



**André Ribeiro Pereira
da Silva**

**Estudo do Ruído de Fase em Sistemas Óticos
Coerentes**



**André Ribeiro Pereira
da Silva**

**Estudo do Ruído de Fase em Sistemas Óticos
Coerentes**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro, Professor Doutor do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e do Dr. Miguel Vidal Drummond, investigador da Coriant Portugal S.A.

O júri

Presidente

Professor Doutor Armando Humberto Moreira Nolasco Pinto

Professor Associado da Universidade de Aveiro

Vogais

Professor Doutor Adolfo da Visitação Tregreira Cartaxo

Professor Associado com Agregação da Universidade Técnica de Lisboa (arguente principal)

Professor Doutor Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro

Professor Associado da Universidade de Aveiro (orientador)

Doutor Miguel Vidal Drummond

Investigador da Coriant Portugal S.A. (co-orientador)

Agradecimentos

Em primeiro lugar, agradeço e dedico este trabalho à minha família, em particular aos meus pais e irmãos, pelo constante apoio ao longo da minha formação, tanto pessoal como académica.

Gostaria de agradecer ao meu orientador, Prof. Dr. Paulo Monteiro, pela oportunidade de realizar este trabalho e pelo contínuo apoio, incentivo e orientação. Agradeço também ao meu co-orientador, Dr. Miguel Drummond, pela orientação, disponibilidade e observações perspicazes, com que me premiou no último ano.

Deixo também um agradecimento aos meus colegas, pelo companheirismo e apoio ao longo destes cinco anos. Em particular ao colega Trota, pela palavra amiga e encorajadora, e ao colega Alexandre, pelas constantes trocas de ideias, que se demonstraram uma mais valia à realização deste trabalho. Por último, mas não em último, estou infinitamente grato à Luísa por ser uma constante fonte de inspiração e apoio moral.

Palavras-chave

Comunicações Óticas, Redes Óticas de Acesso, Detecção Coerente, Ruído de Fase, Recuperação de Fase da Portadora.

Resumo

Apesar das condições económicas atuais, é previsto que a taxa de dados nas redes de acesso continue o seu crescimento exponencial nos próximos anos. A deteção coerente é uma solução promissora para os sistemas e redes óticas de próxima geração, devido às diversas vantagens que transporta face aos sistemas de deteção direta atualmente instalados. De facto, este é o método de deteção mais avançado, permitindo a equalização digital das imperfeições da transmissão como a dispersão cromática (CD), dispersão dos modos de polarização (PMD), ruído de fase (PN) e efeitos não lineares. A aceitação da deteção coerente como principal tecnologia para as redes de acesso futuras torna a arquitetura que recorre a multiplexagem em comprimentos de onda muito próximos (UDWDM) um forte candidato para as redes óticas passivas (PON) de próxima geração, a qual consegue fornecer enormes benefícios em termos de flexibilidade, escalabilidade e alcance, a custos reduzidos.

No entanto, os recetores coerentes apresentam dificuldades na implementação da sincronização da portadora, a qual é fortemente influenciada pelo PN dos lasers. De modo a desmodular corretamente o sinal de informação, o recetor coerente deve ou recorrer a um oscilador local (LO) analogicamente bloqueado à fase da portadora, ou recuperar a fase da portadora digitalmente após deteção. Um método possível para desmodular sinais óticos coerentes é baseado no uso de *phase locked loops* (PLLs) para sincronizar a frequência e a fase do LO com o laser do transmissor. No entanto, os recetores óticos baseados em PLLs são difíceis de implementar e requerem larguras de linha dos lasers bastante estreitas, especialmente quando são utilizados formatos de modulação avançados. Avanços recentes na tecnologia, particularmente na área do processamento digital de sinal (DSP) de alta velocidade, levou a uma alteração do paradigma dos recetores coerentes, permitindo tratar a sincronização da portadora com técnicas digitais.

O objetivo desta dissertação é a pós-compensação digital do PN dos lasers. Alguns algoritmos foram desenvolvidos e testados no simulador ótico OSIP, de modo a realizar a tarefa em questão. Esses algoritmos foram de seguida aplicados a uma rede de acesso UDWDM-PON para determinar qual se apresenta como uma melhor solução, para determinados intervalos de larguras de linha. Foi também avaliada a influência da codificação diferencial no processo de estimação de fase, e em que situações esta deve ser aplicada.

Keywords

Optical Communications, Optical Access Networks, Coherent Detection, Phase Noise, Carrier Phase Recovery.

Abstract

Despite current economic conditions, the data rate in access networks is predicted to continue its exponential growth for the next years. Coherent detection is a promising solution for next generation optical systems and networks, due to its several advantages over the already installed direct detection systems. In fact, this is the most advanced reception method, allowing digital equalization of transmission impairments such as chromatic dispersion (CD), polarization mode dispersion (PMD), phase noise (PN) and nonlinear effects. The acceptance of coherent detection as a mainstream technology for future access network makes the ultra dense wavelength division multiplexing (UDWDM) architecture a strong candidate for next generation of passive optical networks (PON), which can deliver maximum benefits in term of flexibility, scalability and reach, at low costs.

However, coherent receivers suffer from implementation difficulties of carrier synchronization, which is strongly influenced by laser PN. In order to correctly demodulate the signal, the coherent receiver must either use a local oscillator (LO) analogically locked to the carrier phase, or digitally recover the carrier phase after detection. A possible method for demodulating coherent optical signals is based in the use of a phase locked loop (PLL) to synchronize the frequency and the phase of the local oscillator with the transmitter laser. However, optical receivers based on PLL suffer from implementation difficulties and stringent laser linewidth requirements, especially when scalability to higher-order optical modulation formats is desired. Recent advances in technology, particularly in the field of high-speed digital signal processing (DSP), have led to a change in the paradigm of coherent receivers, allowing to handle carrier synchronization with digital techniques.

The aim of this dissertation is digital post compensation of laser PN. Several algorithms were developed and tested in the optical simulator OSIP, in order to perform the task in hands. Such algorithms were then applied to a UDWDM-PON access network, to determine which one represents the best solution, for particular laser beat linewidth intervals. It was also evaluated the influence of differential codification on phase estimation process, and in which cases it should be used.

Índice

Índice	i
Glossário	iii
Lista de Símbolos	v
Lista de Figuras	vii
Lista de Tabelas	xi
1 Introdução	1
1.1 Sistemas de Comunicação Óticos	1
1.2 Motivação e Objetivos	3
1.3 Estrutura da Dissertação	3
1.4 Contribuições do Autor	4
2 Sistemas Óticos Coerentes	5
2.1 Introdução	5
2.2 Transmissor	5
2.2.1 Técnicas de Modulação Óticas	5
2.2.2 Formatos de Modulação	8
2.2.3 Modelo do Transmissor Ótico	10
2.3 Propagação na Fibra	12
2.3.1 Efeitos Lineares	12
2.3.2 Efeitos Não-Lineares	16
2.4 Recetores	17
2.4.1 Princípio da Detecção Coerente	18
2.4.2 Recetores Homodinos e Heterodinos	19
2.4.3 Recetores com Diversidade de Fase	20
2.4.4 Recetores com Diversidades de Fase e Polarização	21
2.4.5 Modelo do Recetor Ótico	21
2.5 Ruído de Fase	22
3 Next Generation Optical Access	25
3.1 Redes Óticas Passivas de Acesso	25
3.2 Arquitetura do NGOA	26
3.3 Limitações do Sistema	28

4	Estimação de Fase da Portadora	31
4.1	Introdução	31
4.2	Descrição do Modelo	32
4.3	Técnicas para Estimação de Fase da Portadora	33
4.3.1	<i>Non-Data-Aided</i>	33
4.3.2	<i>Data-Aided</i>	35
4.4	Resultados da Simulação	37
4.4.1	Técnicas <i>Non-Data-Aided</i>	37
4.4.2	Técnicas <i>Data-Aided</i>	50
4.5	Conclusões	54
5	Estudo do cenário NGOA	57
5.1	Simulação do NGOA no OSIP	57
5.2	Impacto do Ruído de Fase	62
5.3	Conclusões	66
6	Conclusões	67
6.1	Trabalho Futuro	68
A	OSIP e componentes adicionados	71
B	Cálculo teórico da BER	81
C	Implementação em FPGA do algoritmo V&V	85
	Bibliografia	89

Glossário

Acrónymo	Designação em Português	Designação em Inglês
ADC	Conversor analógico-digital	Analog to digital converter
ASE	Emissão espontânea amplificada	Amplified spontaneous emission
ASK	Modulação digital em amplitude	Amplitude shift keying
AWGN	Ruído branco Gaussiano aditivo	Additive white Gaussian noise
BER	Taxa de erros de bit	Bit error rate
BPD	Fotodíodo balanceado	Balanced photodiode
BPF	Filtro passa-banda	Band pass filter
CD	Dispersão cromática	Chromatic dispersion
CPE	Estimação de fase da portadora	Carrier phase estimation
CPR	Recuperação de fase da portadora	Carrier phase recovery
CS	Salto de fase	Cycle Slip
CW	Onda contínua	Continuous wave
DA	Auxiliado por dados	Data-aided
DAC	Conversor digital-analógico	Digital to analog converter
DBPSK	Modulação de fase binária diferencial	Differential binary phase shift keying
DCF	Fibra de compensação de dispersão	Dispersion compensating fiber
DFB	Fibra com dispersão achatada	Dispersion flattened fiber
DGD	Atraso diferencial de grupo	Differential group delay
DQPSK	Modulação de fase quaternária diferencial	Differential quadrature phase shift keying
DSF	Fibra com dispersão deslocada	Dispersion shifted fiber
DSP	Processamento digital de sinal	Digital signal processing
EAM	Modulador eletro-absorção	Electro-absorption modulator
EDE	Equalização eletrónica da distorção	Electronic distortion equalization
EOM	Modulador eletro-ótico	Electro-optic modulator
FEC	Correção de erros à posteriori	Forward error correction
FWM	Mistura de quatro ondas	Four-wave mixing
GVD	Dispersão de velocidade de grupo	Group velocity dispersion
IF	Frequência intermédia	Intermediate frequency
IM	Modulação em intensidade	Intensity modulation
IM-DD	Modulação em intensidade com deteção direta	Intensity modulation with direct detection
IQM	Modulador em fase e quadratura	In phase and quadrature modulator
ISI	Interferência entre símbolos	Inter-symbol interference
LO	Oscilador local	Local oscillator
LPF	Filtro passa-baixo	Low-pass filter
MZM	Modulador Mach-Zehnder	Mach-Zehnder modulator

NDA	Não auxiliado por dados	Non-data-aided
NGOA	Acesso ótico de próxima geração	Next generation optical access
NRZ	Sem retorno a zero	No return to zero
ODN	Rede de distribuição ótica	Optical distribution network
OLT	Terminador de linha ótico	Optical line terminal
ONU	Unidade de rede ótica	Optical network unit
OOK	Modulação digital binária em amplitude	On-off keying
OSIP	Plataforma de simulação óptica	Optical simulator platform
OSNR	Relação sinal ruído ótica	Optical signal to noise ratio
OTG	Grupo ótico de transmissão	Optical transmission group
PBC	Combinador de polarizações	Polarization beam combiner
PBS	Divisor de polarizações	Polarization beam splitter
PD	Fotodetector	Photodetector
PDM	Multiplexagem por divisão na polarização	Polarization division multiplexing
PLL	Loop de bloqueio de fase	Phase locked loop
PM	Modulador de fase	Phase modulator
PMF	Fibra de manutenção da polarização	Polarization mantaining fiber
PN	Ruído de fase	Phase noise
PON	Rede ótica passiva	Passive optical network
PRBS	Sequência binária pseudoaleatória	Pseudorandom binary sequence
PS	Formatação de impulso	Pulse shaper
PSA	Auxiliado por símbolos pilotos	Pilot symbols aided
PSK	Modulação digital de fase	Phase shift keying
PSP	Estados principais de polarização	Principal states of polarization
QPSK	Modulação de fase quaternária	Quadrature phase shift keying
RCF	Filtro raiz do cosseno elevado	Raised cosine filter
RZ	Retorno a zero	Return to zero
SBS	Difusão estimulada de Brillouin	Stimulated Brillouin Scattering
SMF	Fibra monomodo	Single mode fiber
SNR	Relação sinal ruído	Signal to noise ratio
SPM	Auto-modulação de fase	Self-phase modulation
SRS	Difusão estimulada de Raman	Stimulated Raman Scattering
SSMF	Fibra monomodo padrão	Standard single mode fiber
TDM	Multiplexagem por divisão no tempo	Time division multiplexing
TIA	Amplificador de transimpedância	Transimpedance amplifier
UD-WDM	Multiplexagem por divisão no comprimento de onda ultra-densa	Ultra-dense wavelength division multiplexing
V&V	Viterbi e Viterbi	Viterbi and Viterbi
WDM	Multiplexagem por divisão no comprimento de onda	Wavelength division multiplexing
XPM	Modulação de fase cruzada	Cross-phase modulation

Lista de Símbolos

Símbolo	Significado
$u(t)$	Tensão elétrica aplicada ao PM
v_π	Tensão que aplicada ao modulador causa um desfasamento de π entre os campos de entrada e saída
E_{in}	Campo elétrico de entrada do modulador ótico
E_{out}	Campo elétrico de saída do modulador ótico
$u_1(t), u_2(t)$	Tensão elétrica aplicada aos braços do MZM
$u_I(t), u_Q(t)$	Tensão elétrica aplicada aos MZM em <i>push-pull</i> , de um modulador IQ
$\Delta\varphi_I, \Delta\varphi_Q$	Diferenças de fase induzidas pelos braços I e Q de um MZM
u_{PM}	Tensão aplicada ao PM
M	Dimensão do alfabeto de codificação
m	Número de bits codificados num símbolo
s	Símbolo complexo
i	Componente em fase
q	Componente em quadratura
P_0	Potência da fonte ótica
θ	Informação de fase transportada num símbolo
E	Campo elétrico
z	Variável espacial
t	Variável temporal
α	Coefficiente de atenuação
β_2	Coefficiente de dispersão da velocidade de grupo
β_3	Termo de terceira ordem da dispersão cromática
γ	Coefficiente de propagação não-linear de Kerr
P_{in}	Potência do sinal lançado na fibra
L	Distância propagada na fibra
D_m	Dispersão do material
D_w	Dispersão do guia
D	Parâmetro de DC
c	Velocidade da luz no vazio
λ	Comprimento de onda
ω	Frequência angular
v_{gx}, v_{gy}	Velocidade de grupo da polarização x e y
$\Delta\tau$	Diferença de tempos de chegada dos PSP (DGD)
β_x, β_y	Constantes de propagação dos modos ortogonais
$\Delta\beta$	Diferença entre constantes de propagação
Δn	Diferença entre índices de refração
$\langle \Delta\tau \rangle$	Valor médio da DGD

D_p	Parâmetro da PMD
E_s	Sinal de dados ótico no recetor
E_{LO}	Sinal ótico do LO
E_1, E_2, E_3, E_4	Campos elétricos de saída do acoplador híbrido 90° 2 para 4
I_1	Corrente do fotodetector superior do BPD
I_2	Corrente do fotodetector inferior do BPD
I	Corrente de saída do BPD
R	Responsividade do PD
P_s	Potência do sinal de dados ótico no recetor
P_{LO}	Potência do sinal ótico do LO
w_s	Frequência angular do sinal de dados ótico no recetor
w_{LO}	Frequência angular do sinal ótico do LO
θ_s	Fase inicial do sinal de dados ótico no recetor
θ_{LO}	Fase inicial do sinal ótico do LO
θ_{n_s}	Ruído de fase do sinal de dados ótico no recetor
$\theta_{n_{LO}}$	Ruído de fase do sinal ótico do LO
a	magnitude do símbolo transmitido
i_{sh_1}, i_{sh_2}	Fotocorrentes do ruído de disparo do PD
$\Delta\omega$	Desvio de frequência angular
θ_n	Ruído de fase total (após combinação dos sinais óticos no recetor coerente)
θ_0	Desvio de fase inicial (após combinação dos sinais óticos no recetor coerente)
i_{sh}	Fotocorrente do ruído de disparo após deteção balanceada
Δv_s	Largura de linha do laser do transmissor
Δv_{LO}	Largura de linha do LO
Δv_{eff}	Largura de linha de batimento
τ	Intervalo temporal de observação
$\sigma_{\Delta\theta_n}^2$	Variância do ruído de fase total
I_I, I_Q	Correntes de saída dos BPD num recetor com diversidade de fase
$I_{IX}, I_{QX}, I_{IY}, I_{QY}$	Correntes de saída dos BPD num recetor com diversidade de fase e polarização
E_{CW}	Campo elétrico de um laser a transmitir em onda contínua
P_{CW}	Potência de um laser a transmitir em onda contínua
δP_{CW}	Ruído de potência de um laser a transmitir em onda contínua
θ_{CW}	Fase de um laser a transmitir em onda contínua
$\theta_{n_{CW}}$	Ruído de fase de um laser a transmitir em onda contínua
v_m	Variável aleatória independente e identicamente distribuída
$\sigma_{v_m}^2$	Variância da variável v_m
$\Delta\phi$	Desvio de fase induzido num símbolo pelo desvio de frequência dos lasers do transmissor e do recetor)
T_s	Período de símbolo
n	AWGN
N_0	Densidade espectral de potência do AWGN

Lista de Figuras

2.1	a) Modulação direta e b) Modulação externa.	6
2.2	Modulador de fase.	6
2.3	Modulador Mach-Zehnder.	7
2.4	Função de transferência do MZM em <i>push-pull</i>	8
2.5	Modulador IQ.	9
2.6	Constelação QPSK.	10
2.7	Modelo do transmissor ótico. PS: <i>Pulse Shaper</i>	11
2.8	Modelo do transmissor ótico com multiplexagem na polarização. PBS: <i>Polarization Beam Splitter</i> , PBC: <i>Polarization Beam Combiner</i>	11
2.9	Espectro de perdas de uma fibra monomodo padrão [3].	13
2.10	a) Dispersão cromática total (SSMF), com respetivas contribuições (dispersão do material D_m e dispersão do guia D_w). b) Dependência típica da CD com o comprimento de onda de transmissão para SSMF, DSF e DFF [3].	14
2.11	Modelo simplificado da PMD [11].	15
2.12	Classificação das não-linearidades da fibra ótica [11].	16
2.13	Princípio da deteção coerente.	18
2.14	<i>Frontend</i> ótico com diversidade de fase.	20
2.15	<i>Frontend</i> ótico com diversidade de fase e polarização.	21
2.16	Modelo do recetor com diversidade de fase.	22
2.17	Modelo do recetor com diversidade de fase e polarização.	22
2.18	Constelação QPSK recebida: a) R=100 Gbit/s $\Delta v_{eff}=100$ KHz, b) R=1 Gbit/s $\Delta v_{eff}=1$ KHz.	23
3.1	Modelo de rede ótica de acesso passiva apresentando uma topologia em árvore, e respetiva ligação à rede de transporte.	26
3.2	Rede de acesso WDM com topologia em árvore.	27
3.3	Diagrama de blocos da ONU. Adaptado de [30].	27
3.4	Espectro de um OTG.	27
3.5	Diagrama de blocos da OLT. Adaptado de [30].	28
3.6	Espectro recebido na OLT após batimento com o oscilador local.	28
4.1	Modelo simplificado de uma PLL.	31
4.2	Modelo canónico de um sistema ótico coerente com uma polarização. Adaptado de [14].	32
4.3	Diagrama de blocos do algoritmo V&V.	33

4.4	Modelo do sinal: a) à entrada do estimador e b) após ser elevado à quarta ordem. Adaptado de [25].	34
4.5	Diagrama de blocos do algoritmo V&V com realimentação.	34
4.6	Diagrama de blocos do algoritmo de CPR PSA.	35
4.7	Resposta impulsional do filtro de interpolação para $M = 32$ e N variável. . .	36
4.8	Modelos de implementação dos algoritmos de estimação e correção de fase. .	37
4.9	Modelo do sistema de transmissão implementado no OSIP para teste dos algoritmos de CPR.	38
4.10	Resultados obtidos para várias rotações da constelação. À esquerda: constelações à entrada do recuperador de fase. À direita: constelações à saída do recuperador de fase.	39
4.11	a) Erro de fase aplicado aos primeiros 512 símbolos e respetiva estimativa. b) Constelação à entrada e saída do recuperador de fase V&V com realimentação.	41
4.12	Modelos de implementação dos algoritmos de CPR recorrendo a paralelização.	42
4.13	SNR vs. BER para vários graus de paralelização.	42
4.14	Largura de linha vs. BER.	43
4.15	Probabilidade de ocorrência de saltos de fase (V & V com realimentação). . .	44
4.16	Limite inferior da probabilidade de ocorrência de CS (SNR = inf (dB)). . . .	47
4.17	Ilustração das zonas de decisão.	47
4.18	BER vs. SNR para modulação QPSK e DQPSK.	48
4.19	SNR vs. BER, para vários graus de paralelização.	49
4.20	Largura de linha do laser vs. BER (SNR=10.5dB, DQPSK).	50
4.21	Modelo do transmissor implementado no OSIP para teste do algoritmo PSA.	50
4.22	SNR vs. BER (CPR PSA).	51
4.23	Largura de linha vs. BER (SNR=10dB, CPR PSA).	52
4.24	a) Largura de linha vs. BER (PSA) e b) Filtro de interpolação sub-ótimo. . .	53
4.25	Probabilidade de CS para CPR PSA.	53
4.26	Nº óptimo de taps do algoritmo V&V com realimentação (QPSK e DQPSK). .	55
5.1	Rede ótica desenhada no OSIP.	58
5.2	Espetro recebido nas ONUs (canais de <i>downstream</i>).	59
5.3	Diagramas de olho do sinal recebido na ONU1: (a) componente em fase, (b) componente em quadratura e (c) informação codificada na fase dos símbolos. (d) constelação recebida após <i>downsampling</i>	60
5.4	Espetros na OLT.	61
5.5	Diagramas de olho do sinal recebido na OLT, proveniente da ONU1 : (a) componente em fase, (b) componente em quadratura e (c) informação codificada na fase dos símbolos. (d) constelação recebida.	61
5.6	Penalidade (SNR) para BER 10^{-3} . DS: <i>Downstream</i> , US: <i>Upstream</i>	62
5.7	BER em função da largura de linha para o algoritmo V&V com realimentação. a) Sem codificação diferencial (QPSK). b) Com codificação diferencial (DQPSK).	63
5.8	Diagrama de desfasamento dos canais com identificação das amostras que dão origem a estimativas de PN.	64
5.9	Penalidade (SNR) para BER 10^{-3} aplicando desfasamento entre canais (amarelo).	65
5.10	Modelo de recetor com deteção diferencial.	65
5.11	Penalidade (SNR) para BER 10^{-3}	66

A.1	Componente <i>Coding</i> : a) Ícone. b) Parâmetros de configuração.	72
A.2	Diagrama de funcionamento do componente <i>Coding</i>	72
A.3	Diagrama de funcionamento do codificador diferencial: a) DBPSK b) DQPSK.	73
A.4	Constelações a) DBPSK e b) DQPSK, com mapeamento de bits (Gray).	74
A.5	Tabelas de verdade dos codificadores diferenciais: a) DBPSK e b) DQPSK.	74
A.6	Mapas de Karnaugh das saídas do codificador diferencial DQPSK.	75
A.7	Componente <i>Decoding</i> : a) Ícone. b) Parâmetros de configuração.	76
A.8	Diagrama de funcionamento do componente <i>Decoding</i>	76
A.9	Diagrama de funcionamento do descodificador diferencial: a) DBPSK b) DQPSK.	77
A.10	Tabelas de verdade dos descodificadores diferenciais: a) DBPSK e b) DQPSK.	78
A.11	Mapas de Karnaugh das saídas do descodificador diferencial DQPSK.	78
A.12	Componente <i>Pilot Symbols</i> : a)Ícone. b) Parâmetros de configuração.	79
A.13	Princípio de funcionamento do componente <i>Pilot Symbols</i>	79
B.1	Constelação QPSK.	81
B.2	a) Probabilidade da parte real não estar em erro (área a sombreado) e b) Probabilidade da parte imaginária não estar em erro (área a sombreado).	82
C.1	Diagrama de blocos da implementação em FPGA.	85
C.2	a) <i>Setup</i> criado para teste e validação do algoritmo implementado na FPGA. b) Máquina de estados desenhada.	86
C.3	Constelação do sinal QPSK antes e após a equalização: a) Símbolos a equalizar com erros de fase b) Símbolos a equalizar com erros de fase e amplitude.	88

Lista de Tabelas

2.1	Mapeamento QPSK com codificação de Gray.	10
4.1	Rotação da constelação vs BER.	40
C.1	Recursos da FPGA utilizados (LUT: <i>Look Up Table</i>).	87

Capítulo 1

Introdução

1.1 Sistemas de Comunicação Óticos

A motivação para o desenvolvimento de sistemas de comunicação por fibras óticas surgiu com a invenção do laser, no início dos anos 60. As características operacionais deste dispositivo incentivaram investigadores a examinar o espectro ótico como uma extensão do espectro de radio e micro-ondas, capaz de fornecer conexões com capacidades extremamente elevadas. Além disso, a fibra ótica apresentava diversas vantagens face aos cabos de cobre, o que a tornava um meio de transmissão bastante atrativo. Estas vantagens relacionam-se tanto com a própria estrutura do guia, como com as suas características operacionais, das quais se destacam: perdas reduzidas, elevada capacidade de informação, imunidade a interferências eletromagnéticas, e dimensão e peso do guia reduzido [1].

Desde o surgimento dos primeiros sistemas óticos, os investigadores têm criado e desenvolvido um conjunto verdadeiramente impressionante de componentes sofisticados, técnicas de transmissão únicas para ligações óticas, e ferramentas de modelagem baseadas em software [1], que têm levado a uma constante evolução e atualização dos sistemas de comunicação óticos. Esta evolução pode ser agrupada em diversas gerações, que se diferenciam pelas tecnologias ou componentes disponíveis [2, 3]. A primeira geração surgiu na década de 70, e utilizava fibras multimodo de sílica dopadas com germânio que apresentavam atenuações de aproximadamente 3 dB/Km [2]. As principais fontes de luz eram díodos emissores de luz (LEDs) e lasers a operar na região dos 800-850 nm, em que a luz era modulada em intensidade (IM) pela informação a ser transmitida. A combinação destes componentes resultou em sistemas com ritmos não superiores a 45 Mb/s com distâncias máximas entre repetidores de 10 Km [4]. Ainda na década de 70, o desenvolvimento de fontes de luz e detetores a operar na região dos 1300 nm, onde a fibra apresenta perdas inferiores a 1dB/Km e um mínimo de dispersão, permitiu aumentar os ritmos de transmissão para cerca de 180 Mb/s e as distâncias entre repetidores para 20 Km [3, 4]. No entanto, os sistemas encontravam-se limitados pela dispersão modal presente nas fibras multimodo. Como tal, foram desenvolvidas técnicas de acoplamento ótico mais precisas, que possibilitaram a migração dos sistemas óticos para fibras monomodo [4]. Surgiu assim, nos anos 80, a segunda geração dos sistemas óticos. Em 1981 foi demonstrado em laboratório um sistema de transmissão a operar a 2 Gbit/s, e em 1987 surgiu um sistema comercial com taxa de transmissão de 1.7 Gbit/s e espaçamento entre repetidores de 50 Km [3]. Nesta altura, a fibra ótica tornou-se o meio de transmissão de eleição nas redes de transporte, principalmente devido aos custos mais reduzidos que apresentava face

aos restantes meios [2].

Em sistemas óticos a operar a 1300 nm, a distância máxima de transmissão encontrava-se principalmente limitada pela atenuação na fibra. Como tal, o próximo passo evolutivo consistiu em migrar estes sistemas para 1550 nm, onde a atenuação da fibra é aproximadamente metade de a verificada a 1300 nm. Por outro lado, a 1550 nm o parâmetro de dispersão da fibra é bastante elevado. Iniciou-se assim um vasto número de trabalhos para desenvolvimento de novos tipos de fibras, fontes de luz e fotodetetores, que permitissem a realização de tais sistemas [1]. Surgiram assim as fibras de dispersão deslocada, com as quais é possível obter um mínimo de dispersão a 1550 nm, e com elas a terceira geração dos sistemas de transmissão óticos. Estes sistemas, que começaram a ser comercializados em 1990, possibilitavam a transmissão de informação até ritmos de 10 Gb/s e com espaçamento entre repetidores de 60 a 70 Km. O principal fator limitador destes sistemas prendia-se com a distância entre repetidores, o que levou ao surgimento dos primeiros tópicos de investigação em sistemas coerentes. Tais sistemas demonstraram-se capazes de aumentar a sensibilidade e seletividade do recetor. No entanto, a comercialização dos sistemas coerentes foi adiada devido à sua complexidade/custo e pelo surgimento dos amplificadores óticos [2, 3].

A grande inovação que deu origem à quarta geração de sistemas óticos foi o amplificador de fibra dopada com érbio (EDFA), que começou a ser comercializado em 1990 [3]. Estes amplificadores tornaram possível a propagação dos sinais óticos ao longo de maiores distâncias, sem a necessidade da conversão opto-elétrica-opto verificada nos regeneradores [2, 3, 5]. Adicionalmente, os sistemas com multiplexagem por divisão no comprimento de onda (WDM), cuja tecnologia permite a transmissão de vários canais em simultâneo numa fibra e assim aumentar as taxas de transmissão, beneficiaram da elevada largura de banda destes amplificadores. Assim, com um único EDFA, tornou-se possível amplificar em simultâneo um elevado número de canais, e deste modo reduzir os custos associados à transmissão [5]. Recorrendo a técnicas WDM, em 2000 disponibilizaram-se sistemas com capacidade de transmitir 1.5 Tb/s [3].

Na quinta geração está em causa a evolução da gama de operação dos sistemas WDM. Inicialmente estes operavam apenas na banda C, principalmente por ser a banda de operação dos EDFAs. Atualmente existem EDFAs a operar na banda L, que juntamente com outras técnicas de amplificação, como amplificação de Raman, permitem efetuar amplificação na banda S, C e L, e assim aumentar a janela de funcionamento dos sistemas WDM [6]. Além disso, foram desenvolvidas novas fibras que apresentam baixa atenuação na região dos 1300 nm a 1650 nm, as chamadas *dry fiber*. Surge assim a possibilidade de se estender a transmissão à banda E, existindo ainda assim a necessidade de serem desenvolvidos novos mecanismos de amplificação a operar nesta gama [3, 6]. A evolução dos componentes óticos e técnicas de transmissão têm portanto conduzido a um maior aproveitamento do espetro, o que permite aos operadores de telecomunicações fornecer um maior número de serviços a custos mais reduzidos.

1.2 Motivação e Objetivos

As comunicações desempenham um papel fundamental na sociedade atual, e como tal os operadores são constantemente desafiados a tornar as suas redes mais eficientes. Os serviços *triple-play* tornaram-se uma realidade e serviços como *3D TV-on-demand* preparam-se para inundar a web. Torna-se portanto imperativo adaptar as redes de acesso, uma vez que os equipamentos que dominam o mercado atual, baseados em tecnologia de multiplexagem por divisão no tempo (TDM), se encontram próximos do seu limite evolutivo. Assim, a mudança de uma arquitetura (TDM) para uma arquitetura WDM apresenta-se como uma solução promissora para construção de redes à prova do futuro [7].

As duas tecnologias emergentes, que são vistas como alternativa para tornar as redes óticas atuais mais eficientes, são a modulação ótica avançada, que permite atingir maiores eficiências espectrais sem necessariamente aumentar o ritmo de transmissão, e a deteção coerente, que surge atualmente como uma das maiores áreas de interesse na investigação. Os sistemas coerentes apresentam diversas vantagens face aos sistemas ditos não-coerentes. Nomeadamente, permitem obter recetores com elevada sensibilidade e seletividade de canais. Apresenta-se ainda como um mecanismo de deteção bastante benéfico quando são aplicados formatos de modulação avançados, pois permite a recuperação de todos os parâmetros do campo ótico (amplitude, fase, frequência e polarização). Deste modo, a compensação dos efeitos da propagação, como a dispersão cromática, dispersão dos modos de polarização e efeitos não-lineares, pode ser realizada no domínio elétrico [5]. No entanto, na implementação de recetores coerentes fiáveis surgem alguns desafios. Estes derivam do facto dos seus componentes serem bastante complexos e dispendiosos. Além disso, os recetores apresentam dificuldades na implementação da sincronização da portadora, a qual é fortemente condicionada pelo ruído de fase dos lasers.

Daqui surge o principal objetivo desta dissertação, que é o estudo dos efeitos do ruído de fase dos lasers em sistemas coerentes, bem como de técnicas digitais para compensação dos mesmos. Primeiramente, pretende-se avaliar o desempenho de uma das principais técnicas utilizadas para estimação e recuperação de fase da portadora, que é o algoritmo de Viterbi & Viterbi. Pretende-se ainda estudar a possibilidade de anular o ruído de fase com base em segmentos de informação conhecidos. Deste modo, é também alvo de estudo um algoritmo que recorre à adição de símbolos piloto no transmissor. Os algoritmos referidos são inicialmente avaliados num sistema coerente genérico. No entanto, dado os efeitos agravados do ruído de fase em sistemas a operar a baixas taxas de transmissão, pretende-se também avaliar as potencialidades dos algoritmos a operar num cenário coerente de acesso. Este estudo é baseado no NGOA, uma rede de acesso coerente UD-WDM proposta pela Nokia Siemens Networks.

1.3 Estrutura da Dissertação

O documento encontra-se dividido em seis capítulos. No presente capítulo é efetuada uma breve introdução aos sistemas de comunicação óticos. É ainda introduzido o trabalho a realizar e a motivação do autor. No segundo capítulo são apresentados os três grandes módulos que constituem de um sistema de transmissão ótico coerente, sendo eles o transmissor, o canal e o recetor coerente. São definidos os modelos do transmissor e do recetor, assim como os conceitos e tecnologias associados à modulação, desmodulação e propagação na fibra. Surge

ainda neste capítulo a descrição do ruído de fase dos lasers, e é ilustrada a deterioração que este provoca nos sinais adquiridos por recetores coerentes. No terceiro capítulo são expostas a arquitetura e características da rede de acesso adotada, o NGOA. No quarto capítulo são apresentadas algumas técnicas digitais para estimação e recuperação de fase da portadora, e os seus desempenhos são avaliados computacionalmente. No capítulo cinco, as técnicas são aplicados à rede de acesso NGOA, e são identificadas as limitações causadas pelo ruído de fase nesta rede. Por fim, no capítulo seis, são apresentadas as conclusões finais do trabalho e sugeridos alguns tópicos para trabalho futuro.

1.4 Contribuições do Autor

Na opinião do autor, o presente trabalho contribui para os seguintes tópicos na temática dos sistemas coerentes:

- Compreensão dos efeitos do ruído de fase na deteção coerente;
- Estudo de estratégias de processamento digital de sinal para estimação do ruído de fase;
- Implementação e validação numérica de várias estratégias para recuperação de fase da portadora;
- Implementação em FPGA, como prova de conceito, dos algoritmos de Viterbi & Viterbi.

São ainda de destacar as contribuições originais:

- Derivação de uma expressão que fornece um limite inferior para a probabilidade de ocorrência de saltos de fase, quando efetuada recuperação de fase da portadora pelo algoritmo Viterbi & Viterbi;
- Identificação da largura de linha requerida pelos lasers usados no cenário de acesso UD-WDM sugerido pela Nokia Siemens Networks, o NGOA;
- Adição de novos componentes ao simulador ótico OSIP, o que confere novas funcionalidades ao mesmo.

