram-se fibras de dispersão deslocada (DSF) para se alcançar a dispersão mínima perto de $1,55\mu\text{m}$, juntamente com a utilização de lasers de modo longitudinal único (lasers DFB). Estes sistemas eram capazes de atingir taxas de transmissão até 10Gb/s, usando repetidores eletrônicos espaçados tipicamente por 60 a 70km.

Teoricamente, os problemas da atenuação e da dispersão estariam resolvidos. No entanto, com a demanda por sistemas mais robustos devido ao aumento das taxas de transmissão e às grandes distâncias é necessário aumentar a potência do sinal. Com o aumento da potência do sinal, os efeitos que prejudicam a propagação do sinal tornam-se mais evidentes, limitando o desempenho dos sistemas óticos.

O aumento do espaçamento de repetidores pode ser conseguido através da utilização de esquemas de detecção coerente homodina ou heterodina, pois obtém-se uma melhor sensibilidade do recetor. Sistemas coerentes estavam em desenvolvimento em todo o mundo durante a década de 1980. Contudo, a introdução comercial de tais sistemas foi adiado.

A quarta geração de sistemas óticos surgiu com o aparecimento dos amplificadores óticos de fibra dopada com Érbio (EDFA), aumentando o espaçamento entre repetidor e com os sistemas de WDM, permitindo o aumento da taxa de bit. Na maioria dos sistemas WDM, baseados na multiplexagem de canais por diferentes comprimentos de onda, a atenuação da fibra é compensada periodicamente usando EDFAs espaçados de 60-80 km de distância. Tais amplificadores foram desenvolvidos após 1985 e tornaram-se disponíveis comercialmente em 1990. Experiências demonstraram que estes sistemas conseguiam atingir taxas de transmissão de 5Gb/s.

A quinta geração de sistemas óticos alarga a gama de comprimento de onda sobre a qual um sistema WDM pode operar simultaneamente. A janela de comprimentos de onda convencional, conhecido como a banda C, abrange os comprimentos de onda na faixa de $1,53 - 1,57\mu\text{m}$. Esta janela está sendo ampliada em ambos os lados, ou seja, quer na banda L ($1,57 - 1,61\mu\text{m}$) quer a banda S ($1,485 - 1,52\mu\text{m}$).

Os sistemas de quinta geração também são caracterizados pela tentativa de aumentar a taxa de bits por cada canal. Observa-se uma migração de 10Gb/s para 40Gb/s e para 100Gb/s. Tais sistemas exigem uma gestão extremamente cuidadosa de dispersão da fibra.

1.2 - Motivação

Ao longo dos últimos anos, os sistemas WDM têm vindo a aumentar as suas taxas de transmissão rapidamente. Entre 2000 e 2008, as operadoras de telecomunicações construíram amplas redes óticas WDM a trabalhar a taxas de transmissão de 10 Gb/s por canal ótico.

Durante a última década, correção de erros (FEC), amplificação Raman distribuída, novos formatos de modulação, gestão da dispersão, melhoria da filtragem ótica, equalização eletrónica e ótico, e multiplexagem têm sido utilizados para aumentar a capacidade e alcance dos sistemas de transmissão ótica WDM. Sistemas experimentais com uma única fibra demonstraram que a capacidade iria de 1 Tb/s em 1996 para mais de 25 Tb/s em 2007. Observou-se, igualmente, que a taxa de bit de um único canal usando multiplexação eletrónica atingia 100 Gb/s [11].

Para suportar as redes óticas de alta capacidade são essenciais a pesquisa sobre as seguintes tecnologias [3]:

- Componentes óticos com baixas perdas: minimizam a necessidade de amplificação ótica, permitindo a redução do ruído introduzido pelos amplificadores (incluem fibras de transmissão, dispositivos compensadores de dispersão e elementos de chaveamento ótico);
- Amplificadores óticos de baixo ruído: possibilitam a redução do ruído acumulado ao longo da transmissão (exemplo: amplificadores Raman distribuído);
- Fibras óticas avançadas: reduzindo as distorções não lineares do sinal e permitem maiores potências de transmissão;
- FEC (*Forward-Error Correction* - técnicas de correção de erros): permite operar com maiores taxas de erros de bit (BER), diminuindo as exigências do OSNR do recetor.
- Formatos de modulação ótica avançados: possibilitam maior resistência ao ruído, aos efeitos que o sinal sofre ao longo da propagação na fibra.

Um dos objetivos desta dissertação é o estudo de formatos de modulação que demonstrem ser mais robustos às distorções provocadas pela propagação e, consequentemente aumentem a eficiência espectral. Em geral, os formatos de modulação devem ser, simultaneamente:

- Resistentes ao ruído e a interferências na banda;
- Tolerantes à dispersão cromática (CD) e à dispersão dos modos de polarização (PMD);
- Robustos às não linearidades da fibra;
- Passíveis à filtragem ótica;
- Possuir banda estreita.

Recorrendo a formatos de modulação, o critério que diz respeito à banda estreita será o mais simples de resolver.

Em 1996, a eficiência espectral na transmissão era de $0,4 \text{ b/s/Hz}$ e foi demonstrada para distâncias menores que 100 km. A maioria destas redes óticas baseava-se ainda na utilização do formato de modulação mais básico da portadora ótica, a modulação digital binária em amplitude (OOK - *On-Off Keying*), opcionalmente nas versões com retorno a zero (RZ - *Return to Zero*) e sem retorno a zero (NRZ - *Non-Return to Zero*). Cinco anos mais tarde, alcançou-se

distâncias de 1000 km, com a mesma eficiência espectral devido à introdução de FEC [11]. A grande vantagem deste formato de modulação é a sua estrutura simples e, conseqüentemente apresenta baixo custo associado do transmissor e do recetor. No entanto, para elevadas taxas de transmissão desenvolveram-se novos formatos de modulação, com o intuito de aumentar a robustez do sinal face às distorções provocadas pela propagação.

A próxima geração das redes de transporte ótico será a migração de taxas de 10 Gb/s para taxas de transmissão por canal de 40 Gb/s ou 100 Gb/s [4]. No entanto, estes sistemas terão de ser igualmente robustos e operar com espaçamento entre canais de 50 GHz. Para tal é necessário a otimização do espectro do sinal e robustez aos efeitos que prejudicam a propagação.

O formato de modulação PSK (*Phase-Shift Keying*) baseia-se na modulação da fase da portadora ótica, mantendo a amplitude constante é o formato mais promissor para alcançar elevadas taxas. No caso do PSK binário, o BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*), a fase da portadora ótica pode assumir dois valores distintos, usualmente 0 ou π , consoante o bit a codificar e a amplitude de cada bit é $\sqrt{2}/2$ ou $-\sqrt{2}/2$. Uma das principais vantagens do BPSK é o aumento de 3 dB da sensibilidade do recetor, ou seja, há uma melhoria da tolerância ao ruído ótico, possibilitando a duplicação da distância. Uma maneira simples de explicar esta tolerância é observar o diagrama de constelação para ambos os formatos, OOK e BPSK (Figura 1.2). A distância entre os símbolos é $\sqrt{2}$ vezes superior à do OOK (para a mesma potência do sinal) [3, 12].

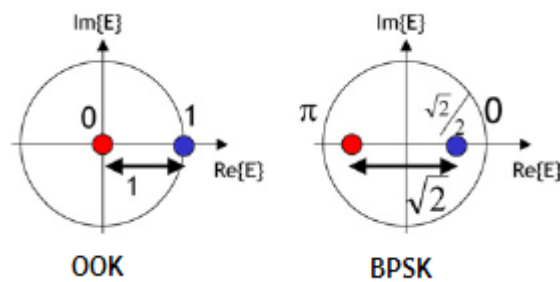


Figura 1.2 - Diagramas de constelação para os formatos OOK e BPSK [12]

O PSK pode também ser estendido ao conceito multinível, no qual o QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*) é o formato atualmente mais aceite no domínio das comunicações óticas. Uma das vantagens do QPSK é codificar 2 bits por símbolo, e assim, reduzir a taxa de símbolo para cada bit em comparação com o BPSK. Ao duplicar a duração do símbolo, mantendo a mesma taxa de informação, a largura do espectro é dividido por um fator de 2 e a tolerância ao PMD é igualmente duplicada. Este é um aspeto fundamental pois permite aumentar a robustez à interferência inter-simbólica e aumentar a eficiência espectral.

Outra tecnologia chave vista como um possível passo para tornar as redes óticas mais rentáveis foi a deteção coerente. Sistemas coerentes estavam em desenvolvimento em todo o mundo durante a década de 1980 [1]. Deteção coerente inclui a mistura de um laser oscilador local (LO) com o sinal de entrada, amplificando, assim, o sinal recebido.

Apenas a deteção coerente permite a convergência para os limites máximos de eficiência espectral. Vários bit/s/Hz por polarização pode ser transmitido com deteção coerente, mesmo considerando o impacto das não-linearidades da fibra. Por outro lado, ao empregar essas novas tecnologias, a complexidade dos transmissores e recetores aumenta. Deteção coerente oferece várias vantagens de desempenho sobre a deteção direta. Uma das grandes

vantagens é a sensibilidade a todos os parâmetros do campo ótico (amplitude, frequência, fase e polarização), ficando disponíveis no domínio elétrico.

As comunicações coerentes reapareceram devido ao aumento da necessidade da largura de banda ótica e à capacidade de compensar muitos dos efeitos que degradam a propagação do sinal, usando processamento digital de sinal (DSP).

O interesse na detecção coerente tem, então, aumentado devido à possibilidade de implementar processamento digital de sinal (DSP). A aplicação desta tecnologia para detecção coerente traz mais benefícios do que com os recetores de detecção direta. Operação como a estimação de fase é possível com a detecção coerente [13-15] no domínio digital. O processamento digital de sinal engloba também outras operações desafiantes como a sincronização da frequência e o controlo de polarização [16] no domínio digital.

Existem diversos estudos de algoritmos e equalização eletrónica que permitem a compensação dos efeitos que limitam a propagação do sinal [8, 17-20].

Atualmente, com a migração para taxas de transmissão de 40Gb/s e 100Gb/s, o formato de modelação QPSK multiplexado na polarização (*Polarization-Multiplexed* QPSK, PM-QPSK), também conhecido por QPSK com multiplexação por divisão da polarização (*Polarization-Division-Multiplexed* QPSK, PDM-QPSK), ou ainda QPSK com duas polarizações (*Dual-Polarization* QPSK, DP-QPSK), tem sido o formato mais usado na exploração dos sistemas de 100 Gb/s [4, 21-23], associado com detecção coerente e com DSP. Esta abordagem é compatível com eficiências espectrais de, pelo menos, 2bit/s/Hz, que é naturalmente vantajoso para sistemas WDM, e tem uma robustez excelente para deficiências lineares. Com efeito, a CD pode ser totalmente compensada no domínio digital usando filtros finitos de resposta ao impulso (FIR) e a dispersão dos modos de polarização pode igualmente ser compensada recorrendo à equalização baseada em adaptação de filtros FIR.

Em paralelo, tem sido proposto o formato duobinário (DB) para taxas de transmissão de 40 Gb/s, pois é particularmente robusto à dispersão cromática, sendo 3,5 mais resistente do que o formato NRZ-OOK [4]. A largura de banda do seu espectro é também menor do que a do NRZ-OOK.

1.3 - Objetivos e Estrutura da Dissertação

Esta dissertação realizada em ambiente empresarial, nomeadamente na empresa PT Inovação de Aveiro, tem como objetivo estudar sistemas óticos de 40Gb/s e 100Gb/s. Pretende-se, então, estudar os efeitos da transmissão ótica, os formatos de modulação e técnicas de detecção coerente, bem como técnicas de compensação digital dos efeitos da transmissão ótica.

A demonstração prática foi baseada no *software* *VPITransmissionMaker* 8.6, em que é possível proceder a simulações de um sistema completo, constituído por transmissor, canal (fibra ótica com amplificadores EDFA) e recetor. Para visualizar a compensação digital realizou-se simulações baseadas em algoritmos [17, 20, 24, 25] e observou-se os gráficos da SER e da EVM.

O objetivo das simulações é estudar o comportamento dos formatos de modulação e das técnicas de detecção e compensação, suas vantagens e desvantagens.

Este documento está estruturado em cinco capítulos. Este primeiro Capítulo expõe sucintamente a evolução das redes de comunicação ótica e apresenta, no geral, o tema da dissertação e a motivação da mesma.

O segundo Capítulo centra-se nos efeitos de propagação da fibra ótica, que provocam a degradação do sinal, dividido em efeitos lineares e efeitos não lineares. Nos efeitos lineares aborda-se a atenuação e dispersão. Já nos efeitos não lineares engloba-se os seguintes efeitos: auto-modulação de fase, modulação cruzada de fase e mistura de quatro ondas.

O terceiro Capítulo denomina-se modulação e deteção do sinal em fibra ótica. Faz-se o estudo dos formatos de modulação, realçando os formatos de modulação na fase. Seguido da análise dos transmissores óticos, bem como das suas estruturas, e dos moduladores óticos utilizados nos transmissores. Também se expõe as técnicas de deteção do sinal, dando ênfase à deteção coerente homodina, apresentando alguns esquemas de deteção do sinal. Por fim, em forma de conclusão, são enumeradas as vantagens/desvantagens dos formatos de modulação e das técnicas de deteção.

No Capítulo 4, primeiramente, são estudados os métodos de compensação digital do sinal, apresentando as fundamentações teóricas dos métodos aplicados aos sistemas de comunicação. Seguidamente são apresentadas as diversas simulações efetuadas, para as taxas de transmissão de 40 Gbit/s e 100 Gbit/s.

No Capítulo 5, o último capítulo, são apresentadas as conclusões desta dissertação e possíveis trabalhos futuros.

Capítulo 2

Propagação do Sinal em Fibra Ótica

2.1 - Introdução

Com a evolução dos sistemas de transmissão é crucial estes serem capazes de transmitir informação a grandes distâncias. Uma resposta para este problema são as fibras óticas que são usadas para a maior parte do tráfego de voz e dados em todo o mundo.

Durante a transmissão na fibra, os sinais óticos são distorcidos por vários efeitos de degradação lineares e não lineares. Este capítulo aborda os efeitos principais que penalizam a transmissão de informação num sistema de comunicação em fibra ótica e as suas principais características.

A propagação na direção z do impulso em fibra ótica (a evolução de $x(z, t')$ dependente do campo elétrico) pode ser descrita pela equação não linear de *Schrödinger* (NLSE - *Nonlinear Schrödinger Equation*), que é dada por [26, 27]:

$$\frac{\partial x(z, t')}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} x(z, t') + j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 x(z, t')}{\partial t'^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 x(z, t')}{\partial t'^3} - j\gamma |x(z, t')|^2 x(z, t') \quad (1.1)$$

Com $t' = t - z\beta_1$, onde $z\beta_1$ representa o atraso de grupo acumulado. Esta equação descreve a atenuação da fibra representada pelo coeficiente de atenuação α , o efeito da dispersão cromática caracterizado por β_2 e as não linearidades da fibra causado pela dependência da intensidade com o índice de refração (não linearidades de *Kerr*) representado pelo coeficiente não linear γ .

Nas seguintes seções a atenuação da fibra, a dispersão cromática, a dispersão dos modos de polarização e as não linearidades de *Kerr* são abordadas ao pormenor.

2.2 - Atenuação

A atenuação degrada o desempenho dos sistemas de transmissão, define a distância máxima (alcance) que um sistema de transmissão ótico pode ter entre emissor e recetor, ou seja, este efeito limita o comprimento total de um sistema ótico de longa distância.

Desprezando o efeito de dispersão cromática e as não-linearidades de Kerr, a envolvente do campo eletromagnético é dada por:

$$x(z = L, t') = x(z = 0, t')e^{-\frac{\alpha}{2}L} \quad (1.2)$$

Transformando em potência a equação é dada por:

$$P(z = L, t') = x(z = L, t') \times x(z = L, t')^* = P(z = 0, t')e^{-\alpha L} \quad (1.3)$$

Onde α é a constante de atenuação em que $\alpha_{dB} = 4,343\alpha$ dB.

A atenuação de uma fibra ótica é definida por [26]:

$$\alpha \text{ (dB/km)} = -\frac{10}{L} \times \log_{10} \frac{P(z=L, t')}{P(z=0, t')} \quad (1.4)$$

Em que $P(z = L, t')$ é a potência na saída da fibra (P_{out}) e $P(z = 0, t')$ é a potência à entrada da fibra (P_{in}).

As perdas na fibra dependem do comprimento de onda da luz transmitida. Existem três regiões espectrais usadas para os sistemas de transmissão: a 850nm (primeira janela), a 1300nm (segunda janela) e a 1550nm (terceira janela), sendo que a última foi subdividida em duas menores (Banda C e Banda L). A primeira janela é utilizada para sistemas de curta distância, de baixo custo que usam fontes e detetores simples, uma vez que a atenuação registada nesta região é de 2 a 3 dB/km. A segunda janela encontra-se limitada pela atenuação, logo não alcançará grandes distâncias. Finalmente, a terceira é utilizada em aplicações de longo alcance, por constituir uma região de atenuação mínima da sílica, que combinado com a existência de amplificadores óticos e tecnologia WDM permite capacidades elevadas.

Quando o sinal ótico é transmitido pela fibra ótica a sua potência é perdida devido ao espalhamento de Rayleigh e à absorção material. Na fibra ocorre absorção parcial do sinal ótico pelo material que compõe a fibra (absorção intrínseca). Além deste tipo de absorção, pode haver impurezas (absorção extrínseca) que aumentam ainda mais as perdas por absorção. O espalhamento de Rayleigh é causado por variações aleatórias na densidade do material da fibra, que causam flutuações do índice de refração ao nível microscópico, resultantes do processo de fabricação.

Para sistemas de comunicação ótica, verifica-se que o espalhamento de Rayleigh é o fator de perda dominante no intervalo de baixo comprimento de onda. Para além das perdas por imperfeições do guia de onda, os outros fatores de perda são a absorção ultravioleta (causado pela passagem de eletrões para níveis mais altos de energia) e absorção devido a impurezas materiais (por exemplo, absorção de OH).

Na figura seguinte ilustra o espectro da atenuação para uma fibra monomodo. Para o comprimento de onda de 1550nm a atenuação atinge o valor mínimo de 0,2 dB/km e perto do comprimento de onda de 1390nm a curva exhibe o maior pico.

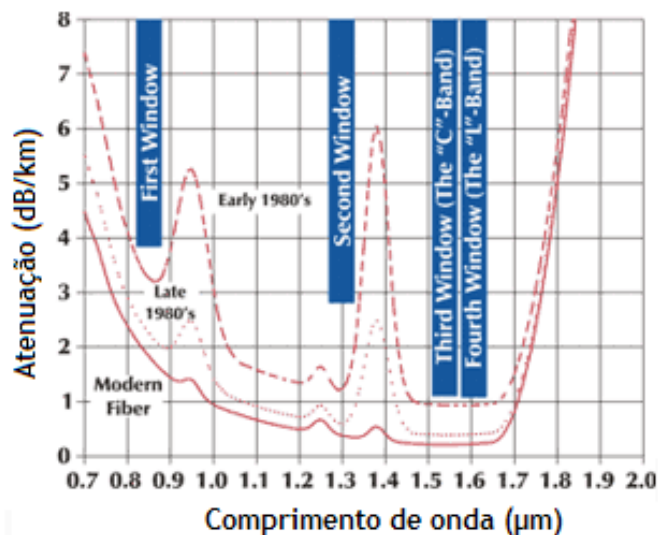


Figura 2.1 - Espectro da atenuação para uma fibra monomodo

Para distâncias longas é necessário incluir elementos de amplificação do sinal e por vezes a regeneração do mesmo. O desenvolvimento tecnológico na produção de fibras e o aparecimento de EDFA permitiu reduzir a importância da atenuação no desempenho dos sistemas de comunicações óticas.

Nos últimos anos tornaram possível a realização de experimentos com amplificadores Raman, o que permitiu um acréscimo significativo na utilização comercial do mesmo. Apesar disso, pouca atenção se tem dado à análise dinâmica de transmissão de sinais em amplificadores Raman. Eles são vantajosos, pois apresentam um ganho relativamente plano em uma faixa bem larga (~ 40 Thz), possuem baixa figura de ruído (aumentando o alcance do sistema) e não precisam de fibras dopadas. No entanto, ao longo deste trabalho utiliza-se EDFAs ao invés de amplificadores de Raman, pois são os que se mostram mais divulgados e desenvolvidos para a banda C. Os amplificadores de Raman servem para amplificar a banda L.

2.3 - Dispersão Cromática

A dispersão é um dos condicionantes que mais penaliza este tipo de sistemas, tendo como principal efeito, a redução de largura de banda e o alargamento espectral, o que limita significativamente as taxas de transmissão [12]. Então, se a dispersão for demasiado elevada, o alargamento temporal dos impulsos provocará interferência simbólica (interferência entre bits adjacentes), originando a receção de bits errados, ou seja, provocará um aumento da relação sinal-ruído.

A dispersão cromática, também conhecida como dispersão da velocidade de grupo (GVD) é um efeito linear e é um dos mais importantes fatores limitativos das fibras monomodo. Este fenómeno é causado pela dispersão material e pela dispersão de guia de onda. Ocorre devido ao facto de a velocidade de propagação da luz na sílica ser em função do comprimento de onda, ou seja, as diferentes componentes espectrais do sinal sofrem um atraso, causando a distorção do sinal. Podemos então dizer que a dispersão material ocorre porque o índice de refração de sílica, material utilizado nas fibras, varia frequência angular ω .

O efeito de dispersão cromática pode ser descrito através da expansão em série de Taylor da constante de propagação β , ao longo da frequência:

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_s) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_s)^2 + \frac{1}{6}\beta_3(\omega - \omega_s)^3 \quad (1.5)$$

As diferentes componentes espectrais do sinal viajam com velocidades de grupo diferentes. O parâmetro β_2 (dispersão de primeira ordem) é denominado de dispersão de velocidade de grupo (GVD) e traduz a velocidade de propagação de um impulso na fibra em função da frequência angular ω . Este parâmetro determina o alargamento de um impulso no seu trajeto ao longo da fibra. O parâmetro β_3 representa a variação da GVD com a frequência angular ω e refere-se ao declive da dispersão cromática (ou seja, refere-se como parâmetro de dispersão cromática de segunda ordem).

Na equação (1.5) β_0 é a constante de propagação para $\omega = \omega_s$, β_1 representa o atraso de grupo do seguinte modo: $\beta_1 = \left. \frac{\partial \beta(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_s}$, β_2 é dado por: $\beta_2 = \left. \frac{\partial^2 \beta(\omega)}{\partial \omega^2} \right|_{\omega=\omega_s}$ e β_3 é dado por: $\beta_3 = \left. \frac{\partial^3 \beta(\omega)}{\partial \omega^3} \right|_{\omega=\omega_s}$.

A dispersão é habitualmente quantificada através do coeficiente da dispersão, D , do seguinte modo (em que $\lambda = -\frac{2\pi c}{\omega}$):

$$D \text{ (ps/(nm.km))} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (1.6)$$

O impacto da dispersão cromática sobre a propagação de sinal ao longo da fibra pode ser descrito do seguinte modo:

$$E_s(z, j\omega) = E_s(z=0, j\omega) e^{-j\beta(\omega)z} \quad (1.7)$$

Em que $E_s(z=0, j\omega)$ é o campo elétrico na entrada da fibra e $E_s(z, j\omega)$ o campo elétrico na saída.

Ignorando as não linearidades e a atenuação, para expressar a dispersão cromática, a equação NLSE pode ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{\partial x(z, t')}{\partial z} = j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 x(z, t')}{\partial t'^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 x(z, t')}{\partial t'^3} \quad (1.8)$$

Verifica-se que a dispersão cromática introduz distorção de fase no espectro do sinal, o que traduz por um alargamento espectral e, conseqüentemente poderá ocorrer interferência simbólica.

A figura seguinte mostra a dispersão material, a dispersão de guia de onda e a dispersão cromática (soma das duas dispersões anteriormente referidas), para uma fibra monomodo. A dispersão total é nula próximo do comprimento de onda de 1310nm.

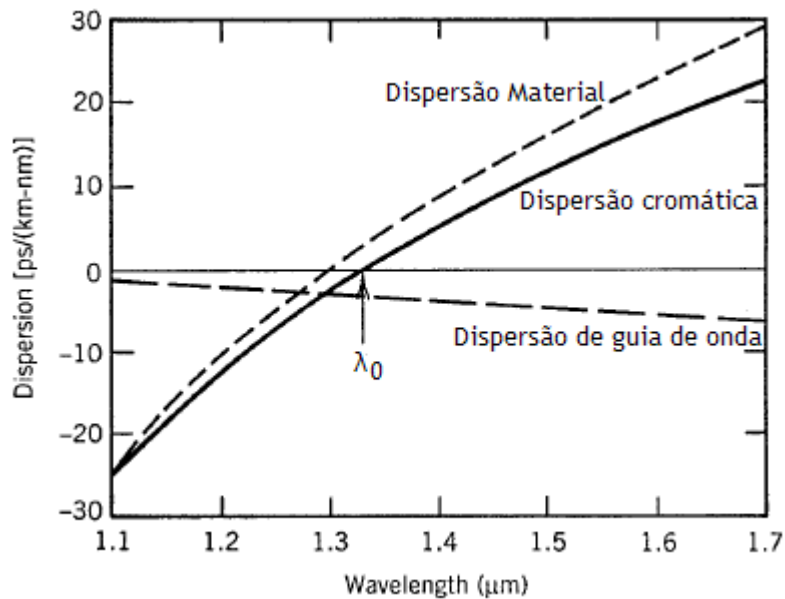


Figura 2.2 - Dispersão cromática (DC), dispersão material (DM) e dispersão de guia de onda (DW) para uma fibra monomodo padrão SSMF ($DC = D_M + D_W$), baseada em [1]

Na figura abaixo é ilustrado a dispersão em função do comprimento de onda para as fibras padrão monomodo (SSMF - *Standard Single Mode Fibers*) e para as fibras de compensação de dispersão (DCF - *Dispersion Compensating Fiber*).

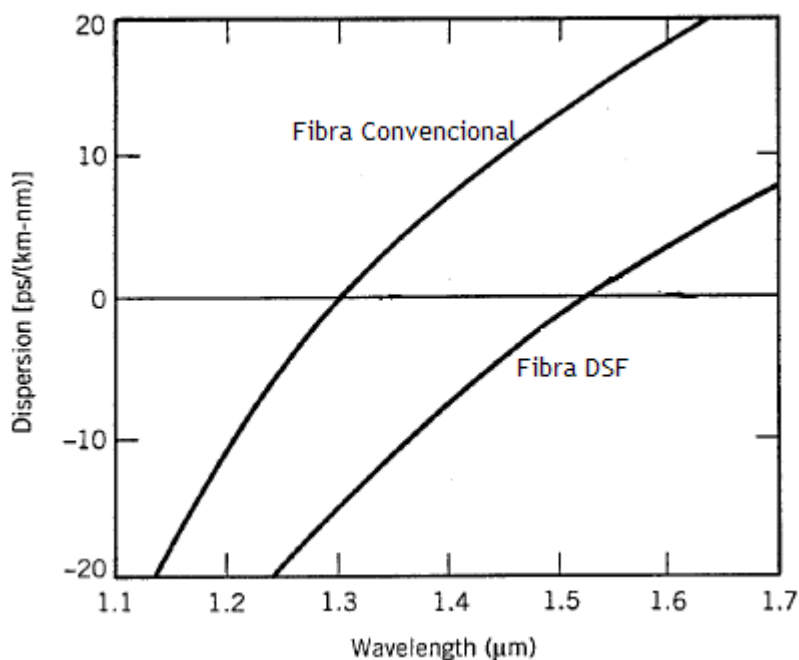


Figura 2.3 - Dispersão em função do comprimento de onda para uma fibra SSMF e para fibras DSF, baseada em [1]

Para as fibras SSMF, o coeficiente de dispersão é tipicamente zero para comprimentos de onda de 1310nm. A possibilidade de influenciar a dispersão de guias de onda permite o desenvolvimento de fibras “especiais”, por exemplo a fibra de dispersão deslocada (DSF - *dispersion shifted fiber*), em que se desloca para $\lambda=1550\text{nm}$ o zero da dispersão cromática. Outro tipo de fibra a usar seria a DCF. A DCF tem uma dispersão com sinal oposto ao da fibra

do sistema de transmissão. A atenuação neste tipo de fibra é superior à fibra convencional. Comumente este tipo de fibras é conjugado com o uso de amplificadores em sistemas de longa distância. A DCF introduz um atraso de fase que cancela o atraso provocado pela dispersão.

Para a compensação da dispersão, usando as fibras DCF, existem três configurações possíveis (esta análise de compensação será abordada no Capítulo 4):

- Pré-compensação: consiste em usar uma DCF antes da fibra SMF (*Single Mode Fiber*).
- Pós-compensação: consiste em usar uma DCF após a fibra SMF.
- Compensação híbrida: consiste em utilizar as duas técnicas anteriores simultaneamente.

Se considerarmos um sinal convencional (largura espectral de aproximadamente 0,15nm) com uma taxa de transmissão de 10 Gb/s para uma fibra SSMF (dispersão de aproximadamente 17 ps/nm/km), a distância de transmissão máxima alcançada será de 100 km. Nestes sistemas com taxa de transmissão de 40 Gb/s, a distância poderá ser limitada a apenas alguns quilômetros, devido ao aumento da dispersão cromática por um fator de 16 (o impacto da dispersão cromática evolui com o quadrado da variação da taxa de bits - 4²) [12].

2.4 - Não linearidades de Kerr

Os efeitos não lineares têm um papel importante na propagação de impulsos em fibra ótica e tornam-se mais evidentes com o aumento das distâncias de transmissão.

Os fenômenos não lineares alvos de estudo nesta dissertação serão as não linearidades de Kerr. Este fenômeno é responsável pelas alterações do índice de refração com a potência ótica, resultando em alterações na fase dos sinais óticos.

O índice de refração é dado pela seguinte equação:

$$n'_j = n_j + n_2 \frac{P}{A_{eff}} = n_j + n_2 |\tilde{x}(z, t)|^2 \quad (1.9)$$

Onde n_2 é o coeficiente de índice não linear e assume valor numérico de aproximadamente $2,6 \times 10^{-20} \text{m}^2/\text{W}$, A_{eff} é a área efetiva e $|\tilde{x}(z, t)|^2 = |x(z, t)|^2 / A_{eff}$ é a intensidade do campo dentro do núcleo da fibra.

Desprezando a atenuação e a dispersão cromática, a envolvente do campo eletromagnético é dada por:

$$x(z, t') = x(0, t') e^{-j\gamma |x(0, t')|^2 z} \quad (1.10)$$

O coeficiente de não-linearidade Kerr γ ($\text{W}^{-1}\text{m}^{-1}$) é definido como [26]:

$$\gamma = \frac{n_2 \times \omega_s}{c \times A_{eff}} \quad (1.11)$$

A dependência da intensidade com o índice de refração leva a uma modulação de fase da informação do sinal com desvio de fase não linear dependente da intensidade. Este desvio de fase não-linear é então dado por:

$$\varphi_{NL} = \gamma |x(0, t')|^2 |z| \quad (1.12)$$

Os efeitos não lineares da fibra podem introduzir limitações resultantes de: interferências intra-canais e/ou interferências inter-canais. A primeira refere-se às não linearidades da fibra que ocorrem entre impulsos do mesmo canal WDM, onde predomina a auto-modelação de fase (SPM), e os efeitos intra-canais XPM (I-XPM) e FWM (I-FWM). As interferências inter-canais referem-se às não linearidades entre dois ou mais canais WDM, nas quais se destaca a modulação cruzada de fase (XPM) e a mistura de quatro ondas (FWM). Normalmente, os efeitos inter-canais afetam mais sistemas WDM com taxas de bits, por canal, de menor ou igual a 10 Gb/s, enquanto que os efeitos intra-canais afetam mais fortemente sistemas WDM com taxas de bits superior a 10 Gb/s [3].

Num sistema WDM, decompondo o campo elétrico em três das suas componentes campos E_1 , E_2 e E_3 , considerando a existências de pequenas distorções, a equação (1.1) pode ser separada em três equações acopladas (uma para cada componente).

Considerando a propagação de E_1 , obtém-se [3]:

$$\frac{\partial E_1}{\partial z} + j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E_1}{\partial t'^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 E_1}{\partial t'^3} + \frac{\alpha}{2} E_1 = \underbrace{j\gamma |E_1|^2 E_1}_{\text{SPM}} + \underbrace{2j\gamma (|E_1|^2 + |E_2|^2) E_1}_{\text{(I)XPM}} + \underbrace{j\gamma E_2^2 E_3^*}_{\text{(I)FWM}} \quad (1.13)$$

Se os campos E_1 , E_2 e E_3 representarem canais individuais WDM os termos que envolvem E_2 e E_3 refletem os efeitos XPM e FWM. Caso aqueles campos representem bits individuais de um único canal WDM, então os termos que envolvem E_2 e E_3 são responsáveis pelos efeitos IXPM e IFWM.

Nesta seção aborda-se os efeitos não-lineares mais relevantes para as comunicações por fibra ótica: SPM, XPM e FWM.

2.4.1 - Auto Modulação de Fase (SPM)

Neste efeito as variações do índice de refração da fibra ótica dependem da intensidade do campo elétrico. Os canais de propagação são modulados na fase como resultado das alterações da intensidade do próprio canal. Assim sendo, durante a propagação, o campo elétrico adquire um desvio de fase não linear.