Como resultado dos estudos realizados, foram efetuadas duas publicações em conferências:

1. A. Silva, M. V. Drummond, R. S. Ribeiro, P. Monteiro, "Performance Comparison Among Different Carrier Phase Recovery Algorithms", Conferência das Telecomunicações (ConfTele), Maio 2013.
2. A. Silva, M. V. Drummond, R. S. Ribeiro, P. Monteiro, "Impact and Compensation Techniques of Laser Phase Noise in Ultra-Dense Coherent Access Networks", International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Junho 2013.

Capítulo 2

Sistemas Óticos Coerentes

2.1 Introdução

Dependendo da técnica adotada para recuperação de informação transportada na portadora modulada, os recetores podem ser divididos em duas categorias principais: deteção direta e deteção coerente. Os recetores com deteção direta, cujas funcionalidades não são alvo de estudo nesta dissertação, são, em geral, simples. Estes baseiam-se unicamente na deteção da envolvente do sinal ótico recebido, recorrendo a um fotodetector (PD). Deste modo, não existe necessidade de aplicar mecanismos de controlo de fase, frequência e polarização, nem é necessário um LO no recetor, resultando em sistemas mais baratos.

Já nos recetores coerentes, o sinal ótico modulado é primeiramente combinado com um LO, e só depois convertido para o domínio elétrico no PD. Deste modo, torna-se possível recuperar toda a informação do sinal ótico (amplitude, fase, frequência e polarização), o que permite adotar formatos de modulação avançados, e compensar digitalmente os efeitos da propagação. Além disso, os recetores coerentes apresentam maior sensibilidade e seletividade. Por outro lado, a deteção coerente exige monitorização contínua da fase e polarização do sinal ótico, visando a correta recuperação da informação.

2.2 Transmissor

Num sistema de comunicação, a função de gerar um sinal capaz de transportar a informação é uma operação fundamental. Um sistema ótico de transmissão típico transporta a informação em um ou vários graus de liberdade, fornecidos pelas características da portadora, nomeadamente, amplitude, frequência e fase. Adicionalmente, beneficiando do facto da luz possibilitar o transporte de informação nas suas duas polarizações ortogonais, é possível transmitir simultaneamente dois fluxos de dados, chamado de multiplexagem por divisão de polarização (PDM) [8].

2.2.1 Técnicas de Modulação Óticas

Antes de ser transmitido pela fibra, é necessário que o sinal ótico gerado pelo laser seja modulado pelo sinal de informação [9]. A modulação direta de lasers é o método mais simples de modulação (Figura 2.1(a)). Nesta abordagem, os dados a transmitir são modulados na corrente de *drive* do laser, a qual varia a intensidade da luz emitida, tendo como resultado

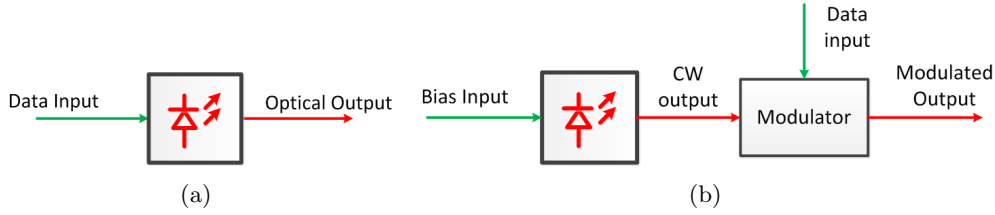


Figura 2.1: a) Modulação direta e b) Modulação externa.

o formato de modulação binário em amplitude (OOK) [10]. No entanto, embora conceitualmente simples, esta técnica é maioritariamente utilizada em sistemas de baixo débito, devido ao *chirp* de frequência introduzido, pelas limitações de largura de banda, e pela grande oscilação de corrente necessária ao seu funcionamento [11]. O *chirp* do laser induz inclusivamente um espalhamento do espectro, que num sistema UD-WDM pode provocar diafonia. Adicionalmente, leva a um aumento das distorções do sinal causadas pela interação com a CD e não linearidades da fibra [10].

Para transmissores a operar a ritmos superiores a 10 Gb/s, o laser semiconductor é normalmente utilizado em onda contínua (CW), e são adotados moduladores externos para modular a portadora ótica com a informação a transmitir (Figura 2.1(b)) [3]. Estes moduladores externos podem ser divididos em duas categorias: moduladores de eletro-absorção (EAMs) e moduladores eletro-óticos (EOMs). Os primeiros apenas permitem efetuar modulação em intensidade, uma vez que o seu funcionamento é baseado na absorção de luz. Já os EOMs, cujo funcionamento se baseia na alteração do índice de refração do guia, podem ser usados para modular tanto em intensidade como em fase.

O modulador EOM mais simples é o modulador de fase (PM), produzido através da inserção de um substrato eletro-ótico (Niobato de Lítio) no guia ótico (Figura 2.2). Assim, variando a tensão aplicada ao substrato, é possível alterar o índice de refração do guia, induzindo diferentes velocidades na luz que o percorre. Deste modo, consegue-se controlar a fase do sinal ótico à saída do modulador, relativamente à fase do sinal de entrada. A relação entre o campo ótico de entrada (E_{in}) e de saída (E_{out}) do PM pode ser expressa como:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot e^{j \frac{u(t)}{v_{\pi}} \pi}, \quad (2.1)$$

em que v_{π} é a tensão a aplicar aos terminais dos elétrodos ($u(t)$) para provocar um desfaseamento de π entre os campos [5].

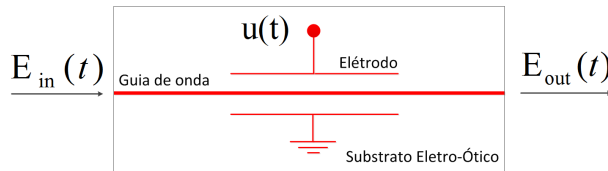


Figura 2.2: Modulador de fase.

A principal vantagem do PM reside no facto da potência de saída ser sempre constante, mesmo quando ocorrem transições entre símbolos (considerando código de linha NRZ). Contudo, as rápidas transições entre símbolos resultam numa rotação de fase rápida no sinal ótico, produzindo uma modulação de frequência indesejada (*chirp*), cuja magnitude depende do salto de fase [5].

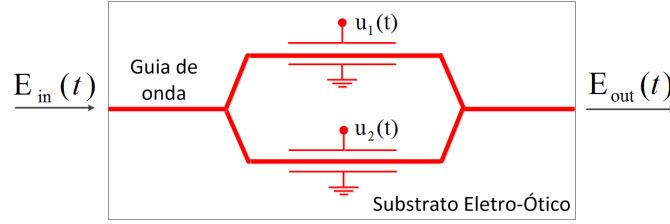


Figura 2.3: Modulador Mach-Zehnder.

Aplicando o princípio da interferência, o processo de modulação de fase pode também ser utilizado para modular em intensidade, quando a estrutura apresentada na Figura 2.3 é empregue. O sinal ótico de entrada é dividido em dois caminhos, cada um equipado com um PM. Assim, controlando a tensão aplicada a cada PM, e logo o atraso entre os sinais óticos, é possível produzir à saída do MZM tanto interferência construtiva como destrutiva. Sem considerar as perdas de inserção, a função de transferência do MZM é dada por:

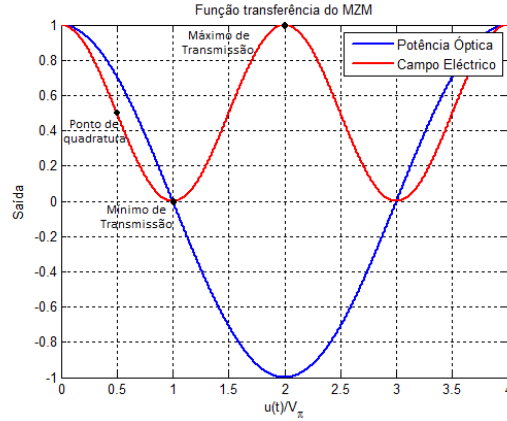
$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left[e^{j \frac{u_1(t)}{v_\pi} \pi} + e^{j \frac{u_2(t)}{v_\pi} \pi} \right], \quad (2.2)$$

onde E_{out} e E_{in} representam a amplitude do campo elétrico do sinal ótico à entrada e saída do modulador, respetivamente, e $u_1(t)$ e $u_2(t)$ representam as tensões aplicadas a cada um dos braços do MZM. Quando as tensões $u_1(t)$ e $u_2(t)$ são iguais, o modulador comporta-se como um modulador de fase puro, com função de transferência dada pela equação 2.1. Por outro lado, quando as tensões aplicadas aos PMs são iguais em módulo e sinal contrário ($u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$) o MZM diz-se a operar em *push-pull*. Neste modo de operação, que se apresenta livre de *chirp*, é possível efetuar modulação em amplitude, tal como demonstrado na equação 2.3 [5]. Na equação 2.4 encontra-se ainda representado o comportamento do modulador em termos de potência fornecida à saída. De notar que $u(t)$ foi definido de modo a que, quando este se encontra a operar em *push-pull*, $u(t) = v_\pi$ induz um desvio de fase de π na potência de saída do MZM, relativamente à potência de entrada.

$$\begin{aligned} E_{out}(t) &= \frac{E_{in}(t)}{2} \left[e^{j \frac{u(t)}{2v_\pi} \pi} + e^{-j \frac{u(t)}{2v_\pi} \pi} \right] \\ &= E_{in}(t) \cos \left(\frac{u(t)}{2v_\pi} \pi \right). \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} P_{out}(t) &= E_{out}(t) E_{out}^*(t) \\ &= P_{in}(t) \cos^2 \left(\frac{u(t)}{2v_\pi} \pi \right) \\ &= P_{in}(t) \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left(\frac{u(t)}{v_\pi} \pi \right) \right]. \end{aligned} \quad (2.4)$$

O ajuste do valor da polarização do modulador permite ainda definir o seu ponto de funcionamento (mínimo de transmissão, máximo de transmissão ou no ponto de quadratura (Figura 2.4)).


 Figura 2.4: Função de transferência do MZM em *push-pull*.

A terceira estrutura fundamental de modulação é o modulador IQ (IQM), que é construído recorrendo às estruturas apresentadas anteriormente. Como representado na Figura 2.5, o sinal ótico de entrada é dividido em dois braços (braço I e braço Q). Em cada braço um MZM em modo *push-pull* realiza modulação em amplitude, sendo que no braço Q é efetuado por um PM uma rotação de fase adicional de $-\pi/2$. Deste modo, um dos braços do modulador é responsável pela modulação da componente em fase do símbolo e o outro pela componente em quadratura. Sendo as diferenças de fase induzidas pelos MZMs dadas por:

$$\Delta\varphi_I = \frac{u_I(t)}{v_\pi}\pi, \quad \Delta\varphi_Q = \frac{u_Q(t)}{v_\pi}\pi, \quad (2.5)$$

onde $u_I(t)$ e $u_Q(t)$ são as tensões aplicadas a cada um dos MZMs, desprezando as perdas por inserção, e fixando a tensão de *drive* do PM a $u_{PM} = -v_\pi/2$, após combinação dos sinais dos dois braços, o sinal ótico à saída do IQM é dado por:

$$\begin{aligned} E_{out}(t) &= \frac{E_{in}(t)}{2} \left[\cos\left(\frac{\Delta\varphi_I}{2}\right) + j \cos\left(\frac{\Delta\varphi_Q}{2}\right) \right] \\ &= \frac{E_{in}(t)}{2} \left[\cos\left(\frac{u_I(t)}{2v_\pi}\pi\right) + j \cos\left(\frac{u_Q(t)}{2v_\pi}\pi\right) \right]. \end{aligned} \quad (2.6)$$

2.2.2 Formatos de Modulação

Os sinais de *drive* dos moduladores descritos na secção anterior (ex.: $u_I(t)$ e $u_Q(t)$) resultam da codificação do sinal binário a transmitir. De modo a reduzir a complexidade dos transmissores, esta codificação é realizada no domínio digital. Assim, um módulo de DSP é responsável por paralelizar a sequência binária recebida e codificá-la de acordo com o formato de modulação pretendido.

Os formatos de modulação avançados apresentam-se como uma alternativa atrativa para otimizar a utilização da capacidade das fibras implantadas atualmente [12]. Nestes formatos, dependendo da dimensão do alfabeto (M), $m = \log_2(M)$ bits são mapeados num único

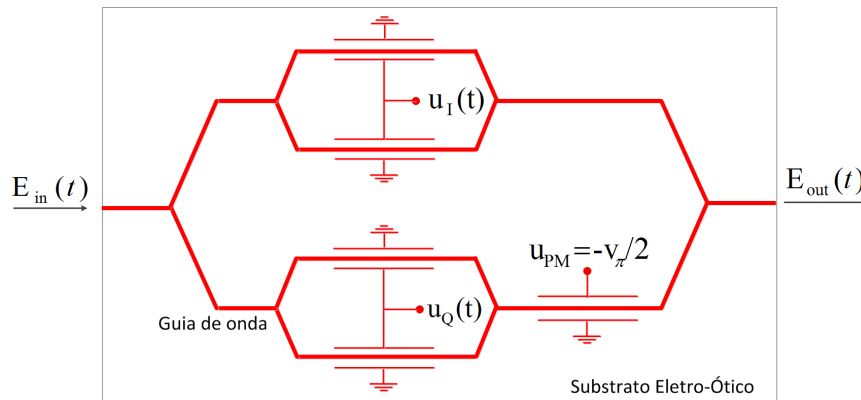


Figura 2.5: Modulador IQ.

símbolo, e assim o ritmo de transmissão é reduzido para R/m , onde R é o ritmo binário [bits/s]. Nos sistemas de comunicação óticos, esta redução da taxa de transmissão proporciona várias vantagens, tanto em termos de tolerância à CD como à PMD. São ainda atingidas maiores eficiências espectrais à custa de uma menor imunidade ao ruído, uma vez que a distância entre pontos da constelação vem reduzida [9, 12, 13]. Os símbolos pertencentes a uma constelação podem ser definidos como:

$$s(k) = i(k) + j.q(k), \quad (2.7)$$

onde $i(k)$ e $q(k)$ representam as componentes em fase e em quadratura.

Para o estado da arte dos sistemas de transmissão atuais, a utilização de modulação em fase (PSK), nomeadamente modulação em fase quaternária (QPSK), é mais adequada comparativamente à modulação em amplitude (ASK), devido a algumas características favoráveis, tais como uma largura espectral mais estreita e elevada sensibilidade do recetor. Além disso, o facto de os impulsos PSK apresentarem uma potência constante reduz o impacto das não linearidades entre canais, como é o caso da modulação cruzada de fase (XPM) [8]. Seguidamente é apresentada uma descrição do formato de modulação QPSK, o qual foi adotado para os estudos efetuados ao longo desta dissertação. Dadas as suas características, este é de entre os formatos que codificam 2 bits num símbolo, aquele ao qual tem sido dada mais ênfase em trabalhos de investigação [9, 10, 13]. Neste formato, e ao contrário dos formatos de modulação binários cuja eficiência espectral se encontra limitada a 1 b/s/Hz/polarização, é alcançada uma eficiência de 2 b/s/Hz/polarização, mantendo-se assim a mesma taxa de bits utilizando metade do ritmo de símbolos. A constelação de um sinal QPSK pode ser representada por:

$$s(k) = \sqrt{P_0} e^{j\theta(k)}, \quad (2.8)$$

onde P_0 é a potência do fonte ótica e $\theta(k)$ a fase do k -ésimo símbolo, a qual pode ser mapeada como apresentado na Tabela 2.1 e Figura 2.6.

Como se pode constatar na equação 2.8 a potência dos símbolos QPSK é constante, sendo a informação codificada apenas na fase dos mesmos. Alternativamente, a informação pode ser transportada não nos próprios símbolos, mas sim nas transições entre eles. Neste caso, a fase absoluta do símbolo a transmitir (θ_k) é determinada pela diferença de fase desejada (θ_{dif}) e

Tabela 2.1: Mapeamento QPSK com codificação de Gray.

Informação	00	10	11	01
Símbolo	1	2	3	4
Fase(θ)	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$-\frac{\pi}{2}$

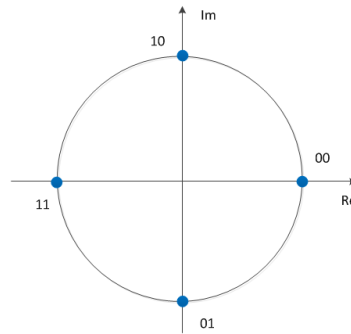


Figura 2.6: Constelação QPSK.

pela fase do símbolo previamente transmitido (θ_{k-1}), sendo $\theta_k = \theta_{k-1} + \theta_{dif}$. Os formatos que recorrem a esta abordagem são formatos que recorrem a modulação diferencial. Estes são utilizados para permitir descodificação diferencial e assim resolver problemas de ambiguidade de fase, resultantes, por exemplo, da falta de sincronismo entre os lasers do transmissor e do recetor, ou de rotações sofridas pela constelação ao longo da propagação.

2.2.3 Modelo do Transmissor Ótico

Tendo em conta as técnicas de modulação óticas descritas anteriormente, o modelo de um transmissor ótico pode ser definido como ilustrado na Figura 2.7. O bloco *Data Tx* representa o gerador de dados a transmitir, os quais são processados no componente DSP. Neste componente, tendo em conta o formato de modulação a utilizar, a sequência binária é paralelizada e são gerados os respetivos símbolos a transmitir. Após formatação de impulsos (PS) estes são convertidos para o domínio analógico recorrendo a DACs. Uma vez que as DACs podem não possuir a capacidade de fornecer a tensão suficiente ao modulador, são introduzidos amplificadores. De seguida, a largura de banda é limitada por filtros passa baixo, de forma a reduzir o ruído na banda desejada. Além disso, estes filtros anulam o *aliasing* das DACs e modelam a resposta em frequência de todos os componentes desde o gerador de dados até aos elétrodos do IQM. Por fim, os sinais de *drive* são aplicados ao IQM, que modula o sinal na portadora ótica [5, 11, 14, 15].

No caso de ser utilizada PDM, um divisor de polarização divide o feixe ótico do transmissor em duas componentes com polarizações ortogonais. Por sua vez, cada polarização é modulada separadamente num transmissor semelhante ao apresentado na Figura 2.7, e após combinação das duas polarizações moduladas, o sinal é transmitido na fibra. Na Figura 2.8 encontra-se ilustrado o modelo de um transmissor ótico com multiplexagem na polarização.

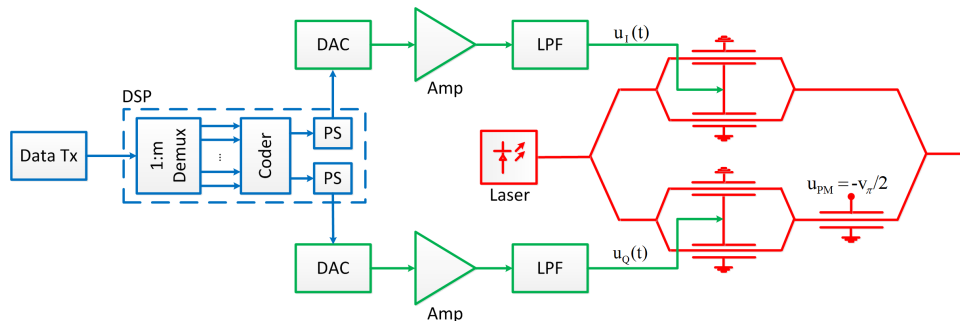


Figura 2.7: Modelo do transmissor ótico. PS: *Pulse Shaper*.

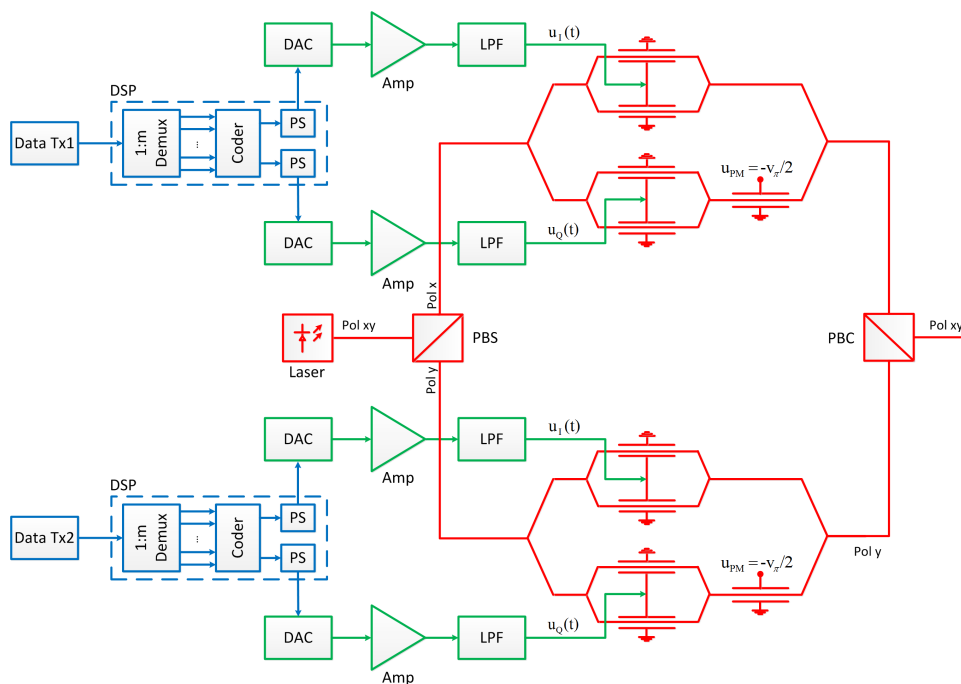


Figura 2.8: Modelo do transmissor ótico com multiplexagem na polarização. PBS: *Polarization Beam Splitter*, PBC: *Polarization Beam Combiner*.

2.3 Propagação na Fibra

Ao longo da sua propagação na fibra um sinal ótico é distorcido tanto por efeitos lineares como por efeitos não-lineares. Assim, recorrendo à equação de Manakov, um sinal ótico com duas polarizações a propagar-se numa fibra na direção z pode ser descrito como:

$$\begin{aligned}\frac{\partial E_x(z,t)}{\partial z} &= -\frac{\alpha(z)}{2}E_x(z,t) - \frac{j}{2}\beta_2(z)\frac{\partial^2 E_x(z,t)}{\partial t^2} + j\frac{8\gamma}{9}JE_x(z,t) + \eta_1, \\ \frac{\partial E_y(z,t)}{\partial z} &= -\frac{\alpha(z)}{2}E_y(z,t) - \frac{j}{2}\beta_2(z)\frac{\partial^2 E_y(z,t)}{\partial t^2} + j\frac{8\gamma}{9}JE_y(z,t) + \eta_2,\end{aligned}\quad (2.9)$$

onde $E_x(z,t)$ e $E_y(z,t)$ representam o campo elétrico, na posição z no instante t , das polarizações x e y , respetivamente. De notar que a equação 2.9 tem em conta a atenuação na fibra, descrita pelo coeficiente de atenuação α , os efeitos da dispersão cromática, caracterizados por β_2 , e também os efeitos não-lineares, definidos pelo coeficiente de propagação não-linear de Kerr γ . J corresponde à não linearidade calculada sobre a heterogeneidades das polarizações, definida como $J = |E_x(z,t)|^2 + |E_y(z,t)|^2$, e η_1 e η_2 representam o ruído distribuído [16].

Nesta secção é feita uma breve descrição dos efeitos mais importantes presentes na propagação, sendo estes a atenuação na fibra, a dispersão cromática, a dispersão dos modos de polarização e as não-linearidades.

2.3.1 Efeitos Lineares

Atenuação

Ao propagar-se ao longo da fibra um sinal ótico perde alguma da sua potência, maioritariamente devido à absorção no material e à difusão de Rayleigh [3, 5, 11]. Assim, como os recetores óticos necessitam de um valor de potência mínimo para recuperar corretamente o sinal, a distância máxima de propagação sem que ocorra amplificação do sinal, bem como o número máximo de divisões que o sinal ótico pode sofrer, encontram-se limitadas pelas perdas na fibra.

Desprezando os efeitos da dispersão cromática e das não linearidades de Kerr presentes na equação 2.9 ($\beta_2(z) = 0$ e $\gamma = 0$), e considerando que a potência do sinal lançado na fibra é P_{in} , após este percorrer uma distância L a sua potência é dada por [3]:

$$P_{out} = P_{in}e^{-\alpha L}. \quad (2.10)$$

onde α é o coeficiente de atenuação por unidade de comprimento [Np/Km]. Este coeficiente pode alternativamente ser definido em unidades [dB/Km], recorrendo para tal à equação 2.11.

$$\alpha(dB/Km) = -\frac{10}{L}\log_{10}\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) \approx 4.33\alpha. \quad (2.11)$$

Na Figura 2.9 podem ser observados os diversos mecanismos que provocam atenuação numa fibra monomodo padrão. Pode também ser constatado que as perdas na fibra dependem do comprimento de onda de transmissão, sendo obtido o mínimo de atenuação (aproximadamente 0.2 dB) na região dos 1550 nm [3, 9].

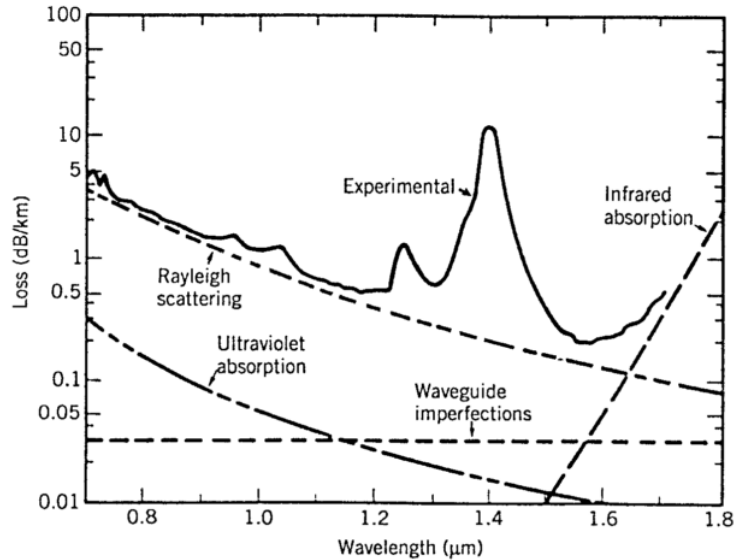


Figura 2.9: Espectro de perdas de uma fibra monomodo padrão [3].

Dispersão Cromática (CD)

Quando um impulso se propaga num meio dispersivo, como é o caso da fibra ótica, as suas componentes espectrais viajam a velocidades diferentes. Deste modo o impulso sofre um alargamento temporal, o que pode provocar interferência entre símbolos (ISI). Em fibras multimodo, este alargamento pode ser originado tanto pela dispersão intermodal como pela CD. Já em fibras monomodo, uma vez que somente um modo é propagado, apenas a CD é causadora deste efeito [11, 14].

A CD é composta por dois mecanismos de dispersão: a dispersão do material (D_m) e a dispersão do guia (D_w), tal como pode ser observado na Figura 2.10(a). O primeiro deve-se ao facto do índice de refração do material (sílica) variar com a frequência. Já o segundo resulta da variação da distribuição de potência na fibra com a frequência e geometria do guia. Assim, como a dispersão do guia pode ser controlada por manipulação dos parâmetros de construção da fibra (raio e índices de refração), é possível desenhar fibras de modo a que o zero de dispersão se situe num determinado comprimento de onda, denominadas fibras de dispersão deslocada (DSF). É também possível adequar o guia para que a dispersão cromática seja reduzida, e relativamente constante, na gama dos 1300 aos 1600 nm, as denominadas fibras de dispersão achatada (DFF) [3]. A Figura 2.10(b) ilustra a dependência típica da CD com o comprimento de onda de transmissão para fibras SSMF, DSF e DFF. Constata-se que, numa fibra SSMF a dispersão é aproximadamente nula para um comprimento de onda de 1310 nm, e 15-18 ps/(nm.Km) na gama dos 1550 nm [11]. A influência da dispersão do guia na dispersão total da fibra pode ainda ser utilizada para construir as denominadas fibras de compensação de dispersão (DCF), que tal como o nome indica são utilizadas para compensar os efeitos da dispersão cromática em transmissões de um único canal [5]. No entanto, a utilização destas fibras encontra-se limitada pelo aumento dos efeitos não-lineares e da atenuação no sinal propagante. Alternativamente, em recetores óticos coerentes, é possível compensar os efeitos da CD digitalmente, recorrendo aos métodos descritos em [17, 18].

Com base na equação 2.9, considerando o guia linear ($\gamma = 0$), e desprezando as perdas por

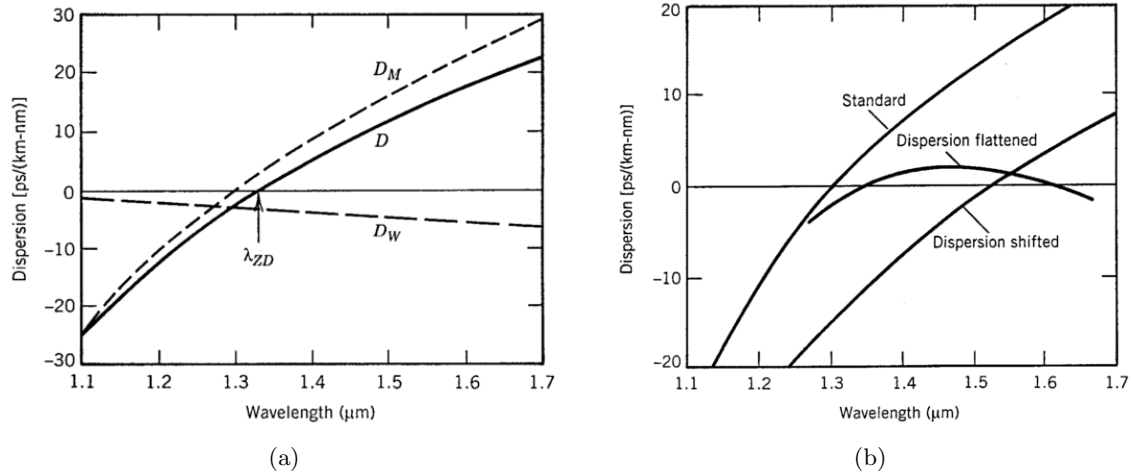


Figura 2.10: a) Dispersão cromática total (SSMF), com respectivas contribuições (dispersão do material D_m e dispersão do guia D_w). b) Dependência típica da CD com o comprimento de onda de transmissão para SSMF, DSF e DFF [3].

atenuação ($\alpha = 0$), é possível obter uma expressão que descreve o efeito da DC na propagação de cada polarização:

$$\frac{\partial E(z, t)}{\partial z} = -\frac{j}{2}\beta_2(z)\frac{\partial^2 E(z, t)}{\partial t^2}, \quad (2.12)$$

na qual $\beta_2(z)$ representa a dispersão da velocidade de grupo (GVD). No entanto, é mais comum utilizar-se o parâmetro de dispersão da fibra D dado em unidades [ps/(nm.Km)], o qual se relaciona com a GVD por:

$$D(z) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2}\beta_2(z), \quad (2.13)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo e λ o comprimento de onda do sinal propagante. Assim, substituindo (2.13) em (2.12) obtém-se:

$$\frac{\partial E(z, t)}{\partial z} = j\frac{D\lambda^2}{4\pi c}\frac{\partial^2 E(z, t)}{\partial t^2}. \quad (2.14)$$

Aplicando a transformada de Fourier é possível determinar uma solução da equação diferencial 2.14. A solução no domínio da frequência é [17]:

$$G(z, \omega) = \exp\left(-j\frac{D\lambda^2 z}{4\pi c}\omega^2\right), \quad (2.15)$$

onde z é a distância de propagação, D o parâmetro de dispersão [ps/nm.km] e ω a frequência angular. Na equação 2.15 a dispersão cromática manifesta-se como um desvio de fase, e portanto, pode ser compensada digitalmente aplicando um filtro passa-tudo cuja função transferência é dada por $1/G(z, \omega)$ [17].

Dispersão dos Modos de Polarização (PMD)

Uma fibra em que apenas o modo fundamental pode ser propagado é denominada como fibra monomodo. No entanto, esta notação é imprecisa, uma vez são possíveis duas soluções linearmente independentes para a equação de propagação, que correspondem ao modo fundamental. Estas duas soluções, que são ortogonalmente polarizadas, são denominadas estados principais da polarização (PSP) [5]. Numa fibra ideal, onde núcleo da fibra ótica é composto por uma secção transversal perfeitamente circular, os dois modos fundamentais ortogonais viajam à mesma velocidade. No entanto, numa fibra real, assimetrias no guia de onda (birrefringência), resultantes tanto do processo de fabrico como de perturbações externas (como curvaturas), provocam flutuações dos índices de refração nos dois estados de polarização. Estas flutuações levam a que os PSP se propaguem com velocidades de grupo distintas, e portanto atingem o recetor em instantes diferentes. A diferença de tempos de chegada é denominada de atraso diferencial de grupo (DGD), a qual se manifesta como um alargamento dos pulsos recebidos [11, 19].

Em fibras com birrefringência constante (PMF), a diferença entre os tempos de chegada dos PSP é dada por:

$$\Delta\tau = \left| \frac{L}{v_{gx}} - \frac{L}{v_{gy}} \right| = L \cdot \Delta\beta, \quad (2.16)$$

onde L é a distância de propagação, v_{gx} e v_{gy} as velocidades de grupo das polarização ortogonais, e $\Delta\beta$ a diferença entre as constantes de propagação dos dois modos. Por sua vez esta diferença é dada por $\Delta\beta = |\beta_x - \beta_y| = (w/c)\Delta n$, onde Δn representa a diferença dos índices de refração, c a velocidade da luz e w a frequência angular. Por outro lado, quando a birrefringência varia aleatoriamente ao longo da fibra, o modelo analítico da PMD torna-se bastante complexo devido à sua natureza estatística. Um modelo mais simples consiste em dividir a fibra num elevado número de secções, nas quais são consideradas que tanto o grau de birrefringência como a orientação dos PSP permanecem constantes, variando aleatoriamente apenas entre secções (Figura 2.11) [3, 19, 20, 21]. Com efeito, cada secção da fibra pode ser representada através de uma matriz de *Jones* [3, 11].

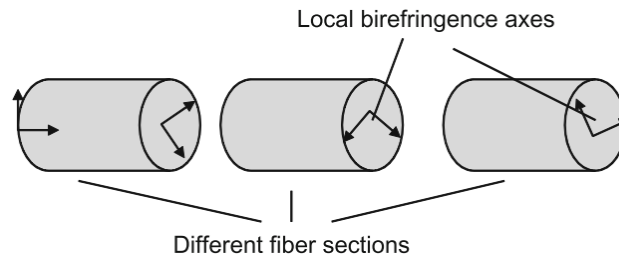


Figura 2.11: Modelo simplificado da PMD [11].

Ainda assim, para uma fibra com comprimento L , o valor médio do DGD pode ser aproximado por:

$$\langle \Delta\tau \rangle \approx D_p \sqrt{L}, \quad (2.17)$$

onde D_p é o parâmetro da PMD dado em $[ps/(\sqrt{Km})]$, cujo valor típico nas fibras atuais é $0.1 ps/\sqrt{Km}$ [3]. De notar que, devido à dependência da DGD com a raiz quadrada da distância

percorrida, os efeitos da PMD no alargamento do pulso tornam-se relativamente reduzidos, em comparação com os efeitos da GVD.

O método para a compensação da PMD consiste em aplicar um controlador de polarização para compensar o atraso de grupo diferencial. Estes controladores requerem mecanismos de realimentação, uma vez que os efeitos da PMD são aleatórios e dependentes do tempo. Como tal, estes sistemas de compensação tornam-se caros e complexos. Já em recetores coerentes, a PMD pode ser compensada por os filtros adaptativos implementados no domínio digital [17, 20, 22].

2.3.2 Efeitos Não-Lineares

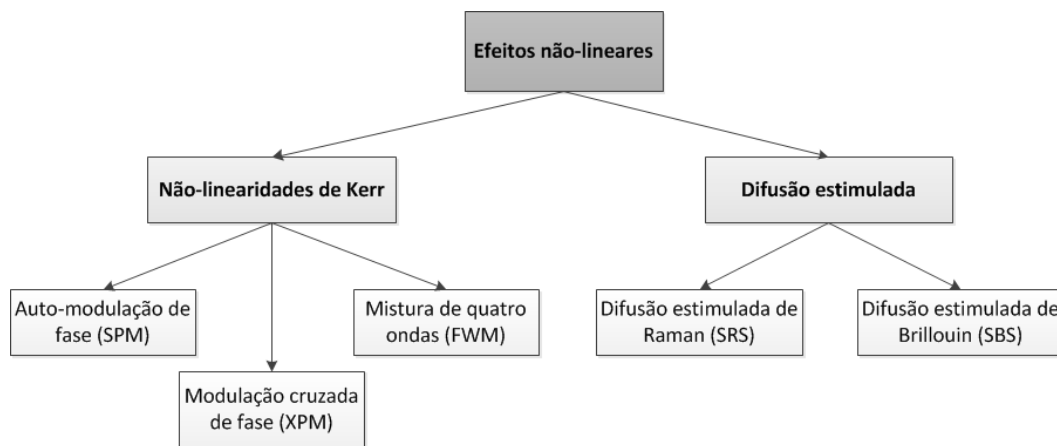


Figura 2.12: Classificação das não-linearidades da fibra ótica [11].

Os princípios de operação básicos da propagação ótica podem ser expostos assumindo que a fibra ótica é um meio de propagação linear. No entanto, este pressuposto apenas é válido quando as potências de transmissão, em fibras monomodo, não excedem alguns miliwatts. Nos sistemas WDM, a fibra transporta vários comprimentos de onda confinados na região do núcleo, e são utilizados lasers semicondutores e amplificadores óticos de elevada potência. Surge assim nestes sistemas uma elevada densidade de potência no núcleo da fibra, tornando-se necessário contabilizar os efeitos não-lineares da propagação. Estes efeitos geralmente degradam a qualidade da transmissão induzindo perdas no sinal, interferência entre ou inter-canais, alargamento do impulso e *jitter*. Ainda assim, os efeitos não-lineares podem ser vantajosos em determinadas situações, tais como amplificação e conversão de comprimentos de onda. No entanto, neste capítulo, são apenas considerados os efeitos limitativos à transmissão. Estes efeitos podem ser agrupados em duas categorias principais: os relacionados com a variação do índice de refração da fibra (efeito de Kerr) e aqueles associados à difusão estimulada, como ilustrado na Figura 2.12 [3, 9, 11, 23].

Como referido, as não-linearidades de Kerr resultam da variação do índice de refração da fibra com a potência do sinal. Estas podem ser divididas em três efeitos: auto-modulação de fase (SPM), modulação de fase cruzada (XPM) e mistura de quatro ondas (FWM). O efeito da SPM manifesta-se na variação da fase do sinal ao longo da propagação, provocada pela variação de potência do próprio sinal. Deste modo, este fenómeno é mais prenunciado quando é aplicada modulação em amplitude ou quando os impulsos são formatados com o

código RZ, provocando modificações no espectro dos sinais [3, 14]. A dependência do índice de refração com a potência do sinal ótico pode também provocar um outro fenômeno não-linear denominado XPM. Este efeito é semelhante ao SPM, no entanto ocorre quando dois ou mais canais óticos são transmitidos em simultâneo, recorrendo a multiplexagem no comprimento de onda (WDM). Nestes sistemas, as variações de fase não-lineares sofridas por um canal não dependem apenas da variação de potência do próprio canal, mas também da interação entre as potências dos vários canais propagantes [3, 11]. Um outro efeito não-linear originado pela propagação de vários canais em simultâneo na fibra é o FWM, o qual resulta do batimento entre canais. Considerando a propagação simultânea de três campos óticos com frequências ω_1 , ω_2 e ω_3 o efeito FWM gera uma quarta frequência ω_4 que se relaciona com as demais por, $\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ [3, 5, 11]. Quando o espaçamento entre canais é bastante reduzido e constante, as componentes de frequência resultantes do FWM podem coincidir com outros canais propagantes. Assim, este fenômeno apresenta-se especialmente prejudicial em sistemas UD-WDM [23].

O impacto de cada uma das não-linearidades de Kerr referidas anteriormente encontra-se significativamente dependente das taxas de transmissão aplicadas. Assim, os efeitos entre canais (XPM e FWM) são mais relevantes a taxas de transmissão abaixo de 10 Gbit/s/canal, enquanto que uma maior influência dos efeitos inter-canal (SPM) é observada para ritmos acima deste valor. O impacto das não linearidades depende ainda do valor de dispersão da fibra, sendo que os efeitos entre canais têm um maior peso em fibras com baixa dispersão ($|D| < 10$ ps/(nm.Km)) [9].

Já os efeitos da difusão estimulada resultam da interação entre a luz e os materiais, os quais podem ser separados em dois tipos: difusão estimulada de Brillouin (SBS) e difusão estimulada de Raman (SRS). De notar que estes efeitos não são tidos em conta na equação da propagação apresentada na secção 2.3, no entanto produzem uma atenuação na intensidade no sinal propagante.

O processo físico por detrás da difusão de Brillouin relaciona-se com a tendência de compressão que os materiais apresentam na presença de um campo elétrico [3]. Este processo ocorre quando um campo elétrico interage com as ondas acústicas da fibra e produz um espalhamento da potência do sinal. O SBS gera uma onda ótica que se propaga com direção contrária e frequência reduzida em cerca de 10 GHz, face ao sinal co-propagante. O seu efeito torna-se relevante quando a potência ótica excede alguns miliwatts, em fibras SMF, numa largura de banda de 100 MHz. Já a SRS resulta da interação entre a luz e as vibrações das moléculas de sílica. Este fenômeno ocorre para potências do sinal ótico maiores do que 500 mW causando uma transferência de energia para outras frequências [5, 11].

2.4 Recetores

A função de um recetor ótico consiste na conversão do sinal ótico proveniente da fibra para o domínio elétrico, de modo a que a informação transmitida seja recuperada. Visando o estudo dos recetores óticos coerentes, esta secção inicia-se com a apresentação do princípio de operação da deteção coerente. Seguidamente são analisadas algumas arquiteturas dos recetores existentes, e por fim são apresentados dois modelos de recetores coerentes, um com diversidade de fase e outro com diversidade de fase e polarização.

2.4.1 Princípio da Detecção Coerente

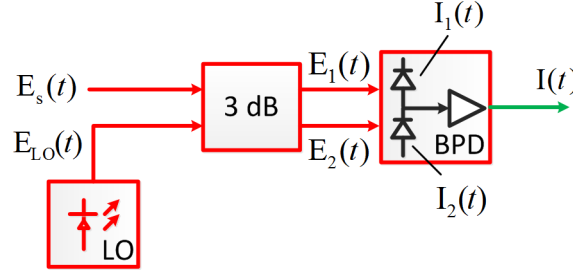


Figura 2.13: Princípio da detecção coerente.

O princípio fundamental da detecção coerente consiste em combinar o sinal ótico recebido com o campo ótico do LO, antes de ser efetuada a fotodetecção (Figura 2.13). Para uma própria compreensão do conceito, torna-se necessário introduzir os componentes acoplador 3 dB e fotodetector balanceado (BPD). O primeiro é obtido por fusão de duas fibras, e a sua função é dividir a potência dos sinais de entrada entrada (E_{in_1} e E_{in_2}) de igual forma pelas saídas (E_{out_1} e E_{out_2}). O acoplador 3dB pode ser expresso em notação matricial como:

$$\begin{bmatrix} E_{out_1} \\ E_{out_2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{in_1} \\ E_{in_2} \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

Já os fotodetetores são utilizados para fazer a conversão ópto-elétrica, transformando a potência do sinal ótico em corrente. O recurso a dois fotodetetores inversamente polarizados (fotodetector balanceado) duplica a potência recebida e permite cancelar o ruído de intensidade do LO [10]. A corrente gerada à saída do BPD é dada por [5]:

$$I_{out}(t) = R.E_1(t).E_1^*(t) - R.E_2(t).E_2^*(t), \quad (2.19)$$

onde E_1 e E_2 são os campos elétricos dos sinais óticos do braço superior e inferior do BPD, e R a responsividade dos fotodíodos [A/W].

O campo ótico do sinal modulado pode ser descrito por:

$$E_s(t) = \sqrt{P_s}.e^{j(w_s t + \theta_s)}.a(t).e^{j\theta(t)}.e^{j\theta_{n_s}(t)}.e_s, \quad (2.20)$$

e o campo do LO CW por:

$$E_{LO}(t) = \sqrt{P_{LO}}.e^{j(w_{LO} t + \theta_{LO})}.e^{j\theta_{n_{LO}}(t)}.e_{LO}, \quad (2.21)$$

onde P_s e P_{LO} representam as potências CW, w_s e w_{LO} as frequências angulares, θ_s e θ_{LO} as fases iniciais, $\theta_{n_s}(t)$ e $\theta_{n_{LO}}(t)$ o ruído de fase, $a(t)$ e $\theta(t)$ a magnitude e fase do símbolo transmitido e e_s e e_{LO} os versores de polarização do sinal modulado e do LO. Assim, assumindo que o sinal e o LO estão co-polarizados, após combinação no acoplador 3dB são gerados os campos:

$$E_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s + jE_{LO}), \quad (2.22)$$

$$E_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}(jE_s + E_{LO}). \quad (2.23)$$

Deste modo, as fotocorrentes resultantes nos braços superior e inferior do BPD são:

$$\begin{aligned} I_1(t) &= \frac{1}{2}R.(E_s + jE_{LO}).(E_s + jE_{LO})^* + i_{sh_1} \\ &= \frac{1}{2}RP_s.a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{LO} + i_{sh_1} + R\sqrt{P_sP_{LO}}.a(t).e_s e_{LO}. \sin[\Delta wt + \theta_n(t) + \theta_0 + \theta(t)], \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} I_2(t) &= \frac{1}{2}R.(jE_s + E_{LO}).(jE_s + E_{LO})^* + i_{sh_2} \\ &= \frac{1}{2}RP_s.a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{LO} + i_{sh_2} - R\sqrt{P_sP_{LO}}.a(t).e_s e_{LO}. \sin[\Delta wt + \theta_n(t) + \theta_0 + \theta(t)], \end{aligned} \quad (2.25)$$

onde i_{sh_1} e i_{sh_2} representam as fotocorrentes do ruído balístico dos fotodetetores. O desvio da frequência angular Δw , o ruído de fase dos lasers total $\theta_n(t)$ e o desvio de fase inicial θ_0 são dados por:

$$\Delta w = w_s - w_{LO}, \quad \theta_n(t) = \theta_{n_s}(t) - \theta_{n_{LO}}(t), \quad \theta_0 = \theta_s - \theta_{LO}. \quad (2.26)$$

Durante o processo de deteção balanceada, os primeiros e segundos termos de (2.24) e (2.25), que representam as potências do LO e do sinal diretamente detetadas, anulam-se, e apenas os termos da combinação que contêm todos os parâmetros dos campos sobrepostos permanecem (equação 2.27).

$$\begin{aligned} I(t) &= I_1(t) - I_2(t) \\ &= 2R\sqrt{P_sP_{LO}}.a(t).e_s e_{LO}. \sin[\Delta wt + \theta_n(t) + \theta_0 + \theta(t)] + i_{sh}, \end{aligned} \quad (2.27)$$

Na equação 2.27, i_{sh} representa a fotocorrente do ruído balístico após deteção balanceada, dada por $i_{sh} = i_{sh_1} - i_{sh_2}$ [5]. De notar que a variância do ruído de fase total ($\theta_n(t)$) num intervalo de tempo τ , $\Delta\theta_n(t) = \theta_n(t) - \theta_n(t - \tau)$, é dada por:

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta\theta_n}^2 &= 2\pi\Delta v_s|\tau| + 2\pi\Delta v_{LO}|\tau| \\ &= 2\pi\Delta v_{eff}|\tau|, \end{aligned} \quad (2.28)$$

onde Δv_{eff} é a largura de linha de batimento, dada pela soma das larguras de linha do laser do transmissor, Δv_s , e do LO, Δv_{LO} . O ruído de fase do laser encontra-se caracterizado mais detalhadamente na secção 2.5.

2.4.2 Recetores Homodinos e Heterodinos

Uma vez que em (2.27) Δw representa a frequência intermédia do sinal detetado, dois princípios de deteção coerente podem ser distinguidos: deteção heterodina e deteção homodina. Se a frequência do LO é diferente da frequência da portadora recebida ($\Delta w \neq 0$), o recetor é denominado heterodino. Nestes recetores a informação do sinal ótico é convertida para o domínio elétrico a uma frequência intermédia (IF), igual à diferença de frequência entre o sinal modulado e o LO. Este princípio de deteção tem a desvantagem de requerer pelo menos o dobro da largura de banda da requerida na deteção homodina, para se evitarem distorções causadas por sobreposição dos lobos laterais do espectro. Por outro lado, se o LO e o sinal

recebido tiverem a mesma frequência ($\Delta\omega = 0$), o recetor é denominado homodino, e o sinal elétrico resultante do PD é obtido em banda base. Assim, de modo a que os símbolos sejam detetados corretamente, este princípio de deteção requer sincronização de fase e frequência da portadora. Adicionalmente, o recetor homodino apenas permite recuperar a componente do sinal em fase relativamente ao LO [5, 10].

Para colmatar este problema do recetor homodino surge o recetor com diversidade de fase, o qual é apresentado na secção seguinte.

2.4.3 Recetores com Diversidade de Fase

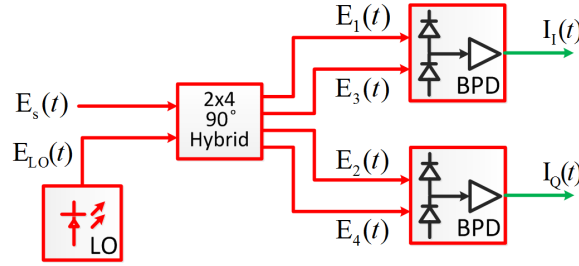


Figura 2.14: *Frontend* ótico com diversidade de fase.

Nos recetores com diversidade de fase, o sinal ótico transmitido e o LO são combinados num componente denominado acoplador híbrido 90° 2 para 4. Recorrendo a este componente e a dois fotodetetores balanceados torna-se possível recuperar as componentes em fase e quadratura do sinal modulado (Figura 2.14) [5, 24]. Os campos elétricos resultantes da combinação entre os sinais E_s e E_{LO} são dados por [24]:

$$\begin{bmatrix} E_1(t) \\ E_2(t) \\ E_3(t) \\ E_4(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & j \\ 1 & -1 \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_s(t) \\ E_{LO}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} E_s(t) + E_{LO}(t) \\ E_s(t) + jE_{LO}(t) \\ E_s(t) - E_{LO}(t) \\ E_s(t) - jE_{LO}(t) \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

Seguidamente, detetando os sinais E_1 e E_3 no BPD superior, e E_2 e E_4 no inferior, obtêm-se as fotocorrentes:

$$\begin{aligned} I_I(t) &= R.E_1(t).E_1^*(t) - R.E_3(t).E_3^*(t) \\ &= R\sqrt{P_s P_{LO}}.a(t).e_s e_{LO}. \cos[\Delta\omega t + \theta_n(t) + \theta_0 + \theta(t)] + i_{sh_I}, \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} I_Q(t) &= R.E_2(t).E_2^*(t) - R.E_4(t).E_4^*(t) \\ &= R\sqrt{P_s P_{LO}}.a(t).e_s e_{LO}. \sin[\Delta\omega t + \theta_n(t) + \theta_0 + \theta(t)] + i_{sh_Q}, \end{aligned} \quad (2.31)$$

onde i_{sh_I} e i_{sh_Q} são os ruídos balísticos das fotocorrentes nos braços em fase e em quadratura, respetivamente. Como no recetor com diversidade de fase as componentes em fase e quadratura do sinal modulado são obtidas separadamente, este apresenta-se bastante qualificado para detetar sinais óticos modulados com formatos multinível. Além disso, as componentes em fase e quadratura podem ser amostradas, e processadas digitalmente para implementar equalização do canal, e estimação e recuperação do ruído de fase dos lasers [24].

2.4.4 Recetores com Diversidades de Fase e Polarização

Nos recetores até agora apresentados, é assumido que a polarização do sinal modulado se encontra alinhada com a do LO. No entanto, tal não se verifica nos sistemas práticos, devido a algumas das características da fibra estudadas na secção 2.3. Esta falta de alinhamento nas polarizações apresenta-se como um dos maiores obstáculos à aplicação dos recetores coerentes. No limite, pode mesmo conduzir à total perda da informação, situação que verifica quando a polarização do sinal de informação é ortogonal à do LO. Torna-se assim necessário aplicar um recetor com diversidade de polarização, o qual é ilustrado na Figura 2.15. Este recetor pode ser obtido recorrendo a dois PBS e duplicando o *frontend* óptico apresentado na secção anterior. Deste modo, em cada acoplador híbrido 90° , são combinadas as componentes com a mesma polarização dos sinais E_s e E_{LO} , o que permite após fotodeteção recuperar as componentes em fase e em quadratura dos sinais transportados em cada polarização. Recorrendo a estes recetores, é assim possível aumentar a eficiência espectral uma vez suportam PDM, e simultaneamente compensar os efeitos da PMD no domínio digital. [5, 14].

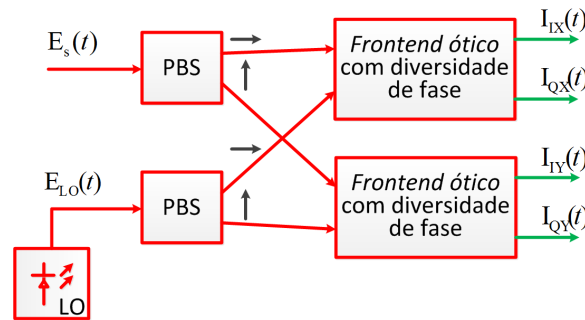


Figura 2.15: *Frontend* óptico com diversidade de fase e polarização.

2.4.5 Modelo do Recetor Ótico

Tendo em conta os mecanismos de deteção apresentados anteriormente, o modelo de um recetor ótico coerente que permite recuperar a informação modulada em amplitude, fase e frequência, pode ser definido como na Figura 2.16. O sinal propagado na fibra ótica é combinado com o oscilador local num acoplador híbrido 90° e detetado por dois fotodetetores balanceados, sendo obtidas no domínio elétrico as componentes em fase e quadratura do sinal de informação. As correntes resultantes da fotodeteção são de seguida convertidas em tensão por um amplificador de transimpedância, e o sinal resultante é filtrado por filtros passa baixo, de modo a que da operação de amostragem não resulte sobreposição de componentes espectrais. Após conversão para o domínio digital, os sinais são processados no componente DSP. No primeiro bloco, *Timing Recovery* é sincronizada a frequência de amostragem com a taxa de símbolo do sinal. Seguidamente, são equalizados os efeitos da propagação (Equalização Eletrónica da Distorção (EDE)), e é efetuada a recuperação de fase da portadora (CPR). Por fim os sinais são decodificados e é obtida a sequência binária transmitida. De notar que, como neste recetor não é obtida informação relativamente aos estados de polarização, não é possível equalizar os efeitos da PMD.

Assim, de modo a se compensarem os efeitos da PMD, ou mesmo para permitir multiplexagem de informação na polarização, o recetor deve apresentar o modelo da Figura 2.17.

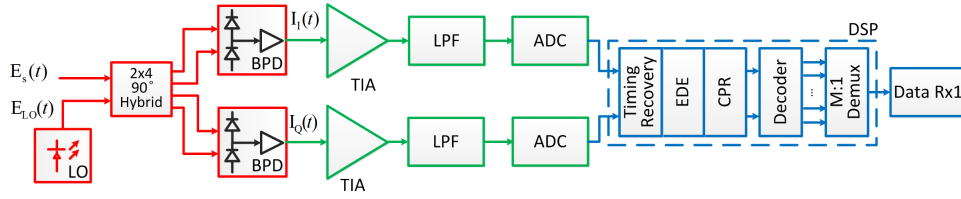


Figura 2.16: Modelo do recetor com diversidade de fase.

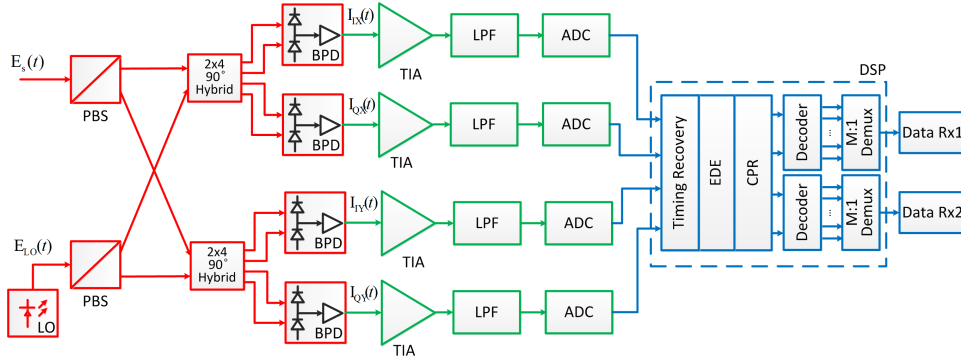


Figura 2.17: Modelo do recetor com diversidade de fase e polarização.

Neste, dois PBS dividem o sinal recebido e o LO em duas componentes ortogonais. De seguida, as componentes segundo um mesmo versor são individualmente detetadas num recetor semelhante ao da Figura 2.16. Já no domínio digital, os efeitos resultantes da CD e PMD são equalizados, e são aplicados mecanismos de CPR. Por fim, dos símbolos transmitidos em cada polarização são descodificados, sendo obtidas as sequências binárias transmitidas.

2.5 Ruído de Fase

A portadora ideal para um sistema de transmissão ótica é um feixe de luz com amplitude ($\sqrt{P_{CW}}$), frequência (ω_{CW}) e fase (θ_{CW}) constantes. No entanto, na prática, essa portadora perfeita não pode ser gerada, sendo necessário ter em conta o ruído de fase ($\theta_{n_{CW}}(t)$) e de amplitude ($\sqrt{\delta P_{CW}}$). Assim, o campo elétrico normalizado da portadora ótica emitida por um laser CW pode ser expresso como [5]:

$$E_{CW}(t) = \sqrt{P_{CW} + \delta P_{CW}(t)} e^{j(\omega_{CW}t + \theta_{CW} + \theta_{n_{CW}}(t))} \cdot e_s, \quad (2.32)$$

onde e_s representa a polarização da portadora.

O ruído de fase do laser é causado pela emissão espontânea de fótons, que não são gerados em fase com os fótons emitidos de forma estimulada, mas com fase aleatória. No domínio do tempo, a evolução desta fase apresenta-se aleatória, e pode ser caracterizada por um processo de Wiener. Deste modo, o ruído de fase presente no k -ésimo símbolo pode ser descrito por [25, 26, 27]:

$$\theta_{n_{CW}}[k] = \sum_{m=-\infty}^k v_m, \quad (2.33)$$

em que v_m são variáveis gaussianas aleatórias independentes e identicamente distribuídas, com média nula e variância:

$$\sigma_{v_m}^2 = 2\pi\Delta\nu|\tau|, \quad (2.34)$$

onde $\Delta\nu$ representa a largura de linha do laser e τ o intervalo de observação [25]. A expressão da variância indica que a incerteza de fase aumenta com a largura de linha do laser e com o intervalo de observação, podendo o seu produto ser interpretado como uma medida ou intensidade de ruído de fase.

Em sistemas coerentes, o PN provoca, na constelação recebida, um afastamento dos símbolos relativamente à sua posição de referência, tal como pode ser observado na Figura 2.18. À esquerda encontra-se a constelação de um sinal transmitido a 100 Gbits/s, em que a soma da largura de linha dos lasers foi 100 KHz. Já na constelação da direita, o sinal foi transmitido a 1 Gbit/s, apresentando a mesma degradação da constelação para uma soma de larguras de linha igual a 1 KHz. Este teste, juntamente com a expressão da variância do PN, permite concluir que os efeitos do PN são mais prejudiciais a ritmos de transmissão mais baixos. No Capítulo 4 são abordados mecanismos digitais de estimação e recuperação de fase da portadora, os quais visam anular o efeito do PN.

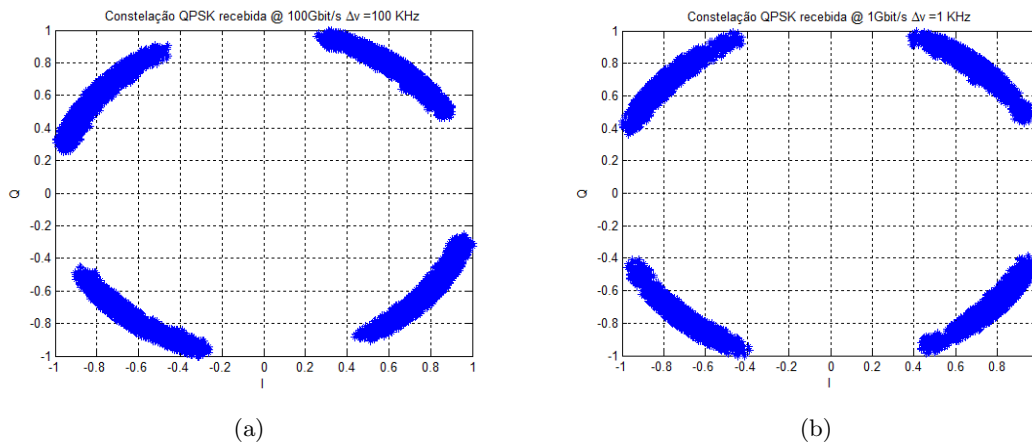


Figura 2.18: Constelação QPSK recebida: a) $R=100$ Gbit/s $\Delta\nu_{eff}=100$ KHz, b) $R=1$ Gbit/s $\Delta\nu_{eff}=1$ KHz.

Adicionalmente, do possível desvio de frequência entre o LO é o sinal ótico recebido, resulta também um erro de fase nos símbolos recebidos. No entanto, ao contrário do PN, o desvio de frequência causa uma variação de fase determinística, que pode ser representada por $\Delta\phi = 2\pi\Delta f T_s$, onde Δf é a diferença de frequência entre os sinais óticos e T_s o período de símbolo.

Capítulo 3

Next Generation Optical Access

Apesar das condições económicas atuais, é previsto que o tráfego nas redes de acesso continue a aumentar exponencialmente nos próximos anos [28]. Tal deve-se ao facto de nos encontrarmos cada vez mais dependentes da banda larga, considerada atualmente uma necessidade como água, eletricidade ou gás. Os utilizadores requerem conectividade em qualquer lugar e a qualquer hora, tanto para fins profissionais como para particulares, o que tem levado as redes atuais a atingirem o seu limite de capacidade. Como tal, os operadores são pressionados a tornar as suas redes mais eficientes, de modo a permitir fornecer aos seus clientes um maior número de serviços a baixos custos.

A aceitação dos sistemas coerentes como tecnologia promissora para redes de acesso, em conjunto com o recurso a formatos de modulação avançados, torna a abordagem que recorre a multiplexagem em comprimentos de onda muito próximos (*ultra-dense wavelength-division multiplexing*) um forte candidato para construção de redes à prova do futuro [29]. Uma solução possível, baseada nas premissas anteriores, foi inicialmente sugerida pela Nokia Siemens Networks, denominada *Next Generation Optical Access* (NGOA). O NGOA apresenta-se como uma rede ótica de acesso passiva (PON) capaz de fornecer enormes benefícios em termos de flexibilidade, escalabilidade e alcance, a baixos custos. As principais características deste sistema são uma largura de banda simétrica e não partilhada (1 Gb/s por utilizador), longo alcance sem amplificação (≈ 100 Km) e um elevado fator de divisão (até 1000 utilizadores por fibra) [30].

3.1 Redes Óticas Passivas de Acesso

Ao contrário das redes óticas de transporte, que são usadas para transferir elevadas quantidades de tráfego entre fornecedores de serviços, as redes óticas de acesso surgem como uma interface entre a rede de transporte e o cliente, nas quais a quantidade de tráfego transportado é inferior. A rede de acesso é também a parte da rede menos partilhada, tornando-se mandatória a utilização de tecnologia de baixo custo. A conexão entre o fornecedor de serviços e o cliente é composta pela *Optical Line Terminal* (OLT), que é um dispositivo que serve como *endpoint* do fornecedor de serviços, pelas *Optical Network Units* (ONUs), localizadas nos clientes, e pela própria rede que faz a ligação entre os dispositivos anteriores, denominada *Optical Distribution Network* (ODN) [31].

Devido à maior flexibilidade na adaptação ao aumento do número de clientes, uma rede ótica de acesso passiva apresenta usualmente uma topologia ponto-para-multiponto (Figura

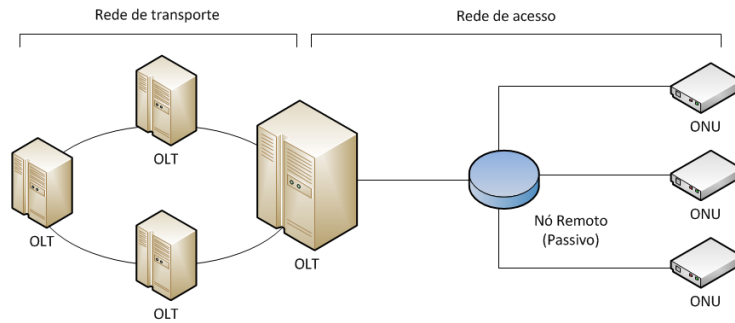


Figura 3.1: Modelo de rede óptica de acesso passiva apresentando uma topologia em árvore, e respetiva ligação à rede de transporte.

3.1). Nesta topologia, também denominada topologia em árvore, vários utilizadores partilham um troço da fibra, encontrando-se sempre presente pelo menos um nó remoto na ODN. A função destes nós é dividir o sinal óptico de *downstream* em réplicas para as ONUs, ou combinar todos os sinais de *upstream* provenientes das mesmas, em direção à OLT. Assim, do ponto de vista comportamental, a ligação de *upstream* é similar a uma rede ponto-a-ponto [32, 33].

Dada a sua natureza passiva, o balanço de potência óptica é um fator importante a ter em conta na projeção destas redes, pois determina quantas ONUs são suportadas, assim como a máxima distância entre a OLT e as ONUs. De facto, existe uma solução de compromisso entre o número de ONUs e o alcance máximo da rede, uma vez que as perdas ópticas aumentam com estes dois fatores [32]. Por outro lado, o facto de serem redes passivas, possibilita a construção de redes com custos mais reduzidos, uma vez que não são necessárias linhas de alimentação.

3.2 Arquitetura do NGOA

Com a finalidade de reduzir os custos de implementação, o NGOA foi projetado para poder ser implementado nas redes de acesso atuais. Assim, apesar de se tratar de uma rede WDM, não são utilizados filtros *Arrayed Waveguide Gratings* (AWGs) nos nós remotos, pois estes necessitam de funcionar em condições térmicas estáveis e portanto a sua utilização iria requerer modificações nas plantas exteriores onde os sistemas PON são instalados [30]. Deste modo, divisores passivos (*splitters*) são adotados, e portanto todos os comprimentos de onda de *Downstream* são entregues a todas as ONUs. Na Figura 3.2 é apresentada uma rede UDWDM-PON que apresenta topologia em árvore.

No lado do cliente, cada ONU (Figura 3.3) quando conectada à rede primeiramente sintoniza o seu LO para o comprimento de onda do canal *downstream* contratado. Isto é conseguido recorrendo a um laser sintonizável que serve como oscilador para recepção coerente heterodina com frequência intermédia de 1 GHz (Δ), mas também como fonte de luz para transmissão de um sinal modulado com o formato DQPSK. Assim, os canais de *upstream* e *downstream* encontram-se emparelhados, sendo que o canal emitido por cada ONU se encontra dessintonizado do canal recebido por +1 GHz (Δ), tal como demonstra o diagrama do espetro presente na Figura 3.4 [28][30][34].

Recorrendo a processamento digital de sinal (DSP), o recetor é capaz de recuperar a informação do canal de *downstream* mesmo quando a frequência do oscilador local tem um deslocamento de ± 50 MHz em relação ao valor correto, o que relaxa as exigências da malha de controlo da frequência do oscilador local [28].

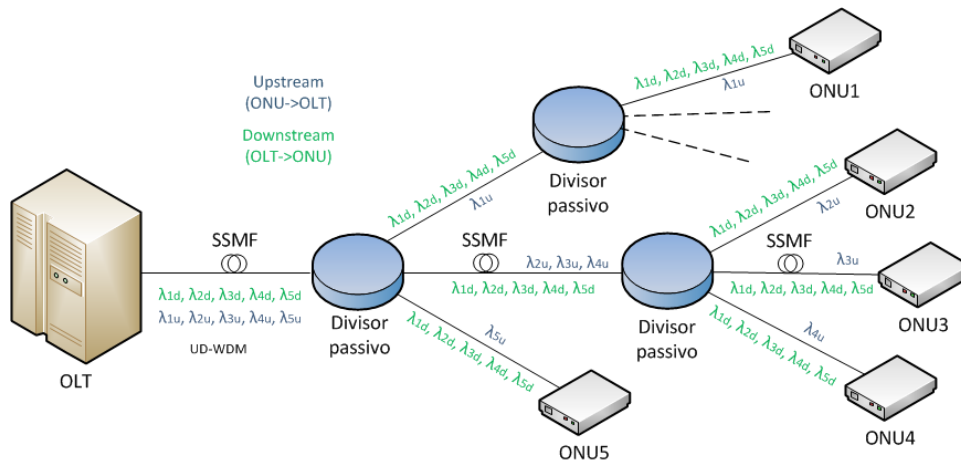


Figura 3.2: Rede de acesso WDM com topologia em árvore.