As variações transitórias do índice de refração da fibra resultam em variações transitórias na fase do impulso. Então, a frequência ótica instantânea (*chirp*) do sinal varia relativamente ao seu valor inicial, no interior do impulso, isto é, dado que as variações da fase são dependentes da intensidade, diferentes partes do impulso serão sujeitas a diferentes desvios de fase.

Como referido anteriormente, em sistemas com um único canal, o efeito SPM é a única não linearidade de *Kerr* que deve ser considerada.

Uma vez que a fase ótica aumenta linearmente com z e o índice de refração tem uma componente não-linear, o termo γ introduz um desvio de fase não linear dado por [1]:

$$\varphi_{NL} = \gamma P_{in} L_{eff} = kn_2 |\tilde{x}(z, t)|^2 L_{eff} \quad (1.14)$$

Em que L_{eff} é o comprimento efetivo da fibra dado pela seguinte expressão:

$$L_{eff} = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha} \quad (1.15)$$

Com esta alteração de fase podem surgir ou desaparecer frequências, e poderá ocorrer alargamento ou compressão do espectro.

O efeito provocado no tempo pelo *chirp* na frequência depende do regime de dispersão da fibra. No domínio do tempo este efeito provoca um reforço do alargamento temporal do impulso, no caso do regime de dispersão ser “normal” (as frequências mais altas propagam-se mais lentamente e as frequências mais baixas propagam-se mais rapidamente) ou poderá ocorrer a compressão do impulso, no caso de regime de dispersão “anómalo”. Se o alargamento espectral for significativo, poderá ocorrer interferência entre canais vizinhos.

2.4.2 - Modulação Cruzada de Fase (XPM)

A dependência da intensidade com o índice de refração explicitado na equação (1.7) pode também conduzir à modulação cruzada de fase (XPM). Este efeito ocorre quando dois ou mais canais óticos são transmitidos simultaneamente na fibra ótica.

Nestes sistemas, o desvio de fase não linear para um determinado canal não depende apenas da potência do canal, mas também da potência de outros canais. O desvio de fase para o canal j é dado por [1]:

$$\varphi_j^{NL} = \gamma L_{eff} (P_j + 2 \sum_{m \neq j} P_m) \quad (1.16)$$

Onde a soma se estende ao longo do número de canais. O fator 2 da equação anterior tem origem na equação da susceptibilidade não linear e indica que o efeito XPM é duas vezes tão eficaz como o efeito SPM para a mesma potência.

Neste fenómeno há alteração da fase, devido à interação com outro canal, ou seja, com um comprimento de onda diferente. O efeito XPM é sempre acompanhado do efeito SPM, uma vez que ambos ocorrem devido à dependência do índice de refração com a intensidade do campo na fibra. Este efeito poderá causar alargamento do espectro.

2.4.3 - Mistura de quatro ondas (FWM)

A dependência da potência do índice de refração tem origem na terceira ordem de susceptibilidade não linear conhecida por $\chi^{(3)}$.

A FWM ocorre quando se transmitem três ou mais canais óticos com comprimentos de onda diferentes, originando a mistura de três frequências óticas para produzir um quarto produto de intermodulação. Ou seja, poderá surgir um novo sinal com comprimentos de onda diferentes dos anteriores. Este fenómeno resulta do efeito não linear do meio e baseia-se na susceptibilidade de terceira ordem.

Considerando a interação de três ondas com frequências f_1 , f_2 e f_3 que se propagam no interior da fibra na mesma direção, num meio com $\chi^{(3)}$, gera-se uma quarta onda com frequência f_4 que está relacionada com as frequências anteriores do seguinte modo:

$$f_4 = f_1 \pm f_2 \pm f_3 \quad (1.17)$$

O número total de novos produtos gerados é de $N_{\text{FWM}} = 1/2 \times (N_{\text{WDM}}^3 - N_{\text{WDM}}^2)$, onde N_{FWM} corresponde ao número de canais WDM [26].

Em sistemas WDM com espaçamento dos canais iguais, o novo produto cairá diretamente na banda espectral dos canais WDM.

2.5 - Dispersão por modo de polarização

Outra fonte de degradação do sinal ótico é a dispersão por modo de polarização (PMD - *Polarization Mode Dispersion*).

Apesar de as fibras usadas serem denominadas monomodo (um único modo de propagação), devido à sua simetria circular, existem dois modos polarizados ortogonalmente. Numa fibra ideal estes modos têm o mesmo atraso de grupo. Contudo na realidade as fibras não têm uma estrutura perfeitamente simétrica devido às imperfeições resultantes do processo de fabrico e devido às tensões mecânicas sobre as fibras após o fabrico. Devido a esta assimetria os dois estados de polarização têm diferentes índices de refração e a fibra ótica adquire birrefringência, ou seja, os dois modos propagam-se com diferentes velocidades de grupo. Uma vez que o estado de polarização é dependente do comprimento de onda e evolui com a propagação, os dois modos vão chegar com um atraso relativo denominado velocidade diferencial de grupo (DGD - *Differential Group Delay*). Este fenómeno provocará um alargamento do pulso.

Se a DGD é constante ao longo do comprimento de onda a PMD é denominada de primeira ordem, se a DGD variar com o comprimento de onda, então, denomina-se PMD de ordem superior [3].

O valor médio da diferença do atraso de grupo $\Delta\tau_{\text{PMD}}$ para uma fibra de comprimento l com PMD é dado por [26]:

$$\langle \Delta\tau_{\text{PMD}} \rangle = \text{PMD} \times \sqrt{l} \quad (1.18)$$

É possível fabricar fibras com uma PMD baixa, de cerca de $0,1\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$. Nas redes de fibras comercialmente implantados, as fibras podem apresentar birrefringência elevada, de modo que a PMD pode ser um efeito de propagação limitativo, especialmente para as taxas de dados igual ou superior a 40 Gb/s [26].

Assim sendo, o efeito PMD tem de ser compensado ou usar formatos de modulação que permitam a equalização eletrónica.

2.6 - Conclusão

Neste capítulo foi apresentado os efeitos que degradam a propagação do sinal ao longo da fibra ótica. Alguns destes fenómenos serão alvo de compensação no capítulo 4.

Resumindo os efeitos aqui abordados, enumera-se de seguida as características dos efeitos lineares e não lineares:

- ✓ Atenuação:
 - Efeito linear;
 - Perda de potência ao longo da propagação, devido a diversos fenômenos;
 - A introdução de EDFAs permitiu reduzir o impacto deste efeito.

- ✓ Dispersão cromática:
 - Efeito linear;
 - Provoca redução da largura de banda e alargamento espectral, devido à introdução de distorção de fase;
 - Provoca, então, alargamento dos impulsos o que poderá levar ao fenômeno de interferência intersimbólica;
 - As DCFs e as DSFs permitiram a compensação deste efeito;
 - O processamento digital de sinal também permite a compensação deste efeito.

- ✓ Dispersão dos modos de polarização:
 - Os dois estados de polarização têm índices de refração diferentes e fibra adquire birrefringência;
 - Os dois modos propagam-se, então, com diferentes velocidades de grupo chegando com atraso;
 - Poderá provocar alargamento do impulso.

- ✓ SPM:
 - Acontece uma variação de fase do sinal dependente da potência do próprio sinal;
 - Poderá causar alargamento ou compressão espectral e temporal.

- ✓ XPM:
 - Ocorre em sistemas multicanal;
 - Provoca distorção espectral.

- ✓ FWM:
 - Ocorre quando dois ou mais impulsos com comprimentos de onda diferentes se propagam no mesmo sentido, provocando a existência de novos sinais com comprimentos de onda diferentes;
 - O seu impacto poderá ser reduzido aumentando o espaçamento entre canais.

Capítulo 3

Modulação e Detecção do Sinal em Fibra Ótica

3.1 - Introdução

Os formatos de modulação avançados são cada vez mais utilizados e investigados com o objetivo de atenuar a degradação do sinal ótico, devido à propagação pela fibra, principalmente para sistemas óticos de nova geração com taxas a partir dos 40Gb/s. A existência de diversos formatos de modulação para sistemas de fibra ótica (OOK, Duobinário, BPSK, QPSK, etc.) possibilita diversas opções de modulação.

A detecção coerente é atualmente o método de detecção mais avançado em comunicações óticas, onde a decisão entre símbolos é efetuada com recurso ao módulo e fase do campo elétrico do sinal. Os recetores coerentes permitem a implementação, no domínio digital, da estimação de fase, da estimação da frequência e controlo de polarização, reduzindo a complexidade dos recetores. Este tipo de recetores permite, assim, o processamento digital de sinal.

Este capítulo está organizado da seguinte forma: na secção 3.1 são apresentados os formatos de modulação ótica, dividindo-os em modulação na intensidade e modulação na fase. Na secção 3.2 são apresentados os transmissores óticos utilizados ao longo deste trabalho, nomeadamente transmissor Duobinário, QPSK e DP-QPSK. A secção 3.3 inclui os moduladores usados; a secção 3.4 diz respeito à detecção do sinal e está dividida em detecção direta e detecção coerente. Nesta secção é apresentado os esquemas para a detecção coerente homodina e heterodina dos formatos de modulação QPSK e DP-QPSK. Por fim na secção 3.5 realça-se as vantagens e desvantagens da detecção direta e coerente.

3.2 - Formatos de modulação ótica

O campo elétrico em fibras SMF apresenta três parâmetros físicos que podem ser usados para transportar a informação. Dependendo do modo como a informação é processada, os formatos de modulação ótica digital podem, então, ser classificados como sendo de

intensidade, de fase, de frequência e de polarização da portadora ótica. No caso de um sinal digital, as formas de transporte de informação anteriormente referidas assumem as seguintes designações respetivamente: modulação digital em amplitude (ASK), em fase ou frequência (PSK ou FSK) e na polarização (PolSK).

A abundância de formatos de modulação diferentes com base na modulação de todas as quadraturas do campo ótico foram propostos no início dos anos noventa, principalmente em associação com deteção coerente [26]. Além disso, o surgimento dos EDFAs ofereceu novas perspectivas para simples sistemas com modulação de intensidade e com deteção direta (IM-DD), de modo que não havendo potência suficiente aumentava-se a capacidade mesmo sem modulação de alta ordem. Assim, a investigação de formatos de alta ordem de modulação permanecia essencialmente confinada à descrição de estruturas do transmissor e do recetor e do cálculo teórico da taxa de erro de bit (BER).

Após a otimização ao longo dos anos dos sistemas óticos com modulação de intensidade binária (também designado como *On-Off Keying*, OOK) e da deteção direta (com base nos EDFAs), surgiu um novo interesse noutros formatos de modulação ótica. Inicialmente houve interesse em obter maior robustez contra os efeitos de propagação da fibra e obter maior alcance da transmissão, ao invés de procurar maior eficiência espectral. Além disso, a influência da forma de impulsos óticos foi investigada: sinais com *Return to Zero* (RZ) têm propriedades de transmissão diferentes dos sinais com *Non-Return to Zero* (NRZ).

A investigação de formatos óticos de alta ordem de modulação começou a desempenhar um papel importante em vários projetos de investigação. A quantidade de bits representados por cada estado do sistema de modulação é um parâmetro do sistema de modulação que pode ser manipulado para melhorar a performance do sistema. Assim, para a codificação de bits sobre M símbolos ($m = \log_2 M$), a taxa de símbolos é reduzido por 'm' em relação à taxa de dados, obtendo-se elevadas eficiências espectrais. A eficiência espectral (bit/s/Hz) exprime a taxa de informação que é possível transmitir numa dada largura de banda.

Por um lado, modulação de alta ordem permite alcançar maiores taxas de dados de canal, por meio de equipamentos de menor velocidade existentes, e ultrapassando, assim, o limite da eletrónica de alta velocidade e processamento de sinais digitais. Por outro lado, ao manter a taxa de dados constante a transmissão com menor taxa de símbolo permite menores espaçamentos do canal e traz uma maior tolerância contra deficiências de transmissão, tais como a CD e a PMD. No entanto, estes benefícios são acompanhados por uma tolerância reduzida ao ruído e à SPM e à maior complexidade de componentes.

Nas comunicações óticas destacam-se dois principais grupos: modulação na intensidade e modulação na fase. Dentro destes grupos existem sub-grupos baseados nas características de modulação auxiliares. O grupo da modulação na polarização não tem recebido grande importância em sistemas de comunicação ótica por motivos por motivos de realização prática.

3.2.1 - Modulação na intensidade

Neste tipo de modulação, idealmente, há apenas modulação da amplitude da portadora ótica.

O campo elétrico associado a um sinal ótico é definido como [1]:

$$E_s(t) = A_s(t)\cos[\omega_o t + \phi_s(t)] \quad (1.19)$$

No caso do formato ASK, a amplitude A_s é modulada mantendo constante ω_o e ϕ_s .

Na figura abaixo é possível observar os formatos de modulação de intensidade. Encontra-se dividido em características de modulação auxiliares, nomeadamente modulação com ou sem memória, com ou sem *chirp*.

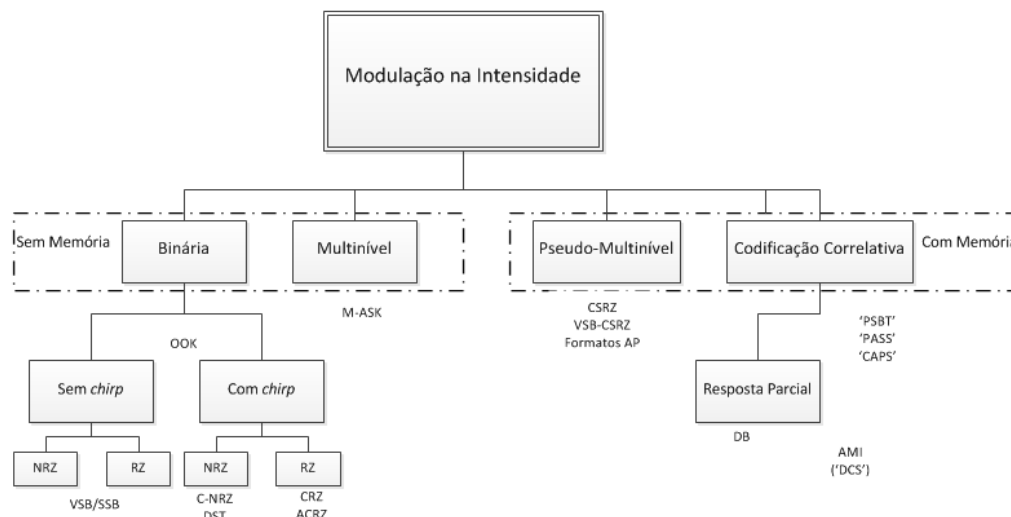


Figura 3.1 - Formatos de modulação na intensidade

Este tipo de formato é também conhecido como OOK (*On-Off Keying*). Na figura seguinte é representada a modulação do campo elétrico e a constelação para o formato OOK em função do tempo[12]:

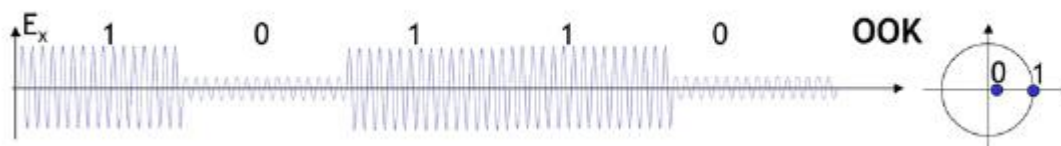


Figura 3.2 - Evolução temporal e constelação do formato OOK

Para o formato OOK, a fase é constante para todos os símbolos, mas a amplitude pode atingir dois níveis, portanto surgem dois pontos ao longo da linha horizontal do diagrama de constelações, um próximo do centro do círculo para o símbolo “0” de baixa intensidade, o outro para representar “1” [12].

Existe também modulação de intensidade multinível (M-ASK), no entanto, esta não se tem mostrado vantajosa para comunicações em fibra ótica.

Na modulação de intensidade há dois níveis, correspondentes aos bits “1” e “0”. Os formatos de modulação mais utilizados são o NRZ (*Non-Return to Zero*), em que o impulso ocupa todo o período de um bit, e o RZ (*Return to Zero*), em que o impulso ocupa apenas uma parte do período do bit. Na figura abaixo é possível observar os espectros e os diagramas de olho dos formatos NRZ-OOK e RZ-OOK [3]:

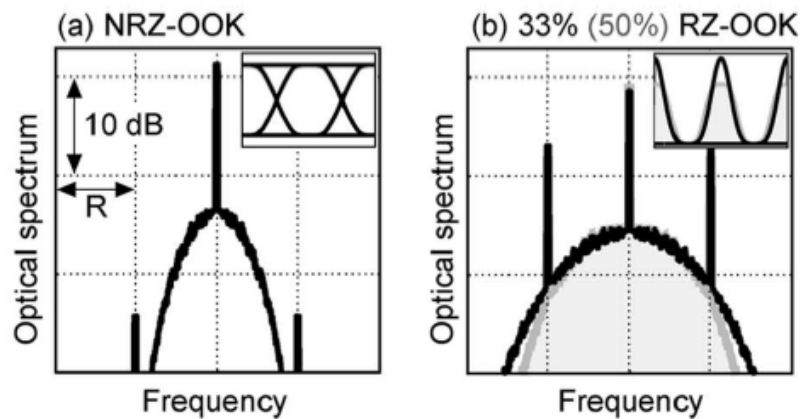


Figura 3.3 - Espectro e diagrama de olho dos sinais NRZ-OOK e RZ-OOK

Dentro destes formatos de modulação, o duobinário (DB) é o mais utilizado em comunicações óticas, e a sua codificação baseia-se em três níveis, como se pode observar pela constelação da Figura 3.4. O principal benefício do formato DB é a maior tolerância à dispersão cromática (sendo mais tolerante 3,5 que o formato NRZ-OOK) e a ocupação espectral estreita [4]. A codificação é feita do seguinte modo: o bit “1” é codificado com um impulso com fase 0 ou π e o bit “0” é codificado com a ausência de impulso (ou impulso de baixa intensidade). Assim, existe uma diferença de fase em π entre bits “1”s separados por um número ímpar de bits “0”s [3]. Esta codificação faz com que a energia dispersa dos impulsos de fase oposta interfira destrutivamente, reduzindo o efeito de dispersão. Este tipo de formato é aplicável a sistemas com alta resolução espectral, devido à sua estreita largura espectral. Esta redução da largura espectral pode ser verificada na figura abaixo [3] pode ser observada na Figura 3.5:



Figura 3.4 - Constelação do formato DB

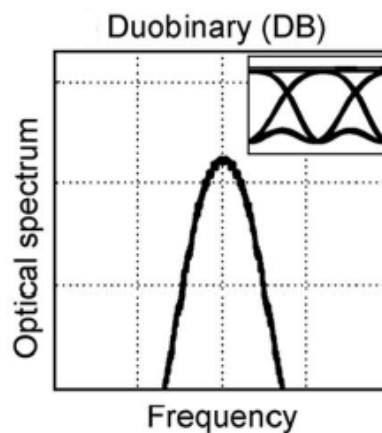


Figura 3.5 - Espectro e diagrama de olho do formato DB

No entanto, este tipo de formato em termos de sensibilidade OSNR é de 3 dB pior que o formato NR-ZOOK, o que limita o seu alcance de transmissão máximo de 800 km [4].

No entanto, com o crescimento do tráfego das redes de comunicações óticas estes formatos de modulação ASK não são a melhor opção e apresentam fatores limitativos ao nível da eficiência espectral e robustez a distorções de sinal. Assim sendo, deve-se dar ênfase a novos formatos de modulação ótica, nomeadamente formatos de modulação na fase.

3.2.2 - Modulação na fase

No caso do formato PSK, o conjunto de bits óticos é gerado por modulação de fase ϕ_s na equação (1.19), enquanto a amplitude A_s e a frequência da portadora ótica w_o são mantidos constantes.

Na figura abaixo observa-se os vários tipos de formatos com modulação de fase [3]. Estes encontram-se divididos em formatos binários e multinível.

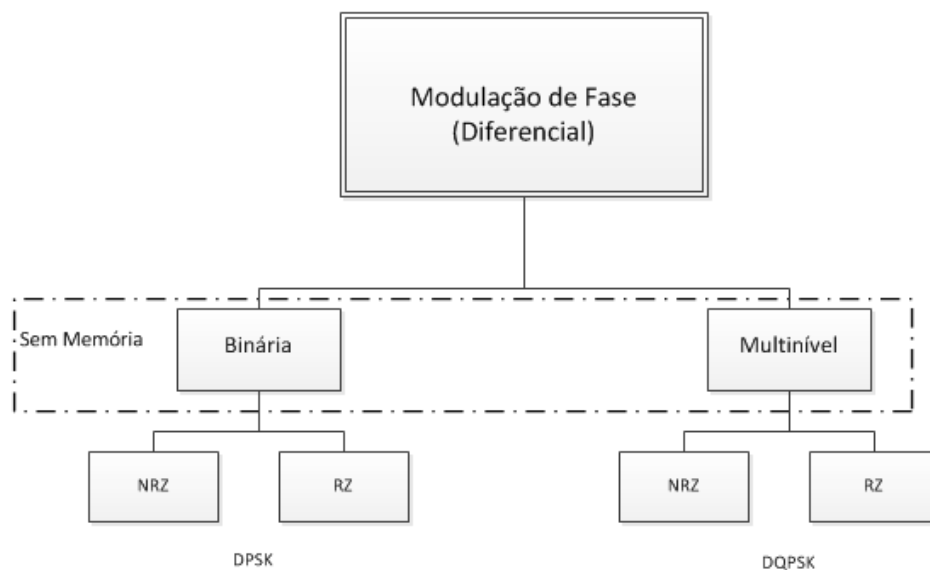


Figura 3. 6 - Formatos de modulação de fase

Detecção coerente é essencial para o formato PSK, senão toda a informação seria perdida caso o sinal ótico fosse detetado diretamente. A modulação do PSK requer um modulador externo capaz de mudar a fase ótica, em resposta a uma tensão aplicada [1]. Estes tipos de moduladores serão abordados na Secção 3.3.

Para o PSK binário, o BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), a fase da portadora ótica pode assumir dois valores distintos, usualmente 0 ou π , consoante o bit a codificar. Na figura abaixo é possível observar a evolução temporal do sinal BPSK [12]:

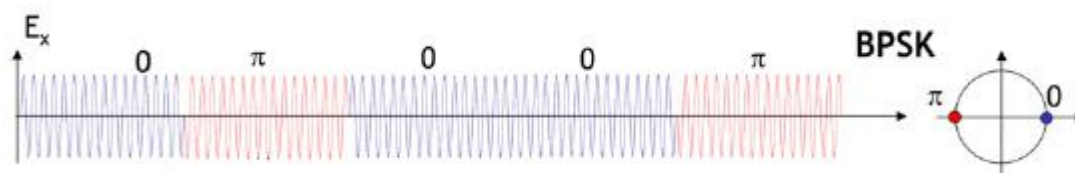


Figura 3. 7 - Evolução temporal e constelação do sinal BPSK

A modulação M-PSK é uma técnica amplamente usada para obter redução na largura de banda necessária para transmitir informação através do canal. Assim, o PSK pode também ser

estendido ao conceito multi-nível, no qual o QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*) é o formato atualmente mais aceite no domínio das comunicações óticas.

Combinando diferentes técnicas de modulação (tipicamente amplitude e fase) torna-se possível aumentar a quantidade de estados possíveis para a representação de conjuntos de bits. A técnica combinada de modulação mais utilizada é a Modulação de Amplitude em Quadratura (QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*). Tal como no PSK, existe a modulação M-QAM (*M-ary Quadrature Amplitude Modulation*), um tipo de modulação amplamente utilizado em comunicações óticas. Este tipo de modulação usa com maior eficiência a largura de faixa, a sua constelação é constituída por M símbolos, cada qual representado por ($k = \log_2(M)$) bits. M-QAM pode ser considerado uma extensão de M-PSK pois tratasse de um tipo de modulação que altera a fase e a amplitude de duas portadoras independentes de acordo com o sinal portador de informação, ou seja QAM é como se fosse uma mistura de ASK e PSK. Na modulação ótica de amplitude em quadratura (QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*) duas portadoras ortogonais entre si são independentemente moduladas em amplitude, em que a informação pode ser codificada em amplitude e fase, ou seja, existem duas componentes: em fase (I) e em quadratura (Q). O formato de modulação 16QAM é o mais utilizado no âmbito da modulação M-QAM. Ao longo da dissertação este formato não será abordado pois aumenta o ruído, ou seja, este formato apresenta menor tolerância ao ruído.

O formato QPSK apresenta uma constelação com quatro símbolos ($\pi/4$, $3\pi/4$, $-3\pi/4$, $-\pi/4$), como pode ser visto na Figura 3.8, e pode ser obtido pela modulação binária em amplitude das portadoras em fase e em quadratura.

Na figura abaixo é possível observar a evolução temporal do sinal QPSK [12]:

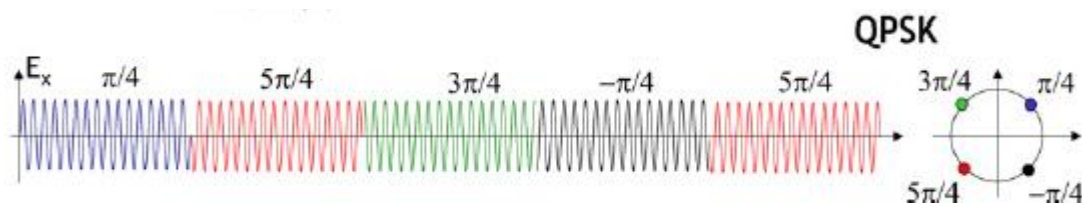


Figura 3.8 - Evolução temporal e constelação do sinal QPSK

Para os sinais BPSK e QPSK a amplitude é constante, mas a fase pode atingir diferentes valores. A constelação do BPSK inclui dois pontos no círculo trigonométrico, ao passo que a constelação QPSK inclui quatro pontos.

Assim, uma das vantagens do formato QPSK é a codificação de 2 bits por símbolo permitindo a redução para metade da taxa de transmissão de símbolos para uma mesma taxa de transmissão de dados, o que se traduz numa compressão do espectro para metade da largura apresentada pelo BPSK, como se pode verificar na Figura 3.9 [3]. Para além da duplicação da eficiência espectral, esta compressão do espectro permite duplicar a tolerância do sinal aos efeitos da PMD e diminuir em 4 vezes a influência da dispersão cromática. Apesar da utilização de mais símbolos, a distância entre símbolos no QPSK é igual à do BPSK, pelo que a tolerância de ambos os formatos ao ruído é igual quando é implementada deteção coerente. A maior desvantagem do QPSK face ao BPSK prende-se com a maior complexidade do transmissor e recetor necessário.

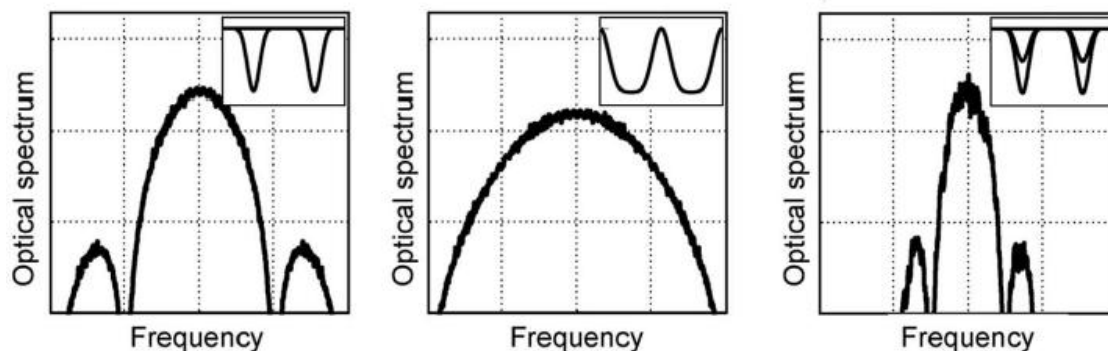


Figura 3.9 - Espectro e diagrama de olho do formato NRZ-BPSK (figura da esquerda), 33% RZ-BPSK (figura do meio) e NRZ-QPSK, gerados com auxílio do modulador MZ

Assim, para uma taxa de transmissão de 100 Gbit/s, o sinal NRZ-QPSK exibirá uma taxa de símbolo de 50 Gbaud, permitindo uma transmissão através de uma rede padrão de 100GHz DWDM, com uma eficiência espectral de 1 bit/s/Hz. Devido à baixa taxa de símbolo, este formato permite o uso de componentes eletrônicos e óticos a 50GHz, que são parcialmente comercializados e disponíveis como versões avançadas de soluções de sistemas a 43 Gbit/s já existentes.

O formato QPSK com multiplexação por divisão da polarização (PDM-QPSK - *Polarization-Division Multiplexing Quadrature Phase Shift Keying*) ou QPSK com duas polarizações (DP-QPSK) ou ainda QPSK multiplexado na polarização (PM-QPSK) tem sido o mais promissor nos sistemas com elevadas taxas de transmissão, pois têm alta eficiência espectral (permite a transmissão de 4 bit/símbolo), uma elevada resistência aos efeitos lineares, como a dispersão cromática e dispersão de modo de polarização (PDM) e limita os efeitos não-lineares [22, 28, 29]. Na figura seguinte é possível observar o diagrama de constelações deste tipo de formato nas duas polarizações (x, y) [4]:

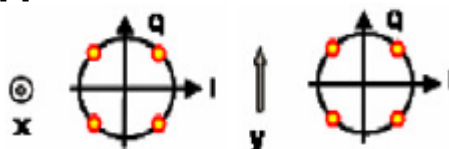


Figura 3.10 - Diagrama de constelação do formato DP-QPSK

O espectro do sinal ótico de um sinal PM-QPSK a 100G pode ser observado na figura abaixo [23]:

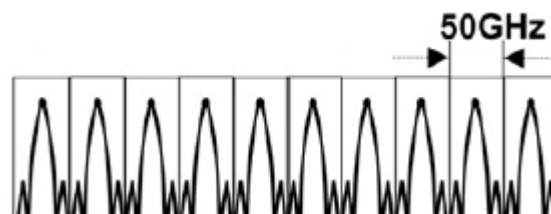


Figura 3.11 - Espectro ótico do formato PM-QPSK a 100 Gbit/s (25Gbaud)

Devido à modulação QPSK com multiplexação na polarização (PM), o sinal a 100 Gbit/s apresenta apenas uma taxa de símbolo de 25 Gbaud, permitindo uma transmissão através de uma rede padrão de 50 GHz DWDM com elevada eficiência espectral de 2 bit/s/Hz. A taxa de

símbolo de 25 Gbaud é acessível aos componentes eletrônicos e óticos, de hoje, com elevada velocidade. No entanto, a modulação multinível e a multiplexação na polarização em canais de 100 Gbit/s requer DSP no recetor [23].

Sistemas de fibra ótica coerentes tendem a possuir até 80 canais WDM, onde cada canal transporta mais de 100 Gb/s. Para permitir alcançar tais taxas de transmissão num único sistema de transporte, é necessário formatos de modulação avançados adequados. Dois critérios principais na escolha destes formatos são a taxa de amostragem do conversor analógico-digital (ADC), imposta pela largura de banda do sinal analógico, e o desempenho geral do sistema em termos de BER e a sua SNR [5]. Investigações feitas indicam que a modulação no formato DP-QPSK é o aconselhado para transportes únicos de 100G em sistemas de longo percurso de comunicação de fibra ótica coerentes.

3.3 - Moduladores

A modulação direta apresenta problemas para elevadas taxas de transmissão, assim sendo, recorre-se à modulação externa.

A parte ótica dos transmissores de alta ordem de modulação é composta por um ou mais moduladores óticos externos. Para modulação externa, o laser opera a uma potência ótica constante (CW) e a modulação de intensidade desejada da portadora ótica é introduzida através de um dispositivo.

Os moduladores externos apresentam várias implementações diferentes. Moduladores com base no interferómetro de Mach-Zehnder são, de longe, o mais comum.

Nesta seção aborda-se os moduladores MZ e o modulador ótico IQ (IQM).

3.3.1 - Modulador *Mach-Zehnder*

Os moduladores *Mach-Zehnder* são, portanto, moduladores externos eletro-óticos baseados em interferómetros do tipo MZ, que permitem aumentar significativamente a taxa de transmissão. Na figura abaixo podemos observar o esquema de um modulador MZ, o modulador de fase é tipicamente um par de elétrodos colocados em ambos os lados das guias de ondas.

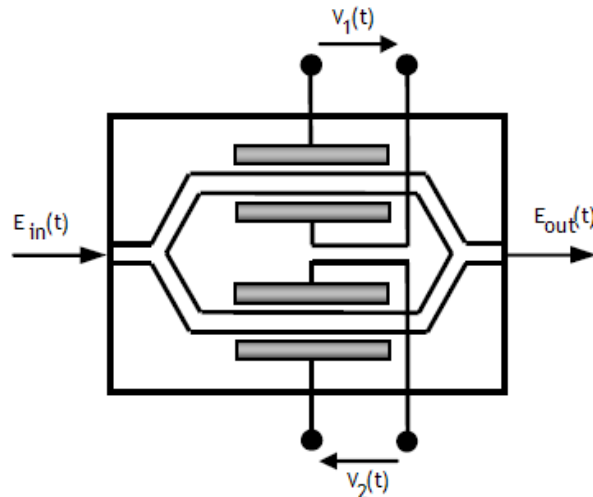


Figura 3.12 - Esquema da estrutura de um modulador *Mach-Zehnder* [26]

O modulador MZ opera pelo princípio de interferência, controlado pela modulação de fase da portadora ótica. Na sua estrutura, ilustrada na Figura 3.12, observa-se que o sinal na entrada é dividido em dois braços através de um acoplador de entrada. Em ambos os braços é aplicada uma tensão elétrica ($V_1(t)$, $V_2(t)$) adquirindo, assim, uma diferença de fase (um em relação ao outro), devido à alteração do índice de refração no guia de onda. Posteriormente, ocorre a junção dos dois campos num acoplador de saída. Dependendo da tensão elétrica aplicada, a interferência varia de destrutiva para construtiva, produzindo assim modulação de intensidade.