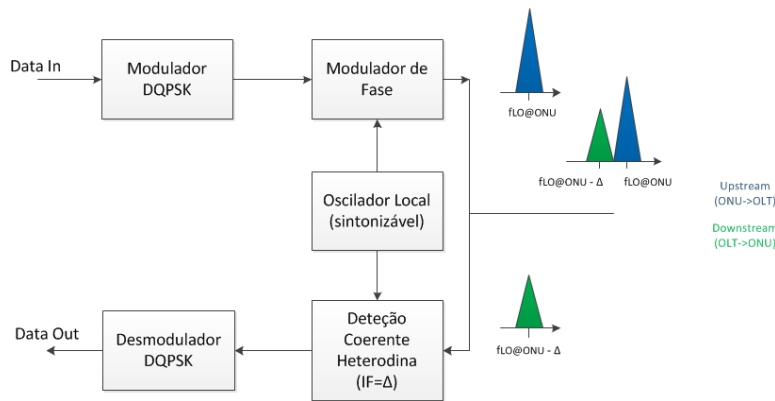


Figura 3.3: Diagrama de blocos da ONU. Adaptado de [30].

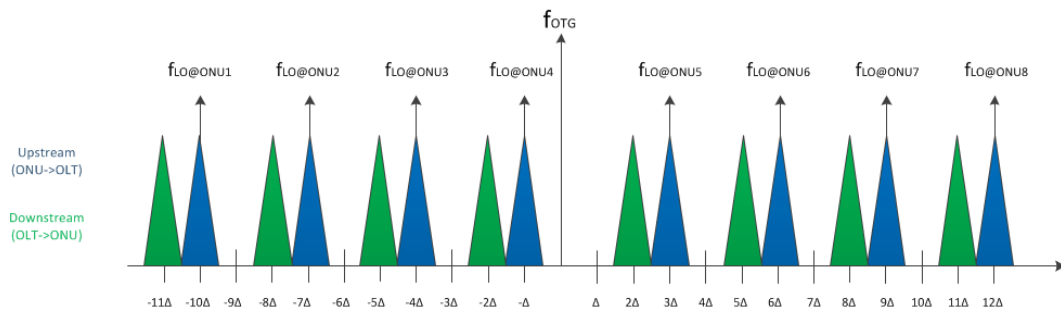


Figura 3.4: Espectro de um OTG.

A OLT (Figura 3.5) providencia a interface entre a rede de transporte e a rede de acesso. Nestes equipamentos os canais de *downstream* são agrupados em 128 *Optical Transceiver Groups* (OTGs), sendo que cada OTG transporta 8 comprimentos de onda com espaçamento muito reduzido (3 e 4 GHz), na banda C. Entre OTGs é deixada uma banda de guarda de 50 GHz que evita a interferência entre grupos. Recorrendo a um modulador IQ e a modulação digital em subportadoras é possível modular a informação dos 8 canais recorrendo a um único laser. Já no lado do recetor da OLT, o mesmo laser é utilizado para receção coerente de todos os canais de *upstream* de um OTG em simultâneo. Do batimento entre o sinal ótico de *upstream* e o LO resulta o espectro apresentado na Figura 3.6. Os canais são de seguida filtrados por filtros passa banda, e após serem transferidos para banda base são processados por algoritmos DSP com a finalidade de compensar as limitações do sistema [28][30][34].

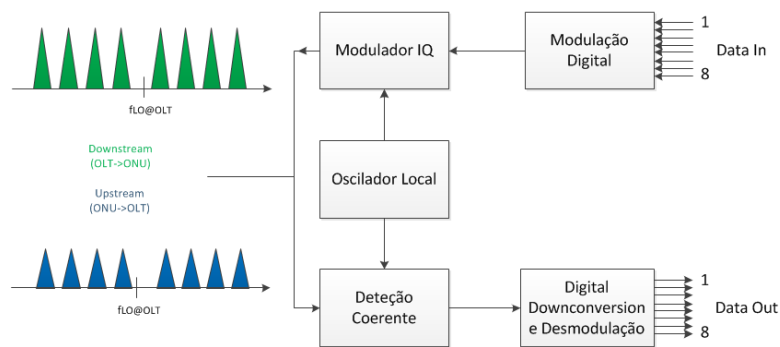


Figura 3.5: Diagrama de blocos da OLT. Adaptado de [30].

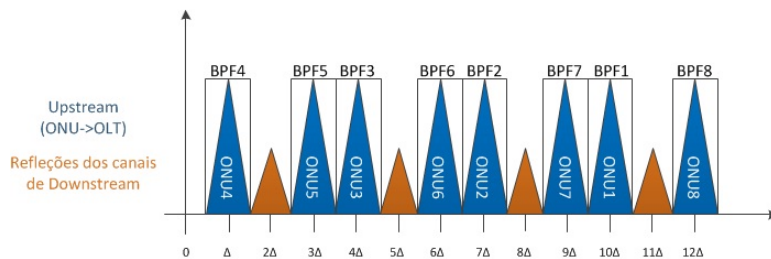


Figura 3.6: Espectro recebido na OLT após batimento com o oscilador local.

3.3 Limitações do Sistema

O sinal ótico que se propaga na fibra está sujeito tanto a distorções lineares como não-lineares. No entanto, uma vez que o impacto das distorções lineares, como a dispersão cromática (CD) e dispersão dos modos de polarização (PMD), depende da taxa de símbolos e da distância de propagação, num sistema com as características do NGOA o seu efeito é bastante reduzido [28]. Mais concretamente, dado o ritmo de transmissão de cada canal (após adição de algum *overhead* para correção de erros) ser 1.244 Gbit/s, e o formato de modulação adotado codificar 2 bits por símbolo (622 Mbaud), no NGOA temos vários canais, cada um com largura de banda de 1.244 GHz, a propagarem-se ao longo de no máximo 100 Km. Considerando ainda uma fibra monomodo padrão cujo valor típico de dispersão cromática a 1550

nm é $D=17$ ps/(nm.Km) [9], temos um alargamento do pulso dado por:

$$\Delta t = \frac{D \cdot L \cdot \Delta f \cdot \lambda^2}{c} = 16.94ps. \quad (3.1)$$

Como a duração de símbolo é $1.6ns$, a dispersão total representa aproximadamente 1% da duração de símbolo, o que torna desprezável o efeito da CD. Do mesmo modo, de acordo com [5] e [14], o atraso médio entre os dois estados principais de polarização numa fibra monomodo padrão é $\tau_{DGD} = 0,1ps/\sqrt{Km}$. Assim, e tendo novamente em conta as especificações do NGOA, o atraso diferencial de grupo representa também uma fração muito pequena da duração de símbolo.

Por outro lado, o transporte em simultâneo de cerca de 1000 canais óticos numa única fibra, traduz-se numa elevada densidade de potência no núcleo da fibra, tornando-se necessário contabilizar os efeitos não-lineares da propagação. No entanto, estes efeitos apenas são relevantes no primeiro troço de fibra, entre a OLT e o primeiro divisor de sinal, uma vez que após este o nível de potência do sinal ótico é relativamente baixo [28]. Ainda assim, devido à elevada proximidade entre canais, o FWM apresenta-se como o principal fator de degradação de desempenho, sendo toda as outra fontes de distorções não-lineares (SPM, XPM, SRS e SBS) desprezáveis à potência limitada pelo FWM [28].

A aleatoriedade do estado das polarizações quando estas atingem o recetor, também afetam negativamente o sistema. Mesmo quando se faz uso de apenas uma polarização, como é o caso do NGOA, este problema exige a aplicação de mecanismos de *tracking* da polarização, de modo a que o desempenho do recetor seja maximizado. Em [35] é demonstrado um algoritmo que permite efetuar o *tracking* da polarização em sistemas coerentes com polarização única.

No entanto, um dos principais fatores de degradação do desempenho sistema advém da necessidade de recorrer a componentes de baixo custo. Deste modo, os lasers utilizados tanto para transmissão, como para deteção coerente, podem apresentar larguras de linha da ordem dos MHz, o que se traduz numa forte presença de ruído de fase no sistema. Tal limitação representou o motivo para os vários estudos efetuados ao longo desta dissertação.

Capítulo 4

Estimação de Fase da Portadora

4.1 Introdução

Nos sistemas não coerentes, como modulação em intensidade com detecção direta (IM-DD), dado que o recetor apenas analisa a potência do sinal ótico, a fase da portadora não desempenha um papel crítico no processo de receção. No entanto, em sistemas coerentes, parte da informação é em geral codificada na fase da portadora, logo, flutuações de fase durante um período de símbolo têm uma elevada influência na desmodulação do sinal. Assim, a correta recuperação do sinal de dados exige que o LO e o sinal recebido estejam devidamente sincronizados em fase. Um dos fatores que mais contribui para a dessincronização é o ruído de fase dos lasers, o qual exige a aplicação de métodos para estimação e recuperação de fase da portadora [14, 15]

O método clássico para sincronização da portadora consiste no uso de *Phase Locked Loops* (PLLs) [5, 25]. O seu funcionamento baseia-se num estimador de fase que gera um sinal de erro, que depois de filtrado produz um sinal de controlo para o LO (Figura 4.1) [14, 36]. No entanto, as PLLs apresentam algumas limitações. Um dos fatores que mais condiciona a sua utilização é a elevada sensibilidade que apresentam aos atrasos de propagação na malha. A ritmos de transmissão elevados, os atrasos permitidos são muito reduzidos e requerem larguras de linha muito restritas. Assim, a implementação de PLLs torna-se bastante difícil especialmente quando são utilizados formatos de modulação de ordem elevada, o que torna este mecanismo de sincronização impraticável [25].

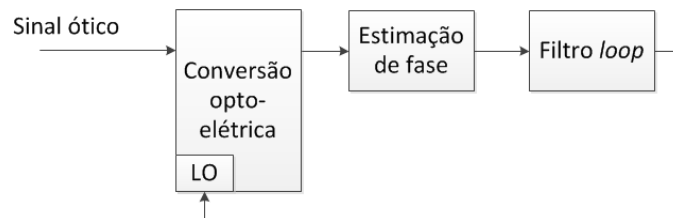


Figura 4.1: Modelo simplificado de uma PLL.

Avanços na tecnologia, nomeadamente na área do processamento digital de sinal (DSP) de alta velocidade, levaram a uma alteração do paradigma dos recetores coerentes, onde o *lock* do LO recorrendo a PLLs passa a ser substituído por estimação de fase no domínio digital. Trabalhos recentes demonstram que a CPR recorrendo a técnicas digitais é mais tolerante ao

PN do que recetores baseados em PLLs [5, 25]. Deste modo, neste capítulo é efetuado um estudo de algumas dessas técnicas totalmente digitais.

O capítulo inicia-se com uma descrição do modelo do sistema ótico coerente adotado para o estudo de técnicas digitais de estimação e recuperação de fase da portadora. São de seguida introduzidas duas técnicas distintas e os seus desempenhos são avaliados computacionalmente. Neste capítulo é ainda abordado o efeito dos saltos de fase (CS) no desempenho dos sistemas coerentes, e derivada uma expressão que procura fornecer um limite inferior para a probabilidade de ocorrência de CS.

4.2 Descrição do Modelo

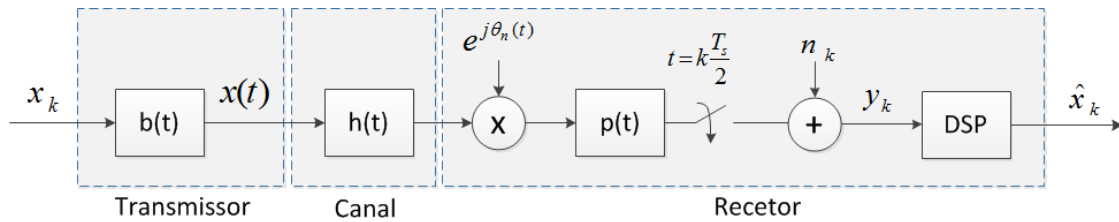


Figura 4.2: Modelo canónico de um sistema ótico coerente com uma polarização. Adaptado de [14].

O modelo canónico de um sistema ótico coerente que recorre apenas a uma polarização encontra-se representado na Figura 4.2. No transmissor, representado pela resposta $b(t)$, a informação binária é codificada e modulada numa portadora ótica. De seguida é enviada para o canal de transmissão, cuja resposta impulsional é dada por $h(t)$, que pode incluir os efeitos da Dispersão Cromática (CD), Dispersão dos Modos de Polarização (PMD), atenuação na fibra e efeitos não-lineares. À entrada do recetor é adicionado PN ($\theta_n(t)$) resultante das características não ideais dos lasers (largura de linha finita). Após conversão do sinal ótico para o domínio elétrico, este é filtrado por um filtro com resposta impulsional $p(t)$, e amostrado a um ritmo de duas amostras por símbolo, cumprindo assim o critério de *Nyquist*. Para além do ruído de fase, adiciona-se também ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN), o qual modela o efeito cumulativo do ruído ASE (*Amplified Spontaneous Emission*), ruído balístico dos fotodetetores (*Shot Noise*), ruído de corrente escura (*Dark Noise*) e ruído térmico do recetor. Esta fonte de ruído (n_k), encontra-se referida à entrada da DSP. Por fim, as amostras são processadas digitalmente onde mecanismos de CPR são aplicados [14].

Uma vez que unicamente o estudo dos efeitos do PN, bem como de métodos para a sua estimação e recuperação fazem parte do âmbito deste capítulo, considera-se aqui que o sinal à entrada do recuperador de fase (implementado no bloco DSP) apenas se encontra degradado por PN e AWGN. Assume-se também que os osciladores do transmissor e recetor se encontram sincronizados em frequência, sendo portanto as variações de fase da portadora unicamente resultantes do PN dos lasers. Assim, o sinal à entrada do circuito de recuperação é dado por:

$$y(k) = x(k) \cdot e^{j\theta_n(k)} + n(k), \quad (4.1)$$

onde $x(k)$ é o símbolo transmitido no k -ésimo período de símbolo, $\theta_n(k)$ o PN, e $n(k)$ é ruído AWG, com distribuição Gaussiana, com valor médio nulo e variância $N_0/2$ por dimensão. N_0 representa a densidade espectral de potência bilateral do ruído branco.

4.3 Técnicas para Estimação de Fase da Portadora

Na Figura 4.2, a multiplicação do sinal que percorre o canal por $e^{j\theta_n(t)}$ tem como resultado uma rotação dos símbolos. Assim, o processo de CPR consiste em obter $\varphi(t)$, uma estimativa de $\theta_n(t)$, que permite efetuar uma rotação do sinal para a posição apropriada. A estimativa pode ser baseada em técnicas que não conhecem à priori a informação transmitida (*Non-Data-Aided*) ou em segmentos de informação conhecidos (*Data-Aided*). Estas técnicas podem ainda ser implementadas recorrendo a malhas de realimentação (*feedback*), que permitem manter a constelação numa posição fixa através de um sucessivo acompanhamento dos desvios de fase, ou a caminhos para a frente (*feedforward*) onde os parâmetros de recuperação são diretamente extraídos da informação do sinal recebido e a correção é efetuada de seguida.

Nas secções seguintes são apresentadas algumas destas técnicas e avaliado o seu desempenho.

4.3.1 *Non-Data-Aided*

Visando a recuperação de fase da portadora, várias técnicas *Non-Data-Aided* (NDA) foram propostas [25, 37, 38, 39]. O método mais abordado é o de *Viterbi & Viterbi* (V&V), que explora a simetria rotacional de uma constelação M-PSK. Na Figura 4.3 é ilustrado um diagrama deste algoritmo, que no caso de uma constelação QPSK recorre a uma não linearidade de quarta ordem para remover a fase proveniente da modulação. Seguidamente é calculado o argumento dos símbolos resultantes da não linearidade e após divisão por quatro obtém-se uma estimativa do PN. O método pode ser descrito matematicamente da seguinte forma,

$$\begin{aligned} \varphi(k) &= \frac{\angle(y(k)^4)}{4} = \frac{\angle(x(k)^4 \cdot e^{j4\theta_n(k)} + m(k))}{4} \\ &= \frac{\angle(\rho \cdot e^{jn2\pi} \cdot e^{j4\theta_n(k)} + m(k))}{4} \approx \theta_n(k) + n(k)', \end{aligned} \quad (4.2)$$

onde $\varphi(k)$ representa a estimativa do PN, ρ representa um fator de amplitude, e $m(k)$ é uma soma dos termos indesejados, resultantes da interação entre o sinal e o ruído AWG.

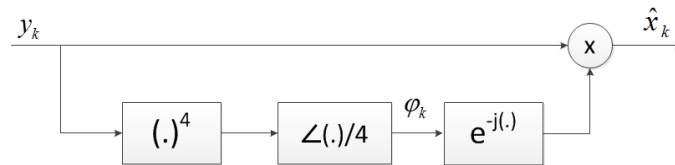


Figura 4.3: Diagrama de blocos do algoritmo V&V.

De notar que a estimativa do PN se encontra degradada pela componente de fase do AWGN (n'_k). Assim, para se precisar a medida, as componentes referidas devem ser isoladas [5]. Um método para reduzir o efeito do ruído aditivo na estimativa do PN consiste em efetuar uma média das N estimativas. Esta implementação é conhecida como *block-window filtering* uma vez que a sequência de dados a equalizar é processada em blocos de N amostras e filtrada. Assumindo que a fase da portadora é constante sobre um bloco de amostras, a variância do erro da estimativa do PN, devido ao ruído aditivo branco, é assim reduzida por um fator igual ao comprimento do bloco N . No entanto, o próprio processo de filtragem introduz erros na estimativa, dado que a fase da portadora na verdade não é constante devido à largura

de linha dos lasers finita. Este erro aumenta com o comprimento do bloco N . Assim, estas duas fontes de erro exigem uma solução de compromisso, encontrando-se a melhor solução dependente do peso de cada uma [5, 15, 40]. A Figura 4.4 ilustra a divisão da fase do sinal recebido no estimador em $\theta_n(k)$, a fase da portadora e $n(k)'$, a perturbação de fase induzida pelo AWGN.

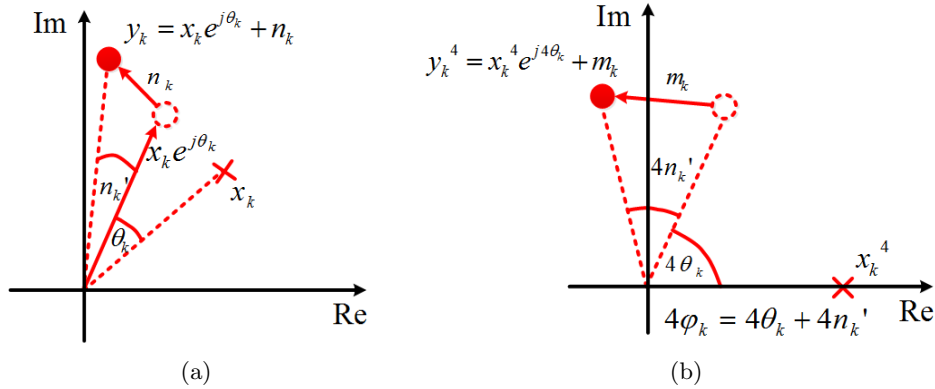


Figura 4.4: Modelo do sinal: a) à entrada do estimador e b) após ser elevado à quarta ordem. Adaptado de [25].

Pela análise da equação 4.2, constata-se que após a divisão do argumento por quatro o valor da estimativa encontra-se limitado à gama $]-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}[$, uma vez que o intervalo de medida da operação \angle se encontram na gama $]-\pi, \pi]$. Desta forma, o algoritmo apenas tolera rotações de fase de $\pm \frac{\pi}{4}$ em torno da referência de fase, o que se traduz na incapacidade de detetar transições entre zonas de decisão.

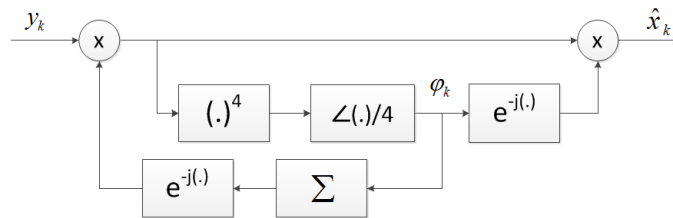


Figura 4.5: Diagrama de blocos do algoritmo V&V com realimentação.

A limitação do algoritmo de V&V anteriormente referida pode ser parcialmente resolvida através da introdução de uma linha de realimentação [5]. Nesta adaptação ao algoritmo o circuito estimador permanece inalterado, sendo apenas introduzida uma linha de *feedback* que realimenta o erro de fase acumulado. Assim, é possível tolerar desvios de fase de valor arbitrário, desde que o erro de fase entre dois símbolos consecutivos seja inferior a $\pm \frac{\pi}{4}$. Na Figura 4.5 encontra-se o diagrama representativo do algoritmo de V&V com realimentação.

4.3.2 Data-Aided

O desempenho do algoritmo de V&V é susceptível a erros inerentes ao processo de estimação, sendo a maior fonte de degradação representada pela ocorrência de CS. O uso de codificação diferencial permite combater este fenómeno, no entanto introduz penalidades no desempenho do recetor [41].

Para superar este problema, técnicas de CPR *Data-Aided* (DA) têm sido alvo de investigação [41, 42, 43, 44, 45], as quais fornecem um solução de compromisso entre tolerância aos CS e penalidade OSNR, ajustável através da definição do *overhead*. Uma possível abordagem a estas técnicas consiste na adição de símbolos piloto (PSA) que são intercalados no tempo com os símbolos a transmitir. Deste modo, como os símbolos piloto e a carga paga sofrem os mesmos efeitos ao longo da transmissão, os primeiros permitem determinar não só o PN, mas também o comportamento do canal [42]. Relativamente ao PN, a sua estimação com auxílio dos símbolos piloto (PSA) permite mitigar o problema da ocorrência de CS sem recorrer à codificação diferencial, uma vez que, como os símbolos pilotos são conhecidos à priori no recetor, fornecem uma referência absoluta de fase. Uma questão fundamental no desenho de tais sistemas consiste na seleção do ritmo a que os símbolos piloto são multiplexados com a sequência de dados, o qual depende da largura de linha da portadora e da relação sinal ruído (SNR). A taxa de pilotos deve ser mantida o mais baixa possível de modo a não ser adicionado demasiado *overhead*. No entanto, uma taxa de pilotos demasiado baixa pode não ser suficiente para seguir os desvios de fase da portadora, comprometendo assim o desempenho do estimador de fase [41, 42].

De modo a caracterizar-se a sequência de símbolos piloto, bem como a sua localização na sequência de informação transmitida, considera-se aqui que o sinal à entrada do estimador de fase é dado por (4.1). Sendo o ritmo de inserção de símbolos piloto M^{-1} , o que significa que é inserido um piloto depois de $M - 1$ símbolos da sequência de dados a transmitir, assume-se, sem perda de generalidade, que o i -ésimo símbolo piloto encontra-se no instante iM . Portanto, a sequência de símbolos piloto é uma sequência com um padrão de zeros dada por:

$$p(k) = \begin{cases} x(k), & k = iM \\ 0, & k \neq iM. \end{cases} \quad (4.3)$$

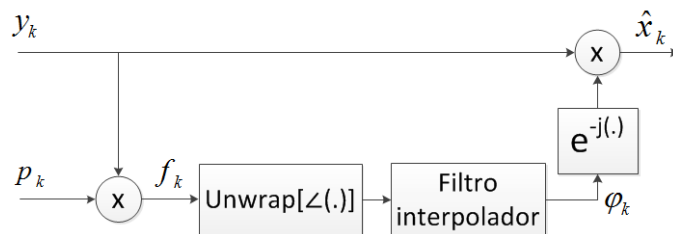


Figura 4.6: Diagrama de blocos do algoritmo de CPR PSA.

No que diz respeito ao processo de estimação de fase, a Figura 4.6 representa o diagrama do algoritmo sugerido em [41]. O processo baseia-se no facto do recetor conhecer a sequência de pilotos transmitida. Assim, multiplicando a sequência recebida $y(k)$ pelo complexo conjugado

da sequência de pilotos conhecida $p(k)$ é obtida uma outra sequência que se caracteriza por:

$$f(k) = \begin{cases} e^{\theta_n(k)} + m(k), & k = iM \\ 0, & k \neq iM, \end{cases} \quad (4.4)$$

onde $m(k)$ representa AWGN complexo estatisticamente equivalente a $n(k)$, e $\theta_n(k)$ o PN. Uma análise atenta da equação 4.4 permite constatar que esta abordagem apenas permite extrair informação do erro de fase presente nos símbolos pilotos. Portanto, de modo a ser produzida uma estimativa para cada um dos restantes símbolos, os argumentos da sequência $f(k)$ são filtrados por um filtro de interpolação sub-ótimo descrito em [46]. Após filtragem, a estimativa do erro de fase é dada por:

$$\varphi(k) = \sum_i \text{unwrap}[\angle(f(iM))]h(k - iM), \quad (4.5)$$

$$h(i) = \begin{cases} \frac{1}{MN^2}(MN - |i|), & |i| < NM \\ 0, & |i| \geq NM, \end{cases} \quad (4.6)$$

onde $h(i)$ é o filtro interpolador. Este filtro pode ser constituído por duas médias móveis em cascata, cada uma com duração NM amostras. Assim, o parâmetro N permite controlar a dimensão do filtro, e como tal o número de pilotos contabilizados na interpolação de uma estimativa. A Figura 4.7 apresenta a resposta impulsional do filtro de interpolação, para $M=32$, que permite observar de uma forma mais direta a resposta do filtro na variação do parâmetro N para 2, 4 e 6. Para um dado M , quanto maior o valor de N mais pilotos são tidos em conta na computação de uma estimativa, sendo esta situação vantajosa quando o ruído AWG é dominante. Já quando o PN é dominante, como o erro de fase varia mais rapidamente, a situação ideal passa por considerar apenas os pilotos mais próximos do símbolo para o qual se pretende obter a estimativa, e portanto N deve ser reduzido.

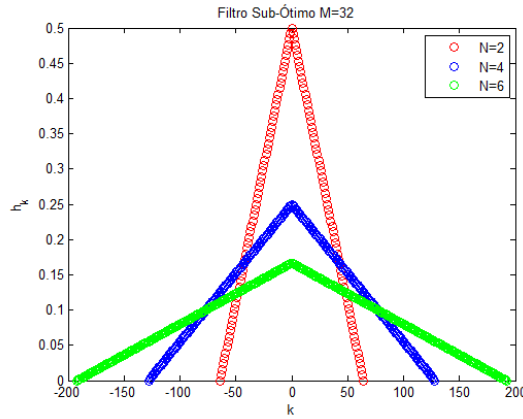


Figura 4.7: Resposta impulsional do filtro de interpolação para $M = 32$ e N variável.

4.4 Resultados da Simulação

Nesta secção são avaliados os desempenhos dos algoritmos de CPR previamente apresentados. Primeiramente é estudada a técnica NDA na ausência de ruído AWGN e aplicando rotações de fase constantes a uma constelação QPSK. De seguida, numa perspetiva mais realista, os algoritmos são testados na presença de AWGN e PN. Seguidamente, de modo a mitigar a ambiguidade de fase decorrente do processo de estimação é aplicada codificação diferencial (DQPSK) e os testes são repetidos. Por fim, na secção 4.4.2 é estudado o desempenho do algoritmo DA, ao qual se recorre para solucionar o problema dos CS evitando as penalidades da codificação diferencial. As simulações numéricas foram realizadas no simulador ótico OSIP, o qual é brevemente descrito no Apêndice A.

4.4.1 Técnicas *Non-Data-Aided*

A Figura 4.8 apresenta dois modelos implementados em ambiente de simulação dos algoritmos baseados em técnicas NDA. Comparando os diagramas com os apresentados nas Figuras 4.3 e 4.5 pode ser constatado que agora é feita uma pré-rotação do sinal de 45° antes de este ser elevado à quarta ordem. Tal rotação é justificada pelo facto de, no simulador utilizado (OSIP), os símbolos QPSK assumirem as fases: $\pi/4$, $3\pi/4$, $-\pi/4$ e $-3\pi/4$. Assim, para que a não linearidade de quarta ordem possa eliminar a fase proveniente da modulação QPSK, torna-se estritamente necessário esta pré rotação.

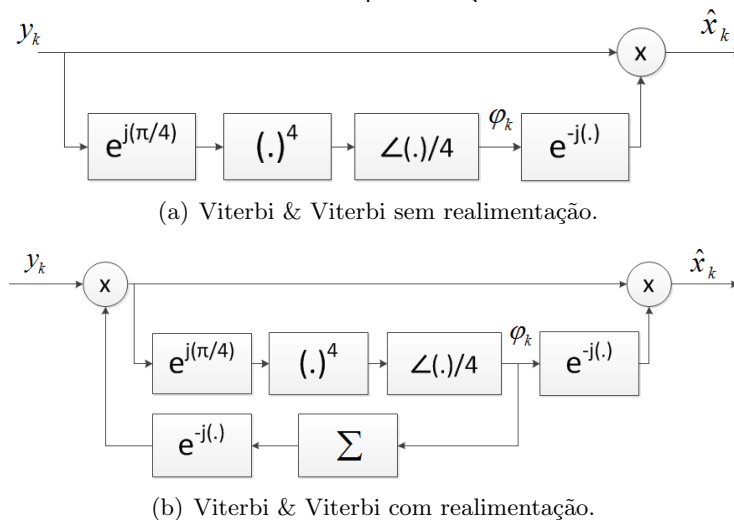


Figura 4.8: Modelos de implementação dos algoritmos de estimação e correção de fase.

Inicialmente foi testado o algoritmo elementar, sendo este o que não recorre à linha de realimentação (Figura 4.8(a)). Com o objetivo de validar o correto funcionamento do estimador de fase, foram introduzidas rotações de fase constantes em todos os símbolos. O modelo do sistema de transmissão considerado pode ser observado na Figura 4.9. O sinal binário a transmitir apresenta um comprimento de 2^{17} bits (PRBS) e simula um sinal modulante a 100 Gbit/s num modulador IQ utilizando formato QPSK. Já no canal de transmissão (Figura 4.9(b)) os símbolos sofrem uma rotação de fase constante, sendo seguidamente adquiridos no recetor coerente homodino (Figura 4.9(c)). No recetor é efetuado o batimento entre o sinal recebido e o LO num acoplador híbrido 90° 2 para 4, do qual resultam as componentes em fase e quadratura do sinal. Após amostragem, é selecionada apenas uma amostra por símbolo

(*Downsampling*) para processamento digitalmente no componente DSP, onde o algoritmo de CPR se encontra implementado. Por fim, as amostras processadas são decodificadas e é efetuada uma medida do desempenho do sistema através da contagem do número de erros de bit (BER). De notar que os filtros passa baixo do transmissor e do recetor foram considerados retangulares, com frequência de corte igual à taxa de símbolos (50 GHz).

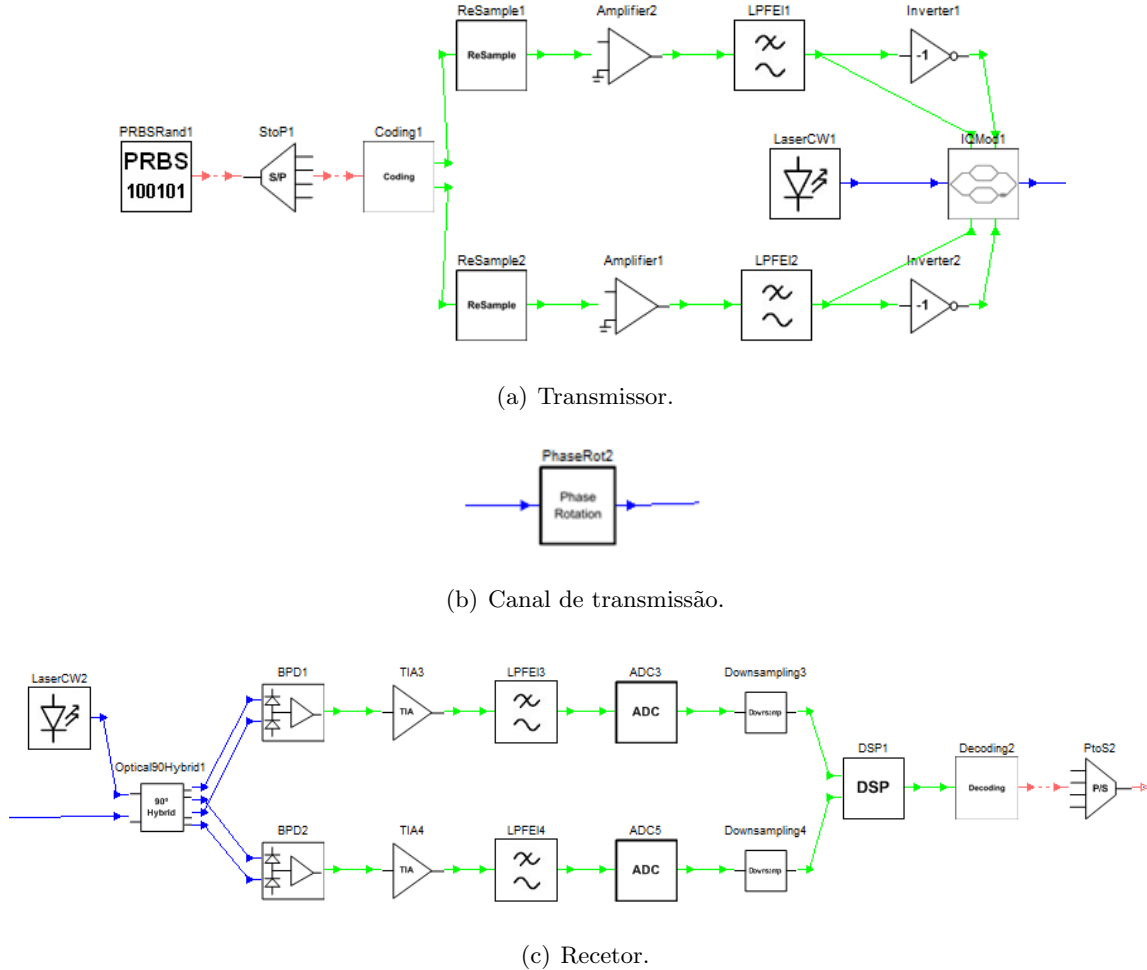


Figura 4.9: Modelo do sistema de transmissão implementado no OSIP para teste dos algoritmos de CPR.

Foram realizadas rotações de fase de $\pm 30^\circ$, 45° e 60° , podendo os resultados obtidos ser observados na Figura 4.10. Nesta encontram-se representadas as constelações para as várias rotações de fase à entrada e à saída do bloco DSP, ou seja, antes e depois da estimação e correção do erro de fase. Uma vez que após correção os símbolos assumem sempre fases discretas, uma simples análise das constelações não permite detetar a ocorrência de rotações de símbolos para outros quadrantes que não o seu original. Como tal, na Tabela 4.1 são apresentadas as medidas de BER obtidas para cada um dos testes realizados.

É possível observar que nos dois primeiros casos (Figura 4.10(a) e 4.10(b)) a constelação é corretamente recuperada e a BER é nula. Já no terceiro caso (Figura 4.10(c)) é obtida uma BER de 0.25. Nesta situação, como é aplicada uma rotação de 45° , os símbolos são deslocados para o limiar de decisão entre dois quadrantes. Portanto, aproximadamente metade dos

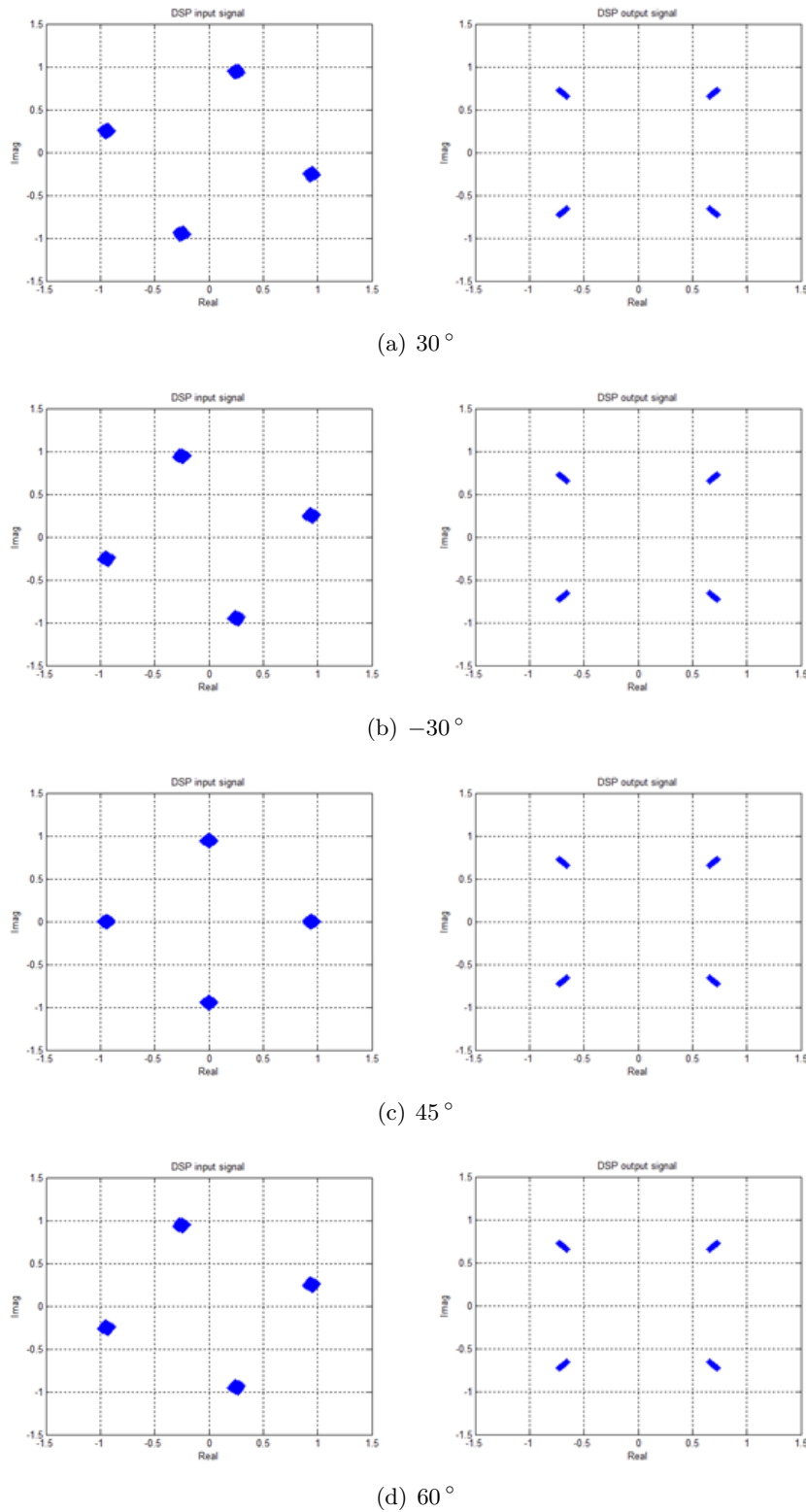


Figura 4.10: Resultados obtidos para várias rotações da constelação. À esquerda: constelações à entrada do recuperador de fase. À direita: constelações à saída do recuperador de fase.

Tabela 4.1: Rotação da constelação vs BER.

Ângulo de rotação	BER obtida
30°	0
-30°	0
45°	0.25
60°	0.5

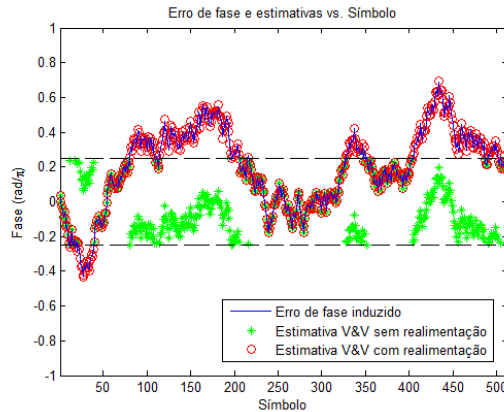
símbolos são corrigidos para o seu quadrante original, sendo a outra metade deslocada para o quadrante adjacente. O acontecimento anterior, em conjunto com o facto de ser aplicada codificação de Gray, justificam a BER obtida. Já quando os símbolos sofrem uma rotação de 60°, todos são deslocados para os quadrantes vizinhos, e como tal o processo de estimação perde o quadrante de referência cometendo erros. Os dois últimos casos (Figura 4.10(c) e 4.10(d)), permitem constatar a limitação do algoritmo referida na secção 4.3.1. Observa-se que uma vez que o ângulo de rotação excede o limiar de 45°, ocorrem CS, sendo os símbolos rodados erradamente para os quadrantes vizinhos. Este fenómeno conduz a um aumento abrupto da BER. Para o algoritmo que recorre a uma linha de realimentação foram realizados os mesmos testes, tendo sido obtidos iguais resultados, uma vez que, no cenário em questão (rotação constante em todos os símbolos), o facto de se poder fazer o *tracking* do erro de fase não apresenta vantagens.

Para testar as potencialidades do algoritmo Viterbi & Viterbi com realimentação, este foi submetido a um novo cenário de teste. Foram provocadas rotações de fase variáveis no tempo, em que os saltos do erro de fase entre símbolos vizinhos se encontram contidos no intervalo de $]-\pi/4, +\pi/4]$. A rotação de fase aplicada aos primeiros 512 símbolos, bem como as constelações à entrada e à saída da DSP podem ser observadas na Figura 4.11. Nesta, verifica-se que o algoritmo com realimentação é capaz de estimar corretamente o erro de fase e acompanhar as suas variações, uma vez que a constelação foi recuperada com sucesso, e não foram obtidos erros de bit. Já no caso do algoritmo sem realimentação, uma vez que este computa o erro de fase absoluto em cada amostra, quando a rotação de fase é, em módulo, superior a $\pi/4$, o algoritmo sem realimentação perde o seu quadrante de referência provocando erros na estimação.

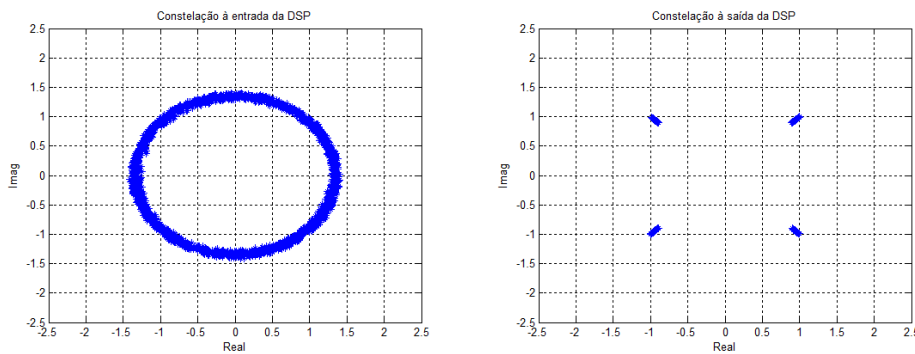
Na secção 2.5 foi mostrado que a variância do erro de fase da portadora é tanto maior quanto maior for a largura de linha do laser, e que o PN apresenta uma característica cumulativa. Deste modo, como o modelo com realimentação se apresenta melhor preparado para acomodar maiores variações absolutas do erro de fase, este sugere um melhor comportamento quando os lasers apresentam larguras de linha superiores. Na secção seguinte são apresentados testes que visam estimar o desempenho dos algoritmos em função da largura de linha dos lasers, bem como na presença de ruído AWG.

Análise de desempenho na presença de ruído branco e modulação QPSK

Para além da dependência do desempenho dos algoritmos CPR com a largura de linha do laser, a qual condiciona a variação instantânea de fase da portadora, o ruído branco desempenha também um papel importante no comportamento dos algoritmos em análise. Como referido em 4.3.1, quando o erro de fase de um símbolo individual é obtido, uma fração



(a)



(b)

Figura 4.11: a) Erro de fase aplicado aos primeiros 512 símbolos e respetiva estimativa. b) Constelação à entrada e saída do recuperador de fase V&V com realimentação.

desse erro é causada pelo PN. No entanto existe uma componente resultante do ruído AWG. Deste modo, para se obter uma correta estimativa do erro de fase causado pelo laser, as duas componentes devem ser isoladas. Tal pode ser concretizado recorrendo a paralelização e filtragem sobre blocos de N símbolos, como mencionado na secção 4.3.1

Os modelos de implementação dos algoritmos apresentados anteriormente (Figura 4.8) são aqui modificados de forma a suportarem paralelização. Na Figura 4.12 pode ser observado que agora os dados a processar entram no estimador em blocos de N símbolos. Os N símbolos pertencentes a um mesmo bloco são compensados com a mesma estimativa de erro, sendo esse fator de correção dado pela média das N estimativas de um bloco. No caso do algoritmo com realimentação (Figura 4.12(b)), o valor médio das estimativas acumulado é também utilizado para efetuar uma pré-compensação dos símbolos do bloco seguinte.

Com a finalidade de testar o desempenho dos algoritmos na presença de AWGN dois cenários foram analisados. Inicialmente fez-se variar a potência do ruído e mediu-se a BER para vários graus de paralelização (N). Neste primeiro ensaio os lasers do transmissor e do recetor foram considerados ideais, e como tal não foi adicionado PN. O sinal binário a transmitir apresenta um comprimento de 2^{17} bits (PRBS) e simula um sinal modulante a 100 Gbit/s num modulador IQ, utilizando formato QPSK. O modelo do transmissor e do recetor

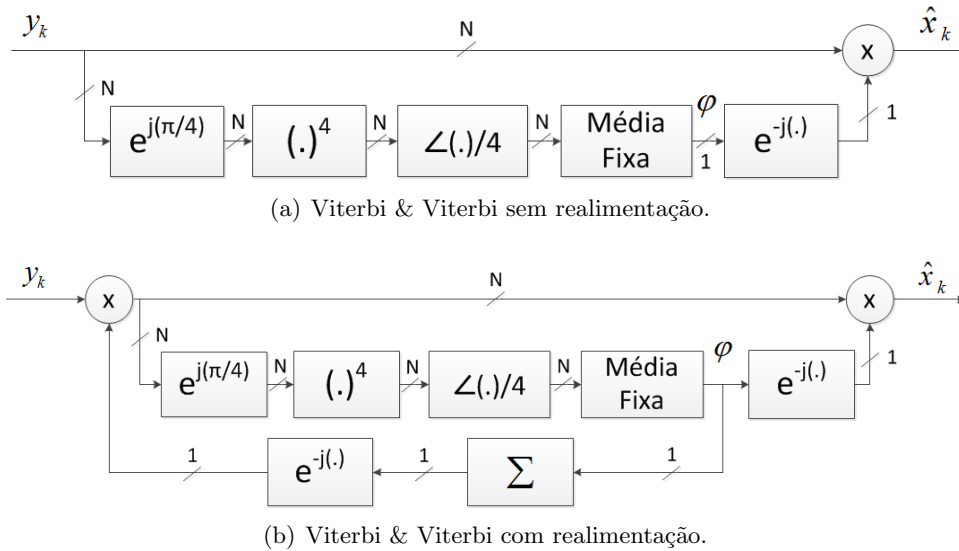


Figura 4.12: Modelos de implementação dos algoritmos de CPR recorrendo a paralelização.

utilizado são os mesmos que os utilizadas na secção anterior, sendo que a única diferença reside na inclusão do bloco DSNR (*Digital signal to noise ratio*) antes do bloco DSP, que tem como função controlar a potência do ruído AWG adicionado. As simulações foram realizadas em *back-to-back* para diversos graus de paralelização, podendo os resultados ser observados na Figura 4.13.

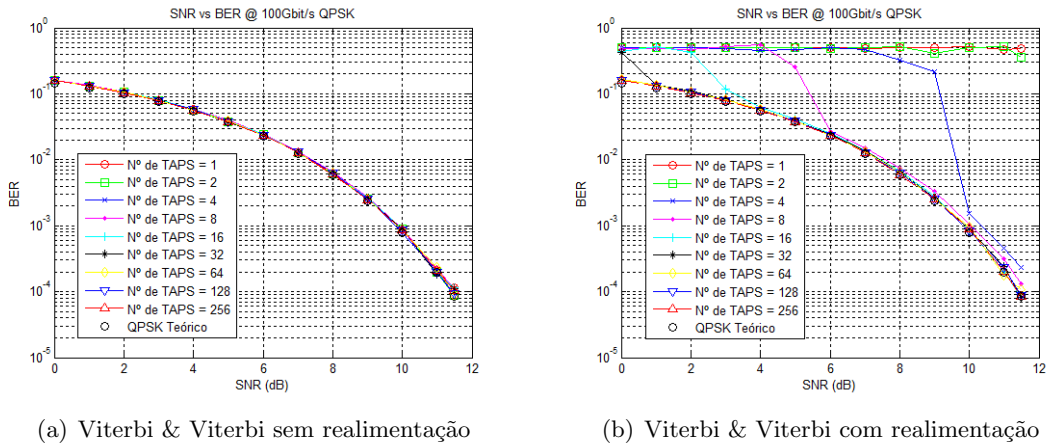


Figura 4.13: SNR vs. BER para vários graus de paralelização.

Na Figura 4.13(a) constata-se que os resultados obtidos coincidem com o limite teórico QPSK, independentemente do valor do grau de paralelização, o que é justificado pela ausência de PN. Por outro lado, na Figura 4.13(b), referente ao algoritmo com realimentação, pode ser observado que para cada grau de paralelização, o algoritmo apresenta um valor de SNR abaixo do qual diverge, aumentado abruptamente o valor da BER. É ainda possível constatar que quanto menor o grau de paralelização, menor a robustez do algoritmo a valores baixos de SNR. Nos casos em que são processadas menos amostras em paralelo o ruído branco não é eliminado

de forma eficiente da estimativa, e como tal tem uma elevada influência prejudicial na linha de realimentação, provocando erros na pré-compensação das amostras. Este fenómeno conduz à ocorrência de CS, o que provoca a perda de referência de fase. Este efeito é analisado em detalhe na secção seguinte, "Saltos de Fase"

No segundo teste, para uma SNR constante de 10 dB, fez-se variar a largura de linha do laser do recetor e o número de amostras processadas em paralelo, e procedeu-se à medição da BER. De notar que apenas foi variada a largura de linha do laser no recetor, no entanto o seu valor representa a soma das larguras de linha dos dois lasers envolvidos no processo de transmissão e receção. O teste teve como objetivo determinar a largura de linha máxima tolerada pelo algoritmo para uma BER de 10^{-3} . As simulações foram realizadas nos mesmos moldes das anteriores e os resultados podem ser consultados na Figura 4.14. De salientar que na figura referida a largura de linha encontra-se normalizada à taxa de símbolos (50 Gbaud).

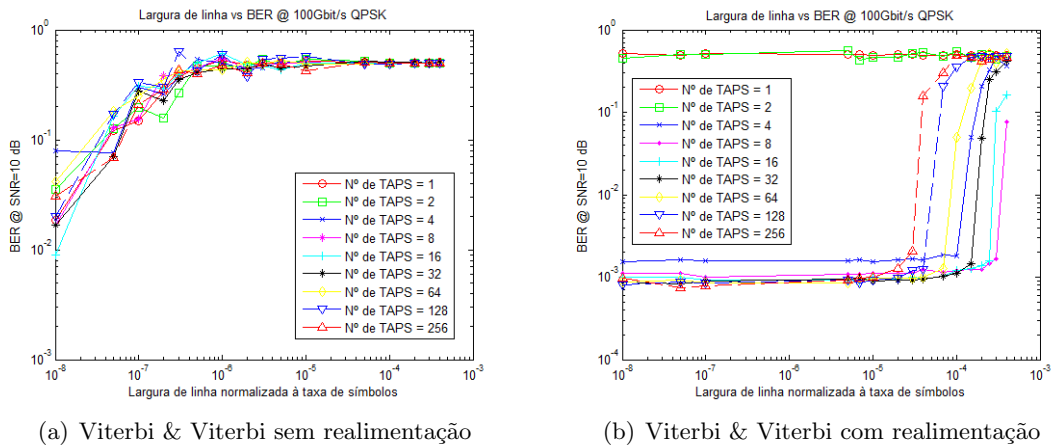


Figura 4.14: Largura de linha vs. BER.

Uma primeira análise comparativa entre as duas figuras permite constatar que, na sua generalidade, a vertente do algoritmo com realimentação permite tolerar larguras de linha superiores, tal como esperado. Pode ainda ser concluído da análise da Figura 4.14(b) que, para a SNR considerada, o filtro que faculta ao algoritmo com realimentação uma maior tolerância ao PN é o filtro de 16 taps. Este permite obter uma BER de 10^{-3} até larguras de linha de aproximadamente 10 MHz. Já no algoritmo sem realimentação (Figura 4.14(a)), a variação do grau de paralelização não transporta variações significativas em termos de largura da linha tolerada. Quando este algoritmo é aplicado, mesmo recorrendo a lasers com larguras de linha muito reduzidas, após algum tempo de transmissão o PN provoca saltos de fase, e todos os símbolos seguintes a esta ocorrência passam a ser detetados erradamente. Uma vez que a largura de linha típica dos lasers atuais se situa na gama de 100 KHz a 10 MHz [12, 39], o algoritmo sem realimentação não se apresenta como uma boa solução para anular os efeitos do PN em qualquer cenário realístico. Como referido anteriormente, neste segundo teste estamos na presença de AWGN (SNR=10 dB) e PN. Assim, aumentando o tamanho do filtro, o algoritmo elimina de forma mais eficaz a influência do ruído branco da estimativa. No entanto perde precisão no acompanhamento da evolução do PN. É importante salientar a existência de um compromisso na seleção do filtro/grau de paralelização, o qual deve ser ajustado de acordo com as características de cada sistema individual. Quando o

ruído dominante é aquele do tipo AWGN, são obtidos melhores resultados aplicando filtros de maiores dimensões. Por outro lado, quando o PN predomina, filtros de grandes dimensões deixam de ser os que produzem melhores resultados e passa a ser vantajoso aplicar filtros mais curtos, os quais permitem acompanhar com maior precisão as variações de fase da portadora.

Contudo, deve ser notado que o algoritmo com realimentação pode apresentar problemas de implementação devido ao atraso provocado na realimentação. Caso este seja elevado o desempenho do compensador pode vir reduzido [5]. Além disso, a implementação dos algoritmos em *hardware* digital pode mesmo forçar o recurso a processamento paralelizado, dadas as velocidades máximas de operação dos circuitos digitais.

Saltos de Fase

Na secção anterior, verificou-se que tanto o PN como erros cometidos na sua estimação podem causar a ocorrência de CS. Estes têm um efeito catastrófico no desempenho do sistema uma vez que todos os símbolos após a sua ocorrência são detetados erradamente. Tipicamente, quando é detetada a ocorrência de um número elevado de erros consecutivos o recetor é reiniciado. No entanto, a perda de sinal durante o espaço de tempo necessário ao seu restabelecimento pode não ser aceitável [47]. Adicionalmente, mesmo os códigos FEC mais avançados apresentam uma tolerância limitada à ocorrência de erros em rajada.

Assim, a avaliação da probabilidade de ocorrência de CS num sistema ótico coerente é crucial no desenho destes sistemas. De modo a se determinar a probabilidade referida para um sinal QPSK recorreu-se ao método descrito em [47]. Neste método, baseado em simulações de Monte Carlo, é contabilizado um CS sempre que ocorrem pelo menos 11 erros de símbolo consecutivos. Já a recuperação de um CS é determinada pela receção correta de pelo menos 10 símbolos consecutivos. A probabilidade de CS em função da largura de linha do laser para diversos graus de paralelização do algoritmo V&V com realimentação pode ser observada na Figura 4.15. Uma vez que as simulações necessárias para possibilitar a medição de probabilidades abaixo de 10^{-5} se tornariam demasiado extensas, na figura podem ainda ser observadas linhas tendenciais, as quais são derivadas de [47].

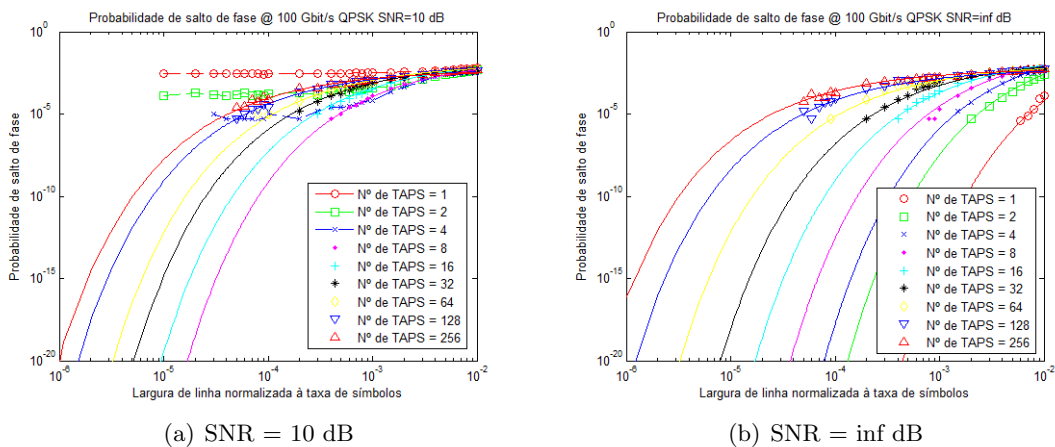


Figura 4.15: Probabilidade de ocorrência de saltos de fase (V & V com realimentação).

De acordo com [47], a probabilidade de CS não deve ser superior a 10^{-18} . Assim, uma primeira análise à Figura 4.15(a) permite concluir que para uma SNR de 10 dB o filtro com

8 taps é aquele que fornece maior tolerância aos CS. Quando não é aplicado paralelismo, ou mesmo quando o grau deste é baixo, constata-se ainda a existência de um limite inferior da probabilidade para larguras de linha baixas. Tal deve-se à forte presença de ruído na linha de realimentação do estimador, resultante de uma filtragem não eficaz do ruído branco, a qual provoca uma pré compensação imperfeita. Esta afirmação é corroborada pelos resultados apresentados na Figura 4.15(b) (SNR infinita (dB)), nos quais é possível detetar o desaparecimento desse limite inferior da probabilidade de ocorrência de CS para larguras de linha baixas. Uma análise atenta às Figuras 4.14(b) e 4.15(a) permite ainda afirmar que a condição de manter a probabilidade de ocorrência de CS suficientemente baixa é mais restrigente, no que diz respeito à largura de linha dos lasers, do que a condição de manter a BER menor do que 10^{-3} . A largura de linha tolerada para a primeira condição vem reduzida em cerca de uma ordem de grandeza relativamente à segunda.

Devido à complicada interação entre o ruído e as não linearidades do algoritmo (4.2), bem como da presença de filtragem, torna-se difícil a definição de uma expressão teórica precisa que forneça a probabilidade de ocorrência de CS quando é aplicado o mecanismo de CPR V&V [48]. No entanto, seguidamente é derivada uma expressão que procura fornecer um limite inferior para esta probabilidade. Deste modo, é assumido que os erros de fase presentes nos símbolos recebido são unicamente resultantes do PN e que não é aplicado paralelismo na igualização das amostras. Assim, e tendo em conta a caracterização do PN apresentada na secção 2.5, a variação instantânea de fase produzida pelo PN é dada por v_m . Uma vez que esta é uma variável Gaussiana aleatória independente e identicamente distribuída com média nula e variância $\Delta\sigma^2 = 2\pi\Delta\nu T$, a sua função densidade de probabilidade é dada por [49]:

$$\begin{aligned} p(x) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot e^{-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \end{aligned} \quad (4.7)$$

onde m_x é a média e σ^2 a variância da variável aleatória. A função de distribuição cumulativa de ν_m é portanto dada por [49]:

$$\begin{aligned} F(x) &= \int_{-\infty}^x p(u) du \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{x}{\sqrt{2}\sigma} \right), \end{aligned} \quad (4.8)$$

em que erf é a função de erro definida como $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$.

Segundo o método de contagem de CS descrito acima, para que ocorra um CS é necessário que o PN seja tal que desloque o símbolo para fora do seu quadrante de origem e que os seguintes 10 erros de fase não voltem a transladar os símbolos para o seu quadrante original. É também importante considerar a necessidade de que ao fim dos 11 símbolos errados, o erro de fase volte a ser tal que permita aos símbolos retornarem ao quadrante de origem e aí se mantenham pelo menos 10 símbolos consecutivos. Assim, considerando que a variância é tal que a probabilidade da variação instantânea de fase se situar no intervalo $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ é

aproximadamente 1, tem-se:

$$\begin{aligned}
 P_{cs} &= P_{\text{sair do quadrante}} \cdot P_{\text{manter fora do quadrante}}^{10} \cdot P_{\text{voltar ao quadrante}} \cdot P_{\text{manter quadrante}}^9 \\
 &= P\left(\Delta\theta_n(k) > \frac{\pi}{4}\right) \cdot \prod_{i=1}^{10} P\left(|\Delta\theta_n(k+i)| < \frac{\pi}{4}\right) \cdot P\left(\Delta\theta_n(k+11) < -\frac{\pi}{4}\right) \cdot \\
 &\quad \prod_{i=1}^9 P\left(|\Delta\theta_n(k+11+i)| < \frac{\pi}{4}\right) + P\left(\Delta\theta_n(k) < -\frac{\pi}{4}\right) \cdot \prod_{i=1}^{10} P\left(|\Delta\theta_n(k+i)| < \frac{\pi}{4}\right) \cdot \\
 &\quad P\left(\Delta\theta_n(k+11) > \frac{\pi}{4}\right) \cdot \prod_{i=1}^9 P\left(|\Delta\theta_n(k+11+i)| < \frac{\pi}{4}\right). \tag{4.9}
 \end{aligned}$$

De acordo com (4.8) tem-se ainda:

$$P(\Delta\theta_n < x) = F(x), \tag{4.10}$$

$$P(\Delta\theta_n > x) = 1 - F(x) = P(\Delta\theta_n < -x), \tag{4.11}$$

$$\begin{aligned}
 P(|\Delta\theta_n| < x) &= P(\Delta\theta_n < x) - P(\Delta\theta_n < -x) \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{2}\sigma}\right) - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{-x}{\sqrt{2}\sigma}\right), \tag{4.12}
 \end{aligned}$$

assim, (4.9) pode ser reduzida a:

$$P_{cs} = 2P\left(\Delta\theta_n > \frac{\pi}{4}\right)^2 P\left(|\Delta\theta_n| < \frac{\pi}{4}\right)^{19}. \tag{4.13}$$

Por fim, o limite inferior para a probabilidade de CS é dado por:

$$P_{cs} = 2 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{-\pi}{4\sqrt{2}\sigma}\right) \right]^2 \cdot \left[\frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{\pi}{4\sqrt{2}\sigma}\right) - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{-\pi}{4\sqrt{2}\sigma}\right) \right]^{19}. \tag{4.14}$$

Na Figura 4.16 pode ser observada a curva teórica da probabilidade de CS (equação 4.14), bem como os resultados obtidos na simulação numérica aplicando o algoritmo de CPR V&V com realimentação. De notar que, de forma a validar a expressão obtida, na simulação numérica não foi adicionado ruído branco às amostras e também não se recorreu a paralelismo no processamento das mesmas.

As diferenças observadas entre a aproximação teórica e os resultados obtidos na simulação numérica têm origem nas aproximações efetuadas na dedução da expressão 4.14. Estas aproximações são de seguida expostas tendo por base a Figura 4.17, na qual se encontram representados os quadrantes onde um determinado símbolo é detetado erradamente, assumindo que o seu quadrante de origem é o quadrante 1. Nomeadamente, considerou-se que os símbolos apenas são transladados para os quadrantes vizinhos ao de origem (quadrantes 2 e 4), o que para larguras de linha superiores, devido à maior variância do PN, pode não se verificar. Daí o maior afastamento constatado entre as curvas para larguras de linha normalizadas superiores a $4 \cdot 10^{-2}$. Ainda no seguimento da suposição que os símbolos apenas podem ser deslocados

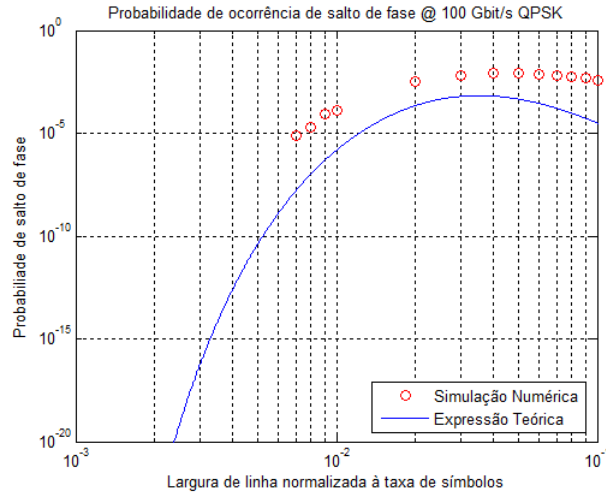


Figura 4.16: Limite inferior da probabilidade de ocorrência de CS (SNR = inf (dB)).

para um dos dois quadrantes adjacentes ao original, considerou-se que quando um símbolo se encontra em erro, a probabilidade de os seguintes também estarem errados é dada pela probabilidade do salto de fase instantâneo os manter no mesmo quadrante errado (quadrante 2 ou 4). No entanto, esta suposição não é totalmente válida uma vez que os símbolos podem manter o erro deslocando-se para o quadrante vizinho que não o original (quadrante 3), tornando assim mais difícil a recuperação de um CS. Este cenário não foi considerado uma vez que tornaria bastante complexa a derivação da expressão 4.14, devido às múltiplas variantes que daí seriam geradas para a ocorrência de erros bem como de recuperação dos mesmos. Ainda assim, a expressão 4.14 apresenta-se como uma boa aproximação inicial para o limite inferior da probabilidade de ocorrência de CS.

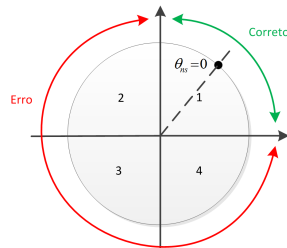


Figura 4.17: Ilustração das zonas de decisão.

Nesta secção observou-se que os saltos de fase podem reduzir drasticamente o desempenho dos sistemas óticos coerentes, e como tal os seus efeitos devem ser mitigados ou mesmo anulados.

Análise de desempenho na presença de ruído branco e modulação DQPSK

Uma primeira abordagem para combater o problema dos saltos de fase consiste na adoção de codificação diferencial. Esta codificação permite evitar a propagação de erros provocada por um CS, dado que a referência de fase em vez de ser absoluta, é agora o valor de fase do símbolo anterior. Geralmente é aplicada no recetor descodificação diferencial lógica, também conhecida como descodificação diferencial coerente, a qual se distingue pelo facto de a descodificação diferencial ser aplicada aos bits, ou seja, após decisão. Assim, esta vertente de descodificação duplica o número de erros de bit face ao valor teórico de um sinal QPSK, uma vez que aqui um erro na deteção de um símbolo vai produzir duas descodificações erradas [47]. Por outro lado, a deteção diferencial (pré-decisão) de um sinal DQPSK incorre em perdas adicionais, uma vez que é usada uma referência com algum ruído (símbolo anterior) como base para decisão do símbolo atual [50]. Na Figura 4.18 encontram-se representadas as BER em função da SNR para modulação QPSK e DQPSK, bem como as penalidades induzidas face ao limite teórico QPSK para uma BER de 10^{-3} . O cálculo teórico das taxas de erro pode ser encontrado no Apêndice B.

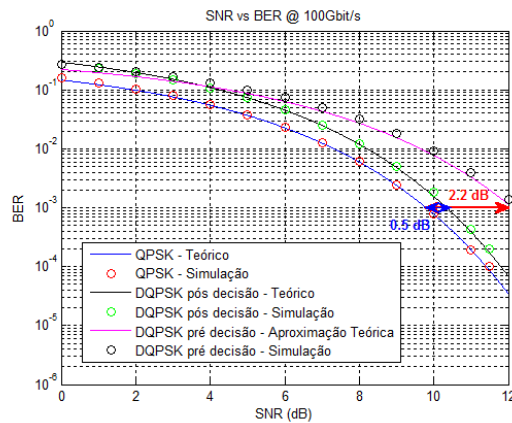


Figura 4.18: BER vs. SNR para modulação QPSK e DQPSK.

Visando analisar o desempenho dos algoritmos NDA estudados na presença de ruído branco quando modulação DQPSK é aplicada, estes foram submetidos aos cenários de teste abordados na secção "Análise de desempenho na presença de ruído branco e modulação QPSK". Recorreu-se ao modelo do transmissor e recetor aí apresentados, cujas representações gráficas podem ser consultadas na Figura 4.9. Aqui, foi também acrescentado ao recetor o componente DSNR imediatamente antes do bloco DSP, com o objetivo de controlar a potência do ruído AWG introduzido.

Uma vez que versão mais recente do OSIP não permite realizar modulação diferencial, esta funcionalidade foi acrescentada ao simulador. Foram adicionados ao bloco de codificação *Coding* os formatos de modulação DQPSK e DBPSK, e ao bloco de descodificação *Decoding* (após decisão) a capacidade de os descodificar A. De notar portanto que, nesta secção, é aplicada descodificação diferencial lógica, ou seja, descodificação diferencial pós-decisão.

Na Figura 4.19 podem ser analisados os resultados obtidos para o primeiro cenário de teste. Neste teste, para larguras de linha dos lasers do transmissor e recetor nulas, mediu-se a BER em função da SNR para vários graus de paralelização (N). Pela análise da figura é possível constatar a existência da penalidade introduzida pela codificação diferencial referida

anteriormente. Mais concretamente, a modulação DQPSK introduz uma penalidade de aproximadamente 0.5 dB para uma BER de 10^{-3} face à modulação QPSK. Ainda na mesma figura, e tal como constatado em "Análise de desempenho na presença de ruído branco e modulação QPSK", observa-se que os resultados obtidos para o algoritmo V&V sem realimentação coincidem com o limite teórico do formato de modulação utilizado, independentemente do grau de paralelização. Por outro lado, quanto maior a dimensão do filtro/grau de paralelização melhor o desempenho do algoritmo com realimentação, conduzindo a menores penalidades face ao limite teórico da modulação DQPSK. A justificação é a mesma que a apresentada na secção 4.4.1, ou seja, devido às suas características estatísticas, a componente do AWGN presente na estimativa do erro de fase é eliminada de forma mais eficaz por filtros de maiores dimensões. Pode ainda ser observado que, ao contrário do que acontece quando é aplicada modulação QPSK (Figura 4.13), o algoritmo com realimentação não destabiliza para SNRs mais baixas. Uma vez que essa destabilização é provocada pela perda de referência induzida por uma forte presença de ruído na linha de realimentação, o facto de aqui ser utilizada codificação diferencial, permite atenuar esse efeito.