Desprezando as perdas de inserção, a função de transferência do modulador MZ pode ser dada por [3, 26]:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} (e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}) = e^{\frac{j\varphi_1(t)+\varphi_2(t)}{2}} \cos \left[\frac{\varphi_1(t)-\varphi_2(t)}{2} \right] \quad (1.20)$$

Em que, $\varphi_1(t)$ e $\varphi_2(t)$ representam os desvios de fase nos braços superior e inferior do MZM, dados pelas seguintes expressões. Para uma determinada tensão de condução, para obter um deslocamento de fase de π nos braços superior e inferior, $V_{\pi 1}$ e $V_{\pi 2}$, respetivamente, os desvios de fase estão relacionados com os sinais de condução $V_1(t)$ e $V_2(t)$ pelas seguintes equações:

$$\varphi_1(t) = \frac{V_1(t)}{V_\pi} \pi, \quad \varphi_2(t) = \frac{V_2(t)}{V_\pi} \pi \quad (1.21)$$

No caso de ausência de tensão externa, os campos óticos dos dois braços do MZ têm a mesma mudança de fase e interferem construtivamente.

No caso em que os braços apresentam diferentes mudanças de fase, reduz-se a interferência construtiva e a modulação de fase é convertida em modulação de intensidade.

A potência de saída do MZM em função da diferença de tensão aplicada nos braços do modulador é representada na figura abaixo [3].

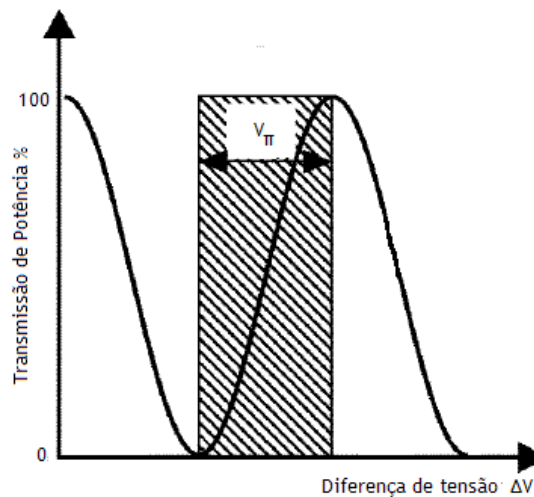


Figura 3.13 - Transmissão de potência em função da diferença de tensão entre os braços de um modulador MZ (V_{π} - tensão de condução ou comutação)

A tensão de modulação necessária para haver mudança de fase de um dos braços do MZM é π . Neste caso, idealmente toda a luz se propaga em modos de ordem superior e não existe emissão de luz no modo fundamental e a interferência é totalmente destrutiva. A diferença de tensões entre a transmissão total e a transmissão nula designa-se por tensão de condução ou comutação, V_{π} .

Nos casos em que o “*chirp*” (modulação de fase) não é desejado, as tensões a aplicar nos dois braços do modulador MZ deverão ser simétricas, ou seja, deverão ter a mesma intensidade mas direções opostas ($V_1(t) = -V_2(t)$). A diferença de fase induzida entre os campos dos braços superior e inferior é dado por $\Delta\varphi(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t) = 2\varphi_1(t)$. Nestes casos o modulador MZ opera para modulação de intensidade e livre de “*chirp*” [3, 26].

Tipicamente, a gama de tensão de condução é aproximadamente de cerca de 3 V a 6 V.

Os moduladores MZ são, normalmente, constituídos por materiais como o niobato de lítio (LiNbO_3), ou por semicondutores como o arsenieto de gálio (GaAs) e fosfeto de índio (InP). Uma vez que existe a possibilidade de modulação de fase e intensidade do campo óptico, de forma independente, os moduladores MZM formam a base de formatos de modulação óptica avançados [3].

3.3.2- Modulador IQ

O modulador óptico IQ é composto por um modulador de fase (PM) e dois MZMs e comercialmente está disponível de forma integrada. Uma ilustração possível para este modulador encontra-se na Figura 3.14 [26].

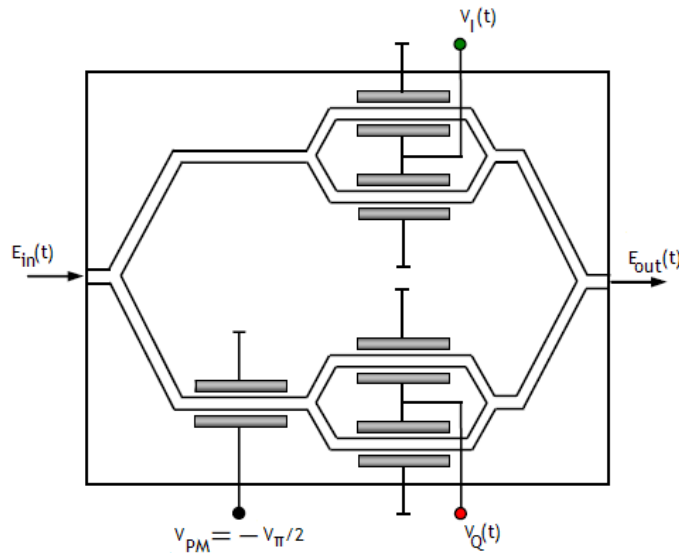


Figura 3.14 - Estrutura do modulador ótico IQ

A luz é dividida pelos dois braços, ou seja, dividida nas componentes em fase e em quadratura. Nos dois braços existe o modulador MZ para proceder à modulação de intensidade. Para além destes MZMs, num dos braços utiliza-se um modulador de fase para provocar uma mudança de fase de $\pi/2$. Desta forma, qualquer ponto da constelação pode ser alcançado no plano IQ após recombinação de ambos os braços, como se pode verificar na Figura 3.15 [26].

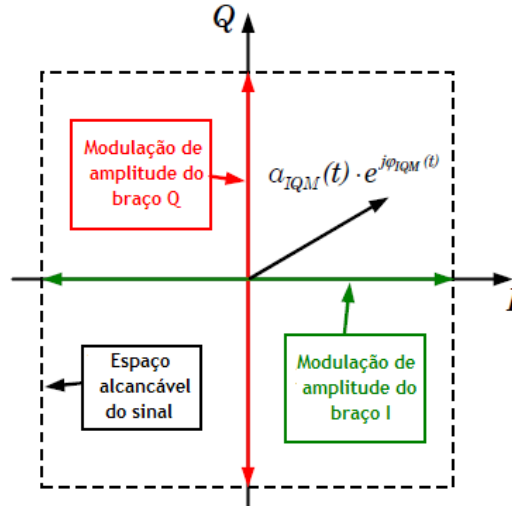


Figura 3.15 - Princípio da modulação IQ

Desprezando as perdas e inserção e admitindo que a tensão do modulador de fase é $V_{PM} = -V_{\pi}/2$, a função transferência do campo pode ser dada por [26]:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\phi_I(t)}{2}\right) + j \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\phi_Q(t)}{2}\right) \quad (1.22)$$

Em que a diferença de fase induzida pelo MZM para o braço superior e inferior é dada por [26]:

$$\Delta\varphi_I(t) = \frac{V_I(t)}{V_\pi} \pi, \Delta\varphi_Q(t) = \frac{V_Q(t)}{V_\pi} \pi \quad (1.23)$$

Assim, usando as equações anteriores, a modulação de amplitude $a_{IQM}(t)$ e a modulação de fase $\varphi_{IQM}(t)$ do modulador IQ pode ser calculado por:

$$a_{IQM}(t) = \left| \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} \right| = \frac{1}{2} \sqrt{\cos^2 \left(\frac{V_I(t)}{2V_\pi} \pi \right) + \cos^2 \left(\frac{V_Q(t)}{2V_\pi} \pi \right)} \quad (1.24)$$

$$\varphi_{IQM}(t) = \text{arg} \left[\cos \left(\frac{V_I(t)}{2V_\pi} \pi \right), \cos \left(\frac{V_Q(t)}{2V_\pi} \pi \right) \right] \quad (1.25)$$

3.4 - Transmissores

De seguida, são abordados os transmissores utilizados ao longo deste trabalho (DB, QPSK e DP-QPSK), apresentando os seus esquemas gerais.

3.4.1 - Transmissor DB

Os transmissores duobinário usam uma versão pré-codificada do sinal de dados de entrada. Esta sequência de dados exibe uma mudança de nível para cada bit “0” e é convertida num sinal elétrico de três níveis recorrendo a filtros passa-abaixo. Este filtro passa-baixo pode ser implementado como um filtro de atraso e adição, como ilustra a Figura 3.16. Este tipo de filtros, tipicamente, resulta numa melhor sensibilidade *back-to-back*, e poderão proporcionar maior tolerância à dispersão cromática. Os filtros terão uma largura de banda de 3 dB de cerca de 25% da taxa de bits.

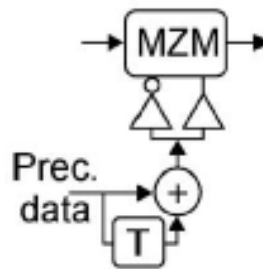


Figura 3.16 - Circuito de atraso e adição para sinais duobinário

O sinal de três níveis é, então, utilizado para controlar um MZM livre de *chirp* entre os seus máximos de transmissão.

3.4.2 - Transmissor QPSK

O princípio de funcionamento de um transmissor QPSK é muito semelhante ao transmissor BPSK. A sua estrutura e as constelações podem ser observadas na figura abaixo [12]:

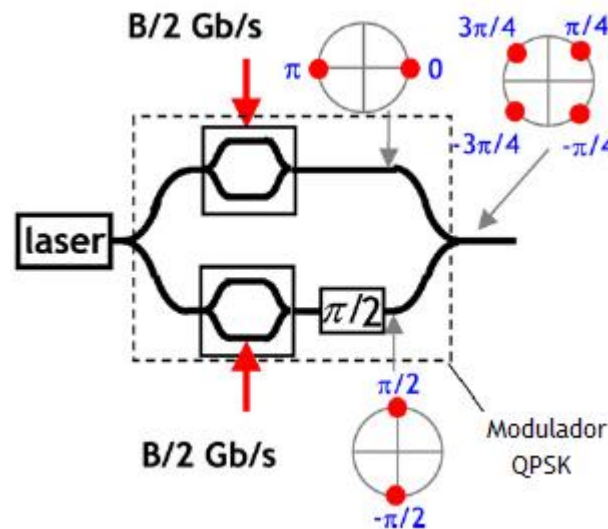


Figura 3.17 - Estrutura de um transmissor QPSK (B- taxa de transmissão dos dados)

O modulador QPSK inclui dois moduladores BPSK, sendo estes moduladores MZ.

O sinal inicialmente é dividido por dois moduladores MZ onde ocorre, em cada um, a modulação de fase em dois níveis, 0 e π . A fase do sinal transmitido através da parte inferior do modulador é deslocada por $\pi/2$ em comparação com o sinal do modulador superior. Posteriormente, os sinais são misturados e a interferência produzida resulta em quatro níveis de fase, separados por $\pi/2$ ($\pi/4$, $3\pi/4$, $-3\pi/4$, $-\pi/4$). Cada um dos moduladores atua com uma taxa por símbolo de $B/2$ (sendo B a taxa de transmissão dos dados).

Assim, é possível aumentar a taxa de transmissão de dados sem aumentar, na mesma proporção, a taxa de símbolo (2 bit/símbolo), levando a que este formato de modulação seja mais tolerante à interferência inter-simbólica que por exemplo o BPSK (que tenha a mesma taxa de dados).

3.4.3- Transmissor DP-QPSK

Na Figura 3.18 podemos observar o diagrama de blocos que ilustra a estrutura de um transmissor com este formato, bem como as suas constelações [12].

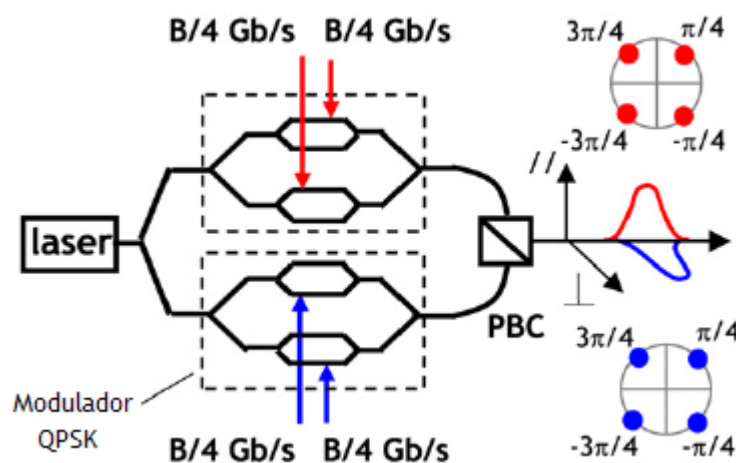


Figura 3.18 - Estrutura do transmissor DP-QPSK (B- Taxa de transmissão de dados, PBC- Polarization Beam Combiner)

Primeiramente o sinal, proveniente do laser, através de um PBS (*Polarization Beam Splitter*) dá origem a duas portadoras independentes alinhadas com as componentes vertical e horizontal do vetor polarização, que vão alimentar dois moduladores IQ. Aqui, com o auxílio de um modulador MZ, em que cada sinal elétrico atua com uma taxa de símbolo de $B/4$, cada portadora é separada nas suas componentes I e Q. Por fim, as suas componentes são reagrupadas num sinal QPSK e as suas componentes horizontal e vertical são adicionadas num acoplador de polarização (PBC - *Polarization Beam Combiner*), ocorrendo antes o controlo de polarização (PC- *Polarization Controller*).

3.5 - Detecção do sinal

Os recetores usados em redes óticas baseiam-se em duas técnicas de deteção possíveis: deteção direta e deteção coerente.

A deteção direta apenas faz a deteção da informação de amplitude do sinal recebido. É uma tecnologia simples e de baixo custo, onde o recetor pode ser apenas constituído por um fotodíodo, e converto o sinal para um sinal elétrico.

Na deteção coerente o sinal de entrada é misturado com um oscilador local (portadora ótica- laser). Esta técnica de deteção utiliza a informação da fase da portadora para detetar o sinal.

Os requisitos da largura de banda (*linewidth*) diminuíram com o aumento da taxa de dados do canal, e foram desenvolvidos lasers com largura de banda de sub-MHz. A velocidade de processamento do sinal digital disponível permite a execução de operações críticas, como a sincronização de frequência, a correção de fase e o controlo de polarização no domínio eletrónico através de meios digitais. Conceitos anteriores para a sincronização da portadora com *Optical Phase Locked Loop* (OPLL) podem ser substituídos pela operação de estimativa da fase.

Devido à largura de banda limitada dos amplificadores óticos atuais, aumentando a capacidade da portadora é necessário aumentar a densidade espectral da informação (isto é, o número de bits/s transmitidos numa banda espectral). Assim sendo, têm sido propostos formatos de modulação com 2 bits por símbolo como o QPSK e recentemente surgiram formatos de modulação com 4 bits por símbolo. Através da combinação de multiplexação de polarização e 4 níveis de fase, PMD-QPSK é visto como promissor para alta capacidade de transmissão de 100 Gb/s.

Para além da vantagem da eficiência espectral e do aumento da sensibilidade dos recetores, a deteção coerente proporciona outras vantagens. Deteção coerente é muito benéfica em projetos de sistemas óticos de alta ordem de modulação porque todos os parâmetros do campo ótico (amplitude, frequência, fase e polarização) estão disponíveis no domínio elétrico. A preservação da fase no tempo permite métodos mais eficazes para a compensação eletrónica de deficiências de transmissão como a CD e não-linearidades. Quando utilizado em sistemas WDM, os recetores coerentes podem oferecer sintonia (ou seja, o laser pode ser sintonizável - o comprimento de onda de funcionamento pode ser alterado de uma forma controlada) e permitir espaçamentos de canal muito pequenos, uma vez que a separação do canal pode ser realizada por alta filtragem elétrica.

Dois dos principais desafios para a fabricação de recetores coerentes são a implementação da sincronização da portadora e a fabricação dos principais componentes como os híbridos óticos. A principal desvantagem é a sua complexidade, logo o elevado custo do recetor coerente [16].

Esta seção descreve as configurações do recetor para a deteção direta e coerente do sinal ótico, dando ênfase a esta última técnica. A deteção coerente é detalhada para técnicas homodina e heterodina.

3.5.1 - Deteção Direta

A deteção direta é a técnica de deteção mais simples e apenas procede à deteção da informação de amplitude do sinal recebido. É uma tecnologia simples e, portanto, de baixo custo, onde o recetor pode ser apenas constituído por um fotodíodo que converte a intensidade ótica em fotocorrente. Para débitos de 10 Gb/s e abaixo, os formatos de modulação são de modulação de intensidade detetada através da deteção direta.

Na deteção direta, um recetor calcula variáveis de decisão baseada numa medida de energia de sinal. Para a deteção do sinal ótico e para convertê-lo em sinal elétrico recorre-se a um fotodíodo, que é seguido de um circuito de decisão (Figura 3.19(a)), constituído por um filtro passa-baixo (com uma largura de banda de cerca de 3dB, ou seja, 0,7 x taxa de bit) e por um circuito de recuperação de relógio usado para fornecer a fase de amostragem corretamente ao elemento de decisão (Figura 3.19(b)). Este elemento de decisão seleciona se o sinal de entrada é “1” ou “0”, comparando o nível elétrico na entrada com um limiar de referência.

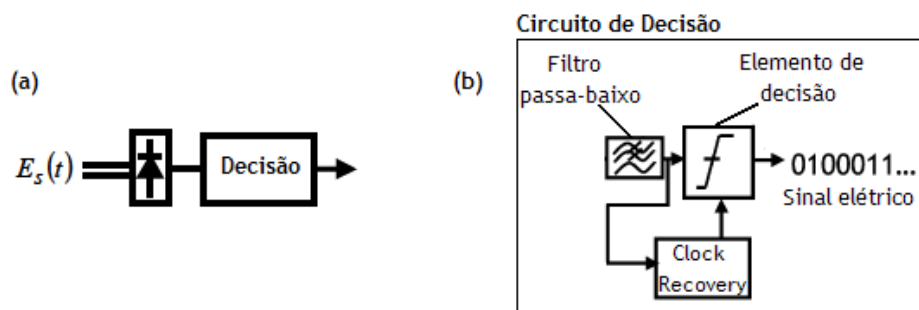


Figura 3.19 - Recetor com deteção direta para ASK (a) e circuito de decisão (b) [7, 12]

No entanto, esta técnica apresenta limitações devido ao aumento das taxas de transmissão, o que obriga a uma maior largura de banda e, conseqüentemente, à otimização da eficiência espectral. Outra desvantagem é a incompatibilidade com formatos de modulação avançados e a eliminação da fase do sinal, que limitam o desempenho do processamento digital de sinal após deteção. Então, para ultrapassar estas limitações recorre-se à deteção ótica coerente, em que o sinal de entrada é “misturado” com uma portadora ótica (laser) gerada localmente (oscilador local).

3.5.2 - Deteção Coerente

Atualmente, em comunicações óticas, a deteção coerente é o método de deteção mais avançado e permite uma grande diversidade de formatos de modulação.

Quando se aplica deteção coerente, toda a informação da onda do sinal ótico (amplitude, frequência, fase e polarização) é transferida para o domínio elétrico. Este tipo de deteção utiliza a informação da fase da portadora para detetar o sinal, a decisão entre símbolos é efetuada com recurso à fase e à amplitude do campo elétrico do sinal. Na figura seguinte podemos observar o esquema da deteção coerente [30].

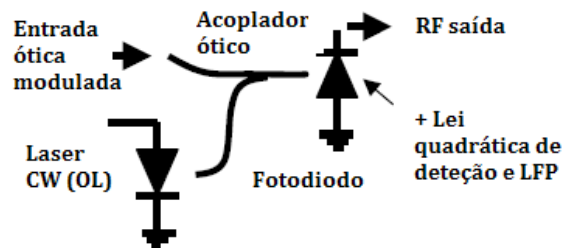


Figura 3.20 - Esquema da deteção coerente

Na deteção coerente o sinal de informação ótico é interferido com a luz de um laser (LO-oscilador local) antes da foto-deteção, através de um acoplador ótico de 3 dB.

Este tipo de deteção pode ser usado para os formatos de modulação de fase codificados como BPSK, QPSK e QAM. Qualquer formato de modulação de multi-nível pode ser introduzido usando recetores coerentes. Embora a eficiência espectral do formato de modulação binário é restrita ao limite de *Nyquist* de 1bit/s/Hz/polarização, os formatos de modulação de multinível podem melhorar este valor [8]. A informação pode ser codificada em amplitude e fase, ou equivalentemente, em componentes de fase (I) e quadratura (Q).

No caso de a deteção de sinais óticos de alta ordem de modulação, a deteção coerente tem a vantagem de a desmodulação poder ser realizada completamente no domínio elétrico.

Além disso, recetores coerentes permitem aumentar a sensibilidade dos recetores e uma vez que ocorre a preservação das fases, permite o uso de técnicas de processamento do sinal digital para a compensação total das deficiências da transmissão, tais como a CD e PDM. O processo de desmodulação pelo recetor digital coerente é inteiramente linear, por isso, toda a informação do complexo da amplitude do sinal ótico transmitido é preservada mesmo após deteção.

Estas vantagens são importantes nos sistemas de transmissão de fibra ótica atualmente que usam vários canais WDM de distâncias elevadas, e estes recetores podem ser usados como recetores sintonizáveis com a separação do canal através de filtragem elétrica. A grande desvantagem é a complexidade da deteção coerente, e, portanto, o custo do recetor.

Podem ser distinguidos dois princípios fundamentais de deteção coerente: deteção heterodina e homodina, dependendo da frequência intermédia (IF) ser diferente de zero ou nula. O recetor heteródino necessita de uma frequência intermédia, que deveria ser muito maior do que a taxa de bit do sinal. O recetor homodino é, essencialmente, um recetor de banda base, no entanto, a sincronização com a portadora torna-se necessário, recorrendo ao PLL, dificultando aplicações práticas.

Seguidamente são detalhados os recetores para dois diferentes esquemas de deteção: deteção heterodina e deteção homodina. Dentro da técnica de deteção homodina apresenta-se a deteção diferencial e a síncrona.

3.5.2.1 - Detecção Heterodina

Na detecção heterodina as frequências do laser de sinal e do OL são escolhidas para serem diferentes, de modo que a informação do campo da onda do sinal ótico é transferida para uma portadora elétrica, com uma IF, que corresponde à diferença de frequência do laser de sinal e do OL. A frequência intermédia deve ser pelo menos tão elevada quanto a largura de banda base do sinal de informação.

Por um lado, a detecção heterodina permite desmodulação simples e sincronização da portadora recorrendo ao componente elétrico *Phase Locked Loop*. Por outro lado, a largura de banda elétrica ocupada para esta técnica de detecção é duas vezes maior do que na detecção homodina.

Então, uma vez que os recetores homodinos apresentam maior eficiência espectral e maior viabilidade para elevadas taxas de dados do que os seus homólogos recetores heterodinos, os recetores homodinos são uma melhor escolha para o futuro das redes óticas [26]. Por esta razão, neste trabalho dá-se mais ênfase à detecção homodina.

3.5.2.2 - Detecção Homodina

Na detecção homodina as frequências portadoras do laser de sinal e do laser do oscilador local (OL) são idênticas, ou seja, $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{LO} = 0$ e o espectro ótico é diretamente convertido para a banda base elétrica.

Para sistemas com duas polarizações em fase e em quadratura é necessário que as polarizações (x,y) do laser do sinal e do oscilador local estejam devidamente alinhadas. Nestes sistemas uma diferença de fase não compensada provoca um *offset* e o ruído de fase global poderá levar a um caminho aleatório da fase, o que corresponde à rotação do diagrama de constelação recebido.

Para a detecção das componentes em fase e em quadratura em sinais de modulação ótica de elevada ordem, é necessário uma interface de quadratura ótica (*optical quadrature frontend*), em que o sinal e o oscilador local são sobrepostos num híbrido de $90^\circ 2 \times 4$, cujos sinais de saída são detetados por dois detetores balanceados. Esta configuração é mostrada na figura abaixo [26].

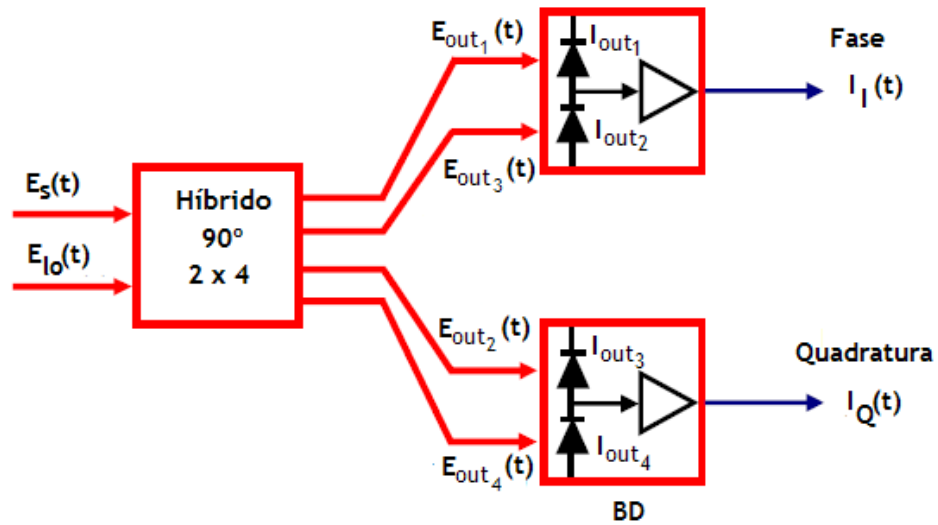


Figura 3.21 - Interface de quadratura ótica (*Optical Quadrature Frontend*) para deteção coerente das componentes em fase e em quadratura (DB - Detetor balanceado)

O híbrido de 90° 2 x 4 é o componente chave nos recetores óticos para modulação de elevada ordem porque permite a deteção das componentes em fase e em quadratura do sinal ótico.

O sinal ótico de entrada é dado pela seguinte expressão [8]:

$$E_s(t) = A_s(t)e^{j\omega_s t} \quad (1.26)$$

Onde $A_s(t)$ é o complexo da amplitude e ω_s é a frequência angular. De modo semelhante, o campo eléctrico do oscilador local pode ser escrito como:

$$E_{LO}(t) = A_{LO}e^{j\omega_{LO} t} \quad (1.27)$$

Onde A_{LO} é o complexo de amplitude (constante) e ω_{LO} é a frequência angular do oscilador local.

O complexo das amplitudes A_s e A_{LO} estão relacionados com a potência do sinal de entrada P_s e com a potência do oscilador local P_{LO} , respetivamente, através das seguintes expressões:

$$P_s = \frac{|A_s|^2}{2} \text{ e } P_{LO} = \frac{|A_{LO}|^2}{2} \quad (1.28)$$

No recetor homodino $\omega_s = \omega_{LO}$, usando o híbrido ótico de 90°, que dá uma diferença de fase de 90° entre o braço do LO, pode-se escrever as quatro saídas E_{out1} , E_{out2} , E_{out3} , E_{out4} em relação às duas entradas E_s e E_{LO} como [8, 26]:

$$E_{out1} = \frac{1}{2}(E_s + E_{LO}) \quad (1.29)$$

$$E_{out2} = \frac{1}{2}(E_s + jE_{LO}) \quad (1.30)$$

$$E_{out3} = \frac{1}{2}(E_s - E_{LO}) \tag{1.31}$$

$$E_{out4} = \frac{1}{2}(E_s - jE_{LO}) \tag{1.32}$$

As fotocorrentes em fase e em quadratura são dadas pelas seguintes expressões [8]:

$$I_I(t) = I_{out1} - I_{out3} = R\sqrt{P_s P_{LO}} \cos\{\theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)\} \tag{1.33}$$

$$I_Q(t) = I_{out2} - I_{out4} = R\sqrt{P_s P_{LO}} \sin\{\theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)\} \tag{1.34}$$

A faz do sinal é dado por $\theta_{sig}(t) = \theta_s(t) + \theta_{sn}(t)$, onde $\theta_s(t)$ é a modulação de fase e $\theta_{sn}(t)$ é a fase de ruído.

Então, usando as equações (1.15) e (1.16), o complexo da amplitude pode ser escrito como [8]:

$$I(t) = I_I(t) + jI_Q(t) = R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} e^{j(\theta_s(t) - \theta_n(t))} \tag{1.35}$$

Onde $\theta_n(t)$ é a fase total de ruído é dada por [8]:

$$\theta_n(t) = \theta_{sn}(t) - \theta_{LO}(t) \tag{1.36}$$

Para obter a modulação de fase $\theta_s(t)$ é necessário realizar a condição do bloqueio (*lock*) da fase, $\theta_n(t) = 0$, o que significa que a fase do LO controla a fase da portadora. Isto é satisfeito, recorrendo ao OPLL em esquemas coerentes convencionais ou recorrendo ao DSP em esquemas coerentes digitais.

Até agora assumiu-se que a polarização do sinal de entrada está sempre alinhada com a do LO. No entanto, na prática as fotocorrentes dependem da polarização do sinal e do LO. É, então, necessário a aplicação da diversidade de polarização, em que se usa dois interfaces de quadratura ótica (*Optical Quadrature Frontend*) e dois divisores de feixes de polarização, PBS, como se pode ver pela Figura 3.22 [8].

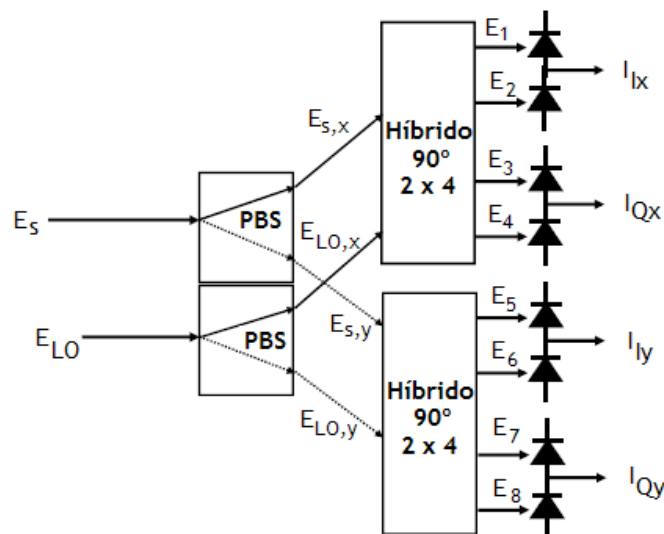


Figura 3.22 - Esquema de um recetor homodino com diversidade de fase e polarização

O sinal de entrada ótico, que tem um determinado estado de polarização, é dividido em dois, proporcionalmente, através do PBS. O LO deve ser polarizado a 45°, respeitando as direções de referência do PBS, para dividir a potência de LO igualmente. O sinal interfere com o LO em ambos os *Optical Quadrature Frontend* com polarização paralela definida.

Para a deteção do sinal baseando em deteção homodina, distingue-se duas técnicas: deteção diferencial ou deteção síncrona.

Receptores homodinos com deteção diferencial são apresentados para a deteção dos mesmos sinais que a deteção direta.

Receptores homodinos com deteção síncrona são detalhados para formatos de modulação de alta ordem. Uma ênfase especial é colocada na sincronização da portadora, que foi realizado recorrendo ao OPLL.

a. Receptores homodinos com deteção diferencial

Em contraste com os receptores de deteção direta, os receptores homodinos com deteção diferencial realizam a desmodulação diferencial no domínio elétrico. A deteção diferencial pode ser realizada por meios analógicos (receptores de diversidade de fase, vistos anteriormente) ou por desmodulação digital diferencial.

Um exemplo de um esquema de um recetor homodino com deteção diferencial pode ser observado na Figura 3.23. Esta técnica pode ser aplicado para formatos ASK, DPSK e formatos de estrela QAM [26].