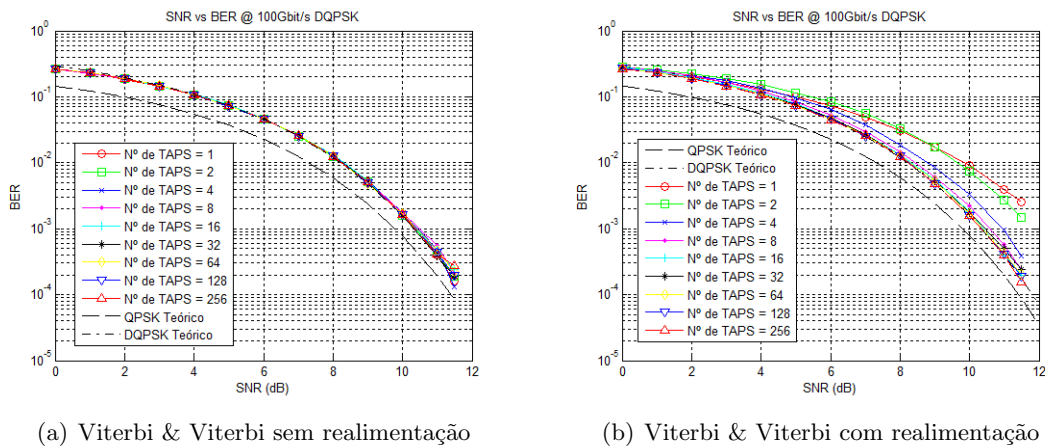


Figura 4.19: SNR vs. BER, para vários graus de paralelização.

Seguidamente é analisado o segundo cenário, com o qual se pretende estudar a tolerância dos algoritmos à largura de linha dos lasers. Para tal, a SNR nas simulações foi considerada constante e a largura de linha foi variada no intervalo de 500 Hz a 500 MHz. Os testes foram realizados para uma SNR=10.5 dB, podendo os resultados obtidos ser consultados na Figura 4.20. Os resultados da Figura 4.20 permitem inferir novamente a existência de maior tolerância à largura de linha por parte do algoritmo V&V com realimentação. O melhor desempenho deste algoritmo é também obtido quando 16 amostras são processadas em paralelo, tolerando larguras de linha até aproximadamente 10 MHz. De notar que ao contrário do observado quando o formato de modulação QPSK é aplicado (Figura 4.14(b)), a BER para larguras de linha superiores a 10 MHz experimenta um aumento gradual, o qual resulta da capacidade da codificação diferencial anular os efeitos dos CSs. Já no caso do algoritmo sem realimentação, a gama de larguras de linha toleradas é bastante mais estrita, sendo o valor máximo tolerado de aproximadamente 5 KHz. De notar que a presença de codificação diferencial permite obter ligeiras melhorias no desempenho deste algoritmo face aos resultados obtidos para codificação QPSK.

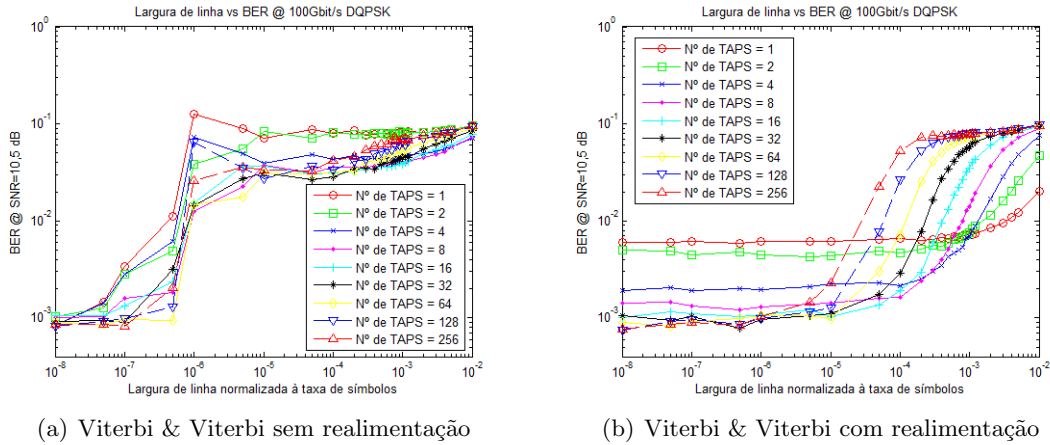


Figura 4.20: Largura de linha do laser vs. BER (SNR=10.5dB, DQPSK).

4.4.2 Técnicas *Data-Aided*

Visando o estudo da técnica para CPR DA apresentada na secção 4.4.2, apenas o modelo do transmissor desenhado no OSIP sofreu alteração face ao utilizado nas simulações numéricas anteriores. A diferença reside na inclusão do bloco *Pilot Symbols*, como pode ser constatado na Figura 4.21. Este bloco, que permite definir a posição dos símbolos piloto na sequência de dados a transmitir, foi adicionado à biblioteca do OSIP, podendo a sua descrição mais pormenorizada ser encontrada no Apêndice A.

No transmissor é sinal binário a transmitir apresenta um comprimento de 2^{17} bits (PRBS) e simula um sinal modulante a 100 Gbit/s, utilizando formato QPSK. Após o mapeamento, alguns dos símbolos são definidos como símbolos piloto, e o sinal é modulado por um modulador IQ. No recetor é efetuado o batimento entre o sinal ótico recebido e o LO num acoplador híbrido de 90° 2 para 4, do qual resultam as componentes em fase e em quadratura do sinal. Após amostragem é selecionada apenas uma amostra por símbolo (*Downsampling*), sendo estas de seguida processadas digitalmente no componente DSP, onde o algoritmo de CPR PSA se encontra implementado. Por fim, após processamento das amostras e remoção dos símbolos pilotos da sequência recebida, os dados são decodificados e é efetuada uma medida do desempenho do sistema através da BER. De notar que as simulações numéricas foram realizadas em *back-to-back*.

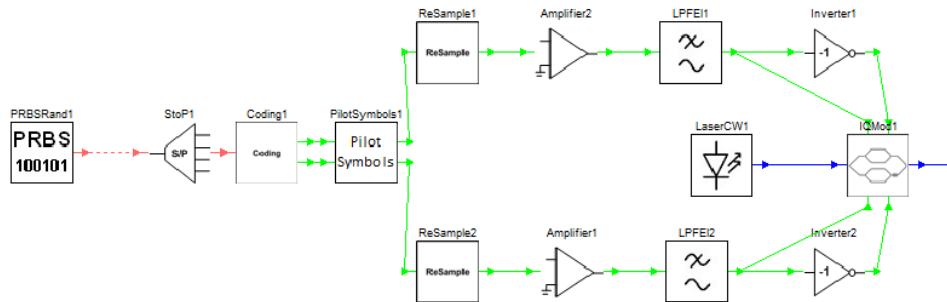


Figura 4.21: Modelo do transmissor implementado no OSIP para teste do algoritmo PSA.

Dois cenários foram analisados, com a finalidade de testar o desempenho do algoritmo PSA. Inicialmente, fez-se variar a potência do AWGN e mediu-se a BER para vários valores de taxas de pilotos (M^{-1}) e do parâmetro do filtro sub-ótimo N . Neste primeiro ensaio, os lasers do transmissor e do recetor foram considerados ideais, como tal não foi adicionado PN. Os resultados das simulações numéricas podem ser observados na Figura 4.22, na qual se encontra representada a BER em função da SNR para N constante e M variável. Observa-se que as curvas da BER são aproximadamente iguais para um mesmo N , independentemente de M . Tal deve-se ao facto de nesta situação o número de pilotos utilizados para efetuar uma estimativa ser constante. Este é constante pois variando M (para N constante) varia também a dimensão do filtro, no entanto, a distância entre pilotos é alterada na mesma proporção. Assim, o filtro alcança sempre o mesmo número de pilotos. Efetuando agora uma análise comparativa entre os gráficos para $N = 2$, $N = 4$ e $N = 6$ (Figura 4.22) constata-se que quanto maior o valor de N mais a BER se aproxima do limite teórico de um sinal QPSK. A justificação prende-se com o facto de que para N maior mais pilotos são tidos em conta numa estimativa, logo o AWGN presente no sinal é eliminado de forma mais eficiente. Mais concretamente, são considerados 3, 5 e 11 pilotos para calcular uma estimativa nos casos de $N = 2$, $N = 4$ e $N = 6$, respetivamente.

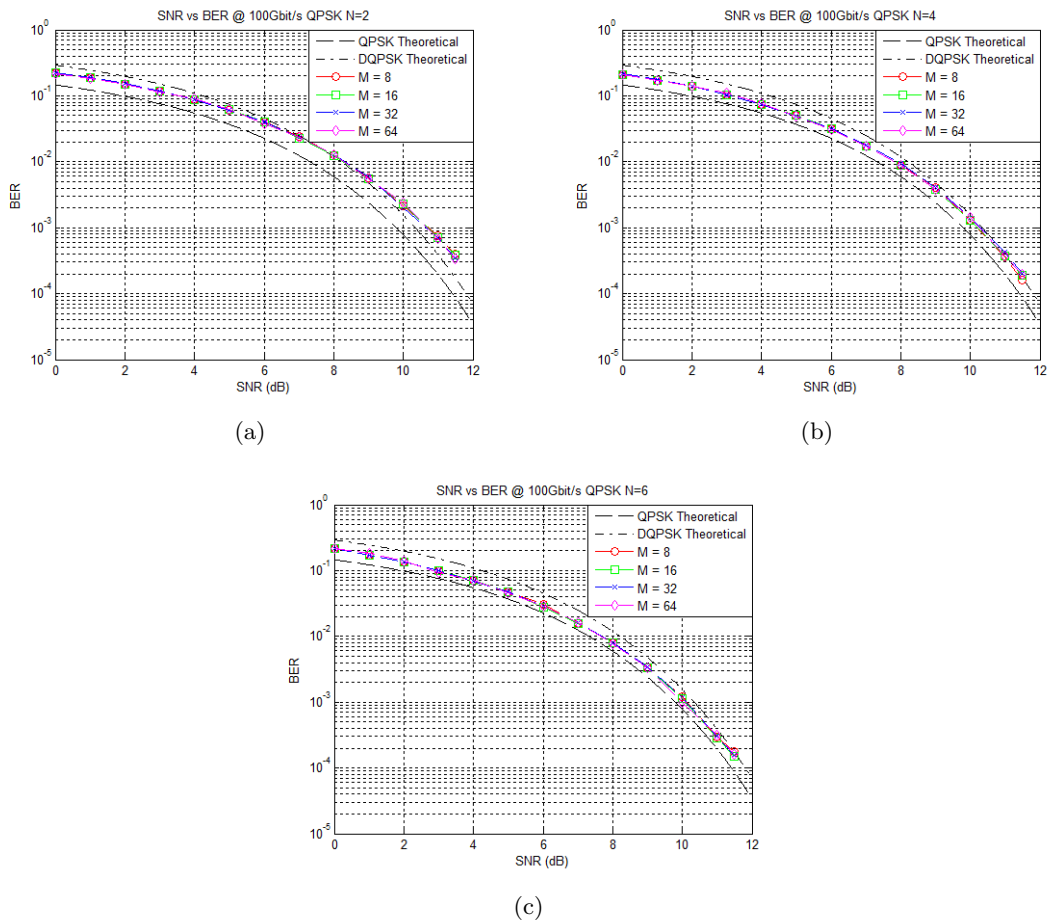


Figura 4.22: SNR vs. BER (CPR PSA).

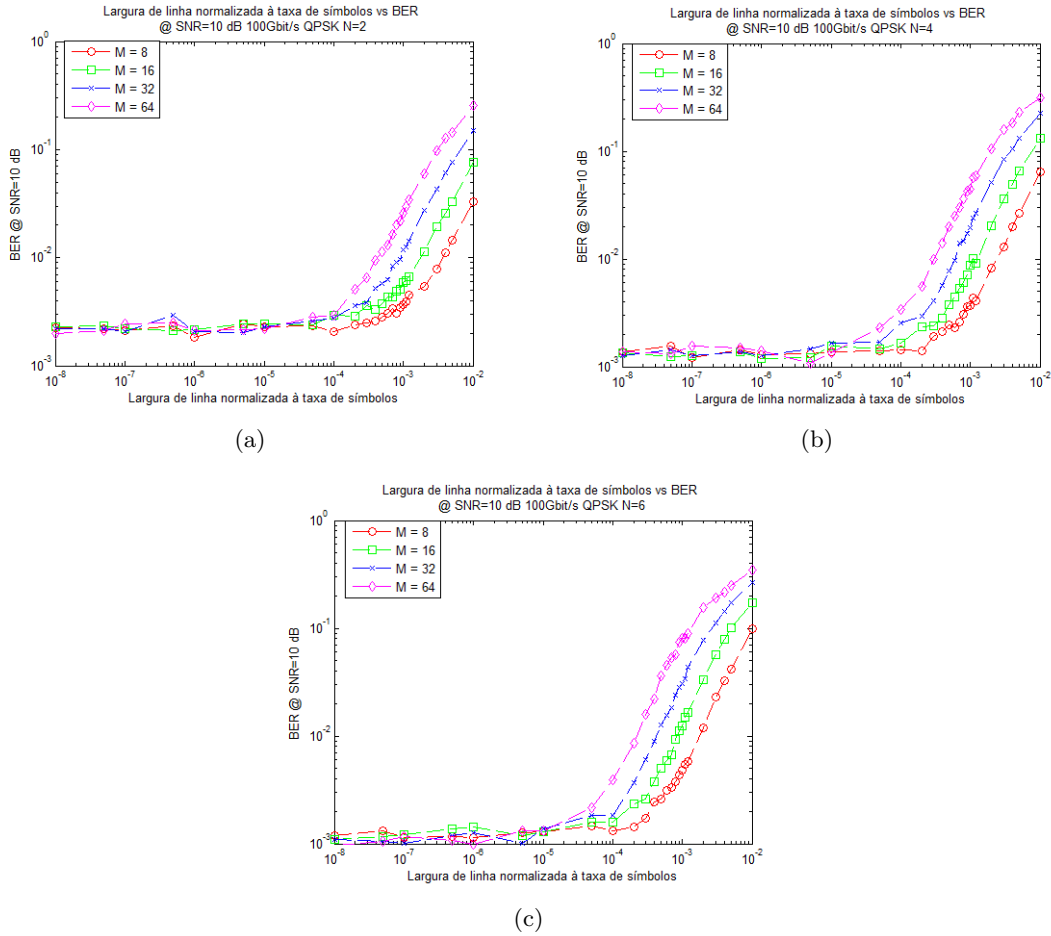


Figura 4.23: Largura de linha vs. BER (SNR=10dB, CPR PSA).

No segundo teste, agora na presença uma SNR constante de 10 dB e PN, a influência dos parâmetros N e M no desempenho do algoritmo foi novamente avaliada. O teste teve como objetivo determinar a máxima largura de linha tolerada pelo algoritmo PSA em função dos parâmetros referidos. De notar que o PN foi adicionando apenas por variação da largura de linha do laser no recetor, no entanto o seu valor representa a soma das larguras de linha dos lasers do transmissor e recetor. Na Figura 4.23 podem ser analisados os resultados obtidos, sendo que em cada gráfico o parâmetro N é mantido constante e é variada a taxa de pilotos (M^{-1}). Estes resultados permitem observar novamente que o filtro com $N = 6$ é, de entre os avaliados, aquele que apresenta menor penalidade para BER 10^{-3} . É também possível constatar que, tal como esperado, quanto maior a taxa de pilotos maior também a tolerância à largura de linha, uma vez que é efetuado um *tracking* do PN em intervalos de tempo mais curtos. Uma análise atenta aos três gráficos bem como à Figura 4.24(a), permite ainda observar para um mesmo valor de M , a diminuição do parâmetro N provoca um ligeiro aumento da gama na qual a BER se mantém estável. Analisando a Figura 4.24(b), é possível constatar que quando o valor de N é menor a estimativa é baseada em menos pilotos, sendo inclusivamente dado um maior peso aos mesmos. Assim, como para larguras de linha elevadas a variação do PN é maior, os pilotos mais afastados do símbolo para o qual se pretende obter uma estimativa do PN não transportam informação útil à estimativa e, como tal, para que esta seja mais precisa, não devem ser considerados.

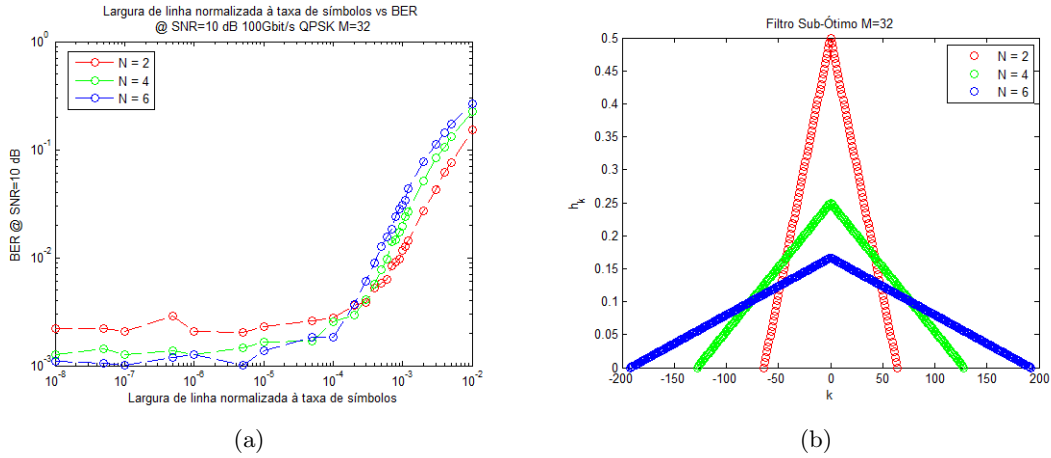


Figura 4.24: a) Largura de linha vs. BER (PSA) e b) Filtro de interpolação sub-ótimo.

Uma vez que o algoritmo DA PSA surge como alternativa à codificação diferencial para de mitigar o efeito dos CS, evitando assim a penalidade induzida pela última, a probabilidade de CS foi também aqui calculada. Os resultados foram obtidos recorrendo ao método apresentado na secção 4.4.1 "Saltos de Fase", os quais podem ser observados na Figura 4.25. Nesta, encontra-se representada a probabilidade de CS em função da largura de linha para o algoritmo PSA para $N = 2$, $N = 6$ e M variável. Na secção 4.4.1 "Saltos de Fase" foi referido que quando é detetada a ocorrência de um número elevado de erros consecutivos, os quais podem ser originados por um CS, o recetor é usualmente reiniciado, de modo a ser restabelecida a referência de fase. No caso do algoritmo PSA os símbolos pilotos têm um papel similar ao reiniciar do recetor, os quais fornecem referências de fase periódicas. Assim, os resultados da Figura 4.25 encontram-se de acordo com o esperado uma vez que é obtida uma menor probabilidade de CS quando o ritmo de pilotos é maior. Comparando agora as Figuras 4.25(a) e 4.25(b) constata-se que, para um mesmo M , quanto maior N , maior também a probabilidade de CS. Tal é verificado pois, tal como referido anteriormente, para N maior são considerados mais pilotos por estimativa, o que a torna menos precisa para larguras de linha elevadas, dada a rápida variação do PN.

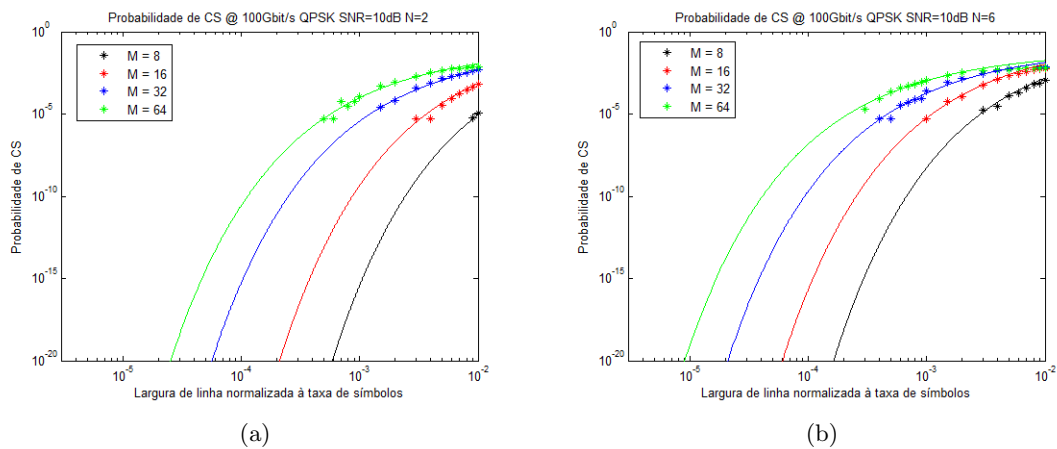


Figura 4.25: Probabilidade de CS para CPR PSA.

Em suma, tal como nos algoritmos NDA estudados em 4.4.1, verifica-se também neste (DA) a existência de uma solução de compromisso entre tolerância ao ruído branco e ruído de fase. Assim, de modo a se minimizar a ocorrência de saltos de fase e aumentar a tolerância à largura de linha, o filtro interpolador deve ser desenhado de forma a que a estimativa seja baseada num menor número de pilotos (aqueles mais próximos do símbolo a estimar). Por outro lado, é conseguida uma maior tolerância ao efeito do AWGN numa estimativa aumentando o número de pilotos que a originam. A seleção cuidada de uma taxa de piloto apresenta-se também fundamental, sendo melhorado o desempenho do algoritmo face ao PN quando as taxas são superiores. No entanto deve ser tido em conta que a inclusão de símbolos piloto representa um *overhead* na sequência de dados transmitir.

4.5 Conclusões

Relativamente aos algoritmos NDA abordados, uma análise geral dos resultados obtidos permite concluir que o algoritmo V&V sem realimentação não é uma solução viável para anular os efeitos do PN. Por outro lado, o algoritmo V&V com realimentação, apesar de mais complexo, ostenta um desempenho consideravelmente melhor, apresentando-se como uma possível solução a aplicar num cenário real. Os testes realizados demonstram ainda que o grau de paralelização deste algoritmo deve ser tanto menor quanto maior a largura de linha dos lasers, de modo a que o estimador acompanhe mais rapidamente as variações do PN (Figura 4.26). No entanto, este grau de paralelização não pode ser demasiado reduzido, para possibilitar a eliminação da componente do ruído AWG presente na estimativa da fase.

Verificou-se ainda que quando é aplicada modulação QPSK e CPR V&V, tanto o PN como erros cometidos na sua estimação podem causar CS. Os resultados obtidos indicam que para se manter a probabilidade de ocorrência de CS reduzida, a soma da largura de linha dos laser do transmissor e do recetor deve ser aproximadamente uma ordem de grandeza inferior à exigida para manter a BER abaixo de 10^{-3} (SNR=10 dB). Assim, foram estudadas duas alternativas para anular os efeitos dos CS: a utilização de codificação diferencial e o recurso a símbolos piloto para se obterem referências de fase periódicas.

A codificação diferencial (DQPSK) introduz uma penalidade de 0.5 dB face ao limite teórico de um sinal QPSK. No entanto, mostrou-se capaz de eliminar o efeito dos CS eficazmente. Ainda assim, a comparação entre os resultados obtidos com e sem codificação diferencial e CPR V&V com realimentação, permite concluir que a análise de desempenho do algoritmo pode ser feita separadamente da análise do desempenho da codificação. Isto é, é obtida aproximadamente a mesma tolerância máxima à largura de linha dos lasers ($\Delta\nu=10$ MHz para BER inferior 10^{-3}), independentemente da codificação ser ou não diferencial. Por outro lado, fora da gama de tolerância considerada (BER superior a 10^{-3}), a inclusão de um formato de modulação diferencial torna-se vantajosa, obtendo-se um aumento menos abrupto da BER com a largura de linha. De facto, os ganhos resultam da referida capacidade deste formato anular os efeitos dos CS, eliminado assim o aparecimento de erros em rajada quando a largura de linha dos lasers atinge um determinado limiar.

Para se evitar a penalidade da codificação diferencial, sugeriu-se o algoritmo de CPR PSA. Este mostrou-se capaz de tolerar aproximadamente as mesmas larguras de linha para uma BER de 10^{-3} (N=6, M=32). As tolerâncias podem ainda ser aumentadas recorrendo a ritmos de pilotos maiores. No entanto, o *overhead* introduzido torna-se demasiado elevado. Já fora da gama de tolerância, a BER apresenta um aumento gradual com o aumento a largura de linha,

que traduz a capacidade do algoritmo reduzir os efeitos dos CS. Comparativamente ao cenário QPSK com CPR V&V com realimentação, a estimação de fase da portadora recorrendo a símbolos piloto, permite reduzir a probabilidade de ocorrência de CS. No entanto, estes não são anulados completamente, como verificado aquando da utilização de codificação diferencial.

Em suma, quando a largura de linha dos lasers é suficientemente grande para fazer com que a probabilidade de ocorrência de CS se torne demasiado elevada, a codificação diferencial deve ser aplicada.

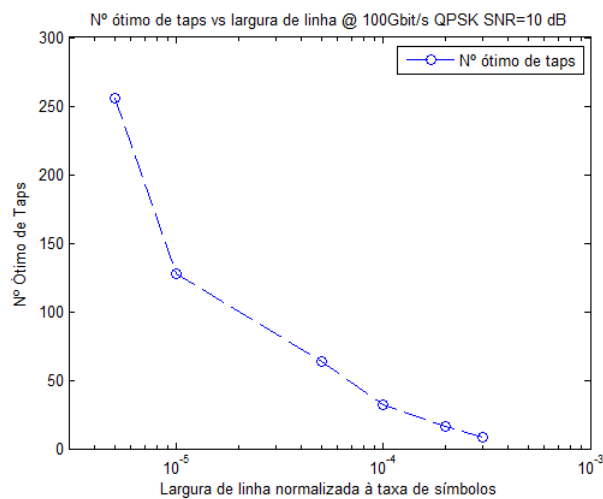


Figura 4.26: Nº ótimo de taps do algoritmo V&V com realimentação (QPSK e DQPSK).

Capítulo 5

Estudo do cenário NGOA

Neste capítulo é efetuado o estudo dos efeitos do PN no cenário descrito no Capítulo 3. Para o efeito, primeiramente é realizada uma validação do *setup* implementado no OSIP, de modo a assegurar que este se encontra de acordo com as especificações do NGOA descritas na secção 3.2. De seguida, os sinais são degradados com PN e AWGN, e os algoritmos CPR estudados em 4.3 são adicionados ao recetor.

5.1 Simulação do NGOA no OSIP

O sistema ótico apresentado na Figura 5.1 foi criado recorrendo ao OSIP. Na parte do transmissor da OLT, considerou-se que esta fornece 5 canais de *downstream* a 1.244 Gbit/s, com a possibilidade de escolha entre modulação QPSK ou DQPSK. A simulação de apenas 5 dos 8 canais fornecidos por cada OTG prende-se com a necessidade de poupança de recursos computacionais. No entanto, este número apresenta-se suficiente para o estudo em questão. Após codificação, os canais são filtrados por um filtro digital com a resposta da raiz quadrada de um cosseno elevado (RCF) com largura de banda 1.244 Gbit/s, sendo de seguida convertidos para uma frequência intermédia (IF) recorrendo a modulação digital de subportadoras e um modulador IQ. O esquema adotado para modular os canais para uma IF permite modular até N canais recorrendo a apenas $N/2$ osciladores digitais e um laser (OLT LO), tal como demonstrado em (5.1) [51]. Neste caso, são moduladas 5 portadoras recorrendo a apenas três osciladores digitais e um laser:

$$\begin{aligned}y_{ch1} &= x_{ch1}[\sin(2\pi f_{i1}t) + j \cos(2\pi f_{i1}t)]e^{j2\pi f_{LO}t}, \\y_{ch2} &= x_{ch2}[\sin(2\pi f_{i2}t) + j \cos(2\pi f_{i2}t)]e^{j2\pi f_{LO}t}, \\y_{ch3} &= x_{ch3}[\sin(2\pi f_{i3}t) + j \cos(2\pi f_{i3}t)]e^{j2\pi f_{LO}t}, \\y_{ch4} &= x_{ch4}[\cos(2\pi f_{i3}t) + j \sin(2\pi f_{i3}t)]e^{j2\pi f_{LO}t}, \\y_{ch5} &= x_{ch5}[\cos(2\pi f_{i2}t) + j \sin(2\pi f_{i2}t)]e^{j2\pi f_{LO}t}.\end{aligned}\tag{5.1}$$

Na equação 5.1 x_{ch1} , x_{ch2} , x_{ch3} , x_{ch4} e x_{ch5} representam a informação dos canais após codificação e filtragem passa baixo, f_{i1} , f_{i2} e f_{i3} a frequência dos osciladores digitais e f_{LO} a frequência do laser local. Após simplificação da expressão 5.1, os canais portados na frequência são representados por (5.2). A análise atenta da equação referida permite verificar a necessi-

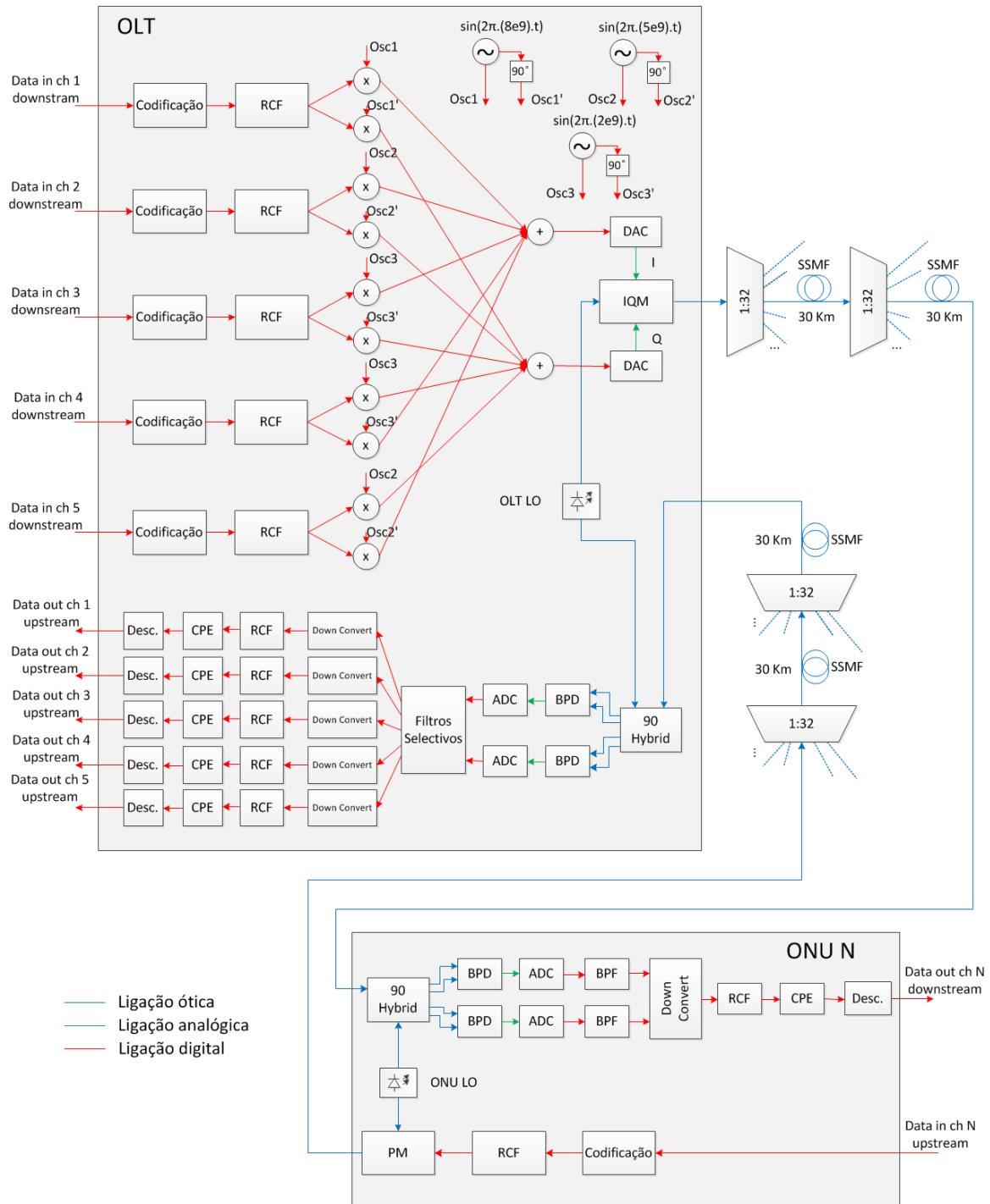


Figura 5.1: Rede ótica desenhada no OSIP.

dade de uma pré-rotação de fase de -90° nos canais 1, 2 e 3:

$$\begin{aligned}
 y_{ch1} &= jx_{ch1}e^{j2\pi(f_{LO}-f_{i1}t)}, \\
 y_{ch2} &= jx_{ch2}e^{j2\pi(f_{LO}-f_{i2}t)}, \\
 y_{ch3} &= jx_{ch3}e^{j2\pi(f_{LO}-f_{i3}t)}, \\
 y_{ch4} &= x_{ch4}e^{j2\pi(f_{LO}+f_{i3}t)}, \\
 y_{ch5} &= x_{ch5}e^{j2\pi(f_{LO}+f_{i2}t)}.
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

Para que os canais de *downstream* gerados pela OLT se encontrem de acordo com a grelha apresentada na Figura 3.4, as frequências dos osciladores digitais, f_{i1} , f_{i2} e f_{i3} , foram 8 GHz, 5GHz e 2 GHz, respetivamente. Portanto, uma vez que a f_{LO} foi também considerada 193.5 THz, após modulação os canais óticos encontram-se centrados nas frequências:

- $f_{ch1} = 193.492THz$,
- $f_{ch2} = 193.495THz$,
- $f_{ch3} = 193.498THz$,
- $f_{ch4} = 193.502THz$,
- $f_{ch5} = 193.505THz$.

Na ODN considerou-se que os sinais se propagam por dois divisores passivos 1:32 e 60 Km de SSMF ($D = 17ps/(nm.Km)$ e $\alpha = 0.22dB/Km$). Assim, a propagação incorre numa perda de aproximadamente 43 dB (30 dB dos divisores + 13 dB de atenuação na fibra). De notar que não foram tidos em conta os efeitos não-lineares da propagação na fibra, uma vez que o estudo destes não se encontra no âmbito deste capítulo. O espectro recebido nas ONUs pode ser analisado na Figura 5.2 (OSNR = 10 dB), onde se observa que a posição dos canais de *downstream* se encontra de acordo com o apresentado na Figura 3.4. De notar que as frequências apresentadas na figura são relativas à frequência do LO da OLT.

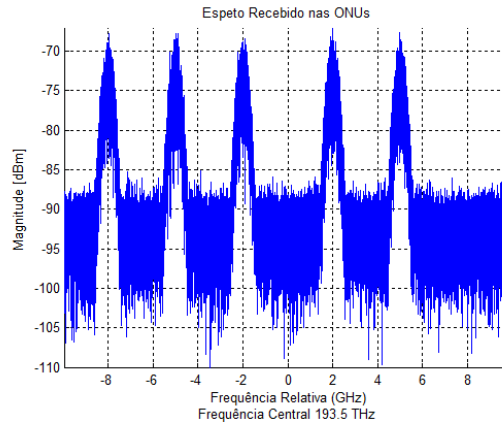


Figura 5.2: Espectro recebido nas ONUs (canais de *downstream*).

Relativamente à receção nas ONUs, foi aplicada deteção coerente heterodina ($IF = 1$ GHz). Assim, tendo em conta as frequências dos canais de *Downstream*, as frequências dos LO das ONUs são:

- $f_{LO_{ONU1}} = 193.493THz$,
- $f_{LO_{ONU2}} = 193.496THz$,
- $f_{LO_{ONU3}} = 193.499THz$,
- $f_{LO_{ONU4}} = 193.503THz$,
- $f_{LO_{ONU5}} = 193.506THz$.

Após fotodeteção, as componentes em fase e quadratura do sinal são convertidas para o domínio digital. Seguidamente, o canal atribuído à ONU é selecionado por um filtro passa banda rectangular, e convertido para banda base recorrendo a processamento digital. Por fim, já em banda base, o sinal é filtrado por um filtro idêntico ao aplicado na OLT e decodificado.

Os diagramas de olho das componentes fase e quadratura do sinal recebido pela ONU1, bem como a informação codificada em fase, podem ser observados na Figura 5.3(a), 5.3(b) e 5.3(c). Na Figura 5.3(d) encontra-se ainda a constelação recebida após *downsampling* para uma amostra por símbolo. Neste teste efetuado ao *setup* foi considerada a ausência de ruído de fase e como tal não foi aplicado qualquer algoritmo de CPR. Foi ainda assim adicionado ao sinal ótico ruído para uma OSNR de 10 dB. Dos diagramas de olho é possível constatar que o sinal recebido apresenta algum *jitter* resultante tanto da filtragem como do ruído adicionado. Pelo facto de os canais se encontrarem bastante próximos, a interferência entre estes é também causadora de alguma degradação dos diagramas. Apesar disso, tendo em conta o instante ótimo de amostragem, a informação transportada na fase dos símbolos pode ser corretamente recuperada.

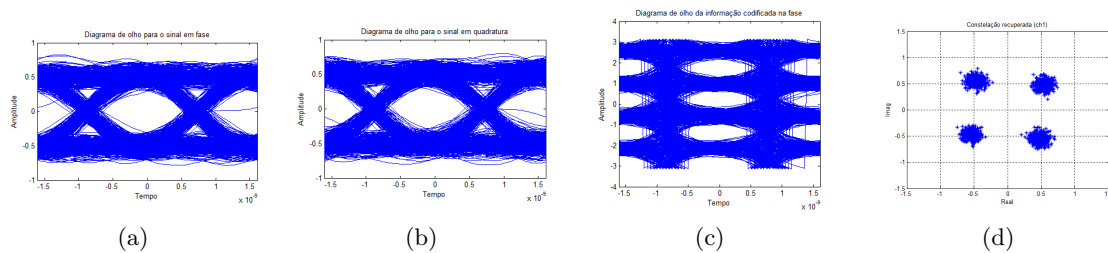


Figura 5.3: Diagramas de olho do sinal recebido na ONU1: (a) componente em fase, (b) componente em quadratura e (c) informação codificada na fase dos símbolos. (d) constelação recebida após *downsampling*.

No que diz respeito ao *Upstream*, considerou-se também a presença de 5 canais a 1.244 Gbit/s resultantes de 5 ONUs, as quais permitem transmitir sinais QPSK ou DQPSK. Em cada ONU, o sinal codificado é filtrado por um filtro RCF e modulado por um PM, recorrendo ao mesmo laser utilizado para receção coerente do canal de *Downstream*. Após junção dos canais de todas as ONUs e respetiva propagação no canal, o espectro do sinal ótico de *Upstream* apresenta-se com na Figura 5.4(a) (OSNR = 10 dB). Uma comparação entre esta e a Figura 3.4 permite verificar a concordância entre as frequências centrais dos canais de *Upstream*.

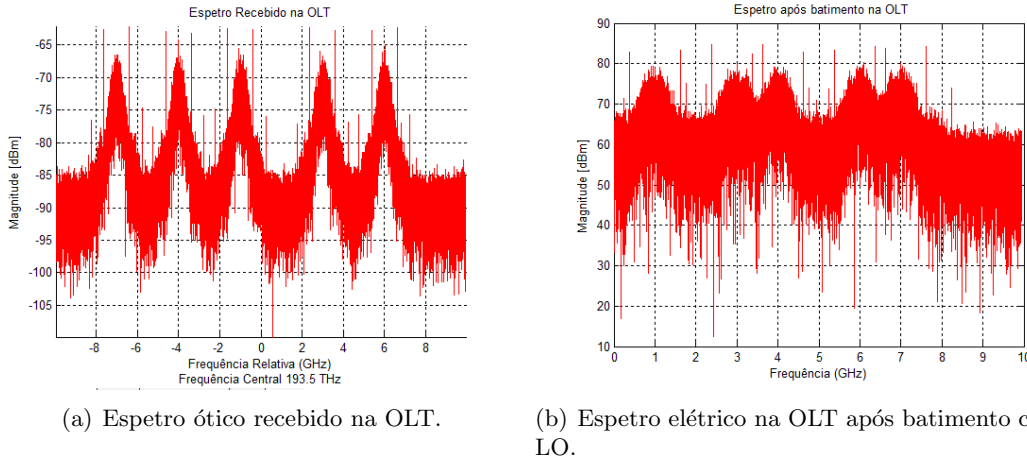


Figura 5.4: Espectros na OLT.

Efetuando o batimento entre o sinal óptico de *Upstream* e o LO da OLT, os canais são transportados para uma IF, como pode ser observado na Figura 5.4(b). Após conversão para o domínio digital, cada canal é selecionado individualmente por um filtro passa banda rectangular e convertido para banda base. Por fim, já em banda base, o sinal é filtrado por um filtro RCF idêntico ao utilizado na transmissão e decodificado.

Na Figura 5.5 podem ser analisados os diagramas de olho de um dos sinal recebido na OLT, nomeadamente do sinal proveniente da ONU1, bem como a constelação recebida (OSNR=10dB). Comparando as Figuras 5.3 e 5.5 observa-se uma clara degradação dos diagramas de olho do sinal de *Upstream* face aos obtidos para o sinal de *Downstream*. Tal deve-se à utilização de um PM nas ONUs. Neste modulador, ao contrário do que acontece no modulador IQ, qualquer imperfeição na sua tensão de *drive* é diretamente mapeada na fase do sinal óptico, degradando o desempenho do sistema [13]. No caso do *setup* criado estas imperfeições são resultado da filtragem passa baixo. A degradação verificada, resulta ainda do *chirp* introduzido pelo PM, que provoca um espalhamento do espectro óptico do sinal modulado.

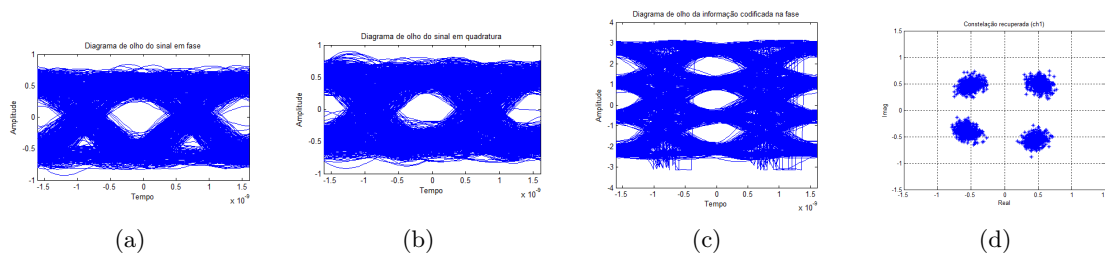


Figura 5.5: Diagramas de olho do sinal recebido na OLT, proveniente da ONU1 : (a) componente em fase, (b) componente em quadratura e (c) informação codificada na fase dos símbolos. (d) constelação recebida.

De assinalar que nos recetores é necessário compensar um erro de fase constante, originado pela rotação da constelação na propagação. Esta compensação pode ser concretizada enviando

uma sequência conhecida no início da sequência de dados. É importante ainda referir que nos testes realizados foi considerado que os canais de *Upstream* e *Downstream* se propagam de forma independente, tal como ilustrado na Figura 5.1. Deste modo não são avaliados os efeitos de uma propagação conjunta destes sinais.

5.2 Impacto do Ruído de Fase

Nesta secção os lasers deixam de ser considerados ideais e passam a possuir largura de linha finita. Considera-se ainda que as frequências de todos os lasers se encontram estáveis no seu valor desejado, não ocorrendo portando erros de fase resultantes de desvios na frequência.

Os testes foram realizados para os parâmetros ótimos dos algoritmos apresentados na secção 4.3, os quais são aplicados após conversão do sinal para banda base e amostragem a uma amostra por símbolo. Assim, no algoritmo de V&V com realimentação foram processadas 16 amostras em paralelo, enquanto que no algoritmo PSA a taxa de pilotos foi 32^{-1} , a qual resulta num *overhead* de 3.125%. Aumentando a taxa de símbolos piloto é possível obter uma tolerância ao PN ligeiramente superior, no entanto o *overhead* resultante é inaceitavelmente elevado. O parâmetro N do filtro sub-ótimo foi considerado 6, o que se traduz num filtro de 384 taps.

A penalidade para BER igual a 10^{-3} para múltiplas larguras de linha (que representam a soma das larguras de linha do transmissor e do recetor) foi obtida para os formatos de modulação QPSK e DQPSK. De notar que na receção do sinal diferencial foi adotada descodificação diferencial lógica. Os testes foram realizados para os algoritmos V&V com realimentação e PSA, assim como para ambos os fluxos de dados (*Upstream* e *Downstream*). Os resultados obtidos podem ser analisados na Figura 5.6.

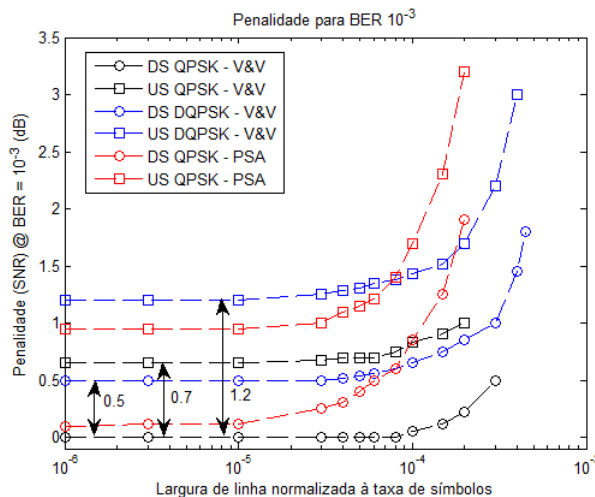


Figura 5.6: Penalidade (SNR) para BER 10^{-3} . DS: *Downstream*, US: *Upstream*.

No que diz respeito aos resultados apresentados na Figura 5.6, comparando as curvas obtidas para o algoritmo V&V com realimentação para ambos os formatos de modulação testados, pode ser observado aqui também a penalidade introduzida pela descodificação diferencial lógica (0.5 dB). Consta-se ainda que, para um mesmo algoritmo e formato de modulação, existe uma penalidade de aproximadamente 0.7 dB entre o canal de *Upstream* e *Downstream*.

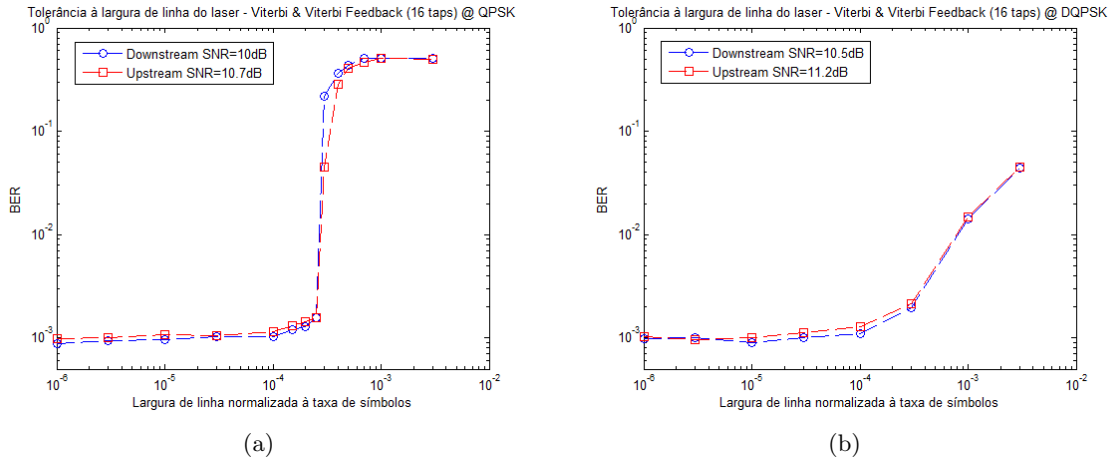


Figura 5.7: BER em função da largura de linha para o algoritmo V&V com realimentação. a) Sem codificação diferencial (QPSK). b) Com codificação diferencial (DQPSK).

Tal como referido na secção 5.1 esta penalidade advém do recurso a PMs para modulação nas ONUs. Como resultado, quando é aplicada modulação DQPSK e CPR recorrendo ao algoritmo V & V, no sinal de *Upstream* é obtida uma penalidade de aproximadamente 1.2 dB comparativamente ao limite teórico de um sinal QPSK.

Relativamente à tolerância ao PN, a Figura 5.6 mostra que para larguras de linha superiores a 10^{-4} o algoritmo V & V juntamente com modulação DQPSK se apresentam como uma melhor solução comparativamente ao algoritmo PSA com modulação QPSK, uma vez que conduz a menores penalidades. Nas Figuras 5.7(a) e 5.7(b) pode ainda ser observado a BER em função da soma da largura de linha dos lasers para o algoritmo V&V recorrendo a modulação QPSK e DQPSK, respetivamente. Das figuras constata-se que a BER é aproximadamente 10^{-3} até larguras de linha normalizadas 3×10^{-4} . No caso da codificação diferencial, após este limiar a curva experimenta um aumento gradual. Por outro lado, no caso da codificação QPSK, após o limiar referido a BER sofre um aumento abrupto resultante da maior ocorrência de CSs. Este aumento abrupto da taxa de erros pode também ser constatado na Figura 5.6, uma vez que para $\Delta\nu/R > 3 \times 10^{-4}$ a penalidade para BER= 10^{-3} apresenta também um aumento repentino, não sendo possível medir este valor na gama de SNR adotada ([10 13.5] dB). Deste modo, a utilização de modulação QPSK e CPR recorrendo a V&V não se apresenta como uma boa solução para larguras de linha elevadas.

Os resultados obtidos na codificação DQPSK mostram que, mesmo após otimização dos algoritmos, a baixa taxa de transmissão atribuída a cada utilizador (622Mbaud) requer que a soma das larguras de linha dos lasers sejam inferiores a aproximadamente 300 KHz (para manterem baixas penalidades). Portanto, uma solução óbvia para mitigar os efeitos do ruído de fase baseada nos componentes óticos é a utilização de lasers que satisfaçam as exigências referidas. Outra solução, agora baseada na eletrónica, que melhora a tolerância ao PN consiste em efetuar sobre-amostragem a fim de controlar a evolução do PN em intervalos de tempo mais curtos.

Assim, de forma a testar a segunda solução, foi considerada a transmissão de 4 canais a 32 amostras por símbolo. Os canais são desfasados como representado na Figura 5.8 e transmitidos. No recetor os 4 canais são recebidos e digitalizados por uma ADC a 32 amostras

por símbolo. Já no domínio digital, para cada canal, é obtida apenas uma amostra por símbolo tendo em conta o instante de amostragem ideal de cada um. Como estes instantes são disjuntos, devido ao desfasamento entre canais, torna-se possível extrair informação do PN em instantes de tempo diferentes de canal para canal. Posteriormente é efetuada a estimação do PN para cada amostra recorrendo ao algoritmo de V & V. Assim, intercalando as amostras dos vários canais é possível alcançar um perfil de PN mais preciso, uma vez que o intervalo temporal decorrido entre estimativas é menor. De facto, tendo em conta a expressão da variância do PN (2.34), como o período de observação (τ) é menor, a variância do PN é por conseguinte também menor. De notar que esta abordagem apenas pode ser aplicada no *Downstream*, uma vez que apenas nesta situação o ruído de fase resultante dos lasers do transmissor e recetor é igual em todos os canais. A Figura 5.8 permite analisar as diferenças entre intervalos de observação do PN quando é aplicado o processo descrito anteriormente, relativamente ao caso em que não é aplicado desfasamento entre canais. De notar que neste diagrama é considerado que o instante de amostragem ideal de cada canal ocorre na amostra 1, sendo as restantes amostras obtidas de 32 em 32 amostras.

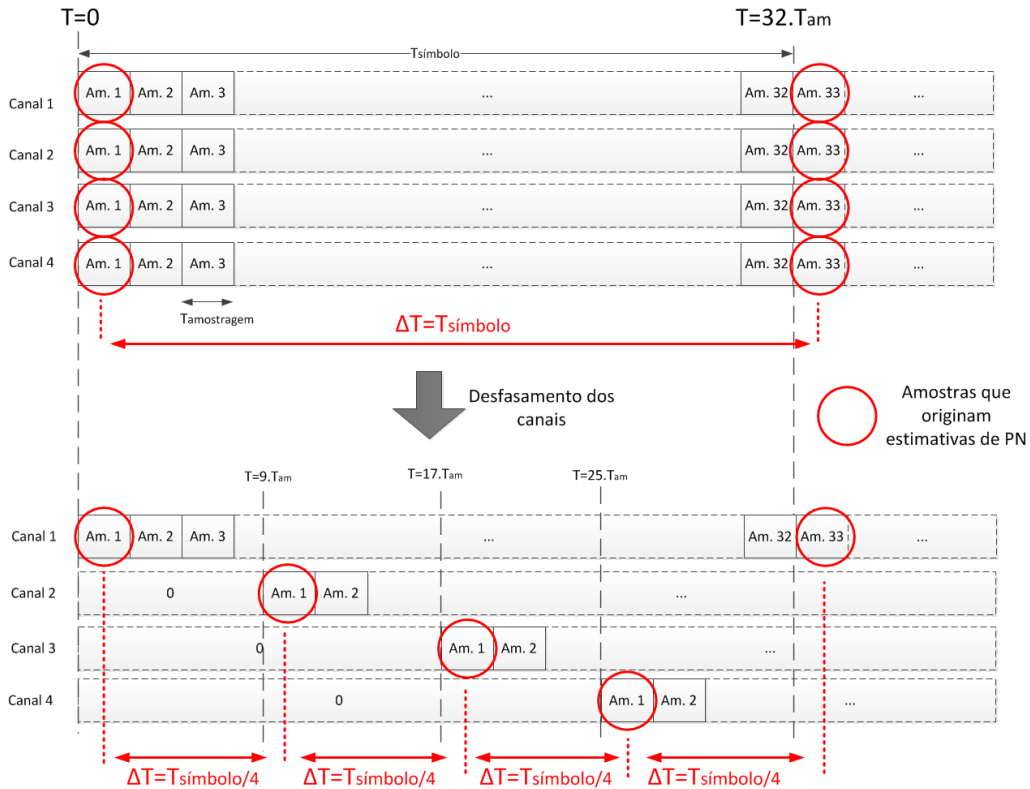


Figura 5.8: Diagrama de desfasamento dos canais com identificação das amostras que dão origem a estimativas de PN.

Na Figura 5.9 podem ser comparados os resultados previamente apresentados, isto é, considerando que os instantes de amostragem ótimos dos 4 canais são coincidentes, e aqueles obtidos aplicando desfasamento entre canais. De notar que os resultados são relativos a um cenário DQPSK e algoritmo V&V com realimentação. É possível constatar que, tal como esperado, esta abordagem permite aumentar a tolerância ao PN. Deve no entanto ser notado

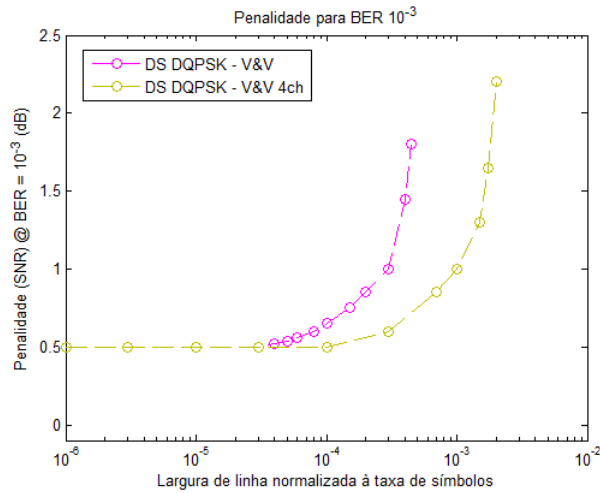


Figura 5.9: Penalidade (SNR) para $BER = 10^{-3}$ aplicando desfaseamento entre canais (amarelo).

que esta melhoria de desempenho é conseguida à custa de ADCs com frequências de operação mais elevadas.

Foi também avaliado o desempenho do cenário NGOA adotando detecção diferencial coerente no recetor (detecção diferencial pré-decisão), como representado no diagrama da Figura 5.10. A fase codificada na transição entre dois símbolos consecutivos é obtida pela multiplicação do símbolo atual com o complexo conjugado do símbolo anterior. Segue-se uma rotação de $\pi/4$, de modo a colocar os símbolos nas posições definidas para a constelação QPSK no OSIP [52].

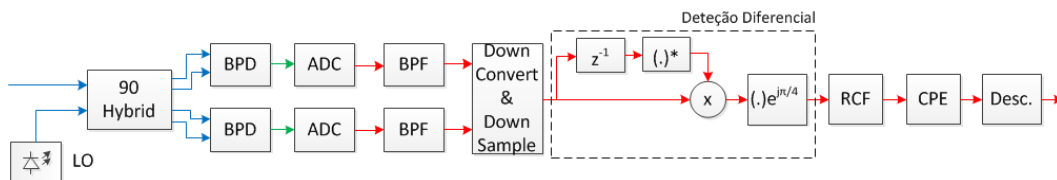


Figura 5.10: Modelo de recetor com detecção diferencial.

Os testes foram realizados aplicando o algoritmo de CPE V&V com realimentação, assim como para uma receção sem qualquer recuperação do PN. Na Figura 5.11 verifica-se que para larguras de linha reduzidas a detecção diferencial coerente introduz maiores penalidade ($\approx 2.2dB$) comparativamente ao caso em que é empregue descodificação diferencial lógica (descodificação diferencial pós-decisão). No entanto, para larguras de linha normalizadas superiores a 2×10^{-3} a detecção diferencial coerente fornece maior tolerância ao PN, apresentando penalidades inferiores à demais. Observa-se ainda que a aplicação do algoritmo de CPE V&V induz uma degradação do desempenho quando a largura de linha é mais elevada. Nestas circunstâncias, a variância do PN é também elevada, e como tal, o pressuposto de que a o erro de fase é aproximadamente constante num bloco de 16 amostras deixa de ser válido. Assim, ao se efetuar uma média dos erros de fase e compensar um bloco com a mesma estimativa, comete-se um maior número de erros na recuperação da fase da portadora.

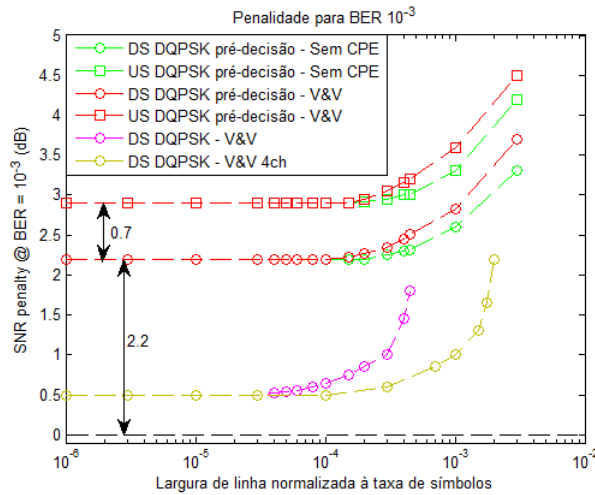


Figura 5.11: Penalidade (SNR) para BER 10^{-3} .

5.3 Conclusões

Os resultados obtidos mostram que as larguras de linha dos lasers presentes na OTL e nas ONUs cumprem um papel fundamental no desempenho do sistema. Conclui-se assim que a decisão de adoção de modulação diferencial, assim como do algoritmo de CPR a aplicar, deve ser tomada tendo em conta as larguras de linha dos lasers presentes no sistema. No caso de sinais diferenciais, as distintas penalidades introduzidas pelos dois mecanismos de recepção abordados (deteção diferencial coerente, pré-decisão, ou descodificação diferencial lógica, pós-decisão), devem também ser fator de ponderação, face às vantagens e desvantagens que advêm do recurso a cada uma.

Mais concretamente, para larguras de linha inferiores a aproximadamente 150 kHz o recurso a modulação QPSK e CPR V&V é a solução para anular os efeitos do PN que apresenta menores penalidades (SNR). No entanto, a elevada ocorrência de CS para larguras de linha superiores a este valor, torna esta solução impraticável. Devem portanto ser aplicadas técnicas mais tolerantes aos efeitos dos CSs, tais como a codificação diferencial ou a estimação de fase baseada em símbolos piloto. Os resultados obtidos permitem concluir que para larguras de linha inferiores a aproximadamente 50 kHz o recurso a símbolos pilotos induz menores penalidades comparativamente à codificação diferencial. No entanto, atualmente não é possível obter lasers com larguras de linha tão reduzidas a custos aceitáveis para o mercado de acesso. Assim, quando a soma das larguras de linha do laser do transmissor e do recetor se situa na gama dos MHz, apenas a modulação diferencial e CPR V&V surge como solução plausível, e mesmo assim já com uma penalidade significativa. O recurso a descodificação diferencial e sobre-amostragem permite ainda aumentar a tolerância à largura de linha, à custa de ADCs mais rápidas. Mais concretamente, aumentando de um para quatro o número de amostras por período de símbolo que dão origem a estimativas do PN, consegue-se aumentar de aproximadamente 250 kHz para 1 MHz a largura de linha para uma penalidade de 1.5 dB. Já a deteção diferencial, apesar de induzir penalidades bastante elevadas, apresenta-se uma solução óbvia quando as larguras de linha são da ordem das dezenas de MHz.

Capítulo 6

Conclusões

Nesta dissertação, a compensação digital do PN em sistemas óticos coerentes foi estudada. Foram abordadas duas soluções distintas, e os seus desempenhos foram avaliados através de simulações numéricas. Foram ainda estudadas as mais valias que o recurso a modulação diferencial faculta ao processo de compensação do PN.

No capítulo 2 foi realizada uma introdução aos sistemas óticos coerentes e imperfeições da propagação na fibra. Foi ainda constatado que o PN, resultante da largura de linha finita dos lasers, se apresenta como um dos principais fatores de degradação de desempenho dos sistemas coerentes, e como tal o recetor deve possuir a capacidade de compensar. Uma vez que estes efeitos se apresentam agravados em sistemas a operar a baixas taxas de transmissão, no capítulo 3 foi introduzido um cenário de acesso coerente, onde foram descritas as suas características e identificadas as principais limitações à sua implementação num cenário real.

O capítulo 4 teve como objetivo o estudo de algumas técnicas digitais para estimação e recuperação de fase da portadora. Recorreu-se ao OSIP para criar um modelo simplificado de um sistema de comunicação ótico coerente, que utiliza apenas uma polarização para transmitir informação. Nesse modelo, foi considerado que, à entrada da DSP para CPR, os sinais apenas se encontram corrompidos por PN e AWGN. O estudo iniciou-se com o algoritmo de V&V, o qual se apresentou bastante limitado, em consequência da sua incapacidade de seguir a evolução temporal do PN. Assim, este foi adaptado com uma malha de realimentação. Devido à necessidade de se eliminar a componente do ruído AWG presente na estimativa do erro de fase, os algoritmos foram novamente adaptados para suportarem o processamento de amostras em paralelo. Os seus desempenhos foram avaliados num sistemas com taxa de transmissão 100 Gbit/s e modulação QPSK. Os resultados obtidos permitiram concluir que o algoritmo de V&V com realimentação se apresenta como uma solução plausível de ser aplicada na prática. Verificou-se ainda a existência de uma solução de compromisso na seleção do grau de paralelização a utilizar neste algoritmo. Mais concretamente, o número de amostras a processar em paralelo deve ser tanto menor quanto maior for a largura de linha dos lasers, de modo a que o estimador acompanhe mais rapidamente as variações do PN. No entanto, este grau de paralelização não pode ser demasiado reduzido, para possibilitar a eliminação da componente do ruído AWG presente na estimativa da fase. No cenário analisado (SNR = 10 dB), verificou-se que com o processamento de 16 amostras em paralelo, consegue-se manter a BER menor que 10^{-3} , para larguras de linha de batimento até 10 MHz. Contudo, observou-se que para larguras de linha superiores, a BER sofre um aumento repentino, devido à ocorrência de erros em rajada resultantes dos CS. Assim, a probabilidade de ocorrência de

CS foi também avaliada neste capítulo, tendo-se observado que a largura de linha necessária para manter a probabilidade abaixo de 10^{-18} , vem reduzida em cerca de uma ordem de grandeza relativamente à exigida para manter a BER menor que 10^{-3} .

De modo a anular os efeitos dos saltos de fase, os algoritmos foram novamente testados, recorrendo agora a modulação diferencial (DQPSK). Verificou-se que esta introduz uma penalidade de 0.5 dB face ao limite teórico de um sinal QPSK. No entanto, possui a vantagem de eliminar o efeito dos CS. Constatou-se ainda que a análise de desempenho do algoritmo pode ser feita separadamente da análise do desempenho do formato de modulação. Isto é, foi obtida aproximadamente a mesma tolerância máxima à largura de linha dos lasers ($\Delta\nu=10$ MHz para BER inferior 10^{-3}), independentemente da modulação ser ou não diferencial. Por outro lado, fora da gama de tolerância considerada (BER superior a 10^{-3}), a inclusão de um formato de modulação diferencial apresentou-se vantajosa, tendo sido obtido um crescimento mais gradual da BER com o aumento da largura de linha.

Seguidamente, de modo a anular os efeitos dos CS, foi avaliada uma técnica baseada em símbolos piloto para estimação do PN. Esta técnica surge como alternativa à codificação diferencial, evitando assim a penalidade induzida por esta codificação. O algoritmo mostrou-se capaz de tolerar aproximadamente as mesmas larguras de linha para BER 10^{-3} ($N=6$, $M=32$). A tolerância pode ainda ser aumentada recorrendo a ritmos de pilotos maiores, no entanto o *overhead* introduzido torna-se demasiado elevado. Já fora da gama de tolerância, a BER apresenta um aumento gradual com o aumento a largura de linha, que traduz a capacidade do algoritmo reduzir os efeitos dos CS. Comparativamente ao cenário QPSK com CPR V&V com realimentação, a estimação de fase da portadora recorrendo a símbolos piloto, permite reduzir a probabilidade de ocorrência de CS. No entanto, estes não são anulados completamente, como verificado na da utilização de codificação diferencial.

No capítulo 5, os algoritmos previamente referidos e testados, foram aplicados ao cenário apresentado no capítulo 3, de modo a avaliar o comportamento dos mesmos quando inseridos num cenário de redes óticas coerentes de acesso. Inicialmente, foi desenvolvido e validado o modelo de simulação do NGOA. De seguida, o impacto do PN e do desempenho dos algoritmos de CRP V&V com realimentação e PSA, configurados com os parâmetros ótimos para o cenário em questão, foram avaliados. Os resultados permitiram definir janelas de largura de linha em que cada um se apresenta uma melhor solução. No entanto, dadas as larguras de linha dos lasers atuais, o recurso ao algoritmo V&V com realimentação e codificação diferencial dos símbolos a transmitir, mostra-se como a melhor solução para reduzir ao efeitos do PN neste cenário.

6.1 Trabalho Futuro

Como sugestão de trabalho futuro a ser desenvolvido na sequência deste trabalho são propostos os tópicos:

- Estudo e introdução da função *unwrap* no algoritmo de V&V: Esta função surge como uma alternativa *feedforward* à linha de realimentação para tolerar desvios de fase de valor arbitrário, desde que o erro de fase entre dois símbolos consecutivos seja inferior a $\pm\frac{\pi}{4}$.
- Avaliação da penalidade OSNR decorrente da adição dos símbolos piloto: Nos testes realizados considerou-se que a taxa de transmissão se mantém contante quando são

adicionados símbolos piloto à sequência de dados a transmitir. No entanto, num sistema real, a taxa de transmissão da carga paga deve permanecer constante, e como tal, o ritmo de transmissão deve ser aumentado para comportar os pilotos adicionados.

- Implementação em FPGA dos algoritmos sugeridos para compensação digital do PN: Uma vez que neste trabalho foram estudados os seus desempenhos em ambiente de simulação, o próximo passo passa pela sua implementação em hardware real. Deste modo, é possível avaliar o seu desempenho sob as limitações existentes no *hardware*.

Apêndice A

OSIP e componentes adicionados

As simulações numéricas apresentadas ao longo desta dissertação foram realizadas num simulador ótico denominado *Optical Simulator Platform* (OSIP). Neste apêndice é realizada uma breve descrição deste simulador, bem como de modelos que foram adicionados ou modificados. Estes modelos muniram o simulador de novas potencialidades, necessárias ao trabalho em questão.

OSIP

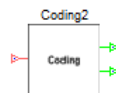
Devido às rápidas evoluções observadas no mercado das telecomunicações, tem-se verificado a necessidade imperativa de obter resultados imediatos sobre a aptidão de determinada solução a aplicar num determinado cenário. Tendo em conta que em comunicações óticas é utilizada tecnologia de ponta, geralmente dispendiosa, torna-se necessário efetuar testes viáveis e a baixo custo, que permitam tomadas de decisão acertadas e em tempo útil. Como tal, os simuladores evidenciam-se como a melhor solução, apresentando-se como uma ferramenta de grande importância em centros de investigação e empresas de telecomunicações [53].

Vários simuladores foram desenvolvidos na área dos sistemas de comunicações óticas, dos quais se destaca a ferramenta comercial VPIphotonics® [54]. Esta ferramenta encontra-se amplamente difundida, particularmente nos meios académicos, uma vez que possibilita a simulação de praticamente todos os sistemas de transmissão óticos. No entanto, este simulador apresenta como desvantagem o facto do utilizador não poder consultar e alterar os modelos dos componentes de acordo com as suas necessidades. Esta limitação condiciona a sua utilização particularmente no âmbito do ensino e investigação. O OSIP surge assim para colmatar este problema. O simulador foi inicialmente desenvolvido pela Universidade de Aveiro, em conjunto com o Instituto de Telecomunicações de Aveiro, e tem sido alvo de uma constante evolução ao longo dos anos [53]. O OSIP é baseado na linguagem de programação Matlab® [55], devido ao conjunto alargado de funções pré-definidas e à sua flexibilidade e simplicidade na manipulação numérica de matrizes e cálculo científico. Baseada num modelo *drag-and-drop*, a sua interface gráfica com o utilizador permite uma fácil e intuitiva implementação dos sistemas óticos. Esta permite, por meio da navegação entre janelas gráficas, adicionar e configurar os componentes, assim como os parâmetros de simulação. Uma das grandes vantagens do OSIP é a facilidade que apresenta para consultar o código que descreve cada componente ou subsistema ótico, bem como adicionar novos componentes. Os utilizadores usufruem assim de uma ferramenta interativa e com uma vasta biblioteca de modelos [53, 56].