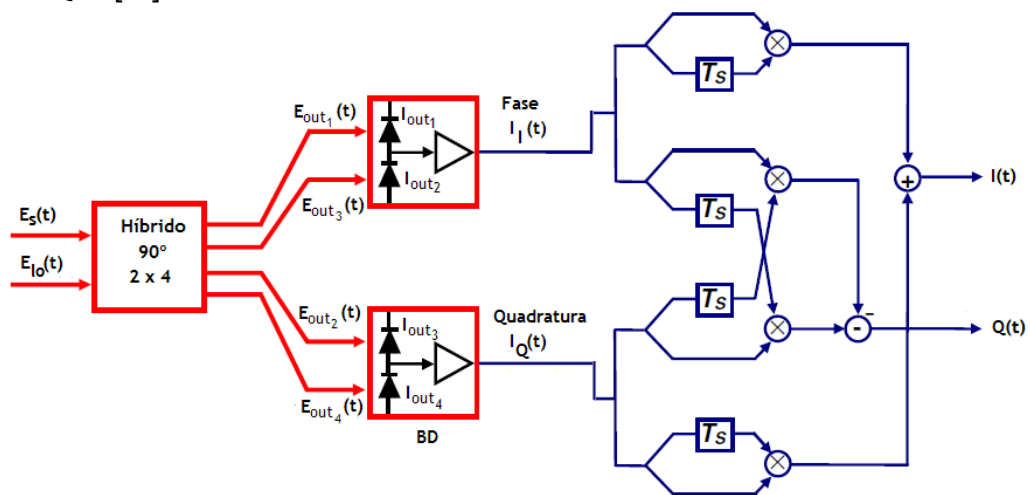


Figura 3.23 - Esquema de um recetor homodino de diversidade de fase para deteção diferencial para sinais DPSK

Em que as componentes em fase e em quadratura podem ser escritas da seguinte forma:

$$I(t) = I_I(t) \times I_I(t - T_S) + I_Q(t) \times I_Q(t - T_S) \tag{1.37}$$

$$Q(t) = I_Q(t) \times I_I(t - T_S) - I_I(t) \times I_Q(t - T_S) \tag{1.38}$$

O ruído de fase não está completamente anulado para o recetor de diversidade de fase DPSK. A desmodulação baseia-se na deteção diferencial de fase e, então, o ruído de fase

torna-se crítico caso a mudança de fase entre dois símbolos consecutivos apresente valores consideráveis.

Comparando esta técnica com a detecção direta (que permite a detecção dos mesmos formatos de modulação), este tipo de recetores têm possibilidade de minimizar os efeitos de equalização de distorção eletrônica (EDE) [26]. No entanto, na detecção direta não é necessário sincronização da frequência nem controlo da polarização.

Neste tipo de recetores para WDM não é necessário um filtro ótico para detetar o canal de comprimento de onda desejado. Os termos de interferência indesejados (interferência da detecção direta ou a interferência de canais cruzados) são eliminados por detecção balanceada. O canal desejado pode ser separado dos restantes usando um filtro elétrico passa-baixo, que deverá ser colocado antes do *Optical Quadrature Fronted*. Isto permite a alta seletividade do canal e elevada eficiência espectral em transmissões WDM [26].

Uma outra alternativa à detecção homodina diferencial é mostrada na figura seguinte. Esta tornou-se possível devido à disponível tecnologia de processamento digital de sinal de elevada velocidade. Os sinais de fase e quadratura nas saídas do *Optical Quadrature Fronted* são amostrados por um conversor analógico-digital (ADC).

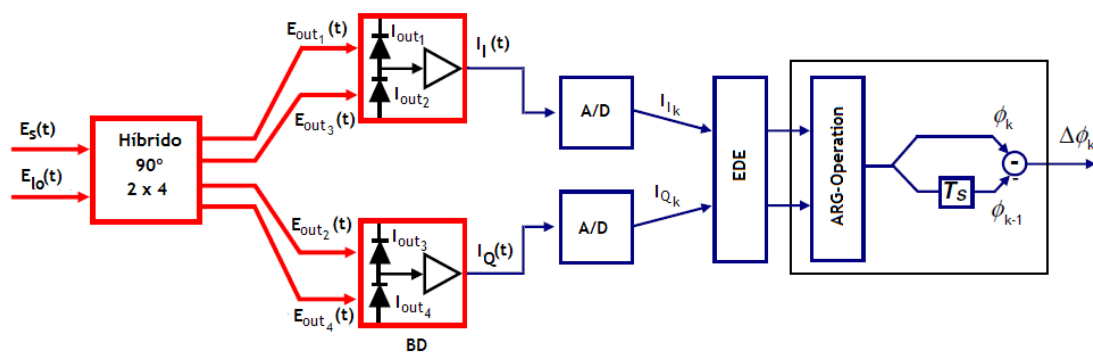


Figura 3.24 - Recetor homodino com desmodulação diferencial digital

Opcionalmente, a igualização de EDE pode ser aplicada em primeiro lugar.

Nesta técnica uma vez que se aplica a desmodulação diferencial, a fase absoluta não é importante e o ruído de fase do laser não se torna crítico até à mudança de fase tomar valores consideráveis dentro da duração do símbolo T_s .

b. Recetores homodinos com detecção síncrona

Nos recetores homodinos com detecção síncrona, as fases absolutas do sinal que contém a informação são identificadas com detecção síncrona homodina, após a mistura do sinal com o OL. Assim, obtém-se maiores sensibilidades do recetor do que na detecção diferencial. A detecção síncrona tem, ainda, a vantagem de a desmodulação não se basear na determinação de diferenças de fases, mas nas fases absolutas, possibilitando diversos formatos de modulação. No entanto, a sincronização com a portadora torna-se necessária, o que se torna um desafio [26]. Porém, as possibilidades da implementação ser bem sucedida aumentam uma vez que os requisitos de largura de banda do laser (*linewidth*) e do desvio (*offset*) de frequência estão mais atenuados devido ao aumento da taxa de dados. Além disto, o

progresso na tecnologia de processamento digital de sinal permite a aplicação de técnicas de sincronização da portadora para recetores óticos.

A recuperação da informação pode não ser correta devido ao *shot-noise* ou ao ruído do amplificador, bem como devido ao erro de fase não compensado, que provocará uma rotação arbitrária do diagrama de constelação. Para cancelar este erro de fase é necessário a sincronização da portadora, que irá compensar o ruído de fase do laser, o desvio de frequência e o desvio inicial da fase.

O objetivo da sincronização da portadora é estimar o erro de fase do sinal recebido e, em seguida, rodar o diagrama de constelação para a posição correta, corrigindo, assim, a fase do sinal recebido com o erro de fase determinado. Para a sua implementação existem duas possibilidades: o *Optical Phase Locked Loop* ou a técnica de Estimativa Digital de Fase.

Estas técnicas podem ser aplicadas a vários formatos de modulação, como por exemplo, PSK, *Star QAM* e *Square QAM*. Neste trabalho destaca-se o formato PSK.

Recetores homodinos com *Optical Phase Locked Loop* (OPLL) foram investigados para diferentes formatos de modulação, como o BPSK e o QPSK [26].

O esquema representativo para o BPSK encontra-se na figura abaixo [26].

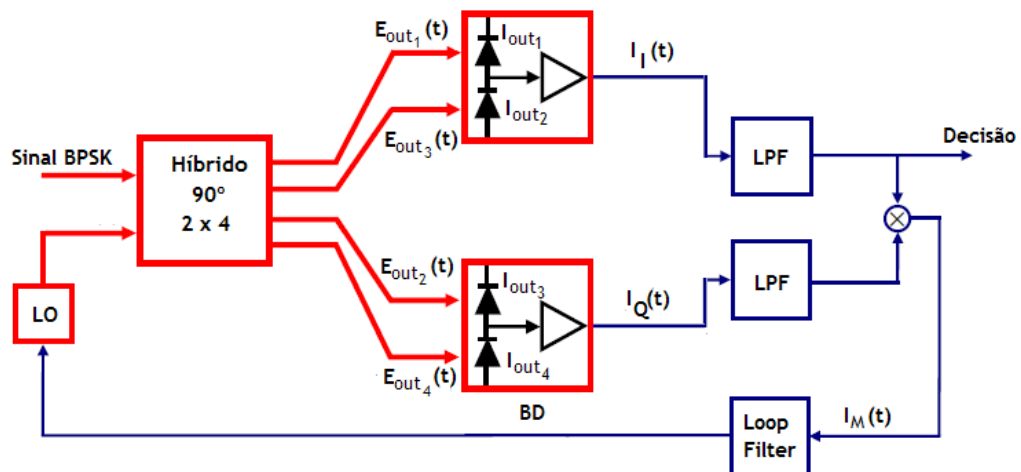


Figura 3.25 - Esquema de um recetor homodino com detecção síncrona recorrendo a um OPLL para o formato BPSK

O *Optical Quadrature Fronted* pode atuar como um detetor de fase, que gera um sinal de correção proporcional ao erro de fase e volta a alimentar para sincronizar as fases do sinal e do LO. O sinal de correção passa por um filtro de malha fechada que regula a largura de banda do OPLL e terá que ser devidamente dimensionado para obter um funcionamento estável do *loop*. O sinal filtrado corrigido é alimentado por um oscilador local sintonizável, que ajusta a frequência do oscilador local, sujeita ao erro de fase. Este tipo de recetores baseados em OPLLs apresenta dificuldades de implementação e os requisitos da *linewidth* do laser tornam-se mais rigorosos para formatos de modulação de elevada ordem.

Nos recetores digitais coerentes, as deficiências de transmissão como a dispersão cromática e as não-linearidades podem ser digitalmente compensadas com equalização de distorção eletrónica (EDE) e a recuperação da portadora pode ser realizada utilizando a técnica de Estimativa Digital de Fase [26]. Os problemas associados com a implementação da OPLL podem assim ser evitados.

A figura seguinte exemplifica uma configuração possível para este tipo de recetor [26].

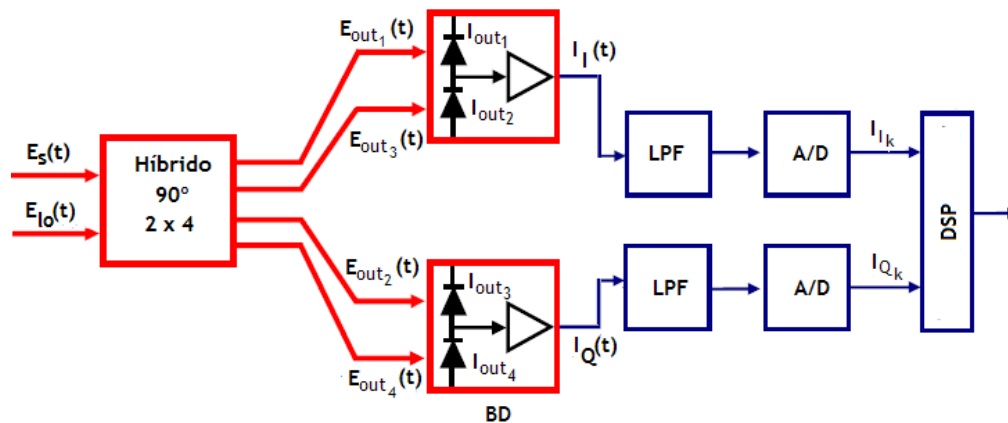


Figura 3.26 - Esquema do recetor homodino com detecção síncrona recorrendo ao DSP

Cada híbrido ótico de 90° possui duas entradas (sinal recebido e o laser oscilador local) e quatro saídas, compreendendo duas saídas simétricas para cada uma das componentes I e Q. Seguidamente, as componentes I e Q são convertidas para o domínio elétrico com o auxílio de quatro pares de fotodiodos. Após o filtro passa-baixas, os sinais em fase e em quadratura são amostrados por conversores analógico-digitaes (ADC), que convertem os sinais analógicos em sinais digitais. Estes têm de respeitar o critério de *Shannon-Nyquist*, a taxa de amostragem dos conversores A/D tem de ser pelo menos duas vezes maior que a frequência do sinal, ou seja, a largura de banda de 3dB dos conversores é cerca de 0,5-0,8 vezes a taxa de transmissão, enquanto que a sua taxa de amostragem é o dobro da taxa de símbolo [4]. Por fim, as amostras obtidas vão alimentar um DSP (*Digital Signal Processing*), onde são realizadas as etapas complementares do recetor coerente.

Recetores coerentes são muitas vezes utilizados para a detecção de sinais com multiplexação por divisão da polarização [29]. Um exemplo de uma configuração para estes sinais com duas polarizações é apresentado de seguida [26].

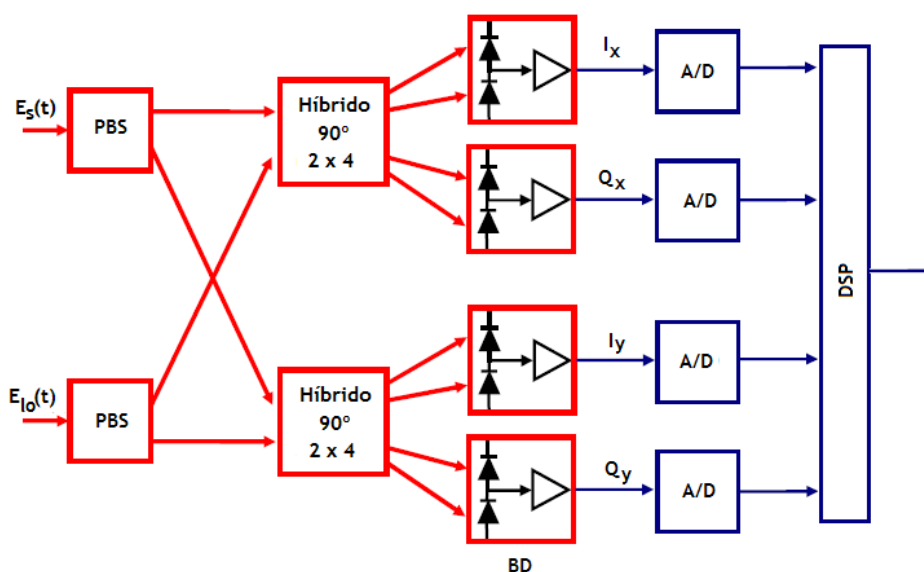


Figura 3.27 - Esquema do recetor homodino com detecção síncrona recorrendo ao DSP para formatos com duas polarizações

O recetor coerente com duas polarizações usa a mesma interface ótica que o esquema referido na Figura 3.26. Primeiramente, o sinal é dividido em duas partes iguais por um PBS, que envia para cada um dos dois híbridos óticos uma polarização (em x ou y). De seguida, quatro filtros *anti-aliasing* com largura de banda adequada são implementados para minimizar o ruído *aliasing*. Assim, os quatro sinais elétricos (dois de fase e dois de polarização) são amostrados por ADCs. Aqui terá que se verificar igualmente o critério de *Shannon-Nyquist* referido anteriormente. Os dois campos elétricos são, então, reconstruídos por DSP e os símbolos são identificados por um método simples.

O pós-processamento digital de sinal tem um papel fundamental na nova geração de sistemas óticos coerentes. O papel do processamento digital de sinal é reconstruir os dados transmitidos a partir do sinal recebido e tem várias etapas, como se pode ver na figura abaixo que ilustra os principais módulos do DSP num recetor ótico coerente [12, 24, 31].

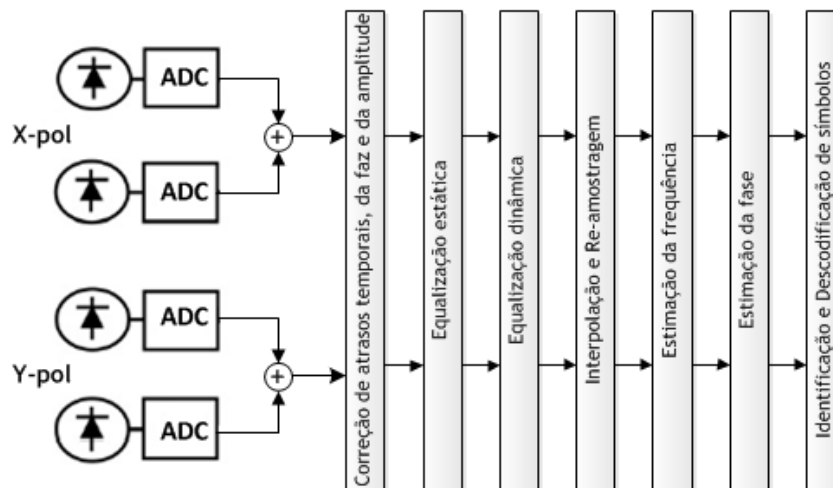


Figura 3.28 - Esquema do processamento digital de sinal para um recetor coerente

O primeiro bloco tem por objetivo compensar possíveis imperfeições do desmodulador ótico, ao nível de atrasos temporais ou incorreções de fase e amplitude entre os braços dos híbridos óticos.

O segundo bloco é a equalização estática de efeitos da CD e de efeitos não-lineares. Esta compensação pode ser realizada recorrendo a filtros FIR ou recorrendo ao método FFT [12]. Estes filtros devem ser muito longos (150taps ou mais dependendo do valor da CD a ser compensada), mas são estáticos e não requerem algoritmos adaptativos.

De seguida, ocorre equalização dinâmica, que consiste na compensação da PMD. Isto pode ser realizado através do algoritmo de módulo constante ou recorrendo a filtros FIR.

No seguinte bloco ocorre a interpolação e a reamostragem para sincronizar a taxa de amostragem com a taxa de símbolo do sinal. De seguida ocorre estimação de frequência e de fase, para remover desvios de frequência e de fase entre o oscilador local e a portadora. Por fim, ocorre a estimativa e a descodificação de símbolos.

3.6 - Conclusão

Comparando os formatos de modulação abordados neste capítulo realça-se as seguintes características:

- ✓ DB:
 - Modulação de intensidade;
 - Faz uso da deteção direta;
 - Grande simplicidade na sua estrutura e consequentemente possui baixo custo;
 - Impossibilidade de decodificar qualquer informação que não esteja contida na amplitude da portadora ótica
- ✓ QPSK:
 - Modulação de fase;
 - Transmite 2bit/símbolo;
 - Redução para metade a taxa de transmissão de símbolos para uma mesma taxa de transmissão de dados quando comparado com o BPSK. Ou seja, apresenta o dobro da taxa de dados para a mesma largura de banda.
- ✓ DP-QPSK:
 - Modulação de fase;
 - Uso de duas polarizações ortogonais;
 - Transmite 2 bits/símbolo/polarização;
 - Duplicação da capacidade de transmissão.

A Tabela 3.1 dá uma visão global de algumas características da complexidade de cada um destes formatos de modulação. Resume a complexidade do *hardware* do transmissor e do recetor em termos requisitos dos componentes optoelectrónicos.

Tabela 3.1 - Componentes usados nos formatos de modulação

Formatos de Modulação	Complexidade do TX	Complexidade do RX
NRZ	1 MZM	1 PD
DB	1 MZM	1 PD
QPSK	2 MZMs	4 PDs
DP-QPSK	4 MZMs (integrados)	8 PDs

De seguida, enumera-se as vantagens e desvantagens da deteção direta e da deteção coerente.

- ✓ Deteção direta:
 - Vantagens:
 - Estrutura dos recetores simples, logo baixo custo;
 - Não necessita de qualquer controlo de fase, frequência ou polarização.
 - Desvantagens:
 - Informação é apenas codificada em amplitude;

- Limitativa para taxas de transmissão elevadas, o que obriga a uma maior largura de banda;
- Não permite grande diversidade de formatos de modulação devido à eliminação da fase do sinal, limitando o desempenho do DSP após deteção.

✓ Deteção coerente:

➤ Vantagens:

- Apresenta alta resolução espectral;
- Todos a informação da onda do sinal ótico, amplitude, fase, frequência e polarização é transferida para o domínio elétrico;
- A preservação das fases permite o uso de técnicas de processamento do sinal digital para a compensação total das deficiências da transmissão
- Aumenta a sensibilidade dos recetores, logo menor potência ótica requerida.

➤ Desvantagens:

- Estrutura dos recetores é complexa;
- Custos elevados.

Comparando as técnicas de deteção coerente abordadas neste capítulo destaca-se as seguintes características:

✓ Deteção heterodina:

- Informação pode ser transmitida na amplitude, fase ou frequência;
- A frequência do oscilador local e da portadora são diferentes;
- Permite desmodulação simples e sincronização da portadora recorrendo a um PLL;
- A largura de banda elétrica ocupada é duas vezes maior do que na deteção homodina.

✓ Deteção homodina com deteção diferencial:

- Realizam a desmodulação no domínio elétrico;
- Possibilidade de minimizar os efeitos de equalização de distorção eletrónica;
- Neste tipo de recetores para WDM não é necessário um filtro ótico para detetar o canal de comprimento de onda desejado;
- O canal desejado pode ser separado dos restantes usando um filtro elétrico passa-baixo, que deverá ser colocado antes do *Optical Quadrature Fronted*;
- Permite alta seletividade do canal e elevada eficiência espectral em transmissões WDM.

✓ Deteção homodina com deteção síncrona:

- Desmodulação não se baseia na determinação de diferença de fases, mas nas fases absolutas;
- Maior sensibilidades do recetor do que na deteção diferencial;
- Permite a aplicação de técnicas de sincronização da portadora para recetores óticos;
- Para a sua implementação existem duas possibilidades: o OPLL ou a técnica de Estimativa Digital de Fase.

Capítulo 4

Simulações em VPI

4.1 - Introdução

As distorções sofridas ao longo da propagação determinam o alcance e a capacidade de transmissão dos sistemas óticos. Tradicionalmente a compensação das distorções é feita no domínio ótico recorrendo a fibras DCF para compensação da dispersão cromática. No entanto, esta solução traz custos adicionais. Como tal, surgiram técnicas de compensação eléctrica do sinal. Uma das principais vantagens é o seu carácter adaptativo e de fácil instalação.

Neste capítulo apresenta-se métodos de pós-compensação digital dos efeitos que prejudicam os sistemas de transmissão óticos. Os métodos baseiam-se em artigos recentes. Pretende-se demonstrar a compensação dos sistemas para 40Gb/s e para 100Gb/s.

Na secção 4.2 faz-se uma abordagem teóricas dos métodos de compensação que serão usados para as simulações dos sistemas para vários formatos de modulação e para diferentes taxas de transmissão.

Na secção 4.3 são realizadas diversas simulações, no *software* VPITransmissionMaker, assentes em sistemas óticos, com o intuito de identificar e estudar aprofundadamente os efeitos que prejudicam a transmissão ao longo da fibra. Nesta etapa serão aplicados os métodos de compensação abordados na secção 4.2.

Pretende-se fazer uma análise comparativa da detecção direta e coerente e analisar a performance dos métodos aqui abordados recorrendo aos gráficos da SER, da EVM e diagramas de constelações.

4.2 - Compensação digital

Um objetivo importante nos sistemas de fibra ótica de longo curso é transmitir maior tráfego de dados sobre maior distância sem regeneração do sinal.

De seguida é apresentado um modelo geral de um sistema ótico coerente com duas polarizações (DP-QPSK), utilizando a detecção homodina:

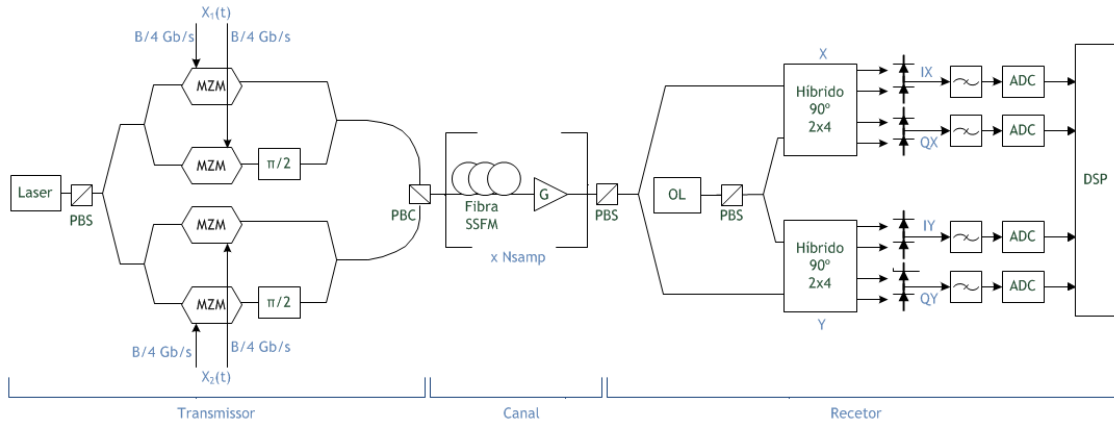


Figura 4.1 - Modelo geral de um sistema óptico coerente com duas polarizações, com detecção homodina e DSP

No esquema geral considerou-se um modulador óptico multinível com duas polarizações baseado numa configuração IQ com moduladores MZ *dual-drive* e com detecção coerente. O transmissor consiste em dois moduladores QPSK (cada um com dois moduladores MZ), onde cada modulador gera símbolos. As duas entradas óticas são polarizadas ortogonalmente e combinadas usando um PBS. No estágio seguinte, ocorre a propagação da fibra SMF por N secções e a passagem por amplificadores EDFAs. Seguidamente, aplica-se a detecção coerente, em que o sinal recebido é dividido em dois e misturado com um laser oscilador local através de dois híbridos óticos de 90°, permitindo separar as componentes I e Q do sinal recebido. De seguida, os sinais óticos são alimentados a quatro pares de foto-detetores balanceados. Os sinais banda-base I e Q com polarizações X e Y passam através de filtros passa-baixo (de modo a evitar fenómenos *aliasing*) e são convertidos em sinais digitais, através de ADCs. Por fim, os sinais são processados por um módulo DSP (Processamento digital de sinal).

Os amplificadores óticos adicionam emissão espontânea, que é um campo elétrico de ruído modelado como o processo de ruído branco gaussiano (AWGN). Portanto, o sistema demonstrado acima pode ser modelado como mostra a Figura 4.2, seguindo o modelo LTI (*Linear Time-Invariant*) [10].

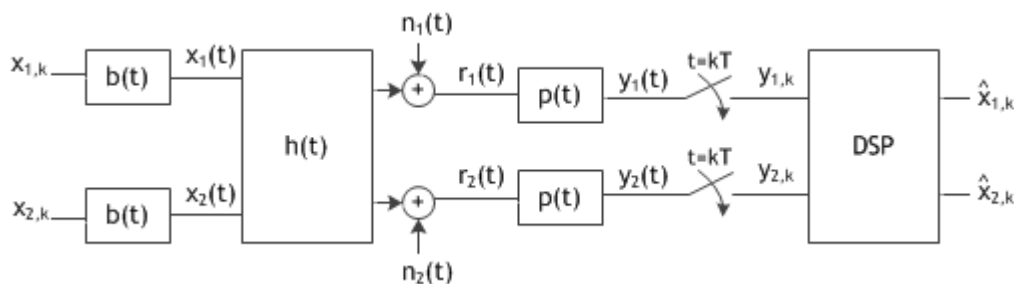


Figura 4.2 - Modelo LTI do sistema óptico coerente

O sinal elétricos banda-base transmitido e recebido serão vetores com as seguintes notações:

$$\vec{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \vec{r}(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

E estão relacionados pelas seguintes expressões:

$$\vec{r}(t) = \vec{h}(t) \otimes \vec{x}(t) + \vec{n}(t) \quad (1.40)$$

Aplicando a Transformada de Fourier $h(t) \xleftrightarrow{F} H(w)$ e $n(t) \xleftrightarrow{F} N(w)$:

$$\vec{R}(w) = \vec{H}(w)\vec{X}(w) + \vec{N}(w) \quad (1.41)$$

onde $\vec{h}(t)$ representa a resposta ao impulso da fibra e $\vec{n}(t)$ representa o vetor ruído. As matrizes abaixo representam os sinais da equação anterior:

$$\vec{h}(t) = \begin{bmatrix} h_{xx}(t) & h_{xy}(t) \\ h_{yx}(t) & h_{yy}(t) \end{bmatrix} \text{ e } \vec{n}(t) = \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

No estudo dos algoritmos de equalização para deficiências lineares (CD e PMD de primeira ordem), usualmente o canal modelado utilizado é o seguinte:

$$\vec{H}(w) = \vec{H}_{PMD}(w)\vec{H}_{cd}(w) \quad (1.43)$$

$$\vec{H}(w) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{jw\tau/2} & 0 \\ 0 & e^{-jw\tau/2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \times e^{-j\frac{1}{2}\beta_2 L_{fibra} w^2} \quad (1.44)$$

onde β_2 é o parâmetro GVD da fibra, L_{fibra} é o comprimento da fibra, θ é o ângulo entre as polarizações de referência e o PSP (*Principal States of Polarization*) da fibra e τ é o DGD entre os PSPs.

Assume-se que a atenuação é totalmente compensada por EDFAs. Qualitativamente, a CD estende a energia do símbolo transmitido podendo provocar interferência inter-simbólica. A dispersão cromática tem impacto em ambas as polarizações de forma idêntica. Os efeitos de polarização compreendem uma rotação constante que surge a partir de desfasamento entre o transmissor e o recetor e a dispersão dos modos de polarização de primeira ordem provoca um atraso relativos entre os dois PSPs.

Uma vez que os ruídos em polarizações ortogonais são independentes, as duas polarizações de sinal no modelo de LTI (*Linear Time-Invariant*) podem ser tratados como dois canais independentes e codificados separadamente, sem perda de capacidade.

Na Figura 4.2, a resposta ao impulso da saída é representado por $p(t)$ e $b(t)$ representa a resposta ao impulso da entrada. Tipicamente estes são representados por filtros passa-baixo.

Então, para um sistema de transmissão com uma única portadora, o sinal transmitido é dado pela expressão abaixo, em que $x_{j,n}$ é o símbolo n th transmitido na polarização j .

$$x_j(t) = \sum_k \vec{x}_{j,n} b(t - kT_s) \quad (1.45)$$

O DSP inclui algoritmos de recuperação e sincronização da portadora e métodos de compensação de deficiências lineares e não lineares ocorridas ao longo da propagação. A função do DSP pode, assim, ser interpretada como a combinação de todos os efeitos que afetam o sinal durante a propagação e a estimação um novo sinal que representa o sinal processado.

A fim de compensar todos estes efeitos, o sinal elétrico amostrado recebido é produzido com vários algoritmos, a fim de minimizar a BER, que representa o principal critério de

avaliação para a qualidade do sistema de comunicação digital. Outro fator importante é a avaliação dos diagramas de constelações, um gráfico de dispersão do sinal modulado, em amplitude e fase.

Imperfeições lineares correspondem a distorções da amplitude do campo elétrico, que pode ser modelado por um filtro linear. Algumas deficiências, tais como a dispersão cromática e a dispersão dos modos de polarização, podem ser representadas por um filtro passa tudo (isto é, sem perda de sinal). O inverso do filtro pode, assim, ser calculado, dentro do recetor coerente, para desfazer as deformações introduzidas pela propagação. Este é dos principais motivos para a introdução da detecção coerente em comunicações óticas.

Consegue-se um alcance mais longo através de recetores coerentes, e estes também podem ser utilizados para permitir a compensação eletrónica de PMD e CD. A equalização digital de deficiências de transmissão aumenta a robustez dos formatos de transmissão, quando mistura diferentes formatos de dados. A natureza linear dos sistemas de receção coerente permite a adição de compensação eletrónica dos efeitos da fibra no DSP. A distorção também pode ser compensada no domínio digital. Equalizadores adaptativos são implementados usando algoritmos que têm condições de verificar periodicamente características do canal de transmissão e compensar ou equalizar os efeitos do canal de transmissão.

4.2.1 - Compensação do ruído de fase não-linear (NLPN)

O ruído de fase não linear (NLPN), muitas vezes conhecido como efeito de Gordon-Mollenauer, é outro efeito que influencia a transmissão ótica de sinais de elevada ordem de modulação [18].

Quando se observa o plano complexo, o ruído dos amplificadores óticos conduz a flutuações de fase e de amplitude dos sinais transmitidos. As flutuações de amplitude têm influência sobre a fase ótica, uma vez que eles são convertidos para as flutuações de fase durante a transmissão através do efeito de Kerr. Este ruído de fase adicional é indicado como "ruído de fase não-linear" e pode ser induzido por SPM ou XPM dependendo se é causado pelo ruído de amplitude do próprio canal ou de outros canais [26]. A constelação recebida terá a forma de espiral.

Foi mostrado que a intensidade recebida pode ser usada para compensar o ruído de fase não-linear. Esta compensação por via eletrónica baseia-se na subtração à fase recebida uma correção proporcional à intensidade recebida.

Para a análise deste efeito ao longo da propagação da fibra, adota-se o modelo aplicado em [17], considerando um sistema com várias secções de fibra ótica, com um EDFA em cada secção, com ganho igual as perdas de cada secção de fibra (tal como ilustra a Figura 4.1), e despreza-se os efeitos da dispersão. E assume-se apenas a propagação de um sinal, logo este o efeito NLPN é apenas provocado pelo efeito da auto-modulação de fase ($\varphi_{NL} = \gamma P_{in} L_{eff}$).

O campo elétrico na secção k th é dado pela equação abaixo, em que $k = 1 \dots N$, e E_0 é o sinal transmitido e n_k é a ASE do amplificador para cada secção k th:

$$E_k = E_0 + n_1 + n_2 + \dots + n_k \quad (1.46)$$

Pela equação anterior verifica-se que o campo elétrico é dado pelo somatório do campo elétrico transmitido com os campos elétricos correspondentes ao ruído introduzido por cada amplificador.

O NLPN é acumulado de secção em secção da fibra e dado, então, pela seguinte expressão:

$$\begin{aligned}\Phi_{NL} &= \gamma L_{eff} \{|E_o + n_1|^2 + |E_o + n_1 + n_2|^2 + |E_o + n_1 + \dots + n_N|^2\} \\ &= \gamma L_{eff} \sum_{k=1}^N \left| E_o + \sum_{i=1}^k n_i \right|^2\end{aligned}\quad (1.47)$$

Onde γ é o coeficiente não linear da fibra, L_{eff} é o comprimento efetivo de cada secção da fibra e n_N é o ruído de ASE do amplificador ótico N.

Na presença do efeito de ruído de fase não linear, o campo elétrico recebido será dado por:

$$E_R = E_N e^{j\Phi_{NL}} \quad (1.48)$$

O método de compensação aplicado [17] baseia-se na intensidade do sinal recebido. Ou seja, este método calcula uma nova fase, procedendo à subtração à fase recebida uma correção proporcional da intensidade do sinal recebido. Então, pode-se encontrar um fator escalar α para minimizar a variância residual do desvio de fase não linear $\Phi_{NL} + \alpha P_N$. Então, a correção de fase estimada é dada por:

$$\Phi_R - \alpha P_N, \quad (1.49)$$

onde Φ_R é a fase do campo elétrico recebido, e P_N é a potência ótica do sinal recebido na seção N. O compensador é seguido por um dispositivo de decisão.

Em [17] Ho e Kahn demonstraram que a variância é dada pela seguinte expressão:

$$\sigma_{NL}^2 = \frac{2}{3} N(N+1) (\gamma L_{eff} \sigma)^2 [(2N+1)|E_o|^2 + (N^2 + N + 1)\sigma^2] \quad (1.50)$$

E, conseqüentemente, o fator escalar ótimo α que leva à minimização do ruído de fase não linear é o seguinte:

$$\alpha = -\gamma L_{eff} \frac{N+1}{2} \quad (1.51)$$

Verificou-se, assim, que este método permite reduzir a variância de fase não-linear de (1.5) para:

$$\sigma_{NL+\alpha P_N}^2 = (N-1)N(N+1) (\gamma L_{eff} \sigma)^2 \frac{|E_o|^4 + 2N\sigma^2|E_o|^2 + \frac{2N^2+1}{3}\sigma^4}{3(|E_o|^2 + N\sigma^2)} \quad (1.52)$$

Simplificando as equações (1.6) e (1.7) obtém-se:

$$\sigma_{NL}^2 = \frac{4N^3 (\gamma L_{eff} \sigma |E_o|)^2}{3}, \quad (1.53)$$

$$\sigma_{NL+\alpha P_N}^2 = \frac{N^3(\gamma L_{eff}\sigma|E_0|)^2}{3} \tag{1.54}$$

Demonstrou-se, assim, que a variância de fase pode ser reduzida por um fator de quatro usando compensação ótima do ruído de fase não-linear.

A distribuição do sinal corrigido é dado em função do campo elétrico recebido, E_R , por:

$$E_c = E_R e^{-j\alpha P_N} \tag{1.55}$$

4.2.2 - Compensação do ruído de fase do laser

Na modulação de fase multinível (*M*-ary PSK), por exemplo *M* símbolos ($M = 2^n$) cada um constituído por *n* bits são transmitidos com uma fase múltipla de $2\pi/M$. O recetor coerente pode recuperar sinais PSK multinível através do DSP, procedendo à estimação da fase da portadora.

Uma vez que a largura espectral dos lasers DFB usados tanto no transmissor como no oscilador local, geralmente, varia a partir de 100 kHz a 10 MHz, o ruído de fase $\theta_n(t)$ varia lentamente com a modulação de fase $\theta_s(t)$. Assim sendo, pela média da fase de ruído em vários intervalos de símbolos é possível obter uma estimativa de fase precisa. Consequentemente, a deteção coerente oferecerá uma melhoria significativa do desempenho da BER sobre a deteção diferencial [15].

Recordando, a equação do complexo da amplitude entre o sinal e o oscilador local dada por $E(t) = \sqrt{P_s(t)} e^{j[\theta_s(t) + \theta_n(t)]}$, onde $\theta_s(t)$ é a modulação de fase ($= 2\pi m/M$, $m = -M/2, \dots, M/2$) e $\theta_n(t)$ é o ruído de fase proveniente do sinal e do oscilador local. O complexo da amplitude digitalizado é representado por $E(iT)$, que contém a modulação de fase $\theta_s(i)$ e o ruído de fase $\theta_n(i)$, onde *i* representa o número de amostras e *T* o intervalo de símbolos onde.

O procedimento para a estimação da fase de ruído é baseado em [32, 33] e é ilustrado na figura abaixo.

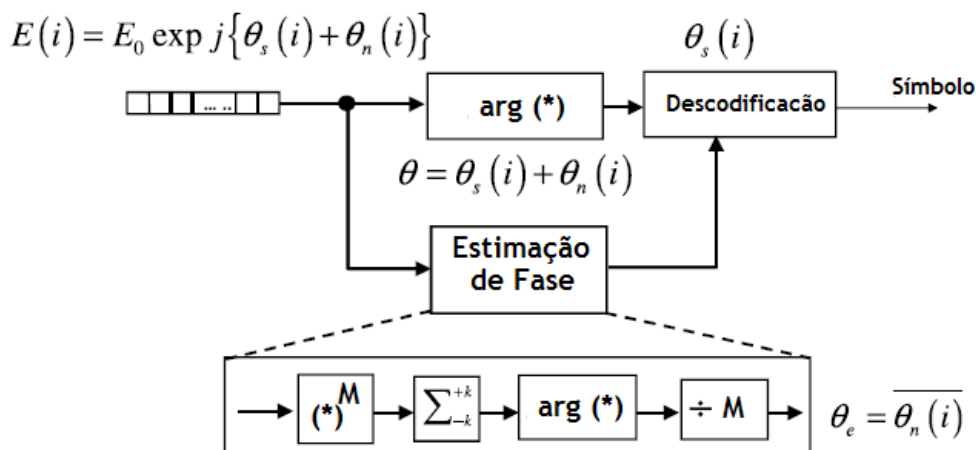


Figura 4.3 - Circuito DSP para estimação de fase para formatos *M*-ary PSK [8]

Neste método, eleva-se o sinal à *M*th potência do complexo da amplitude $E(iT)$, porque a modulação de fase é removida do $E(iT)^M$, no caso do formato de modulação *M*-ary.

A modulação de fase é, então, determinada pela subtração da fase estimada $\theta_e(iT)$ a partir da fase medida $\theta_s(iT)$. Este é um algoritmo de *feedforward*, que é adequado para a implementação do DSP.

Na estimativa de fase, procede-se à média de $E(iT)^M$ ao longo de $2k + 1$ amostras a partir de $t = (-k + i)T$ a $(k + i)T$, obtendo a seguinte estimativa de fase de $t = iT$:

$$\theta_e(iT) = \arg \left(\sum_{j=-k}^k E(i+j)T^M \right) / M \quad (1.56)$$

A modulação de fase é, assim, discriminada em M símbolos. O intervalo de cálculo da média ótima depende da *linewidth* do laser. Quando a largura espectral é mais estreita, o intervalo da média ótimo é mais longo, logo, dará um melhor desempenho da BER.

De notar que uma vez obtido θ_e , dividindo a média do ângulo da fase por M , θ_e estará compreendido entre $-\pi/M$ e $+\pi/M$ e exibe uma ambiguidade de fase de $2\pi/M$. No entanto, o processo de codificação/descodificação diferencial pode eliminar a incerteza dos símbolos devido à ambiguidade de fase estimada. Apenas quando a trajetória física da fase excede o intervalo entre $-\pi/M$ e $+\pi/M$, um salto de fase instantâneo de $\pm 2\pi/M$ ocorre, resultando em erros de símbolos irreduzíveis. A fim de evitar tais erros de símbolos, a estimativa de fase $\theta_e(iT)$ deve ser comparado com a anterior $\theta_e[(i-1)T]$. Se a diferença na estimativa fase entre dois símbolos adjacentes é maior do que $+\pi/M$ ou menor do que $-\pi/M$, ao último símbolo deve ser adicionado $-2\pi/M$ ou $+2\pi/M$ na constelação M -ary PSK. Após este ajustamento, procede-se à descodificação diferencial dos dados.

4.2.3 - Compensação da dispersão cromática

A CD é uma das principais limitações nos sistemas de fibra ótica. Uma solução normalmente adotada é a utilização de DCFs. No entanto a DCF apresenta perdas adicionais, exigindo, portanto amplificadores óticos adicionais, que, por sua vez, aumentam o ruído e o custo do sistema.

Uma abordagem alternativa é a compensação da CD no domínio elétrico. A CD pode, então, ser compensada, quer no domínio do tempo, por meio de um filtro FIR, quer no domínio da frequência, por meio da transformada de Fourier e da inversa da transformada de Fourier (FFT/IFFT) [34]. Com o aumento da CD a implementação da compensação no domínio da frequência torna-se mais vantajoso em termos de complexidade de implementação. As pequenas variações da CD podem geralmente ser compensadas pelo seguinte equalizador adaptativo.

O método adotado para a compensação da CD é baseado em [25]. O complexo da amplitude entre o sinal e o oscilador local é escrito como $E(t) \propto E_s e^{j[\theta_s(t) + \theta_n(t)]}$, onde $\theta_s(t)$ é a modulação de fase e $\theta_n(t)$ é o ruído de fase proveniente do sinal e do oscilador local. Para amostragem assíncrona do sinal distorcido pela GVD, o sinal deve ser amostrado pelo menos duas vezes maior que a taxa de símbolo. Definindo, então, a taxa de amostragem duas vezes superior à taxa de símbolo.

Uma vez que a GVD pode ser expressa como uma função de transferência linear, realizando o complexo da amplitude do sinal ótico modulado, pode-se compensar este efeito pela equalização linear na deteção homodina.

Desprezando os efeitos não lineares da fibra e considerando apenas β_2 , a equação diferencial parcial para a propagação do impulso no domínio do tempo é dada pela seguinte expressão:

$$\frac{\partial x(z,t)}{\partial z} = j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 x(z,t)}{\partial t^2} \quad (1.57)$$

Então, deduz-se a função de transferência linear no domínio da frequência $H(\omega)$ para uma fibra apenas com a CD. Na equação β_2 é o valor da dispersão, L o comprimento da fibra e ω representa a frequência angular da portadora ótica.

$$H(\omega) = \exp\left(-\frac{j\beta_2\omega^2 L}{2}\right) \quad (1.58)$$

Sendo assim, a resposta ao impulso $h(z, t)$ para uma fibra com comprimento L é dado pelo inverso da transformada de Fourier. Portanto, o filtro compensador da dispersão no domínio da frequência será dado pelo inverso da função transferência anterior, isto é, um filtro passatudo com função de transferência $1/H(\omega)$ [29].

A implementação da resposta ao impulso do filtro tem vários inconvenientes, tal como a sua duração infinita e o facto de ser não-casual. Para ser possível a amostragem da resposta ao impulso no domínio do tempo, de acordo com o critério de amostragem de Nyquist-Shannon (para evitar efeito *aliasing*), é essencial um sinal de banda limitada. Assim sendo, é necessário truncar a resposta ao impulso produzindo uma resposta de duração finita, que será capaz de ser executada por um filtro FIR, cujo diagrama de blocos é ilustrado na Figura 4.4.

A resposta do impulso de filtros FIR é descrita por:

$$h(n) = c_0\delta(n) + c_1\delta(n-1) + c_2\delta(n-2) + \dots \quad (1.59)$$

Aplicando a transformada Z na equação anterior obtém-se:

$$H(z) = c_0 + c_1z^{-1} + c_2z^{-2} + \dots \quad (1.60)$$

Assim, por convolução do sinal de entrada $x(n)$ com a resposta ao impulso $h(n)$ do filtro FIR, o sinal de saída do filtro o filtro $y(n)$ pode ser escrito como:

$$y(n) = c_0x(n) + c_1x(n-1) + \dots + c_{N-1}x(n-N+1)$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} c_k x(n-k) \quad (1.61)$$

onde $x(n)$ e $y(n)$ representam as amplitudes complexas da entrada e da saída, respetivamente (em que n é o número de amostras), c_k é o peso dos *taps* e N designa o número de *taps* do filtro.

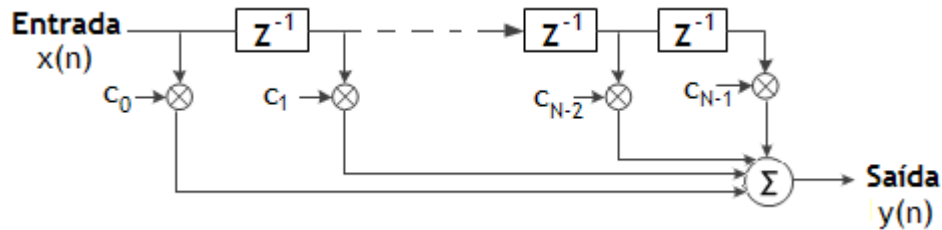


Figura 4.4 - Diagrama de blocos de um filtro transversal com N taps

Como condição para encontrar o comprimento da janela de truncamento, a frequência de Nyquist $f_s/2$ é aplicada. O espaçamento do tap é, então, igual ao intervalo de amostragem $T/2$, em que T refere-se ao intervalo de símbolo.

Uma vez que este filtro deve cancelar a CD da fibra, os coeficientes c_k são calculados a partir do inverso transformada de Fourier da dispersão da fibra. Uma vez que a resposta do impulso do filtro tem aproximadamente a forma simétrica, pode-se truncar simetricamente os coeficientes c_k com um valor adequado de N e k é deslocado de modo a que o número do tap central seja zero. Caso o filtro tenha um número suficiente de taps é possível compensar a dispersão cromática.

Se considerarmos um grande número de taps, então, a resposta ao impulso irá aproximar-se da resposta ao impulso de tempo contínuo. De acordo com este método, o número de taps está estreitamente relacionado com o comprimento da fibra, o número de taps aumenta linearmente com o comprimento de propagação[24].

4.2.4 - Compensação da dispersão dos modos de polarização

A PMD é outra fonte de distorção importante que tem que ser compensada adequadamente. Durante a transmissão, as mudanças de polarização do sinal e do estado de polarização no recetor não são conhecidas.

Um algoritmo de módulo constante (CMA) é a base de alguns métodos que têm sido propostos [8, 10, 24].

Nesta abordagem, apenas se tem em atenção a filtragem digital linear. O objetivo deste subsistema é compensar deficiências do canal, que são variáveis com o tempo, tais como o estado de polarização ou o PMD. O equalizador adaptativo necessário para compensar estes efeitos dinâmicos pode ser realizado utilizando um conjunto de quatro filtros FIR [31] e poderá compensar também a dispersão cromática residual, tal como ilustrado na Figura 4.5.

O impacto dos efeitos de polarização pode ser modelado pela matriz Jones. Em geral, esta matriz não é unitária devido a perdas dependentes de polarização (PDL) e, além disso, será dependente da frequência, devido à PMD. Em contraste com a CD, que pode ser considerada constante, a matriz de Jones pode evoluir no tempo devido aos efeitos como variações bruscas no estado de polarização e, portanto, o regime de compensação deve ser adaptável.

Então, a funcionalidade do filtro, denominado MIMO (*multiple-input multiple-output*) é realizar o inverso da matriz Jones do canal dinâmico, de tal modo que as saídas são dadas pela expressão abaixo.

$$\begin{bmatrix} R_x \\ R_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{xx}(w) & h_{xy}(w) \\ h_{yx}(w) & h_{yy}(w) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \quad (1.62)$$

O vetor de entrada para o sinal n -ésimo amostrado é expresso como $[E_x(n), E_y(n)]^T$ e o vetor de saída é escrito como $[R_x(n), R_y(n)]^T$, x e y indicam a polarização X ou Y, respectivamente.

Uma vez que o equalizador converge, os pesos dos *taps* permitem que a matriz Jones do canal seja estimada, conseqüentemente, dão estimativas da dispersão dos modos de polarização e da PDL da ligação [35].

Cada elemento da matriz $h_p(w)$ ($p = xx, xy, yx, yy$) pode ser realizado por filtros FIR. Ou seja, essa matriz pode ser implementada com filtros FIR com uma estrutura de borboleta de dois para dois, tal como ilustra a Figura 4.5.

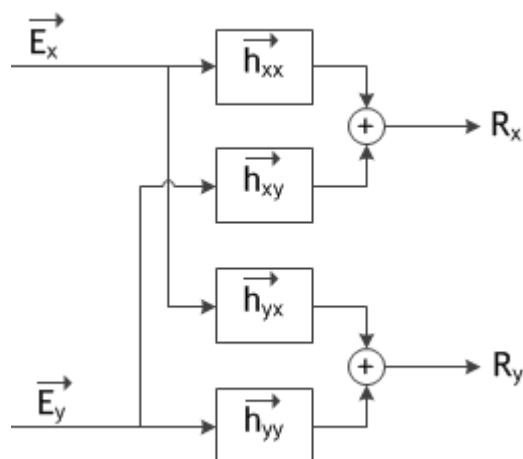


Figura 4.5 - Equalizador MIMO (configuração de 2 x 2 filtros FIR com estrutura borboleta)

Os vetores de entrada $\vec{E}_x(n)$ e $\vec{E}_y(n)$ para os filtros FIR são definidos como:

$$\vec{E}_x(n) = \begin{bmatrix} E_x(n) \\ E_x(n-1) \\ \dots \\ E_x(n-k-2) \\ E_x(n-k-1) \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \vec{E}_y(n) = \begin{bmatrix} E_y(n) \\ E_y(n-1) \\ \dots \\ E_y(n-k-2) \\ E_y(n-k-1) \end{bmatrix} \quad (1.63)$$

E os vetores dos coeficientes de *taps* são dados por:

$$\vec{h}_p(n) = \begin{bmatrix} h_{p,0}(n) \\ h_{p,1}(n) \\ \dots \\ h_{p,(k-2)}(n) \\ h_{p,(k-1)}(n) \end{bmatrix} \quad (1.64)$$

Então, as saídas dos filtros, tal como demonstra a equação (1.17) são definidas por:

$$R_x(n) = \vec{h}_{xx}(n)^T \vec{E}_x(n) + \vec{h}_{xy}(n)^T \vec{E}_y(n), \quad (1.65)$$

$$R_y(n) = \vec{h}_{yx}(n)^T \vec{E}_x(n) + \vec{h}_{yy}(n)^T \vec{E}_y(n) \quad (1.66)$$

O número de *taps* dos filtros FIR é k e é determinado a partir da resposta ao impulso da função de transferência da ligação. O intervalo de tempo de atraso é dado por T/m , onde T

indica o intervalo de símbolo e m um número inteiro que indica o número de amostras por símbolo depois de reamostragem (*oversampling*) do conversor AD.

Controlando os coeficientes de *taps* pode-se formar a inversa da matriz de transferência da ligação, que poderá compensar deficiências lineares tais como GVD e PMD.

Se considerarmos o MIMO CMA com um algoritmo de gradiente estocástico, os quatro filtros adaptativos CMA ($\vec{h}_{xx}, \vec{h}_{xy}, \vec{h}_{yx}, \vec{h}_{yy}$) relacionam-se pelas seguintes expressões com um parâmetro de convergência μ [9, 24, 31]:

$$\vec{h}_{xx} = \vec{h}_{xx} + \mu \cdot \varepsilon_x \cdot R_x \cdot \vec{E}_x^* \quad (1.67)$$

$$\vec{h}_{xy} = \vec{h}_{xy} + \mu \cdot \varepsilon_x \cdot R_x \cdot \vec{E}_y^* \quad (1.68)$$

$$\vec{h}_{yx} = \vec{h}_{yx} + \mu \cdot \varepsilon_y \cdot R_y \cdot \vec{E}_x^* \quad (1.69)$$

$$\vec{h}_{yy} = \vec{h}_{yy} + \mu \cdot \varepsilon_y \cdot R_y \cdot \vec{E}_y^* \quad (1.70)$$

$$\varepsilon_x = 1 - |R_x|^2 \quad (1.71)$$

$$\varepsilon_y = 1 - |R_y|^2 \quad (1.72)$$

Pretende-se, assim, minimizar os erros ε_x e ε_y (definidos em (1.22) e (1.23)). Na inicialização do algoritmo todos os pesos dos *taps* dos filtros terão valores nulos com exceção do *tap* central de h_{xx} e h_{yy} , que possuem valores unitários.

Este equalizador tem sido extensivamente usado, a fim de aumentar a solidez dos sistemas com PMD, em sistemas atualmente comercializados, oferecendo a capacidade para compensar o grupo de atraso diferencial (DGD), de 25ps para um sistema de 43 Gb/s com 10,7 Gbd PDM-QPSK. Embora, em princípio, a quantidade de PMD, que pode ser compensado é ilimitada, a limitação é muitas vezes a complexidade do recetor [31].

Para compensar as deficiências de transmissão de forma eficiente é muitas vezes benéfico o uso de filtragem digital em dois blocos separados, tal como ilustrado na Figura 4.6 [24]. O primeiro bloco compensa deficiências independentes da polarização (equalização estática), tais como dispersão cromática e o segundo bloco compensa os efeitos dependentes da polarização (equalização dinâmica), tal como de rotações na polarização e PMD [10]. Esta divisão da filtragem digital permite que os dois blocos se adaptem a taxas diferentes. Sendo assim, quando se procede à compensação de determinada GVD, podemos usar um equalizador fixo, onde os coeficientes de *taps* são pré-determinados, porque o valor de GVD normalmente não varia com o tempo. No entanto, os efeitos dependentes da polarização devem ser controlados de forma adaptativa. O equalizador fixo e o equalizador adaptativo são geralmente ligados.

Esta estrutura é bem adequada para a compensação das deficiências de propagação devido à dispersão cromática e à PMD, com a vantagem adicional de que os filtros podem ser implementados, quer diretamente no domínio do tempo ou usando técnicas de convolução rápida no domínio da frequência, a fim de minimizar a complexidade DSP global.

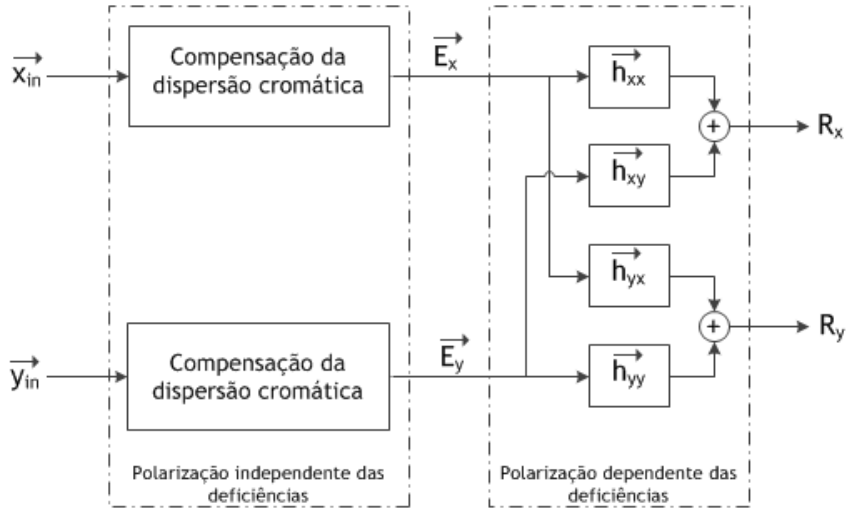


Figura 4.6 - Estrutura da filtragem digital da DC e PMD

Uma vez que CD e PMD são efeitos LTI descritos por matrizes unitárias no domínio da frequência, estes podem ser compensados por um equalizador linear [10].

Um equalizador espaçado fracionado (FSE) pode implementar o filtro casado e um equalizador como uma única unidade e pode compensar erros de tempo de amostragem, desde que o sinal de banda-base seja amostrado acima da taxa de *Nyquist*.

De seguida, faz-se uma análise a um canal ótico com polarização multiplexada. Primeiramente, introduz-se a equalização no domínio do tempo (TDE) e seguidamente faz-se uma descrição da equalização no domínio da frequência (FDE).

Estas abordagens baseiam-se em [10, 20] e supõe que os efeitos não lineares e os ruídos de fase do transmissor e do laser LO estão compensados devidamente ou são desprezados.

Na transmissão de uma única portadora, considera-se a amostragem de cada polarização do sinal recebido a uma taxa de $1/T = (M/K)(1/T_s)$, em que M/K é a taxa de sobre-amostragem. Os sinais elétricos de banda-base recuperados pelo recetor de diversidade de polarização são expressos como:

$$r_i(t) = \sum_n \sum_{j=1}^2 x_{j,n} c_{ij}(t - nT_s) + n_i(t) \quad (1.73)$$

onde $x_{j,n}$ é o símbolo n th transmitido na polarização j , $c_{ij} = h_{ij}(t) \otimes b(t)$ e $n_i(t)$ é o ruído branco gaussiano aditivo.

Seguidamente, o sinal passa por um filtro passa-baixo com resposta ao impulso $p(t)$ e as saídas são, então, amostradas da seguinte forma:

$$y_i(kT) = y_{i,k} = \sum_n \sum_{j=1}^2 x_{j,n} q_{ij}(kT - nT_s) + n'_i(kT) \quad (1.74)$$

onde $q_{ij}(t) = p(t) \otimes h_{ij}(t) \otimes b(t)$ é a forma do impulso recebido entre a entrada j th e o par de polarizações de saída i th e $n'_i(t) = p(t) \otimes n_i(t)$ é o ruído da polarização de saída i th.

Seguidamente, deriva-se os coeficientes ótimos para um filtro transversal linear W , cuja saída é uma estimativa MMSE (*Minimizes Mean Square Error*) dos símbolos transmitidos. Assim, o equalizador linear é dado por:

$$\hat{x}_k = \begin{bmatrix} \hat{x}_{1,k} \\ \hat{x}_{2,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{11}^T & W_{21}^T \\ W_{12}^T & W_{22}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{1,k} \\ y_{2,k} \end{bmatrix} = \vec{W}^T \vec{y}_k \quad (1.75)$$

onde $\vec{y}_{i,k} = \begin{bmatrix} y_{i,[kM/K]+L} \\ y_{i,[kM/K]+L-1} \\ \dots \\ y_{i,[kM/K]-L} \end{bmatrix}$ e $\vec{W}_{ij} = \begin{bmatrix} W_{ij,-L} \\ W_{ij,-L+1} \\ \dots \\ W_{ij,L} \end{bmatrix}$ são vetores colunas de tamanho $N = 2L + 1$ e $[x]$ indica o maior inteiro inferior ou igual a x .

Este equalizador corresponde a um filtro FIR por par de polarização de entrada/saída.

Então, os coeficientes do filtro de Wiener [20] que minimizam o erro quadrático são dados pela seguinte expressão:

$$\vec{W}_{opt} = \vec{A}^{-1} \vec{\alpha} \quad (1.76)$$

onde $\vec{A} = E[y_k^* y_k^T]$ e $\vec{\alpha} = E[y_k^* x_k^T]$.

O filtro a ser implementado é ilustrado na figura abaixo.

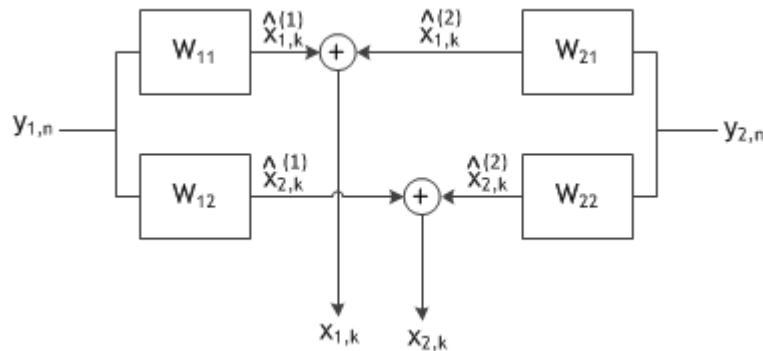


Figura 4.7 - Diagrama de blocos do FSE

Para elevados valores de N , filtragem FIR é mais eficiente implementada no domínio da frequência [10]. No limite onde a taxa do FSE $1/T = (M/K)(1/T_s)$ satisfaz o critério de *Nyquist*, a faixa de frequência $|w| = \pi/T$ suporta toda a informação do sinal recebido. Pode-se escrever (1.36) em termos da sua DTFT como:

$$\vec{Y} = \vec{Q}\vec{X} + \vec{N}' \quad (1.77)$$

E $\vec{Q}(w)$ é a resposta em frequência do canal dada por:

$$p(t) \otimes \vec{h}_{ij}(t) \otimes b(t) = \vec{q}_{ij}(t) \stackrel{F}{\leftrightarrow} \vec{Q}(w) = P(w)\vec{H}(w)B(w) \quad (1.78)$$

Considerando o canal da fibra dado por (1.6) e uma vez que $b(t)$ e $p(t)$ são idênticos nas duas polarizações e como \vec{H} tem valores singulares unitários, em [20] descreve-se o filtro que cancela a CD e PMD de primeira ordem como:

$$\overline{H}^{\rightarrow}(e^{j\omega T}) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\omega\tau/2} & 0 \\ 0 & e^{j\omega\tau/2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \times e^{j\frac{1}{2}\beta_2 L_{fibra} \omega^2} \quad (1.79)$$

4.3 - Simulações e resultados

Nesta seção serão apresentadas diversas simulações assentes num sistema ótico constituído por transmissor, canal (fibra ótica) e recetor.

A propagação do sinal ótico na fibra foi simulada recorrendo ao programa *VPITransmissionMaker* para deteção coerente e deteção direta. Na deteção direta foi usado o formato de modulação DB e para a deteção coerente recorreu-se ao QPSK e ao DP-QPSK. Foi simulada a propagação destes sinais para 40Gb/s e para 100Gb/s ao longo de 50 x 20 km de fibra SSMF. A potência de emissão é de 1mw e a frequência de emissão é de 193,12 THz, 1553nm. No recetor o *shot noise* e *dark noise* são desprezados e o *termal noise* apresenta o valor de $10E - 12 A/\sqrt{Hz}$. Assim sendo, o ruído introduzido no recetor é mínimo. A potência no recetor é de 30mw.

A fibra utilizada baseia-se na fibra comercializada G.652.D [36], com os seguintes parâmetros:

Tabela 4.1 - Parâmetros da fibra ótica utilizada nas simulações

Parâmetros	Valores
Atenuação: α	0,3dB/km
Dispersão: β_2	16E - 6 s/m
Não linearidade: γ	26E - 21 m ² /w
Dispersão dos Modos de Polarização: PMD	0,0063 ps/ \sqrt{m}

De seguida é abordado o impacto dos efeitos que prejudicam a propagação do sinal, nomeadamente a dispersão cromática, a dispersão dos modos de polarização e a atenuação. A atenuação é compensada pelos amplificadores EDFA existente em cada seção da fibra. Nos casos das simulações com deteção coerente, assume-se que o híbrido ótico de 90 graus e o par de fotodíodos implementam a conversão do sinal ótico para elétrico sem qualquer distorção do canal. Para uma maior realidade das simulações a *linewidth* dos lasers não foi desprezado, assumindo o valor de 5E6 Hz. Após a deteção coerente, o sinal em banda-base passa por um filtro passa-baixo *Butterworth* com frequência de corte a 0,8 vezes a taxa de transmissão de símbolos, de modo a reduzir os efeitos de *aliasing* na amostragem. Por fim, segue a compensação digital do sinal.

Uma vez que a *linewidth* dos lasers não foi desprezada, é essencial a compensação deste efeito (compensação do ruído de fase do laser), tal como se pode visualizar nas figuras abaixo. A não compensação deste efeito provoca uma rotação no diagrama da constelação, como se pode ver pelo resultado da simulação.

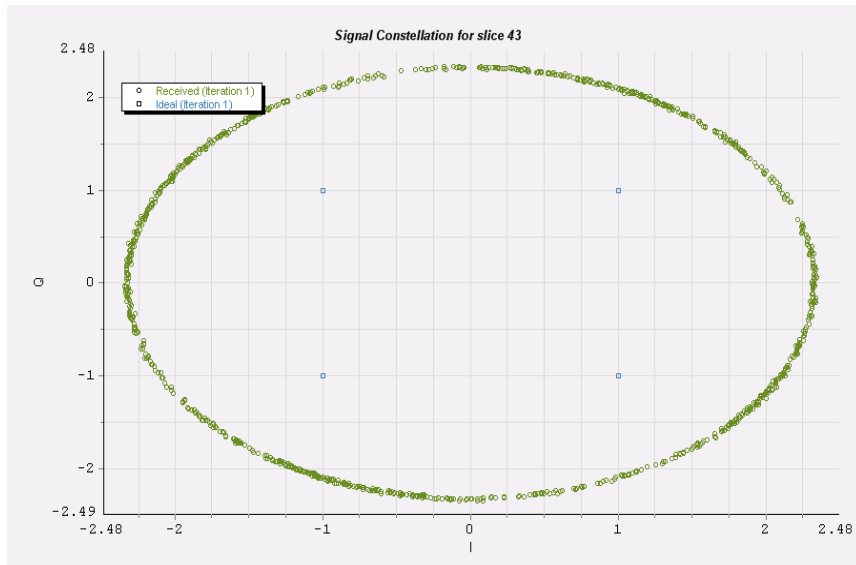


Figura 4.8 - Exemplo de um diagrama de constelação sem compensação do ruído de fase do laser a uma taxa de 40 Gb/s

Procedendo à compensação deste efeito como enunciado anteriormente, verifica-se a correta disposição dos símbolos no seguinte diagrama de constelações. Ou seja, esta técnica de estimação digital de fase descrita em 4.2.2 procede ao alinhamento da constelação recebida com a constelação ideal.

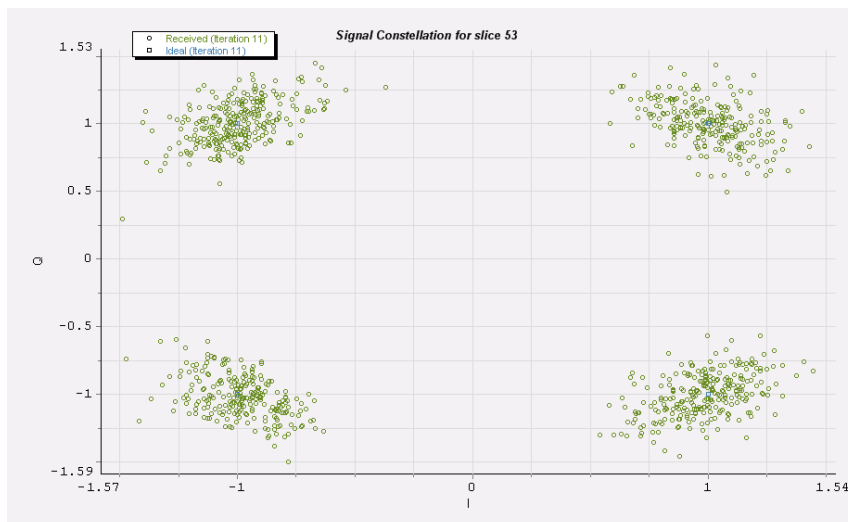


Figura 4.9 - Exemplo de um diagrama de constelação com compensação do ruído de fase do laser a uma taxa de 40 Gb/s

Os parâmetros calculados nestas simulações para analisar as diversas situações foram: SER (*Symbol Error Rate*), EVM e os diagramas de constelações.

Um dos parâmetros calculados nestas simulações e que servirá para analisar e comparar os diversos cenários será o EVM. O EVM é uma figura comum de mérito para avaliar a qualidade dos sinais modulados digitalmente. Este expressa a diferença entre o símbolo esperado/ideal e o símbolo realmente medido [37]. Considera-se que para uma EVM de 0,1 (10%) o sinal transmitido é de excelente qualidade, não sofrendo qualquer degradação [38].

Na visualização dos sinais desmodulados, diagramas de constelação são frequentemente utilizados para representar bits digitais em termos de símbolos.

A SER é outro parâmetro analisado para comparar a eficiência dos formatos de modulação e dos métodos de compensação implementados. Para a avaliação do desempenho do formato de modulação, assume-se que $1E-9$ (um bit errado em um milhão de bits transmitidos) é o valor em que não há degradação do sinal.

4.3.1 - Taxa de transmissão de 40 Gb/s

Para analisar o desempenho dos sistemas óticos com uma taxa de transmissão 40 Gb/s, os transmissores foram implementados recorrendo aos seguintes formatos de modulação: duobinário, QPSK e DP-QPSK.

a. Duobinário

Primeiramente procedeu-se à simulação de um sistema ótico, ao longo de 20 x 50 km, com detecção direta, utilizando o formato de modulação duobinário e desprezando o ruído de fase dos lasers transmissor e do oscilador local (*linewidth* nula). O sistema ótico usado na simulação pode ser consultado no Anexo A. Optou-se por este formato de modulação de intensidade devido às suas características já mencionadas no Capítulo 3.

Inicialmente simulou-se o sistema em *back-to-back* (ligação direta entre o emissor e o recetor), colocando os parâmetros da fibra a zero. Verificou-se que a propagação do sinal decorria sem qualquer degradação do mesmo, ou seja, a BER é sempre menor que $1E-9$.

Ativando os parâmetros da fibra ótica para os valores descritos na Tabela 4.2, registou-se o seguinte gráfico:

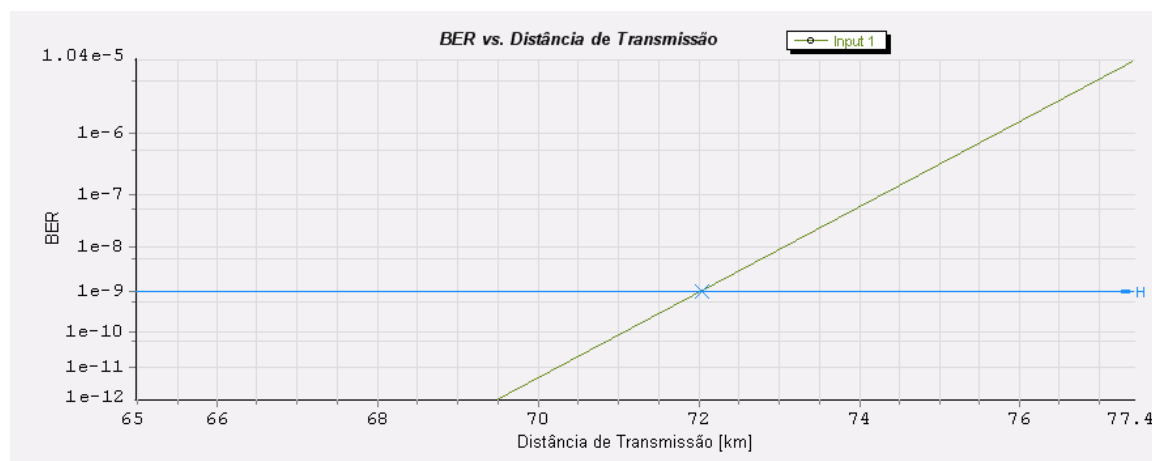


Figura 4.10 - BER versus distância de transmissão para um sinal DB com taxa de transmissão de 40 Gb/s

Como era de esperar este formato de modulação mostra-se mais tolerante à dispersão cromática do que os outros formatos de modulação que vão ser aqui analisados. Como se pode verificar a interseção da reta da BER a $1E-9$ com a curva do DB ocorre aos 72km. Ou seja, a propagação do sinal sem qualquer degradação ocorre até uma distância de 72km, depois desta distância poderão ocorrer degradações substanciais do sinal.

Verificou-se, igualmente, que o efeito que limita este tipo de sistemas é a dispersão cromática. Sendo assim, procedeu-se à compensação desta no domínio ótico através de DCFs,

cujo coeficiente de dispersão β_2 possui sinal contrário ao da fibra SMF. Sabendo os valores da dispersão para ambas as fibras é possível calcular o comprimento da fibra DCF pela seguinte expressão:

$$L_{DCF} = \frac{D_{SSMF} L_{SSMF}}{D_{DCF}} \quad (1.80)$$

O esquema geral aplicado nesta simulação foi o seguinte:

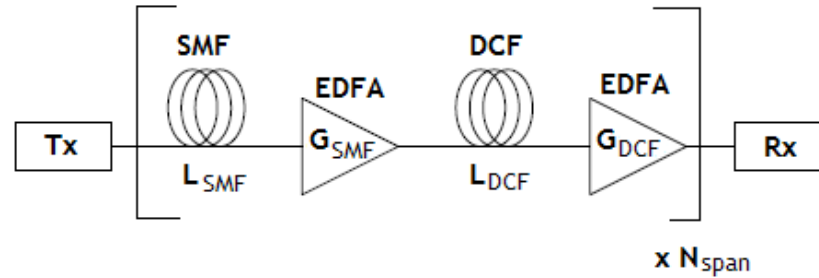


Figura 4.11 - Esquema do sistema óptico com compensação ótica da dispersão com fibras DCF

As simulações foram efetuadas recorrendo a pré-compensação, ou seja, a fibra DCF é colocada antes da fibra SMF, pós-compensação (a fibra DCF é introduzida após a fibra SMF) e compensação híbrida (junção das duas técnicas anteriores). Os parâmetros usados nas simulações podem ser consultados na tabela abaixo.

Tabela 4.2 - Parâmetros das fibras SMF e DCF utilizados na simulação do sistema óptico para compensação da CD

Fibra SMF	Fibra DCF	EDFAs
$\beta_2 = 16 \text{ ps/nm/km}$	$\beta_2 = -90 \text{ ps/nm/km}$	$NF = 5 \text{ dB}$
$\alpha = 0,3 \text{ dB/km}$	$\alpha = 10/L_{DCF} = 1,1 \text{ dB/km}$	
$\gamma = 26E - 21 \text{ m}^2/\text{w}$	$\gamma = 22E - 21 \text{ m}^2/\text{w}$	
$L_{SMF} = 50 \text{ km}$	$L_{DCF} = 8,9 \text{ km}$	

Na seguinte figura pode-se observar o gráfico da técnica de pré-compensação. A Figura 4.13 corresponde à técnica de pós-compensação e a Figura 4.14 diz respeito à compensação híbrida.

62 Simulações em VPI

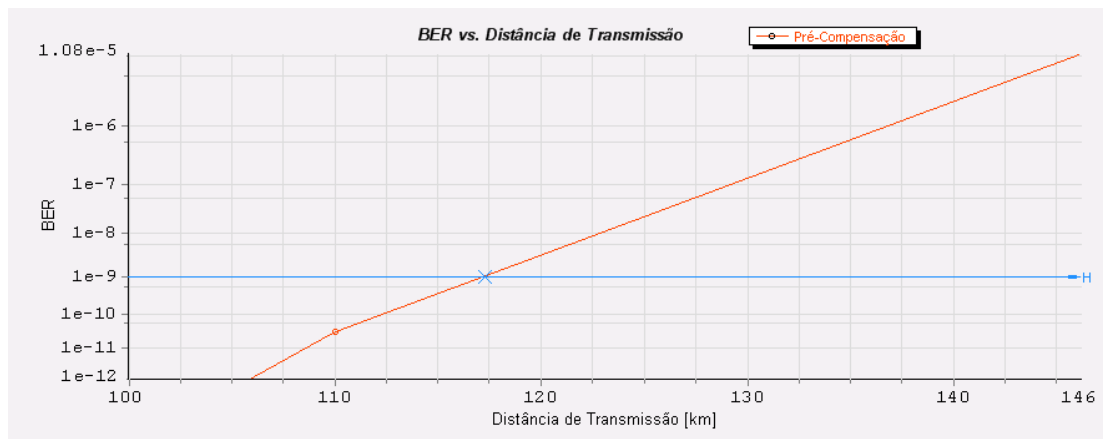


Figura 4.12 - BER versus distância de transmissão para um sistema óptico com o formato DB a 40 Gb/s com pré-compensação da DC

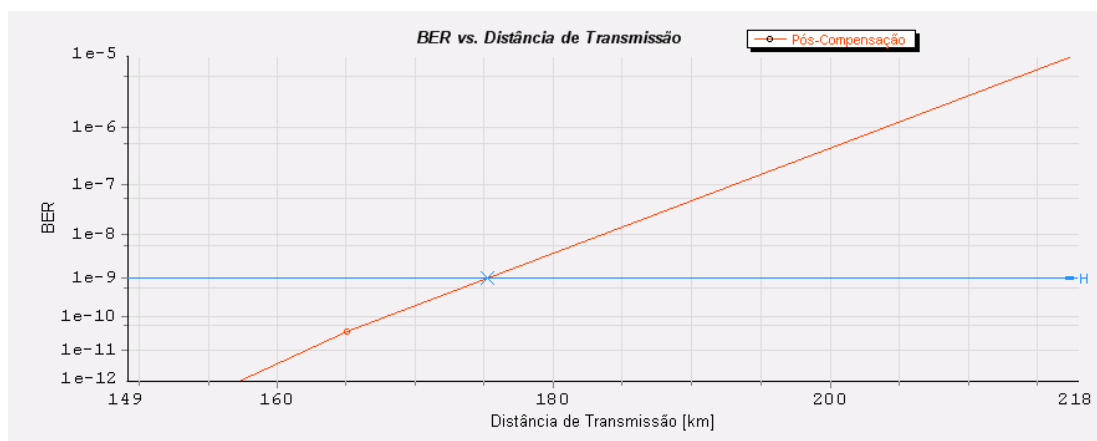


Figura 4.13 - BER versus distância de transmissão para um sistema óptico com o formato DB a 40 Gb/s com pós-compensação da DC

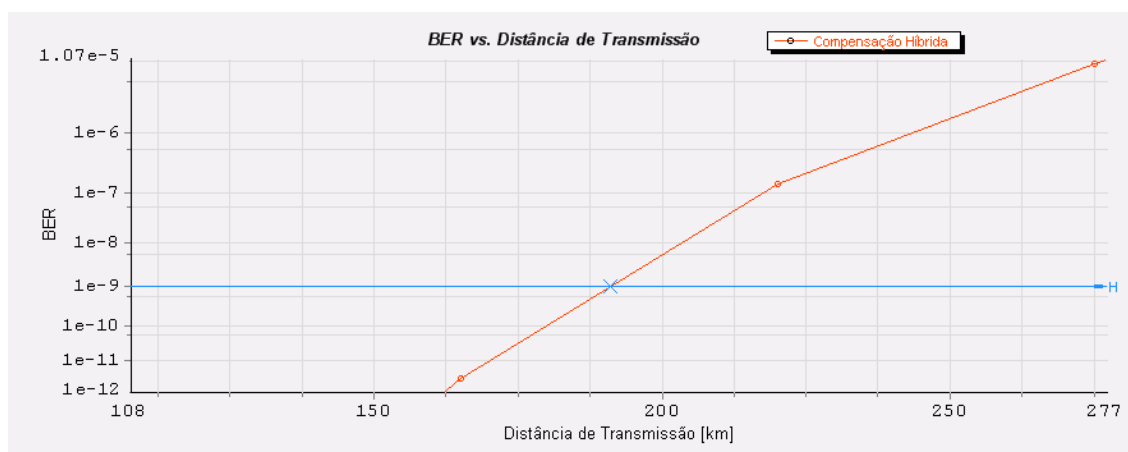


Figura 4.14 - BER versus distância de transmissão para um sistema óptico com o formato DB a 40 Gb/s com compensação híbrida da DC

Resumindo, para a técnica de pré-compensação o alcance máximo é de 117,3 km, para a técnica de pós-compensação a distância máxima é de 175 km e para a compensação híbrida

registou-se uma distância máxima para o sinal sem degradação de 191 km. A DCF tem um núcleo de menor dimensão, o que aumenta a dispersão e as não linearidades. Quando são usadas potências de pico altas, há um maior impacto das não linearidades. As diferenças registadas devem-se ao facto de: no esquema de pré-compensação antes da fibra SMF existe SPM devido à DCF; no esquema de pós-compensação antes da DCF existe SMP devido à fibra SMF.

Apesar de ser uma simulação simples, a compensação da dispersão cromática recorrendo a fibras DCFs tem algumas desvantagens, tais como: a utilização de amplificadores adicionais, e conseqüentemente, o aumento do ruído e a utilização de seções de fibras adicionais. Também se verificou que aumentando a potência de entrada a degradação do sinal aumenta rapidamente.

Com o desenvolvimento de sistemas coerentes, a dispersão cromática pode ser compensada no domínio elétrico através de filtros digitais. Assim, é possível remover as fibras DSFs dos sistemas óticos e, conseqüentemente diminuir o custo destes. Outra vantagem da equalização digital é o seu carácter adaptativo.

b. QPSK

Como indicado inicialmente, a *linewidth* dos lasers não é desprezada (assume um valor de $5E6$ Hz) e uma vez que esta introduz ruído existe a compensação do ruído de fase do laser. Este formato de modulação possui dois símbolos por bit, e conseqüentemente, uma taxa de símbolo de 20 Gb/s (20 Gbaud). O transmissor utilizado nas simulações pode ser observado no Anexo B, bem como o recetor coerente.

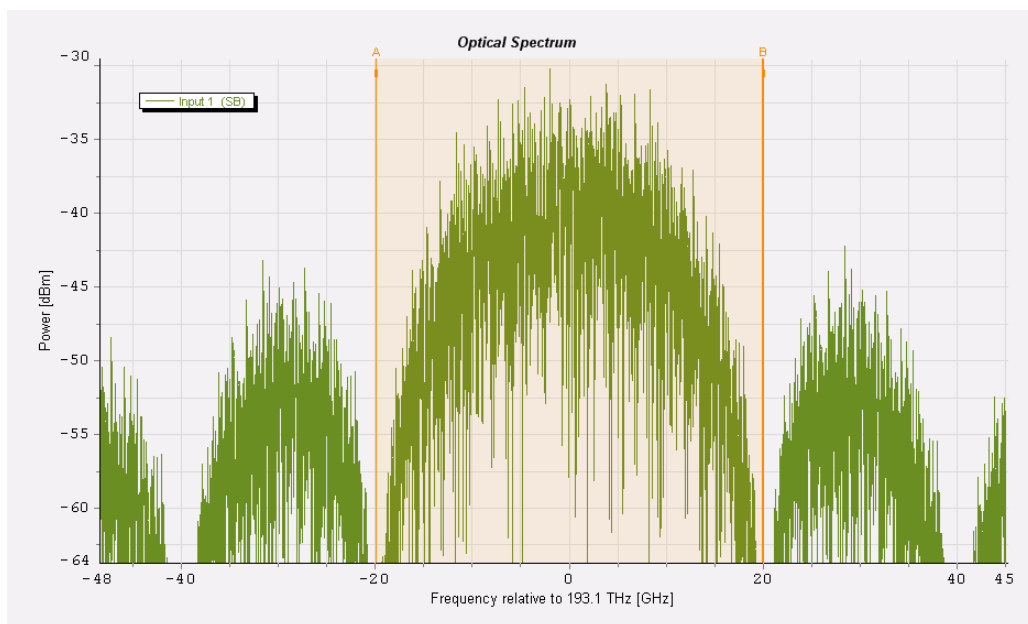


Figura 4.15 - Espectro ótico após o emissor para o formato QPSK para 40 Gb/s

Primeiramente realizou-se simulações de um sistema ótico com um transmissor QPSK (Anexo C) em que os parâmetros da fibra assumem valores nulos, havendo apenas o pré-amplificador, ao longo de 20 x 50 km, tendo sido observado os seguintes gráficos. AS

simulações foram realizadas com a *linewidth* dos lasers ativa, assim sendo, o DSP implementado apenas compensa o ruído de fase dos lasers.

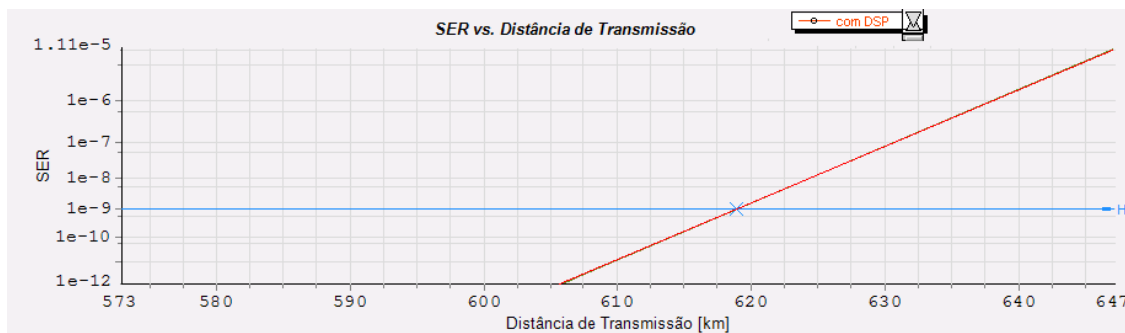


Figura 4.16 - SER versus distância de transmissão para o formato QPSK com os parâmetros da fibra nulos (com *linewidth*) para taxa de transmissão de 40 Gb/s

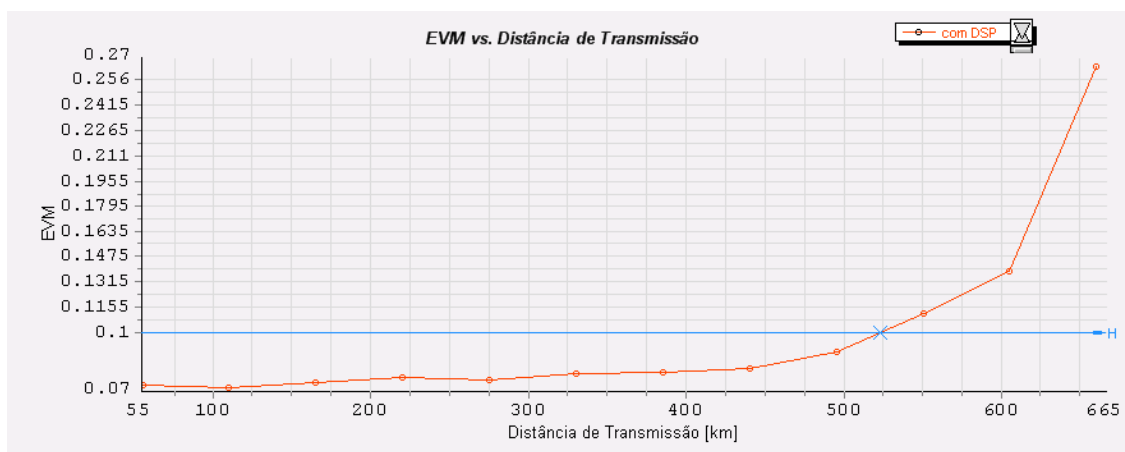


Figura 4.17 - EVM versus distância de transmissão para o formato QPSK com os parâmetros da fibra nulos (com *linewidth*) para taxa de transmissão de 40 Gb/s

Verificou-se, assim, que a transmissão do sinal sem degradação, apenas com compensação da *linewidth*, baseado no gráfico da SER pode ocorrer até 619 km. Observando o gráfico da EVM verifica-se que o alcance máximo será de 523 km. Observando os diagramas das constelações, verifica-se que a constelação referente ao sinal QPSK para a iteração 11 (que corresponde a cerca de 550 km) possui os quatro símbolos perceptíveis, sem que haja degradação do sinal. Já o diagrama de constelação na iteração 12 possui os quatro símbolos da constelação mais dispersos.

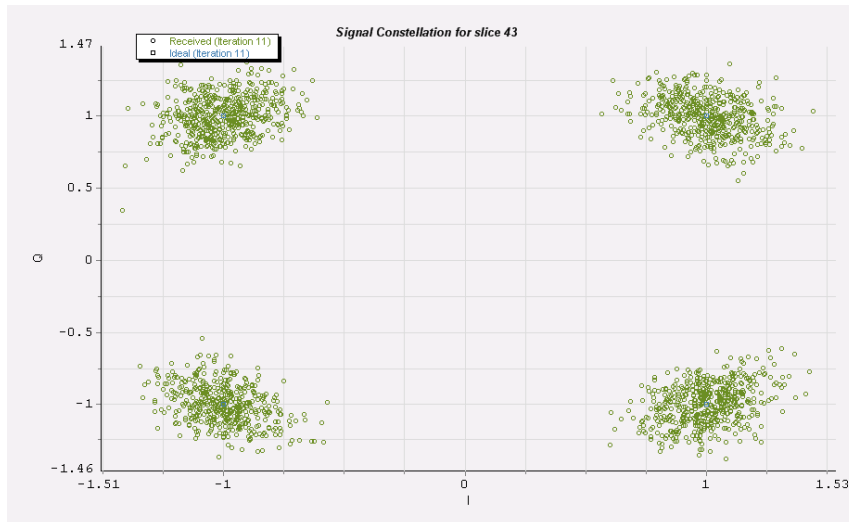


Figura 4.18 - Constelação referente ao sinal QPSK a 40 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos, para a iteração 11

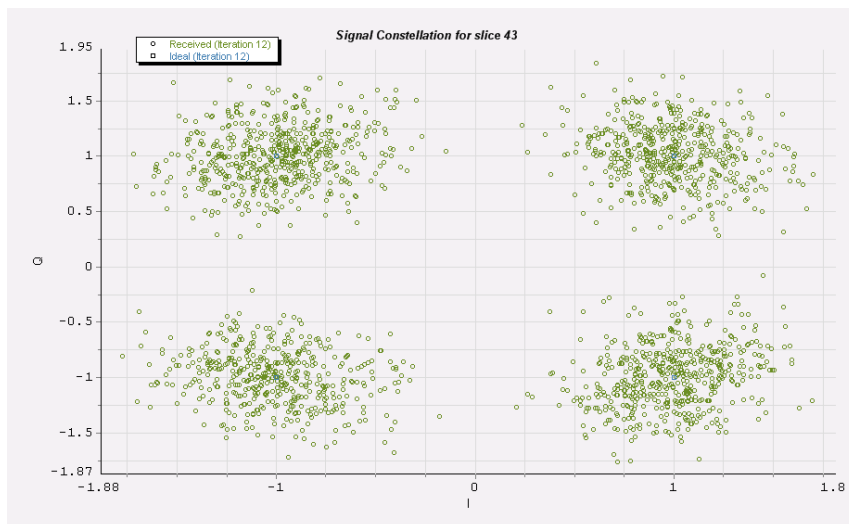


Figura 4.19 - Constelação referente ao sinal QPSK a 40 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos, para a iteração 12

No entanto, a propagação do sinal na fibra está sujeita aos efeitos lineares e não-lineares da fibra. Verificou-se que o efeito que limitava a propagação era a dispersão cromática, para além do efeito da *linewidth*. Assim sendo, procedeu-se também à compensação da DC, com base nos algoritmos propostos na seção 4.2.3. Esta compensação denomina-se equalização digital estática, baseada em filtros FIR.

Nas figuras abaixo são apresentados os gráficos obtidos para as simulações com e sem compensação ao longo de 5 x 5 km de fibra SSMF.

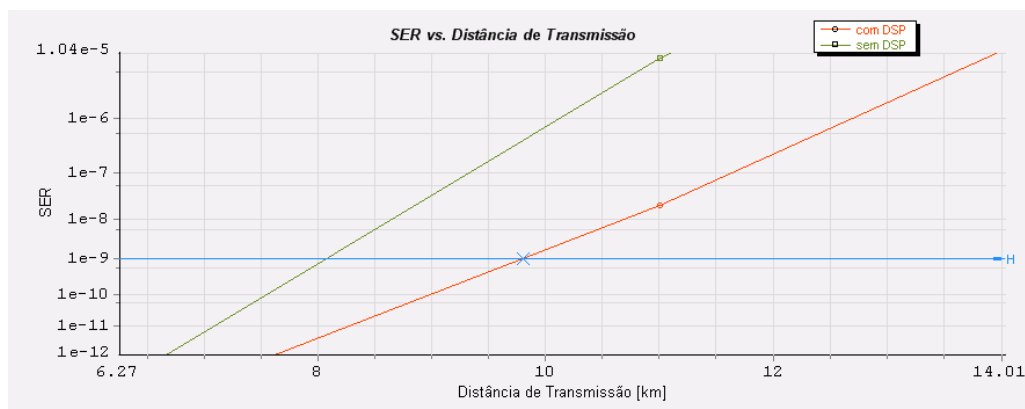


Figura 4.20 - SER versus distância de transmissão para o formato QPSK a 40 Gb/s com e sem compensação

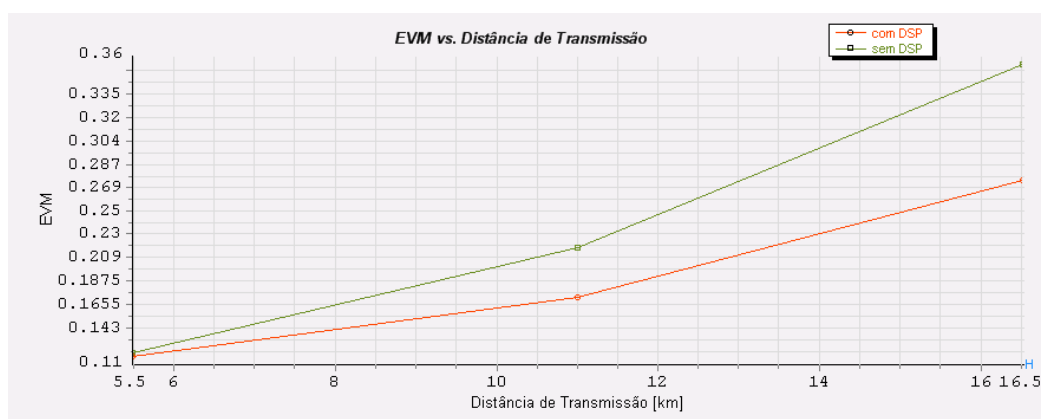


Figura 4.21 - EVM versus distância de transmissão para o formato QPSK a 40 Gb/s com e sem compensação

Observando os gráficos verifica-se que para o sistema ótico sem compensação consegue-se alcançar distâncias de cerca de 8,1km (no caso da análise do gráfico da SER) ou de próximo de 7km (no caso da análise da EVM para valores na ordem dos 0,14). Com a compensação da dispersão cromática (equalização digital estática), baseada em filtros FIR, aumenta-se a distância de propagação para cerca de 10 km ou para 8 km, nos casos do estudo do gráfico da SER ou da EVM, respetivamente.

Verifica-se, assim, uma diminuição substancial das distâncias alcançadas na configuração *back-to-back* para esta configuração com todos os parâmetros ativos da fibra. Esta diminuição deve-se ao elevado débito, conduzindo a maiores deficiências na propagação do sinal.

c. DP-QPSK

Neste tipo de formato o espaço de polarização é utilizado para reduzir pela metade a largura de banda do sinal. Melhora consideravelmente a tolerância contra distorções da fibra sem impacto direto sobre o desempenho de ruído.

Nas simulações deste formato de modulação, as componentes I e Q da polarização Y foram ignoradas. Este tipo de formato de modulação com duas polarizações possui 2 bits por símbolo e por polarização e, conseqüentemente, possui uma taxa por símbolo de 10 Gb/s (10 Gbaud).

Na figura seguinte é apresentado o espectro ótico deste formato de modulação. Observa-se a ocupação de menor largura de banda quando comparado com o formato de modulação QPSK.

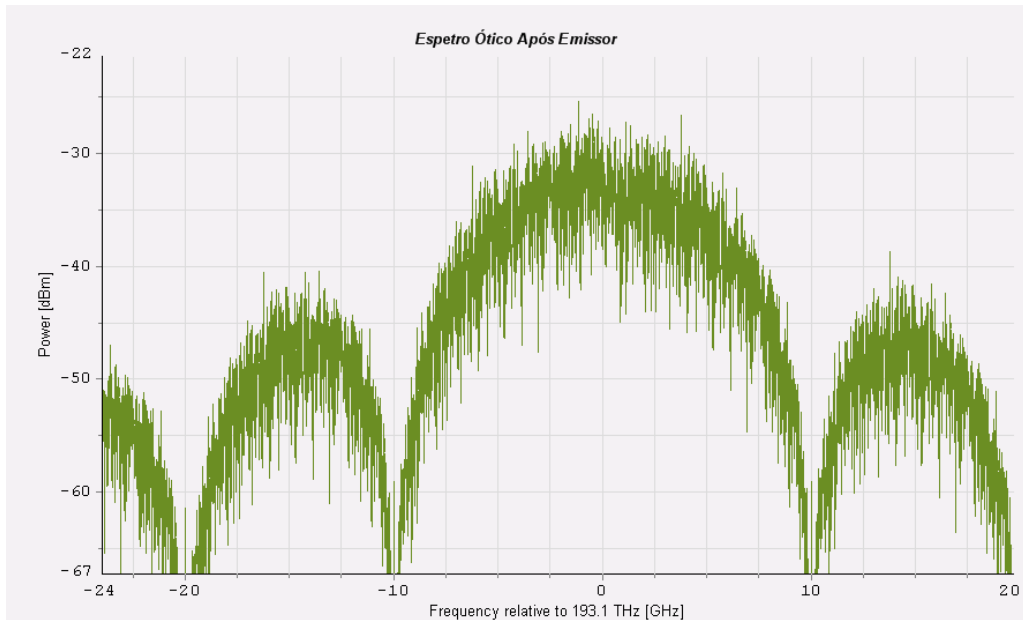


Figura 4.22 - Espectro ótico após o emissor para o formato DP-QPSK para 40 Gb/s

Tal como nos formatos de modulação anteriores, primeiro efetuou-se a simulação do sistema ótico DP-QPSK (Anexo D) com os parâmetros da fibra nulos, ao longo de 20 x 50 km, e observou-se os seguintes gráficos. Nestas simulações, o DSP implica apenas a compensação do ruído de fase do laser, devido à *linewidth* dos lasers.

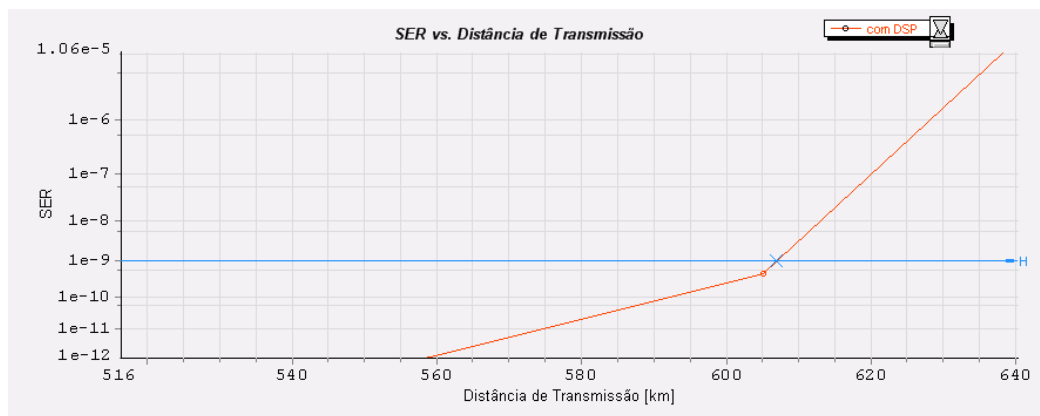


Figura 4.23 - SER versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos

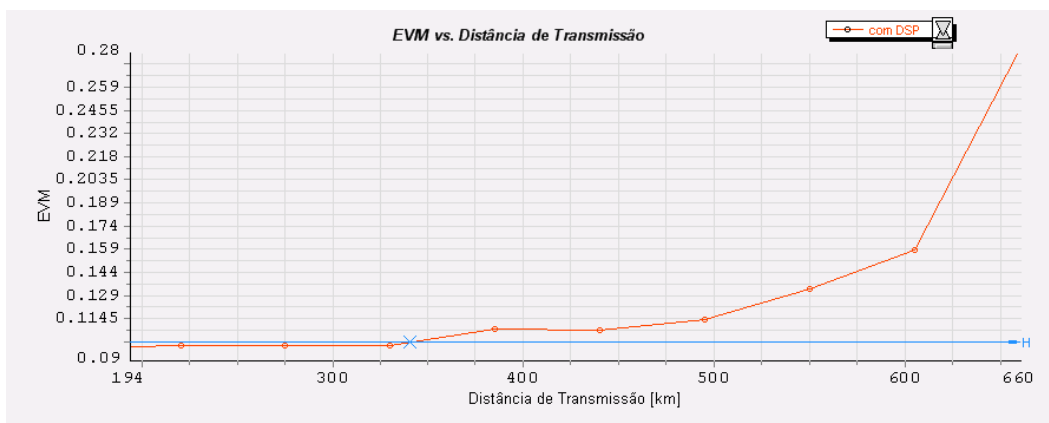


Figura 4.24 - EVM versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos

Observando o gráfico da SER conclui-se que a distância máxima de transmissão é de 606 km. Visualizando o gráfico da EVM verifica-se que o alcance máximo para a EVM de 0,1 é de 340km. No entanto, verifica-se que a EVM inicialmente cresce lentamente com a distância, obtendo até uma ordem de grandeza de 0,4 de EVM o valor de cerca de 580km.

Quanto aos diagramas de constelações podem ser visualizados nas figuras seguintes. A Figura 4.25 diz respeito ao diagrama de constelação do sinal DP-QPSK para a iteração 11, que corresponde a uma distância de cerca de 550 km. Como se pode observar os símbolos encontram-se dispostos corretamente, logo o sinal será transmitido com boa qualidade. Na Figura 4.26 observa-se o mesmo diagrama mas para a iteração 12. Neste caso os símbolos encontram-se mais dispersos, havendo já alguma distorção do sinal.

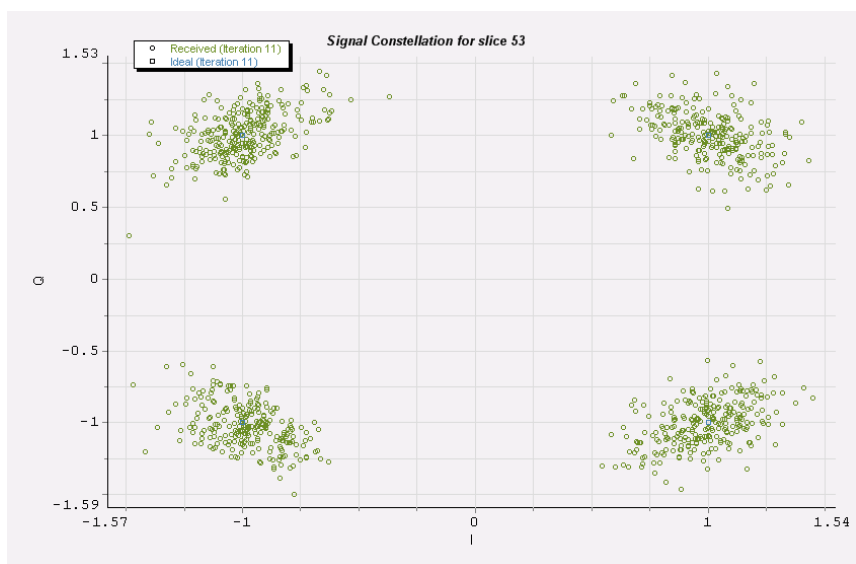


Figura 4.25 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, para a polarização X, com os parâmetros da fibra nulos, na iteração 11

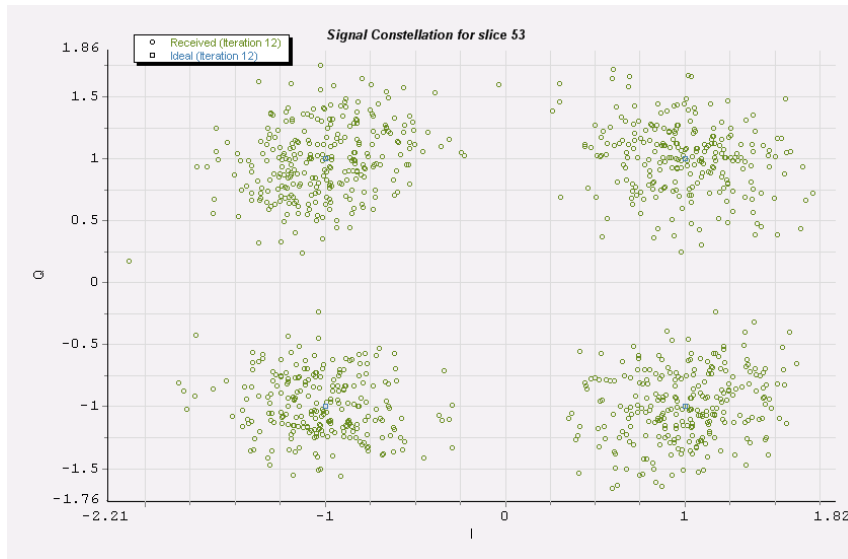


Figura 4.26 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, para a polarização X, com os parâmetros da fibra nulos, na iteração 12

Repondo os valores dos parâmetros da fibra, baseados na fibra G.652.D, simulou-se o sistema ótico ao longo de 10 x 20 km, obtendo-se os gráficos abaixo. Nestas simulações procedeu-se à compensação da DC e da PMD tal como descrito na secção 4.2.4, recorrendo a filtro MIMO e a filtros FIR, ou seja, primeiramente procede-se à equalização digital estática e por fim à equalização dinâmica (para além da compensação do ruído de fase do laser).

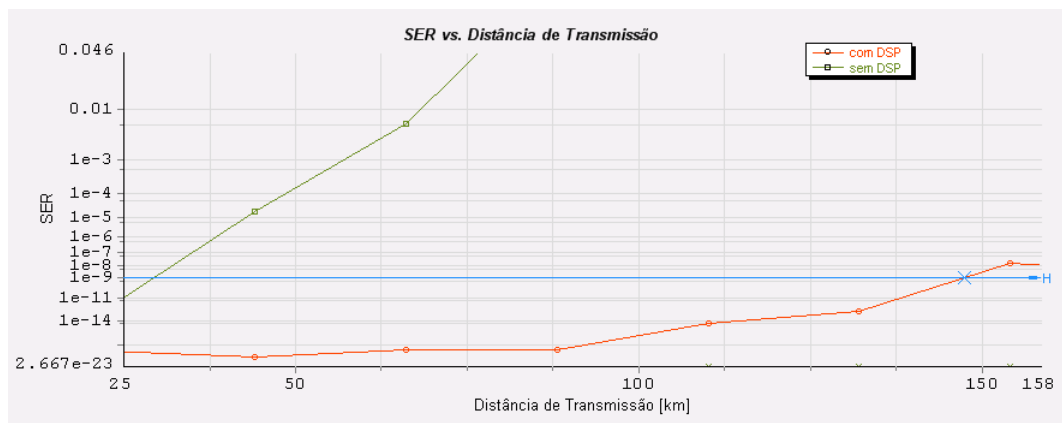


Figura 4.27 - SER versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, com e sem compensação

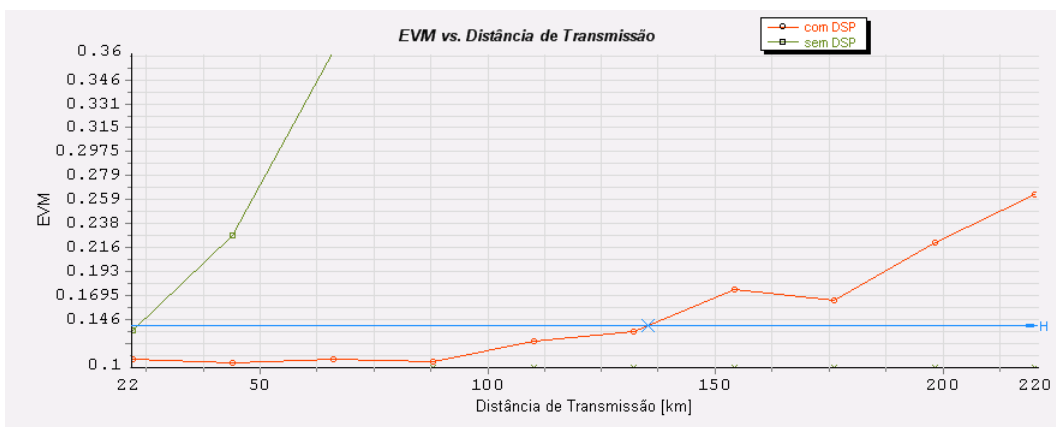


Figura 4.28 - EVM versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, com e sem compensação

Verifica-se que para um sinal DP-QPSK não compensado, ou seja, apenas com compensação do ruído de fase do laser a distância máxima que o sinal se propaga sem degradação é de aproximadamente 23km. Já com compensação digital estática e dinâmica [24] verifica-se um aumento significativo da distância de transmissão para cerca de 135km. Tal pode ser constatado pelos diagramas de constelações, onde se verifica para a iteração 8 os quatro símbolos do sinal DP-QPSK, para a polarização X, são perceptíveis.

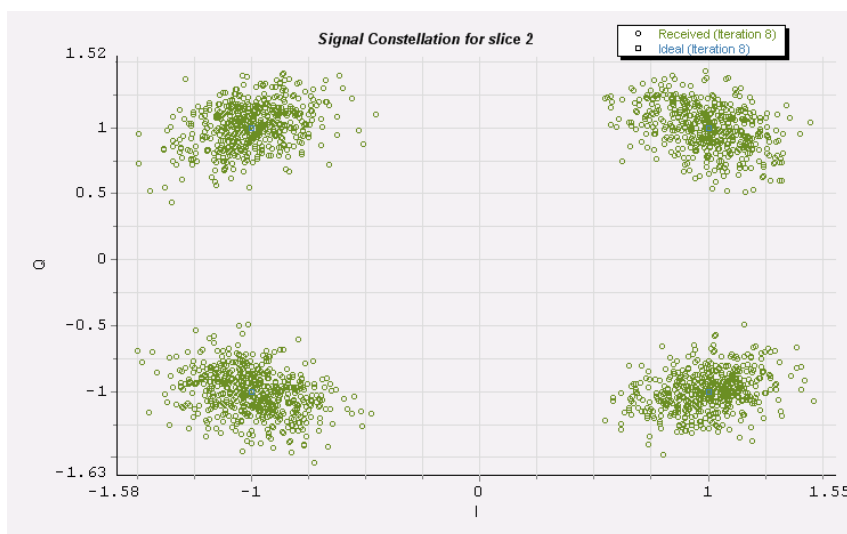


Figura 4.29 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK compensado a 40 Gb/s, para a polarização X, na iteração 8

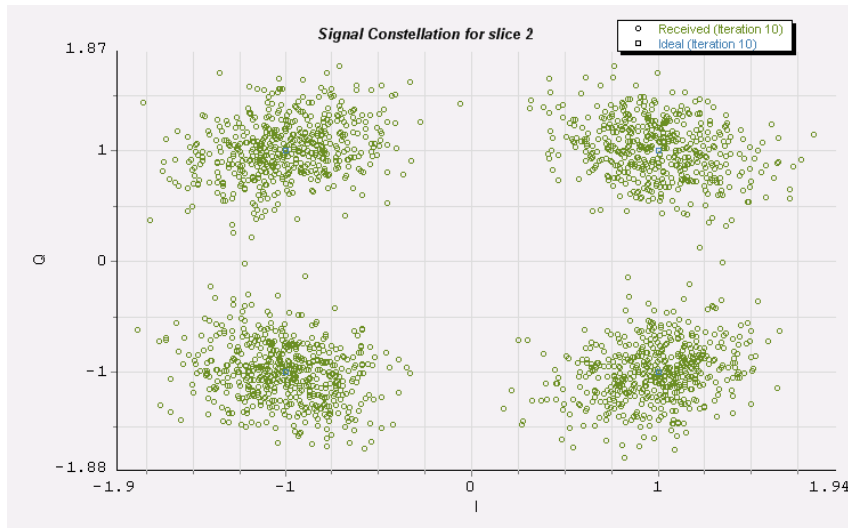


Figura 4.30 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK compensado a 40 Gb/s, para a polarização X, na iteração 10

4.3.2- Taxa de transmissão de 112 Gb/s

Para as simulações de 112 Gb/s usou-se os seguintes formatos de modulação: QPSK e DP-QPSK. As simulações efetuadas foram as mesmas que as simulações para a taxa de transmissão de 40 Gb/s.

a. QPSK

Nestas simulações, uma vez que a *linewidth* não é desprezada, existe a compensação do ruído de fase do laser. Neste formato de modulação tem-se 2 símbolos por bit, e consequentemente, uma taxa de símbolo de 56 Gb/s (56 Gbaud).

A figura seguinte apresenta o espectro ótico após o emissor deste formato de modulação.

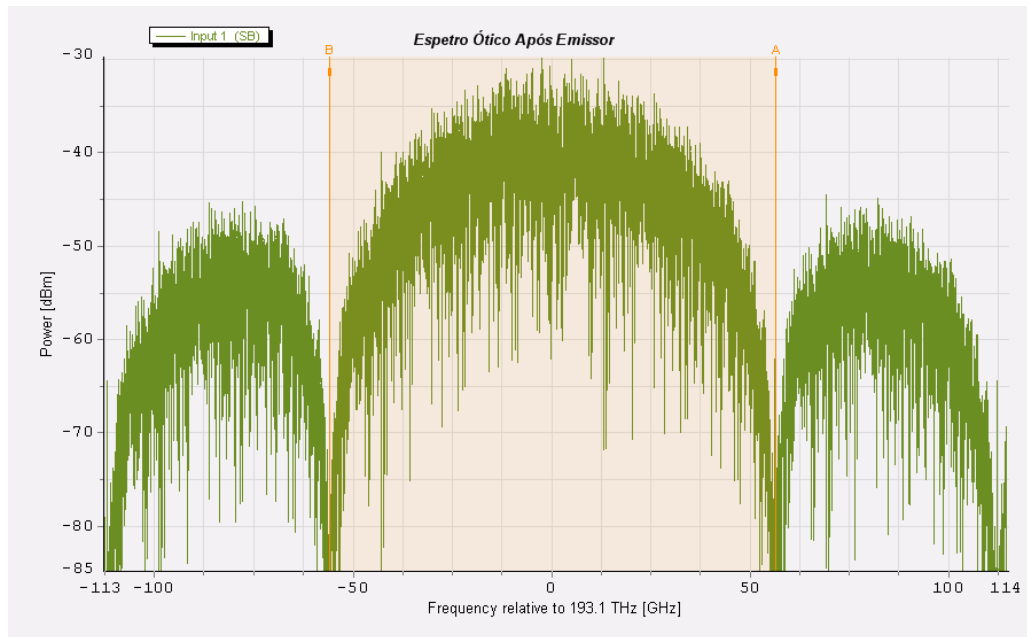


Figura 4.31 - Espectro óptico do formato de modulação QPSK após o emissor para 112 Gb/s

Primeiramente realizou-se simulações de um sistema óptico com um transmissor QPSK (Anexo C) com os parâmetros da fibra nulos, ao longo de 20 x 50 km, tendo sido observado os seguintes gráficos. O DSP implementado para estas simulações iniciais apenas compensa o ruído de fase introduzido pelos lasers, devido à *linewidth* dos mesmos que assume um valor de $5E6$ Hz.

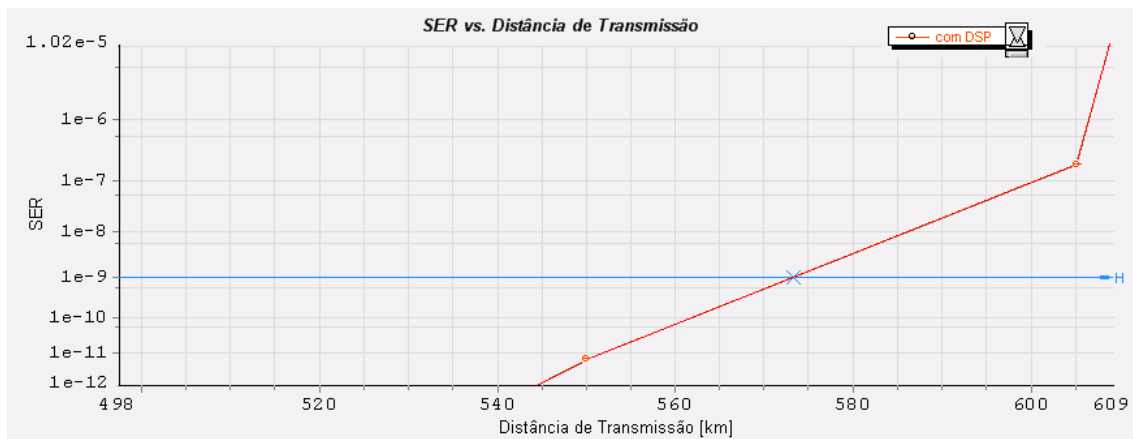


Figura 4.32 - SER versus distância de transmissão para o formato QPSK com os parâmetros da fibra nulos (com *linewidth*) para taxa de transmissão de 112 Gb/s

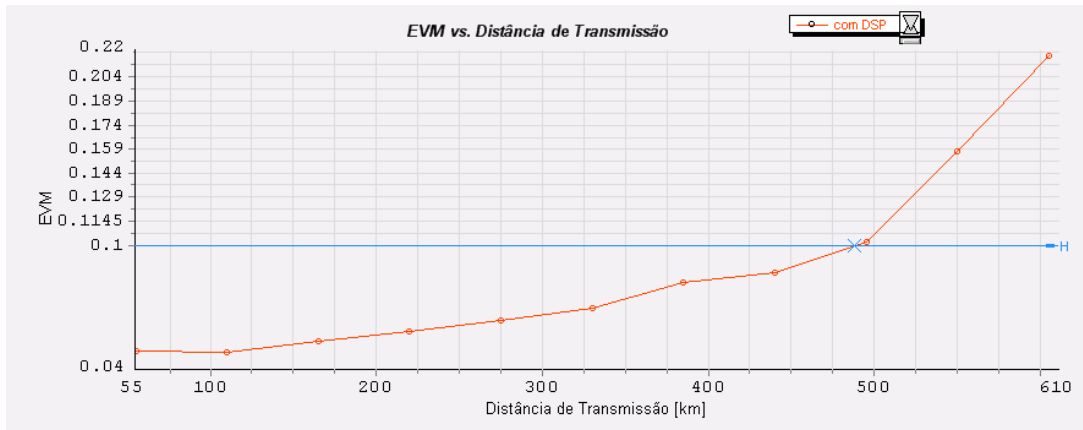


Figura 4.33 - EVM versus distância de transmissão para o formato QPSK com os parâmetros da fibra nulos (com *linewidth*) para taxa de transmissão de 112Gb/s

Verificou-se assim, que a transmissão do sinal sem degradação baseado no gráfico da SER pode ocorrer até 573 km, quer com compensação. Observando o gráfico da EVM verifica-se que o alcance máximo será de 488 km. Observando os diagramas das constelações, verifica-se que a constelação referente ao sinal QPSK para a iteração 10 possui os quatro símbolos perceptíveis, sem que haja degradação do sinal. Já no diagrama de constelação da iteração 12 os quatro símbolos não são perceptíveis, registando-se degradação do sinal.

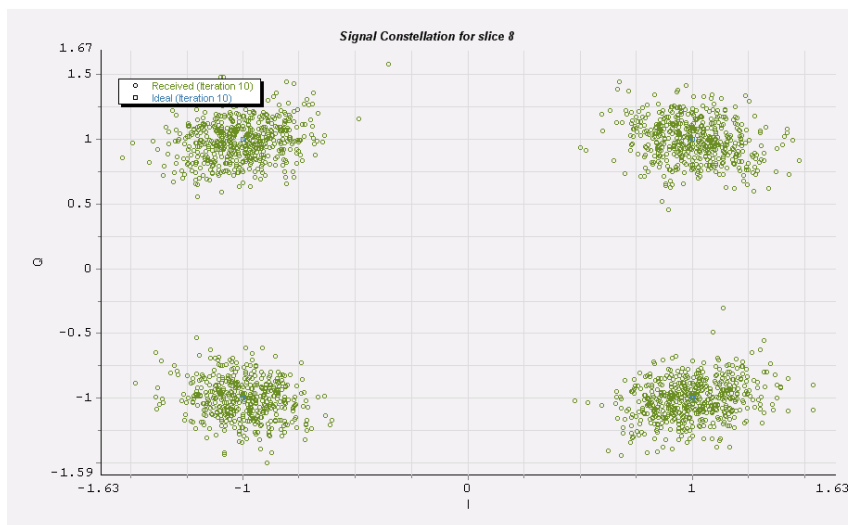


Figura 4.34 - Constelação referente ao sinal QPSK a 112Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos, para a iteração 10

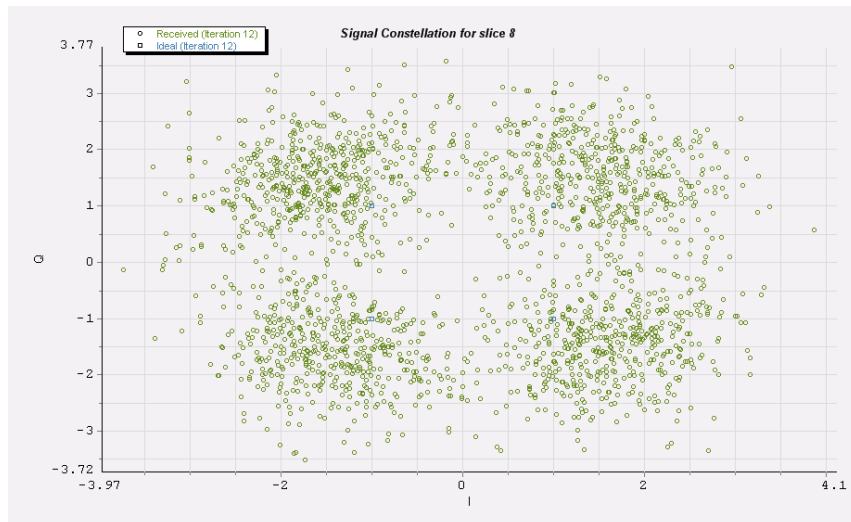


Figura 4.35 - Constelação referente ao sinal QPSK a 112 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos, para a iteração 12

Verificou-se que o efeito que limitava a propagação era a dispersão cromática. Assim sendo, procedeu-se também à compensação da DC (para além da compensação do ruído de fase do laser) com base nos algoritmos já propostos.

Nas figuras abaixo são apresentados os gráficos obtidos para as simulações com e sem compensação ao longo de 10 x 1 km de fibra SSMF.

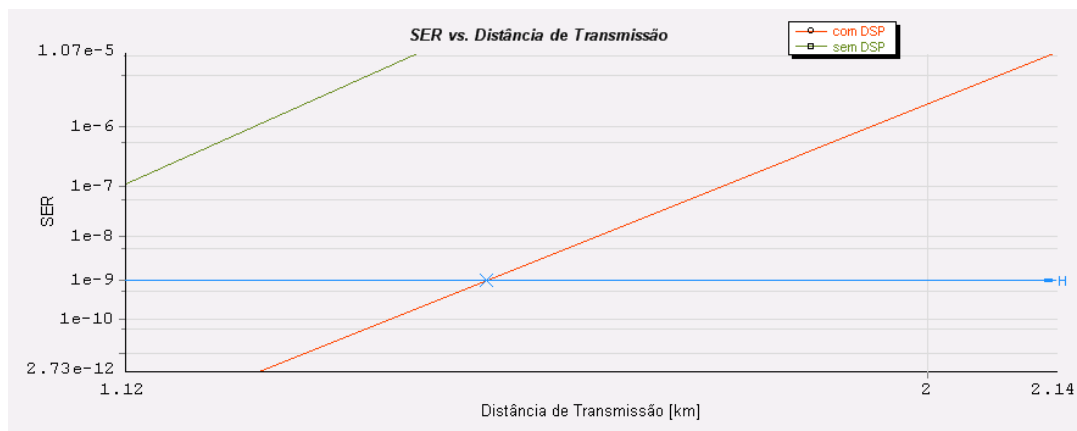


Figura 4.36 - SER versus distância de transmissão para o formato QPSK a 112 Gb/s com e sem compensação

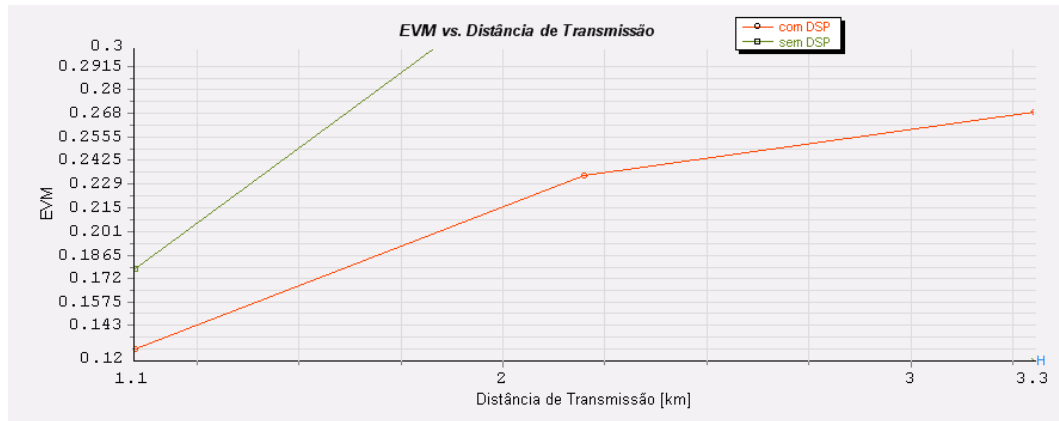


Figura 4.37 - EVM versus distância de transmissão para o formato QPSK a 112 Gb/s com e sem compensação

Observando os gráficos verifica-se que para o sistema ótico sem compensação não poderá ser implementado, pois a sua transmissão a apenas 1km de distância apresenta degradação do sinal.

Com a compensação da dispersão cromática, para além da compensação do ruído dos lasers, alcança-se distância de 1,4 km.

b. DP-QPSK

Nas simulações deste formato de modulação, as componentes I e Q da polarização Y foram ignoradas. Este tipo de formato de modulação com duas polarizações possui 2 bits por símbolo e por polarização e, conseqüentemente possui uma taxa por símbolo de 28Gb/s (28 Gbaud).

Na figura seguinte é possível visualizar o espectro ótico do formato de modulação DP-QPSK. Observa-se que ocupa menor largura de banda do que o formato QPSK.

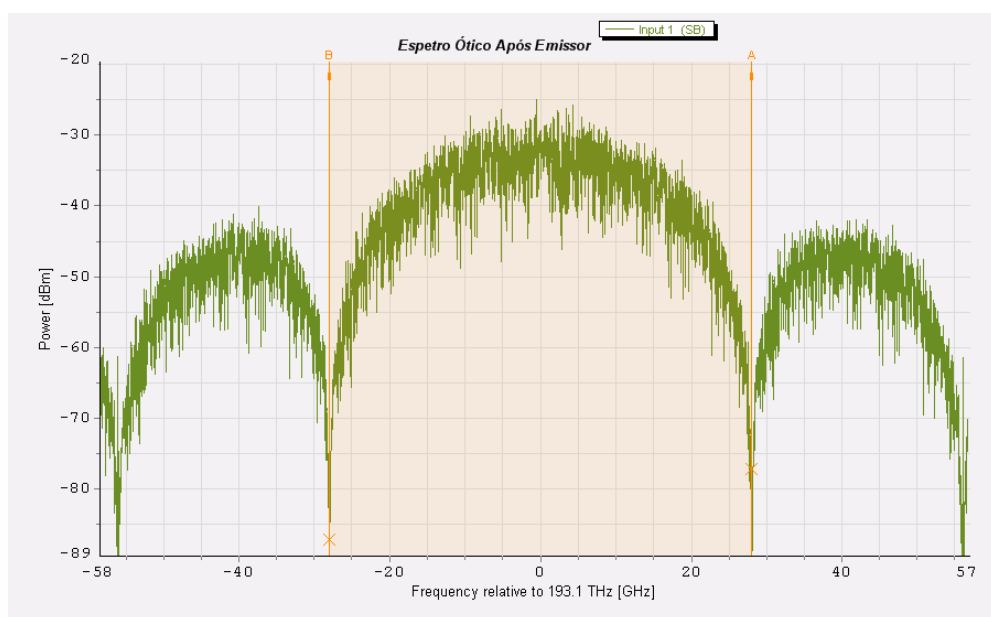


Figura 4.38 - Espectro ótico do formato DP-QPSK após o emissor para 112 Gb/s

Tal como nos formatos de modulação anteriores, primeiro efetuou-se a simulação do sistema ótico DP-QPSK (Anexo C) com os parâmetros da fibra nulos, ao longo de 20 x 50km, e observou-se os seguintes gráficos. Como nos casos anteriores, nestas simulações iniciais o DSP apenas compensa o ruído de fase dos lasers.

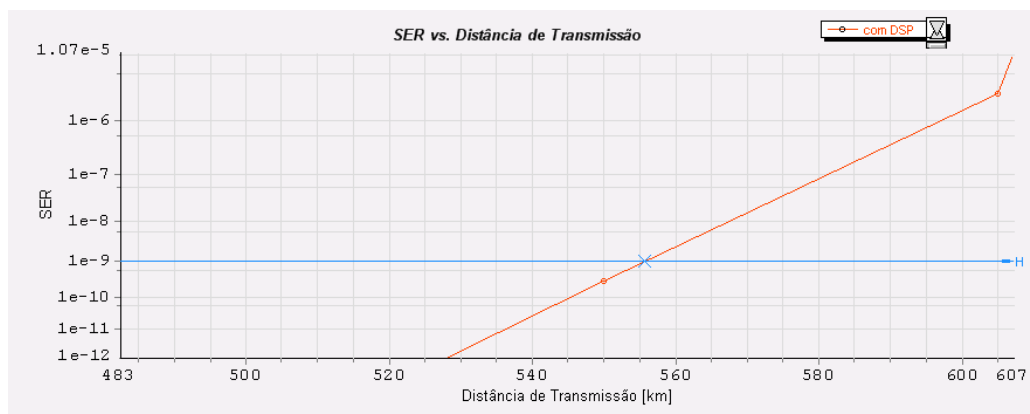


Figura 4.39 - SER versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 112 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos (com *linewidth*)

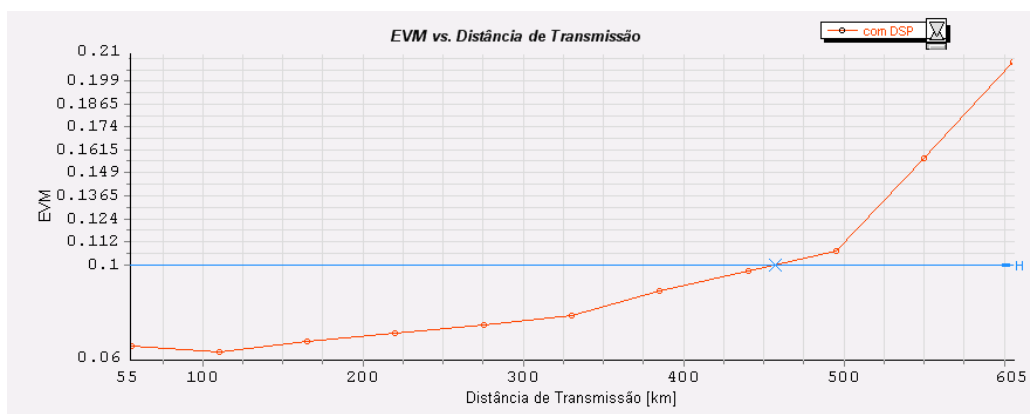


Figura 4.40 - EVM versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 112 Gb/s, com os parâmetros da fibra nulos (com *linewidth*)

Observando o gráfico da SER conclui-se que a distância máxima de transmissão é de 555 km. Visualizando o gráfico da EVM verifica-se que o alcance máximo para a EVM de 0,1 é de 457 km. No entanto, aumentando a ordem de grandeza da EVM para 0,14 alcança-se valores de 530km. Tal pode ser verificado consultando os diagramas de constelações:

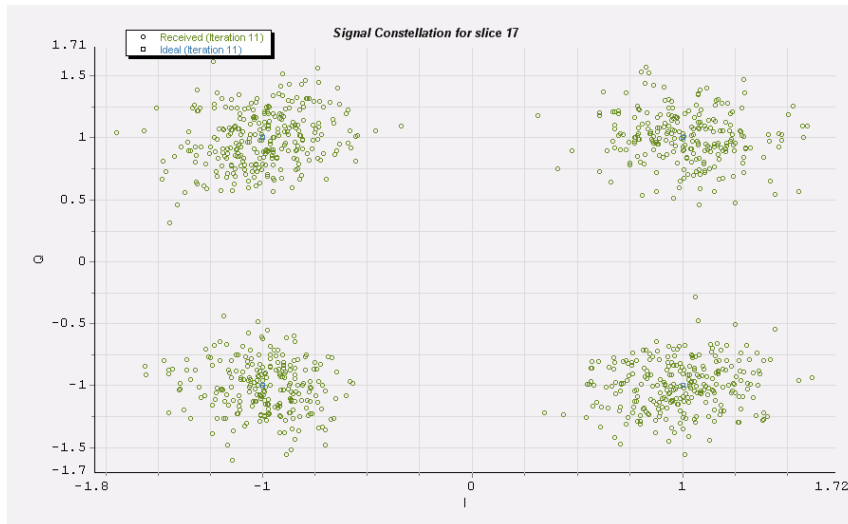


Figura 4.41 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK a 100 Gb/s, para a polarização X, com os parâmetros da fibra nulos, na iteração 11

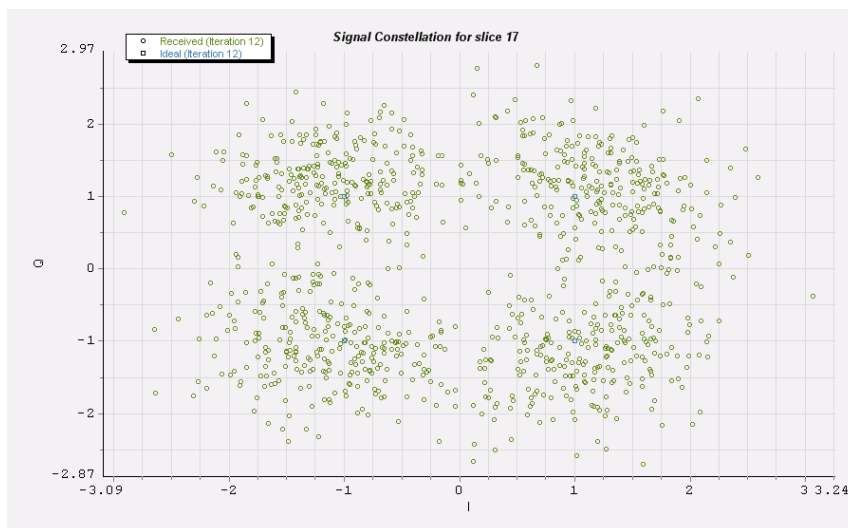


Figura 4.42 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK a 40 Gb/s, para a polarização X, com os parâmetros da fibra nulos, na iteração 12

Repondo os valores dos parâmetros da fibra, baseados na fibra G.652.D, simulou-se o sistema óptico ao longo de 20 x 1km, obtendo-se os seguintes gráficos:

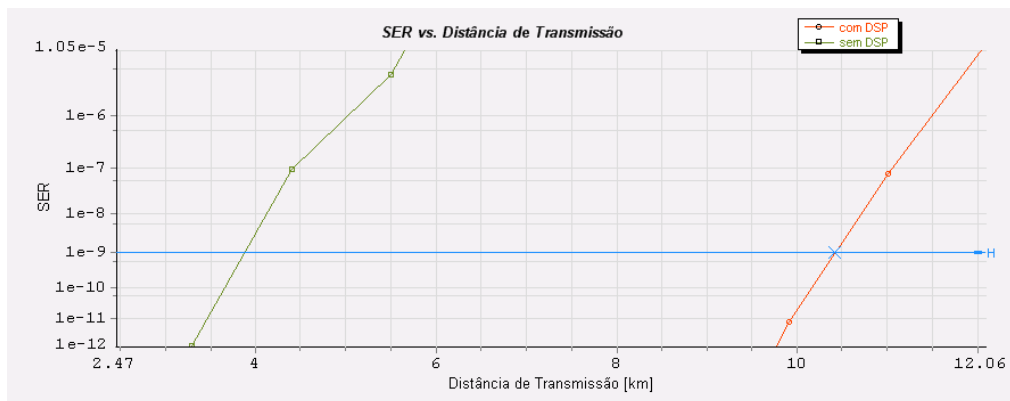


Figura 4.43 - SER versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 112 Gb/s, com e sem compensação

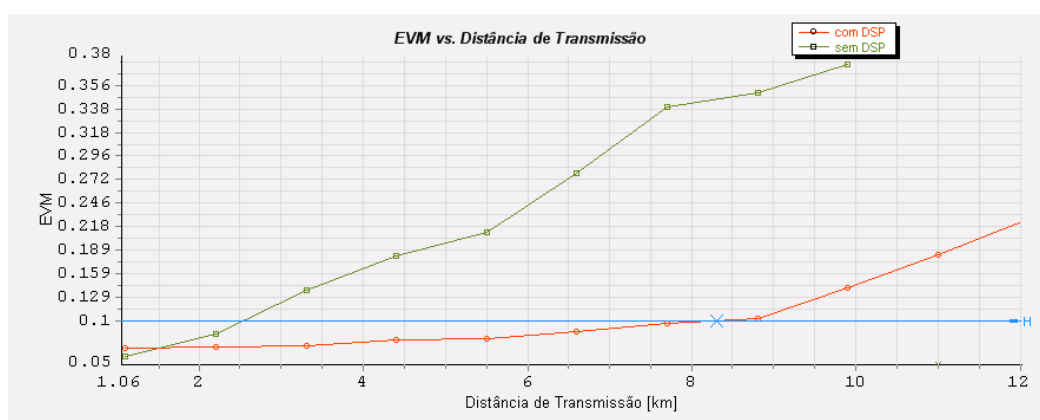


Figura 4.44 - EVM versus distância de transmissão para um sinal DP-QPSK a 112 Gb/s, com e sem compensação

Verifica-se que para um sinal DP-QPSK não compensado, ou seja, apenas com compensação do ruído de fase do laser a distância máxima que o sinal se propaga sem degradação é de aproximadamente 3,9km. Já com compensação digital dinâmica [24] verifica-se um aumento significativo da distância de transmissão para cerca de 10,4km. Tal pode ser constatado pelos diagramas de constelações, onde se verifica para a iteração 8 os quatro símbolos do sinal DP.QPSK, para a polarização X, são perceptíveis.

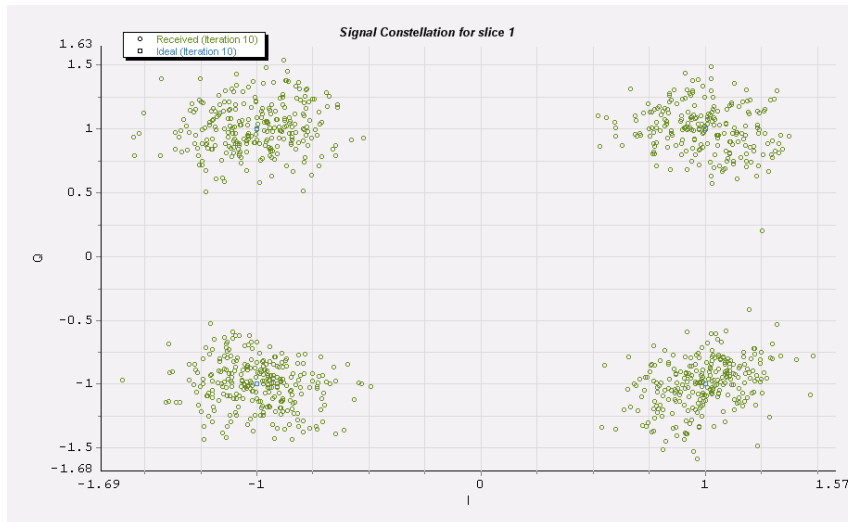


Figura 4.45 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK compensado a 112Gb/s, para a polarização X, na iteração 10

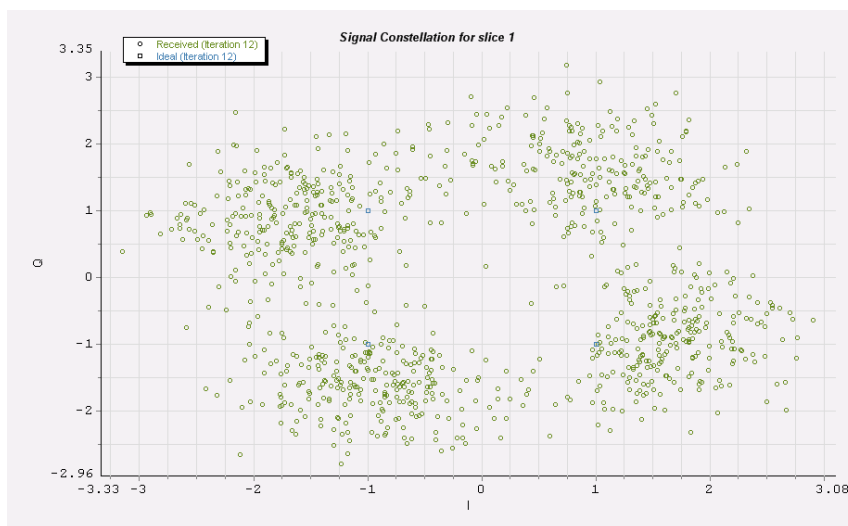


Figura 4.46 - Diagrama de constelação para o sinal DP-QPSK compensado a 112 Gb/s, para a polarização X, na iteração 1

O transporte em 100 Gbit/s tem como desafio garantir um desempenho adequado. O desempenho no que diz respeito aos erros de bit na transmissão em 100 Gbit/s é mais suscetível às deficiências de transmissão quando comparado com transmissão de 40 Gbit/s. Assim sendo, as distâncias alcançadas nas simulações realizadas para débitos de 100 Gb/s são sempre menores que as alcançadas para 40 Gb/s.

4.4 - Conclusão

Os quadros seguintes resumem as simulações realizadas para as taxas de transmissão de 40 Gb/s de 100 Gb/s. As simulações apresentadas dizem respeito à configuração com os parâmetros da fibra nulos (denominado na tabela de parâmetros nulos) e a simulações com

todos os parâmetros ativos da fibra ótica com os valores apresentados na Tabela 4.2. (denominado na tabela com todos os efeitos).

✓ Débito de 40 Gb/s

50 km x 20 loops

DB	sem DSP	Compensação com DCFs		
		Pré-Compensação	Pós-Compensação	Compensação Híbrida
com todos os efeitos	72km	117,3km	175km	191km

QPSK		com linewidth (5E6 Hz)		
		DSP com correção de fase (sem DSP)	com DSP	
parâmetros nulos	SER (1E-9)	619km		5kmx5loops
	EVM (0,1)	523km		
com todos os efeitos	SER (1E-9)	8,1km	10km	
	EVM (0,1)	6,7km	8km	

DP-QPSK		com linewidth (5E6 Hz)		
		DSP com correção de fase (sem DSP)	com DSP	
parâmetros nulos	SER (1E-9)	606,8km		20kmx10loops
	EVM (0,1)	340km		
com todos os efeitos	SER (1E-9)	29km	147,3km	
	EVM (0,1)	0,14->23km	0,14->135km	

Figura 4.47 - Resultados das simulações para 40 Gb/s para os formatos DB, QPSK e DP-QPSK. Legenda: Com todos os efeitos - Simulações com os parâmetros da fibra ativos; Parâmetros nulos - Simulações com os parâmetros da fibra nulos

✓ Débito de 112 Gb/s

50 km x 20 loops

QPSK		com linewidth (5E6 Hz)	
		DSP com correção de fase (sem DSP)	com DSP
parâmetros nulos	SER (1E-9)	573km	
	EVM (0,1)	487,9km	
com todos os efeitos	SER (1E-9)	ND	1,5km
	EVM (0,1)	ND	1,23km->0,14

1kmx10loops

DP-QPSK		com linewidth (5E6 Hz)	
		DSP com correção de fase (sem DSP)	com DSP
parâmetros nulos	SER (1E-9)	555,6km	
	EVM (0,1)	457km	
com todos os efeitos	SER (1E-9)	3,9km	10,4km
	EVM (0,1)	2,5km	8,3km

1kmx10loops

Figura 4.48 - Resultados das simulações para 112 Gb/s para os formatos QPSK e DP-QPSK. Legenda: Com todos os efeitos - Simulações com os parâmetros da fibra ativos; Parâmetros nulos - Simulações com os parâmetros da fibra nulos; ND - Nunca definido, ou seja, as distâncias alcançadas apresentam SER ou EVM maiores que os limites impostos

A compensação da dispersão cromática através de DCFs poderá não ser vantajosa, apesar de alcançarem distâncias razoáveis, pois é necessário amplificadores adicionais para compensar as perdas destas fibras. Logo, estes sistemas terão um custo adicional.

Verifica-se que as distâncias para débitos de 40 Gb/s são superiores às alcançadas para 112 Gb/s. Isto deve-se ao facto de para débitos de 100 Gb/s os efeitos da fibra ótica, nomeadamente a dispersão cromática, penalizarem gravemente os sistemas de transmissão.

Observa-se que o formato DP-QPSK será o mais promissor pois permite o aumento da eficiência espectral e, conseqüentemente o aumento da distância de transmissão, no entanto ainda se apresenta limitado pela dispersão cromática.

As simulações foram efetuadas com o número de bits de $128 \times \text{BitRateDefault}$. Ao impor o limite para a SER de $1E - 9$, o número de bits simulados teria de ser enorme, ou seja, na ordem das centenas de milhares de milhões (uma vez que se pretende uma probabilidade de um em mil milhões). O problema desta ordem de grandeza é o processamento computacional.

O DSP implementado apenas compensa o sinal ao nível do campo ótico. Ou seja, o ruído introduzido pelos EDFAs e o de propagação do sinal não está a ser compensado. Isto poderá levar a uma diminuição das distâncias alcançadas. Em sistemas óticos usualmente define-se o limite da SER de $1E - 3$. Assim, o número de bits simulado será na ordem das centenas de milhares, pois pretendo uma probabilidade de um erro em cada mil. Seguidamente assume-se que o FEC consegue transformar essa SER em $1E - 9$, ou menos. Assim sendo, poderá conseguir-se atingir distâncias mais elevadas.

Capítulo 5

Conclusão

Nesta dissertação foram estudados formatos de modulação que permitem a transmissão a 40 Gb/s e a 100 Gb/s. O estudo de formatos de modulação avançados é essencial para o aumento da capacidade de transmissão, aproveitando da melhor forma a eficiência espectral.

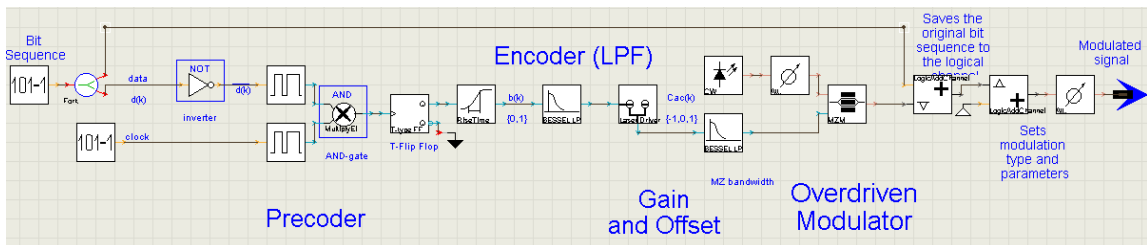
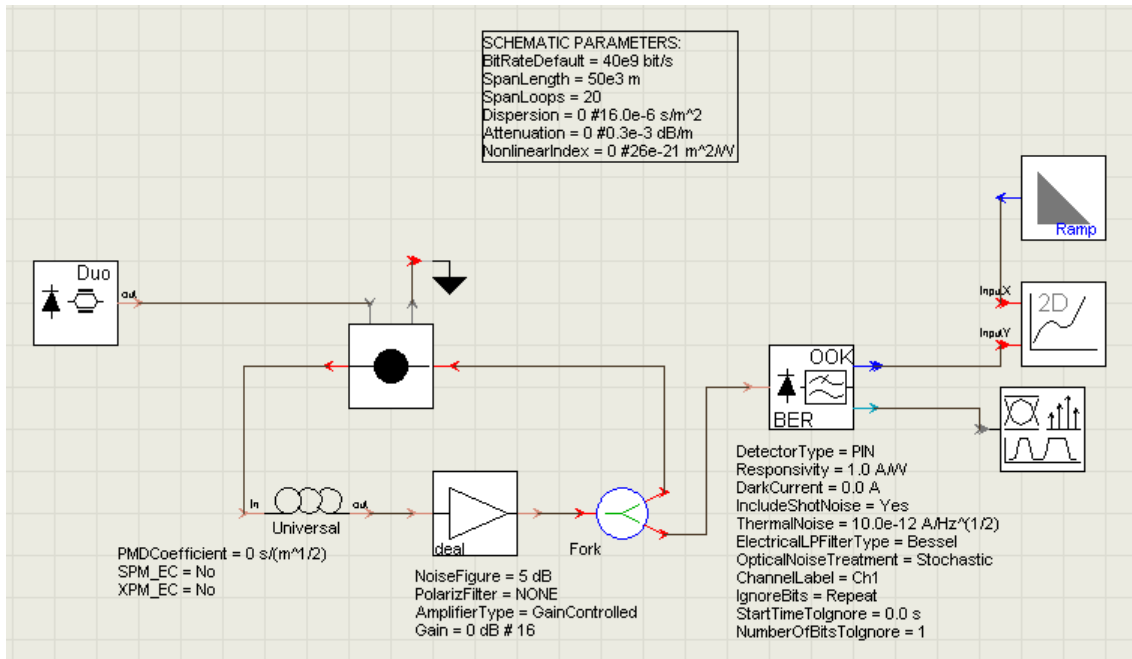
Os sistemas óticos assentes em deteção coerente são os sistemas mais promissores, pois permitem uma grande diversidade de formatos de modulação e utilizam a informação da fase da portadora para detetar o sinal. A deteção da informação da amplitude e fase do sinal recebido em sistemas óticos coerentes permite a mitigação das distorções através de processamento digital de sinal e permite a estimação da frequência e fase.

O aspeto principal foi o desenvolvimento de técnicas de equalização digital da dispersão cromática e das não linearidades.

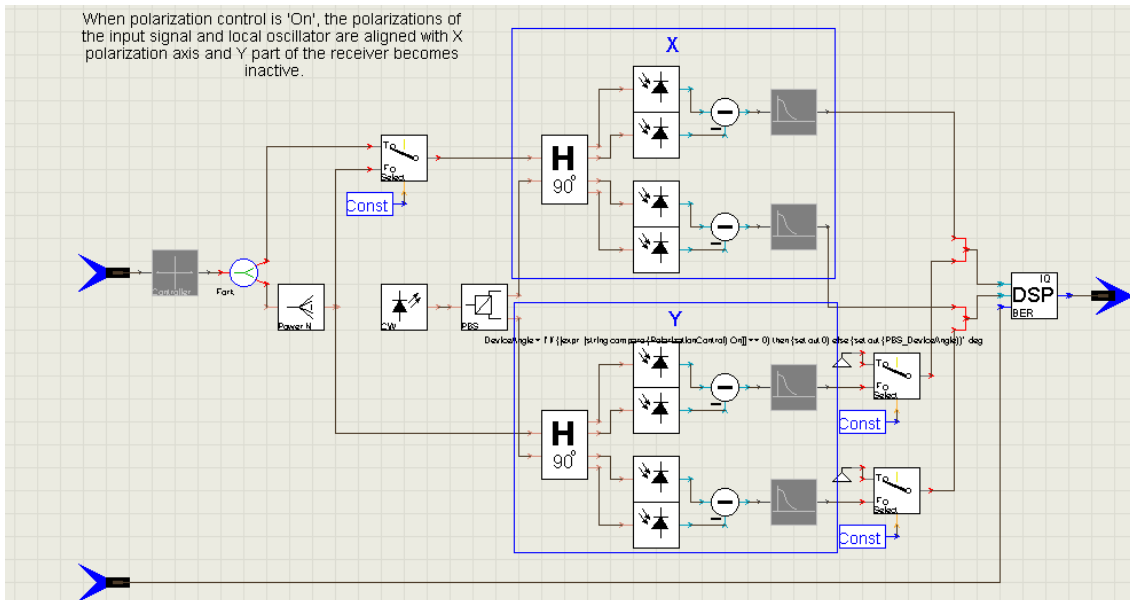
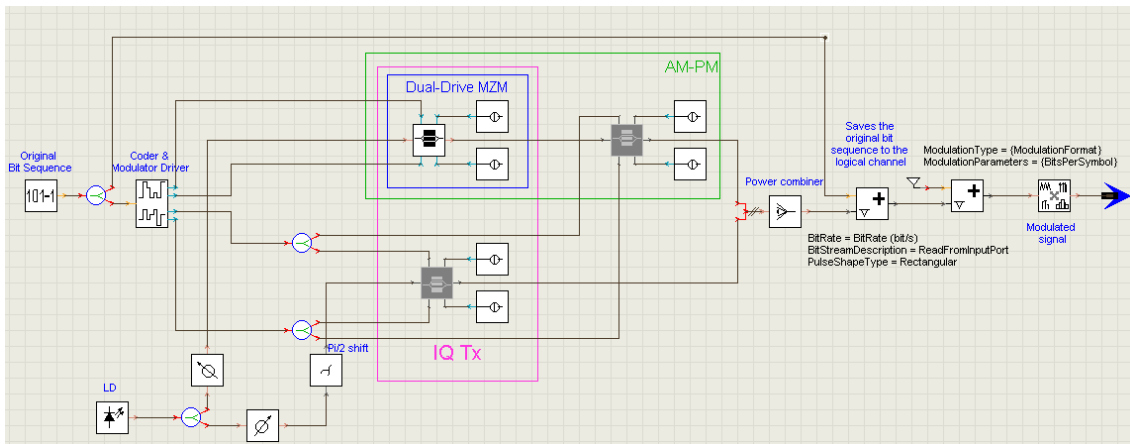
Nesta tese implementou-se técnicas de equalização digital da dispersão cromática e da dispersão dos modos de polarização em ambiente de simulação VPITransmissionMaker, concluindo que para a taxa de transmissão de 40 Gb/s o seu desempenho supera o uso de fibras DCF. Sendo assim esta técnica de equalização torna-se vantajosa. Para além disso, este tipo de técnicas permite uma compensação dinâmica e adaptável às características de cada sistema. A eficácia com que as distorções do canal ótico são compensadas é determinante para alcançar simultaneamente maiores taxas de transmissão e maiores distâncias de propagação.

Anexos

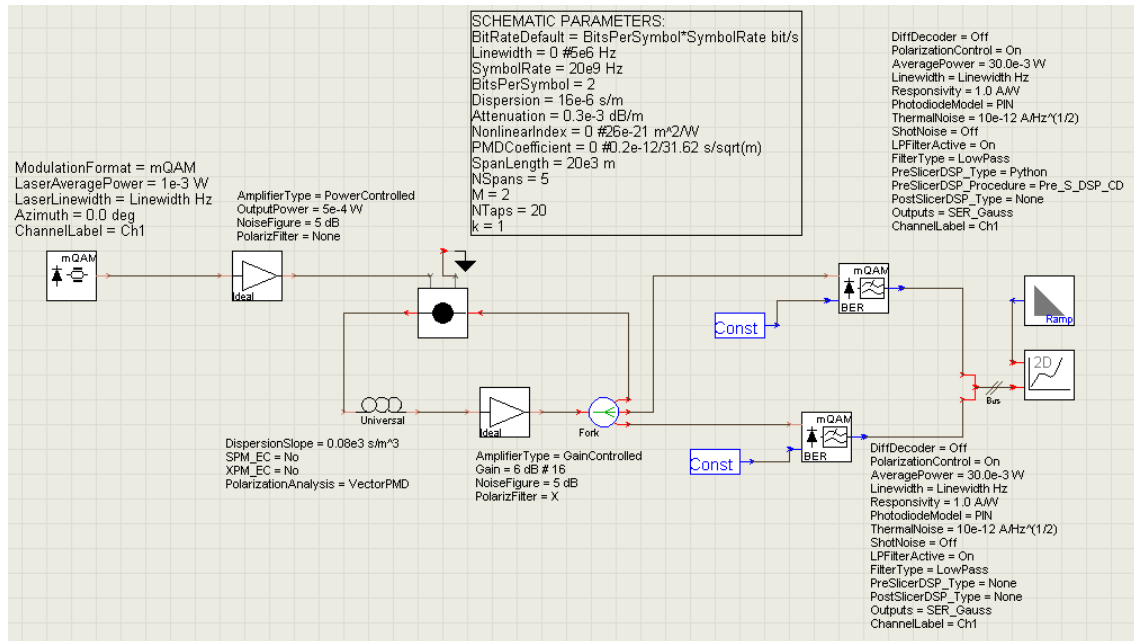
Anexo A: Sistema de transmissão do formato DB e Transmissor DB



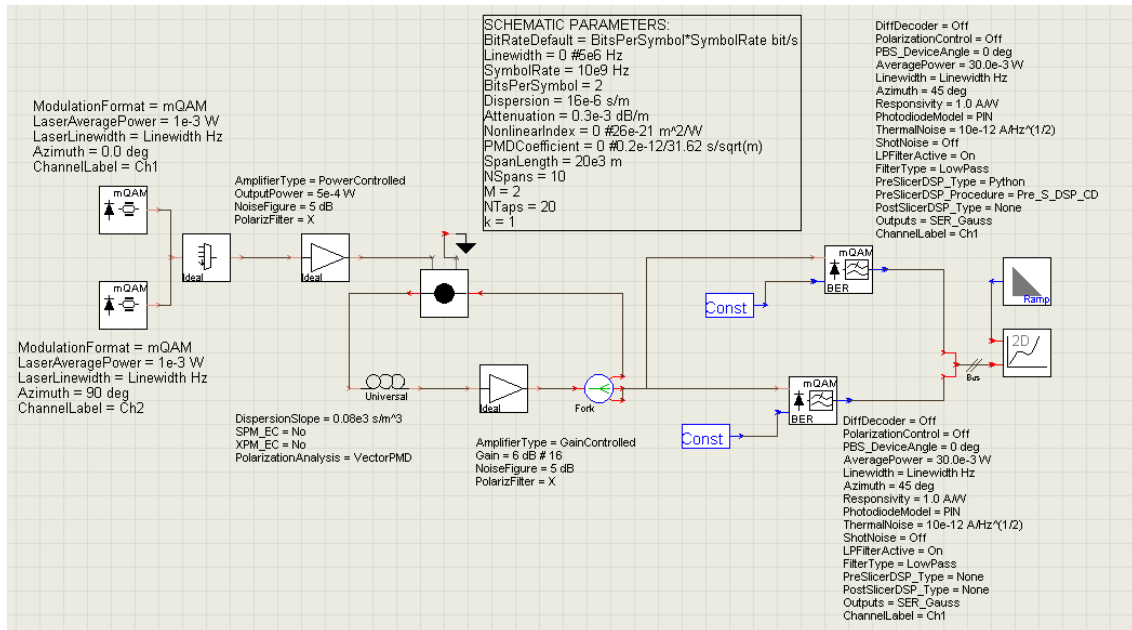
Anexo B: Transmissor mQAM e detecção coerente



Anexo C: Sistema de transmissão do formato QPSK



Anexo D: Sistema de transmissão do formato DP-QPSK



Referências

- [1] Agrawal, G.P., *Fiber-optic communication systems*. Wiley series in microwave and optical engineering. Vol. 3rd ed. 2002, New York: John Wiley & Sons. XVII, 546 p.-XVII, 546 p.
- [2] Winzer, P.J. and R.J. Essiambre, *Advanced modulation formats for high-capacity optical transport networks*. Journal of Lightwave Technology, 2006. **24**(12): p. 4711-28.
- [3] Winzer, P.J. and R.J. Essiambre, *Advanced optical modulation formats*. Proceedings of the IEEE, 2006. **94**(5): p. 952-985.
- [4] Pincemin, E., et al., *Challenges of 40/100 Gbps and higher-rate deployments over long-haul transport networks*. Optical Fiber Technology, 2011. **17**(5): p. 335-362.
- [5] Gorshtein, A. and D. Sadot. *Advanced modulation formats and digital signal processing for fiber optic communication*. in *2010 12th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2010), 27 June-1 July 2010*. 2010. Piscataway, NJ, USA: IEEE.
- [6] Ip, E., *Coherent detection and digital signal processing for fiber optic communications*, 2009, Stanford University: United States -- California.
- [7] Ip, E., et al., *Coherent detection in optical fiber systems*. Optics Express, 2008. **16**(2): p. 753-791.
- [8] Kikuchi, K., *Digital coherent optical communication systems: Fundamentals and future prospects*. IEICE Electronics Express, 2011. **8**(20): p. 1642-1662.
- [9] Savory, S.J., et al., *Electronic compensation of chromatic dispersion using a digital coherent receiver*. Optics Express, 2007. **15**(5): p. 2120-2126.
- [10] Ip, E.M. and J.M. Kahn, *Fiber impairment compensation using coherent detection and digital signal processing*. Journal of Lightwave Technology, 2010. **28**(4): p. 502-19.
- [11] Gnauck, A.H., et al., *High-capacity optical transmission systems*. Journal of Lightwave Technology, 2008. **26**(9): p. 1032-1045.
- [12] Gabriel, C., *Coherent detection associated with digital signal processing for fiber optics communication*. Comptes Rendus Physique, 2008. **9**(9-10): p. 1012-1030.
- [13] Kikuchi, K., *Phase-diversity homodyne detection of multilevel optical modulation with digital carrier phase estimation*. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2006. **12**(4): p. 563-70.
- [14] Noe, R., *Phase noise-tolerant synchronous QPSK/BPSK baseband-type intradyne receiver concept with feedforward carrier recovery*. Journal of Lightwave Technology, 2005. **23**(2): p. 802-8.
- [15] Ly-Gagnon, D.S., et al., *Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation*. Journal of Lightwave Technology, 2006. **24**(1): p. 12-21.
- [16] Taylor, M.G. *Coherent detection for optical communications using digital signal processing*. in *OFC/NFOEC 2007 - Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference 2007, March 25, 2007 - March 29, 2007*. 2007. Anaheim, CA, United states: Inst. of Elec. and Elec. Eng. Computer Society.

- [17] Keang-Po, H. and J.M. Kahn, *Electronic compensation technique to mitigate nonlinear phase noise*. Journal of Lightwave Technology, 2004. **22**(3): p. 779-83.
- [18] Kikuchi, K., *Electronic post-compensation for nonlinear phase fluctuations in a 1000-km 20-Gbit/s optical quadrature phase-shift keying transmission system using the digital coherent receiver*. Optics Express, 2008. **16**(2): p. 67-74.
- [19] Taylor, M.G., *Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments*. IEEE Photonics Technology Letters, 2004. **16**(2): p. 674-6.
- [20] Ip, E. and J.M. Kahn, *Digital equalization of chromatic dispersion and polarization mode dispersion*. Journal of Lightwave Technology, 2007. **25**(8): p. 2033-43.
- [21] Renaudier, J., et al., *Transmission of 100Gb/s Coherent PDM-QPSK over 16100km of Standard Fiber with all-erbium amplifiers*. Optics Express, 2009. **17**(7): p. 5112-17.
- [22] Bertran-Pardo, O., et al., *PDM-QPSK: on the system benefits arising from temporally interleaving polarization tributaries at 100Gb/s*. Optics Express, 2009. **17**(22): p. 19902-7.
- [23] Lach, E. and W. Idler, *Modulation formats for 100G and beyond*. Optical Fiber Technology, 2011. **17**(5): p. 377-386.
- [24] Savory, S.J., *Digital filters for coherent optical receivers*. Optics Express, 2008. **16**(2): p. 804-17.
- [25] Tsukamoto, S., K. Katoh, and K. Kikuchi, *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 Photonics Technology Letters, 2006. **18**(9): p. 1016-18.
- [26] Seimetz, M., *High-order modulation for optical fiber transmission*. Springer series in optical sciences 2009: Springer.
- [27] Ramprasad, A.V. and M. Meenakshi. *A study on the propagation characteristics of pulses in optical fiber communication systems*. in *10th IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects, SPI 2006, May 9, 2006 - May 12, 2006*. 2007. Hannover, Germany: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.
- [28] Bigo, S., et al. *Characterization of the impact of non-linear effects in coherent transmission experiments*. in *2008 Digest of the IEEE/LEOS Summer Topical Meetings Conference, 21-23 July 2008*. 2008. Piscataway, NJ, USA: IEEE.
- [29] Roberts, K., et al., *Performance of dual-polarization QPSK for optical transport systems*. Journal of Lightwave Technology, 2009. **27**(16): p. 3546-3559.
- [30] Iezekiel, S., *Microwave photonics: devices and applications*. Wiley - IEE2009: Wiley.
- [31] Savory, S.J., *Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems*. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2010. **16**(5): p. 1164-79.
- [32] Viterbi, A.J. and A.M. Viterbi, *Nonlinear Estimation of PSK-modulated Carrier Phase with Application to Burst Digital Transmission*, in *The Foundations of the Digital Wireless World: Selected Works of A. J. Viterbi* 2010, World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd.: Singapore, Singapore. p. 31-9.
- [33] Tsukamoto, S., K. Katoh, and K. Kikuchi, *Coherent demodulation of optical multilevel phase-shift-keying signals using homodyne detection and digital signal processing*. IEEE Photonics Technology Letters, 2006. **18**(10): p. 1131-3.
- [34] Rasmussen, J.C., et al. *Advances in coherent detection algorithms*. in *Coherent Optical Communication: Components, Subsystems, and Systems, 25-27 Jan. 2011*. 2011. USA: SPIE - The International Society for Optical Engineering.
- [35] Woodward, S.L., et al., *Characterization of real-time PMD and chromatic dispersion monitoring in a high-PMD 46-Gb/s transmission system*. IEEE Photonics Technology Letters, 2008. **20**(24): p. 2048-2050.
- [36] G.652, R.I.-T., *Characteristics of a single-mode optical fibre and cable*. ITU-T, 2009.
- [37] McKinley, M.D., et al. *EVM calculation for broadband modulated signals*. in *64th ARFTG Microwave Measurements Conference, 2-3 Dec. 2004*. 2004. Piscataway, NJ, USA: IEEE.
- [38] (3GPP), R.G.P.P., *3GPP TS 45.005 v8.8.0, 3rd Generation Partnership Project. Technical Specification*, 2010.