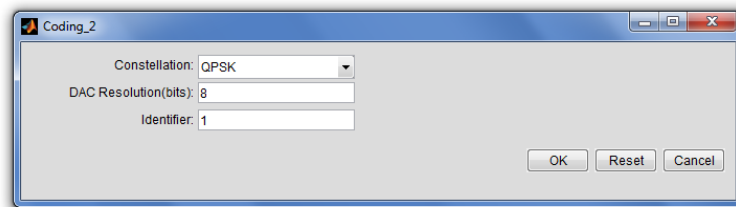
Componentes adicionados/modificados

Coding

O bloco *Coding* (Figura A.1(a)), previamente criado no OSIP, permite mapear a informação binária na constelação pretendida, e gerar os sinais analógicos para a sua modulação. Para configurar o componente basta definir o formato de modulação desejado (BPSK, QPSK, 16QAM, 32QAM ou 64QAM), a resolução do conversor digital para analógico e o identificador do componente (Figura A.1(b)).



(a)



(b)

Figura A.1: Componente *Coding*: a) Ícone. b) Parâmetros de configuração.

Dada a ausência de formatos de modulação diferenciais, foram adicionado ao componente os formatos DBPSK e DQPSK. Para tal, manteve-se a estrutura do bloco pré-desenvolvida, e foi apenas incluído um circuito de pré-codificação da sequência binária (*codificação diferencial*) (Figura A.2).

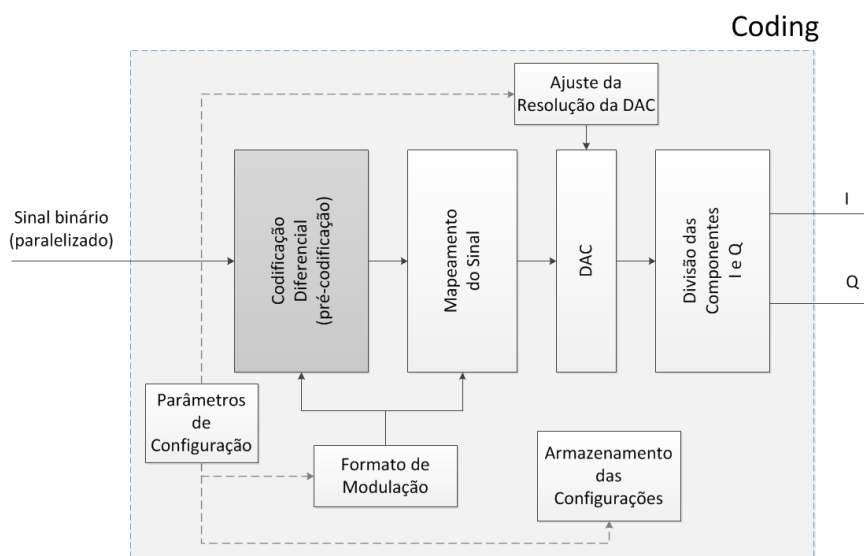


Figura A.2: Diagrama de funcionamento do componente *Coding*.

No codificador diferencial, os bits a transmitir $\{b1_k, b2_k, \dots, bm_k\}$, são codificados de modo a representarem diferenças de fase. Deste modo, os bits do símbolo atual $\{b1_k, b2_k, \dots, bm_k\}$, que representam a diferença de fase atual, são combinados num circuito lógico com os bits resultantes da última codificação $\{c1_{k-1}, c2_{k-1}, \dots, cm_{k-1}\}$, os quais representam a fase absoluta do último símbolo, visando a obtenção do próximo conjunto de bits de saída do codificador, que definem a fase do sinal ótico a transmitir $\{c1_k, c2_k, \dots, cm_k\}$. Os diagramas de funcionamento do codificador diferencial para sinais DBPSK e DQPSK encontram-se representados na Figura A.3

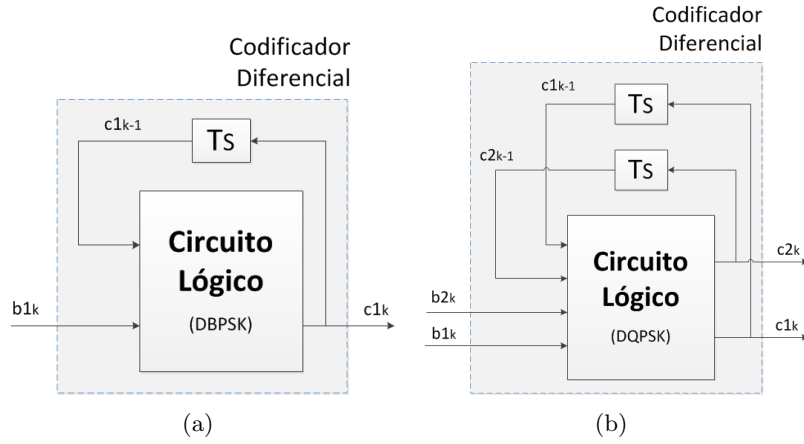


Figura A.3: Diagrama de funcionamento do codificador diferencial: a) DBPSK b) DQPSK.

A partir dos diagramas de constelação definidos na Figura A.4, foram estabelecidas tabelas de verdade que representam o funcionamento dos codificadores (Figura A.5). A codificação diferencial, no caso do sinal DBPSK, pode ser obtida simplesmente combinando o bit atual e o bit da última saída do codificador num XOR. Já no caso da codificação de um sinal DQPSK, o codificador apresenta-se mais complexo. No entanto, recorrendo a mapas de Karnaugh (Figura A.6), as relações lógicas das saídas do codificador foram derivadas da tabela de verdade (Figura 2.1), tendo sido obtido:

$$c1_k = c1_{k-1} \cdot \overline{b1_k} \cdot \overline{b2_k} + c1_{k-1} \cdot c2_{k-1} \cdot \overline{b1_k} + \overline{c1_{k-1}} \cdot c2_{k-1} \cdot \overline{b1_k} \cdot b2_k + c1_{k-1} \cdot \overline{c2_{k-1}} \cdot b1_k \cdot \overline{b2_k} + \overline{c1_{k-1}} \cdot \overline{c2_{k-1}} \cdot b1_k + \overline{c1_{k-1}} \cdot b1_k \cdot b2_k, \quad (A.1)$$

$$c2_k = \overline{c1_{k-1}} \cdot c2_{k-1} \cdot \overline{b1_k} + \overline{c1_{k-1}} \cdot \overline{b1_k} \cdot b2_k + \overline{c1_{k-1}} \cdot \overline{c2_{k-1}} \cdot b1_k \cdot b2_k + c1_{k-1} \cdot c2_{k-1} \cdot \overline{b1_k} \cdot \overline{b2_k} + c1_{k-1} \cdot b1_k \cdot \overline{b2_k} + c1_{k-1} \cdot \overline{c2_{k-1}} \cdot b1_k, \quad (A.2)$$

onde "+" denota a operação lógica OR, e "." a operação lógica AND.

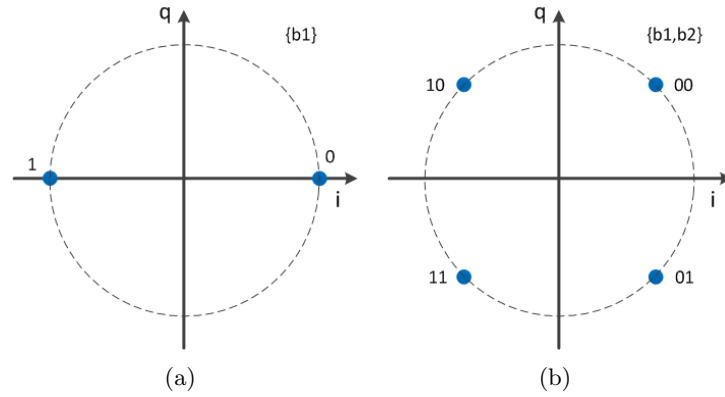


Figura A.4: Constelções a) DBPSK e b) DQPSK, com mapeamento de bits (Gray).

b_{1k}	φ_{bk}	c_{1k-1}	$\varphi_{c_{k-1}}$	c_{1k}	φ_{c_k}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	π	1	π
1	π	0	0	1	π
1	π	1	π	0	0

(a)

b_{1k}	b_{2k}	φ_{bk}	c_{1k-1}	c_{2k-1}	$\varphi_{c_{k-1}}$	c_{1k}	c_{2k}	φ_{c_k}
0	0	$\pi/4$	0	0	$\pi/4$	0	0	$\pi/4$
0	1	$7\pi/4$	0	0	$\pi/4$	0	1	$7\pi/4$
1	0	$3\pi/4$	0	0	$\pi/4$	1	0	$3\pi/4$
1	1	$5\pi/4$	0	0	$\pi/4$	1	1	$5\pi/4$
0	0	$\pi/4$	0	1	$7\pi/4$	0	1	$7\pi/4$
0	1	$7\pi/4$	0	1	$7\pi/4$	1	1	$5\pi/4$
1	0	$3\pi/4$	0	1	$7\pi/4$	0	0	$\pi/4$
1	1	$5\pi/4$	0	1	$7\pi/4$	1	0	$3\pi/4$
0	0	$\pi/4$	1	0	$3\pi/4$	1	0	$3\pi/4$
0	1	$7\pi/4$	1	0	$3\pi/4$	0	0	$\pi/4$
1	0	$3\pi/4$	1	0	$3\pi/4$	1	1	$5\pi/4$
1	1	$5\pi/4$	1	0	$3\pi/4$	0	1	$7\pi/4$
0	0	$\pi/4$	1	1	$5\pi/4$	1	1	$5\pi/4$
0	1	$7\pi/4$	1	1	$5\pi/4$	1	0	$3\pi/4$
1	0	$3\pi/4$	1	1	$5\pi/4$	0	1	$7\pi/4$
1	1	$5\pi/4$	1	1	$5\pi/4$	0	0	$\pi/4$

(b)

Figura A.5: Tabelas de verdade dos codificadores diferenciais: a) DBPSK e b) DQPSK.

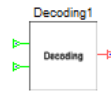
		b _{1k} b _{2k}			
		00	01	10	11
c _{1k-1} c _{2k-1}	00	0	0	1	1
	01	0	1	0	1
	10	1	0	1	0
	11	1	1	0	0

		b _{1k} b _{2k}			
		00	01	10	11
c _{1k-1} c _{2k-1}	00	0	1	0	1
	01	1	1	0	0
	10	0	0	1	1
	11	1	0	1	0

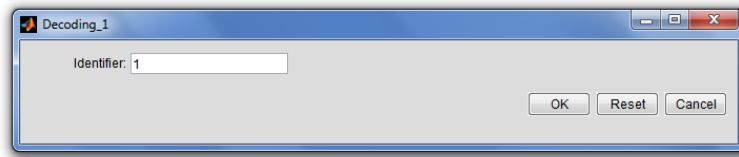
Figura A.6: Mapas de Karnaugh das saídas do codificador diferencial DQPSK.

Decoding

O componente *Decoding* (Figura A.7(a)) realiza a operação inversa do componente *Coding*, ou seja, recebe um sinal complexo modulado e gera a respetiva sequência binária. Através de um identificador (Figura A.7(b)), o componente acede à configuração do respetivo bloco codificador, e ajusta os seus parâmetros de descodificação (formato de modulação e tabelas de descodificação).



(a)



(b)

Figura A.7: Componente *Decoding*: a) Ícone. b) Parâmetros de configuração.

Este componente foi alterado para permitir descodificar os sinais diferenciais DBPSK e DQPSK. Para tal, manteve-se a estrutura do bloco pré-desenvolvida, e foi apenas incluído um circuito de pós-descodificação da sequência binária (*descodificação diferencial*) (Figura A.8).

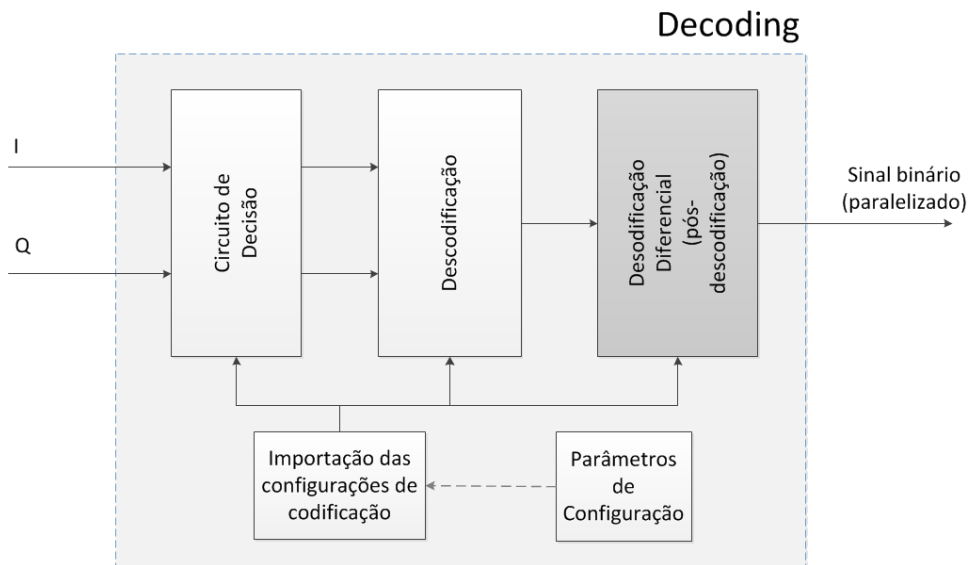


Figura A.8: Diagrama de funcionamento do componente *Decoding*.

No descodificador diferencial, os bits do símbolo atual $\{r1_k, r2_k, \dots, rm_k\}$, são combinados com os bits do símbolo recebido anteriormente $\{r1_{k-1}, r2_{k-1}, \dots, rm_{k-1}\}$, de modo a que os bits descodificados, $\{d1_k, d2_k, \dots, dm_k\}$, representem as diferenças de fases. A Figura A.9 ilustra o diagrama de funcionamento do descodificador diferencial para sinais DBPSK e DQPSK.

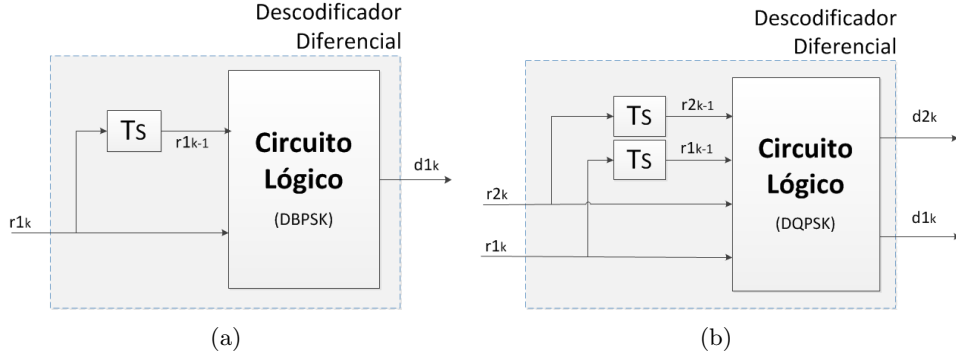


Figura A.9: Diagrama de funcionamento do decodificador diferencial: a) DBPSK b) DQPSK.

A partir dos diagramas de constelação definidos na Figura A.4, foram estabelecidas tabelas de verdade que representam o funcionamento dos decodificadores (Figura A.12). A decodificação diferencial, no caso do sinal DBPSK, pode ser obtida simplesmente combinando o bit atual e o último bit recebido num XOR. Já no caso de um sinal DQPSK, dada a maior complexidade do decodificador, recorreu-se a mapas de Karnaugh (Figura A.6) para se derivarem as expressões lógicas que geram as saídas, tendo sido obtido:

$$d1_k = \overline{r1_{k-1}} \cdot \overline{r2_{k-1}} \cdot \overline{r1_k} \cdot \overline{r2_k} + r1_{k-1} \cdot \overline{r2_{k-1}} \cdot r1_k \cdot r2_k + r1_{k-1} \cdot r2_{k-1} \cdot \overline{r1_k} + r1_{k-1} \cdot \overline{r1_k} \cdot r2_k + \overline{r1_{k-1}} \cdot r1_k \cdot \overline{r2_k} + \overline{r1_{k-1}} \cdot r2_{k-1} \cdot r1_k, \quad (\text{A.3})$$

$$d2_k = \overline{r1_{k-1}} \cdot \overline{r2_{k-1}} \cdot \overline{r1_k} \cdot r2_k + \overline{r1_{k-1}} \cdot \overline{r2_{k-1}} \cdot r1_k \cdot \overline{r2_k} + r1_{k-1} \cdot \overline{r1_k} \cdot \overline{r2_k} + r1_{k-1} \cdot \overline{r2_{k-1}} \cdot \overline{r1_k} + \overline{r1_{k-1}} \cdot r2_{k-1} \cdot \overline{r1_k} \cdot \overline{r2_k} + \overline{r1_{k-1}} \cdot r1_k \cdot r2_k, \quad (\text{A.4})$$

onde ”+”denota a operação lógica OR, e ”.”a operação lógica AND.

r_{1k}	φ_{rk}	r_{1k-1}	φ_{rk-1}	d_{1k}	φ_{dk}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	π	1	π
1	π	0	0	1	π
1	π	1	π	0	0

(a)

r_{1k}	r_{2k}	φ_{rk}	r_{1k-1}	r_{2k-1}	φ_{rk-1}	d_{1k}	d_{2k}	φ_{dk}
0	0	$\pi/4$	0	0	$\pi/4$	0	0	$\pi/4$
0	1	$7\pi/4$	0	0	$\pi/4$	0	1	$7\pi/4$
1	0	$3\pi/4$	0	0	$\pi/4$	1	0	$3\pi/4$
1	1	$5\pi/4$	0	0	$\pi/4$	1	1	$5\pi/4$
0	0	$\pi/4$	0	1	$7\pi/4$	1	0	$3\pi/4$
0	1	$7\pi/4$	0	1	$7\pi/4$	0	0	$\pi/4$
1	0	$3\pi/4$	0	1	$7\pi/4$	1	1	$5\pi/4$
1	1	$5\pi/4$	0	1	$7\pi/4$	0	1	$7\pi/4$
0	0	$\pi/4$	1	0	$3\pi/4$	0	1	$7\pi/4$
0	1	$7\pi/4$	1	0	$3\pi/4$	1	1	$5\pi/4$
1	0	$3\pi/4$	1	0	$3\pi/4$	0	0	$\pi/4$
1	1	$5\pi/4$	1	0	$3\pi/4$	1	0	$3\pi/4$
0	0	$\pi/4$	1	1	$5\pi/4$	1	1	$5\pi/4$
0	1	$7\pi/4$	1	1	$5\pi/4$	1	0	$3\pi/4$
1	0	$3\pi/4$	1	1	$5\pi/4$	0	1	$7\pi/4$
1	1	$5\pi/4$	1	1	$5\pi/4$	0	0	$\pi/4$

(b)

Figura A.10: Tabelas de verdade dos decodificadores diferenciais: a) DBPSK e b) DQPSK.

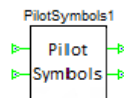
c_{1k}		$b_{1k} b_{2k}$			
		00	01	10	11
$c_{1k-1} c_{2k-1}$	00	0	0	1	1
	01	0	1	0	1
	10	1	0	1	0
	11	1	1	0	0

c_{2k}		$b_{1k} b_{2k}$			
		00	01	10	11
$c_{1k-1} c_{2k-1}$	00	0	1	0	1
	01	1	1	0	0
	10	0	0	1	1
	11	1	0	1	0

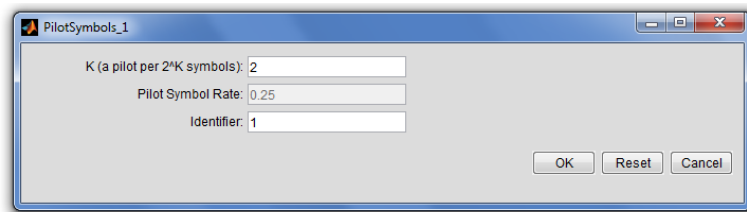
Figura A.11: Mapas de Karnaugh das saídas do decodificador diferencial DQPSK.

Pilot Symbols

O componente *Pilot Symbols* (Figura A.12(a)) foi desenvolvido com a finalidade de adicionar ao simulador a capacidade de inserir símbolos piloto na sequência de informação a transmitir. De facto, estes símbolos piloto substituem determinados símbolos previamente codificados. Deste modo, tanto o número de bits a simular, como a taxa de transmissão (definidos nos parâmetros da simulação), são mantidos constantes quando o bloco é adicionado. O funcionamento do componente é definido de acordo com os parâmetros de configuração presentes na Figura A.12(b).



(a)



(b)

Figura A.12: Componente *Pilot Symbols*: a) Ícone. b) Parâmetros de configuração.

Ao adicionar o componente, o utilizador deve introduzir o valor do parâmetro K , que automaticamente define o ritmo a que os pilotos são colocados na sequência de informação (*Pilot Symbol Rate*). Este ritmo é dado por $1/2^k$, o que significa que é inserido um piloto após $2^k - 1$ símbolos da carga paga. Deve ainda ser definido o número identificador do bloco no campo *Identifier*.

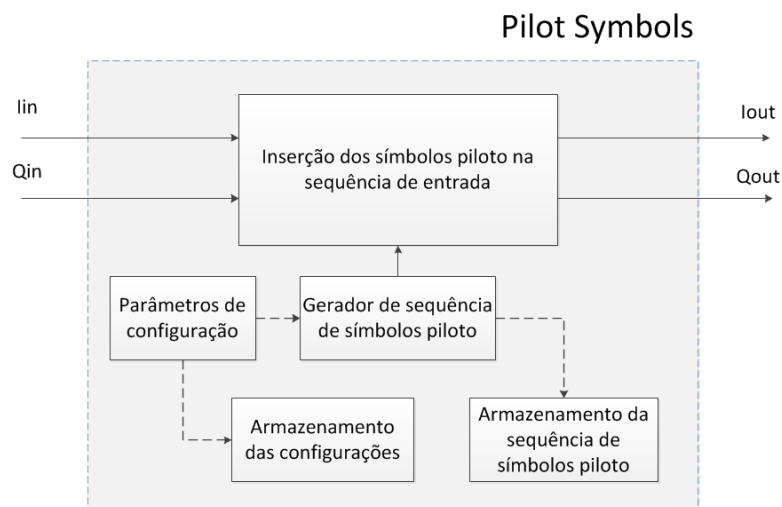


Figura A.13: Princípio de funcionamento do componente *Pilot Symbols*.

Na Figura A.13, encontra-se ilustrado o funcionamento do componente *Pilot Symbols*. O bloco tem como entradas as componentes em fase e quadratura de uma sequência aleatória de símbolos codificados, e fornece nas saídas as componentes em fase e quadratura da sequência já com os símbolos piloto inseridos. Para tal, primeiramente o componente gera a sequência de pilotos com base nos parâmetros de configuração. Por defeito, os símbolos desta sequência assumem o valor $1 + 1j$. No entanto, o utilizador pode facilmente aceder ao código do componente e alterar esta sequência. No componente *Pilot Symbols* são ainda armazenados os parâmetros de configuração e a sequência de pilotos gerada.

Apêndice B

Cálculo teórico da BER

Neste apêndice são calculadas as taxas de erro de bit teóricas para sistemas QPSK e DQPSK, as quais são utilizadas como parâmetro de comparação de resultados ao longo desta dissertação. Para o efeito, considera-se que o ruído adicionado possui um modelo estatístico Gaussiano com média nula ($m_x = 0$) e variância $\sigma^2 = N_0/2$, onde N_0 é a potência do ruído. Assim, a sua função densidade de probabilidade é dada por:

$$\begin{aligned} p(x) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot e^{-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}. \end{aligned} \tag{B.1}$$

É ainda assumido que os símbolos se encontram espaçados por uma distância d e que o ruído é adicionado segundo dois versores (n_1 e n_2). A Figura B.1 ilustra uma constelação QPSK, bem como os versores n_1 e n_2 que compõem o vector do ruído aditivo n .

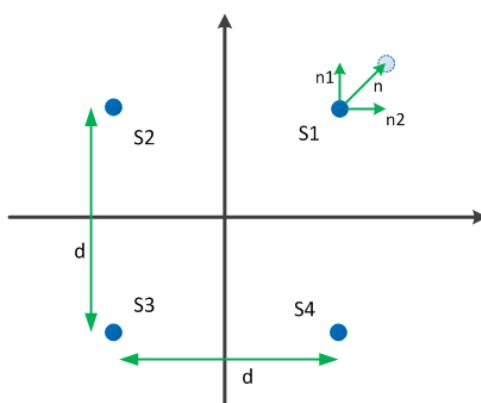


Figura B.1: Constelação QPSK.

Dada a possibilidade de cada símbolo poder ser detetado erradamente em três zonas de decisão diferentes, a obtenção da expressão da probabilidade de erro de símbolo ($P_{es\text{QPSK}}$) é facilitada calculando-se primeiramente a probabilidade do símbolo ser recebido corretamente ($P_{cs\text{QPSK}}$), sendo de seguida a $P_{es\text{QPSK}}$ obtida por:

$$P_{es\text{QPSK}} = 1 - P_{cs\text{QPSK}}. \tag{B.2}$$

Assim, a probabilidade de um símbolo ser detetado corretamente é dada pela equação (B.3), em que $P(S_i)$ é a probabilidade de transmissão do símbolo S_i e $P(C|S_i)$ é a probabilidade de receber corretamente o símbolo S_i .

$$P_{cs\text{QPSK}} = \sum_{i=1}^4 P(C|S_i)P(S_i). \quad (\text{B.3})$$

Assumindo que os quatro símbolos são igualmente prováveis, $P(S_i) = 1/4$, a equação (B.3) pode ser reduzida a:

$$P_{cs\text{QPSK}} = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 P(C|S_i). \quad (\text{B.4})$$

Dada a simetria da constelação QPSK, $P(C|S_1) = P(C|S_2) = P(C|S_3) = P(C|S_4)$. Deste modo a probabilidade dos símbolos serem recebidos corretamente pode ser determinada por:

$$\begin{aligned} P_{cs\text{QPSK}} &= P(C|S_1) = P\left(n_1 > -\frac{d}{2}\right) P\left(n_2 > -\frac{d}{2}\right) \\ &= \int_{-d/2}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{n_1^2}{2\sigma^2}} dn_1 \int_{-d/2}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{n_2^2}{2\sigma^2}} dn_2 \\ &= \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{d}{2\sqrt{(2\sigma^2)}}\right)\right]^2, \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

onde erfc é a função de erro complementar, definida como $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{-x}^{+\infty} e^{-t^2} dt$. A equação (B.5) define que a probabilidade do símbolo 1 ser detetado corretamente é dada pela probabilidade do versor n_1 não transportar o símbolo para o quadrante 2 e o versor n_2 não transportar o símbolo para o quadrante 4 (Figura B.2).

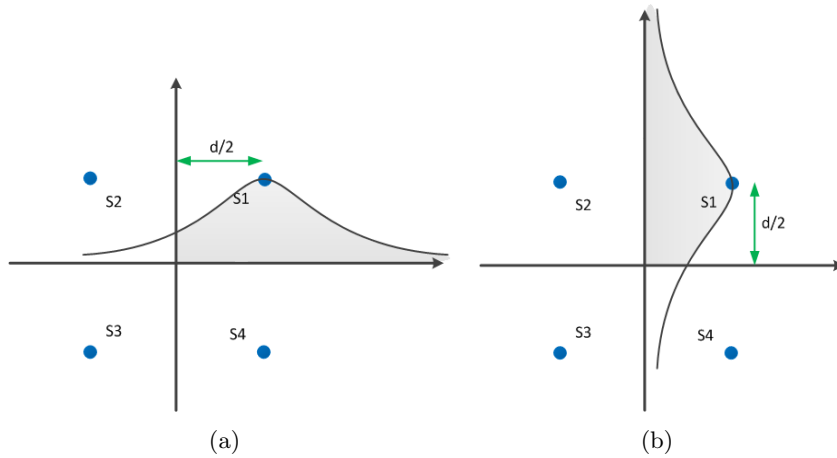


Figura B.2: a) Probabilidade da parte real não estar em erro (área a sombreado) e b) Probabilidade da parte imaginária não estar em erro (área a sombreado).

De acordo com (B.2), a probabilidade de erro de símbolo pode escrever-se:

$$\begin{aligned}
 P_{es\text{QPSK}} &= 1 - \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{d}{2\sqrt{(2\sigma^2)}} \right) \right]^2 \\
 &= \operatorname{erfc} \left(\frac{d}{2\sqrt{(2\sigma^2)}} \right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{d}{2\sqrt{(2\sigma^2)}} \right)^2.
 \end{aligned} \tag{B.6}$$

A equação B.6 fornece uma expressão para a $P_{es\text{QPSK}}$ em função da distância entre símbolos e variância do ruído. No entanto, como a energia média de um símbolo QPSK é:

$$\begin{aligned}
 \bar{E}_s &= \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 E_{si} \\
 &= \frac{1}{4} \left(\frac{d^2}{2} + \frac{d^2}{2} + \frac{d^2}{2} + \frac{d^2}{2} \right) \\
 &= \frac{d^2}{2},
 \end{aligned} \tag{B.7}$$

substituindo (B.7) em (B.6) é possível obter a expressão da $P_{es\text{QPSK}}$ em função da SNR (E_s/N_0):

$$P_{es\text{QPSK}} = \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{2}} \right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{2}} \right)^2. \tag{B.8}$$

Quando no recetor é aplicada descodificação diferencial, ou seja, descodificação diferencial após decisão, um símbolo decidido erradamente provoca a descodificação errada de dois símbolos. Deste modo, a probabilidade de erro de símbolo em sistemas DQPSK com descodificação diferencial é aproximadamente o dobro da probabilidade de erro em sistemas QPSK. Assim:

$$\begin{aligned}
 P_{es\text{DQPSK}} &\cong 2P_{es\text{QPSK}} \\
 &\cong 2 \left[\operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{2}} \right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{2}} \right)^2 \right] \\
 &\cong 2 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{2}} \right) - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{2}} \right)^2.
 \end{aligned} \tag{B.9}$$

Tendo como ponto de partida as equações (B.8) e (B.9) é possível obter as taxas de erro de bit em função da SNR. Quando os símbolos são codificados com codificação de Gray e a SNR é relativamente elevada, a taxa de erros de bit pode ser relacionada com a taxa de erros de símbolo por (B.10), uma vez que nestas condições os símbolos errados mais prováveis são os símbolos adjacentes, os quais diferem em apenas um bit.

$$BER \cong \frac{P_{es}}{\log_2(M)}. \tag{B.10}$$

Na equação (B.10), P_{es} é a probabilidade de erro de símbolo, e M é a dimensão do alfabeto, que no caso de sinais QPSK/DQPSK é igual a 4. As taxas de BER para sinais QPSK e DQPSK com descodificação após decisão são assim dadas por (B.11) e (B.12), respetivamente.

$$BER_{QPSK} \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{2}} \right) - \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{2}} \right)^2. \quad (\text{B.11})$$

$$BER_{DQPSK} \cong \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{2}} \right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{2}} \right)^2. \quad (\text{B.12})$$

Neste apêndice não é deduzida uma expressão teórica para a BER de um sinal DQPSK detetado diferencialmente (descodificação diferencial pré-decisão). No entanto, com base em [57], pode-se obter uma aproximação dada por:

$$BER_{DQPSK_{\text{pré-decisão}}} \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1.1716}{4} SNR} \right). \quad (\text{B.13})$$

Apêndice C

Implementação em FPGA do algoritmo V&V

Após simulação numérica do comportamento dos algoritmos DSP, faz parte do seu processo de avaliação proceder à implementação dos mesmos em FPGA. Deste modo é possível testar o seu comportamento sob as limitações do hardware real. Neste anexo é efetuada uma prova do conceito da implementação do algoritmo de V&V sem realimentação em *hardware* digital. A explicação detalhada do funcionamento deste algoritmo pode ser encontrada na secção 4.3.1.

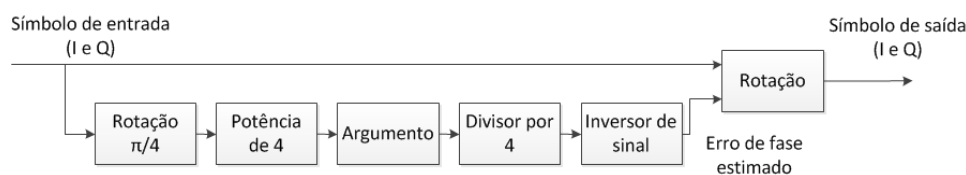


Figura C.1: Diagrama de blocos da implementação em FPGA.

O algoritmo foi desenhado na linguagem de descrição de hardware VHDL recorrendo à ferramenta *ISE Project Navigator*, e implementado numa placa de desenvolvimento Altys da Digilent que possui uma FPGA da família Spartan-6 [58]. O diagrama de blocos da implementação em FPGA pode ser observado na Figura C.1.

O estimador recebe dois sinais, normalizados na gama de -1 a 1, que transportam informação das componentes em fase e quadratura do símbolo a equalizar. À saída são disponibilizados dois sinais que correspondem às componentes em fase e quadratura do símbolo equalizado. Foi utilizado um formato de vírgula fixa e complemento para dois na representação dos dados. No entanto, na representação das componentes em fase e quadratura dos vetores foi considerado o formato Q2.6 (8 bits em complemento para 2, 2 para a parte inteira e 6 para a parte fracional), e na representação de fases o formato Q3.5 (8 bits em complemento para 2, 3 para a parte inteira e 5 para a parte fracional). Deste modo, consegue-se representar as componentes dos vetores com uma precisão de aproximadamente 1.5×10^{-2} , e as fases com uma precisão de aproximadamente 3×10^{-2} .

De notar que os blocos *Argumento*, *Rotação $\pi/4$* e *Rotação* foram implementados recorrendo a um *IPCore* desenvolvido pela *Xilinx* existente na ferramenta *ISE Project Navigator*, denominado *CORDIC*. Este *IPCore* resulta numa implementação otimizada das funções desejadas, oferecendo um melhor desempenho e ocupando menos espaço na FPGA. Para se obter

a fase de um sinal complexo (bloco *Argumento*) foi utilizado o *Cordic 5.0* [59] a operar no modo *ArcTan*. Quando esta opção é selecionada, o ângulo de saída é gerado efetuando uma rotação do vetor de entrada (fornecido nas componentes em fase e quadratura) até que a componente imaginária assuma o valor zero. Recorreu-se também ao *Cordic 5.0* para efetuar a rotação de um vetor, agora a operar na opção *Rotate*. Este modo de operação tem como parâmetros de entrada o vetor a rodar e o ângulo de rotação a aplicar ao vetor. À saída são fornecidas as componentes em fase e quadratura do vetor rodado. Já bloco *Potência de 4*, tal como o nome indica eleva à quarta potência um sinal complexo. Este foi obtido decompondo a operação em questão em somas e multiplicações em cadeia. A operação divisão por 4 é facilmente alcançada com uma deslocação de dois bits para a direita, replicando o bit de sinal. Para se inverter o sinal do erro de fase estimado, representado em complemento para 2, efetuou-se a soma entre o sinal negado e 1 ("00000001").

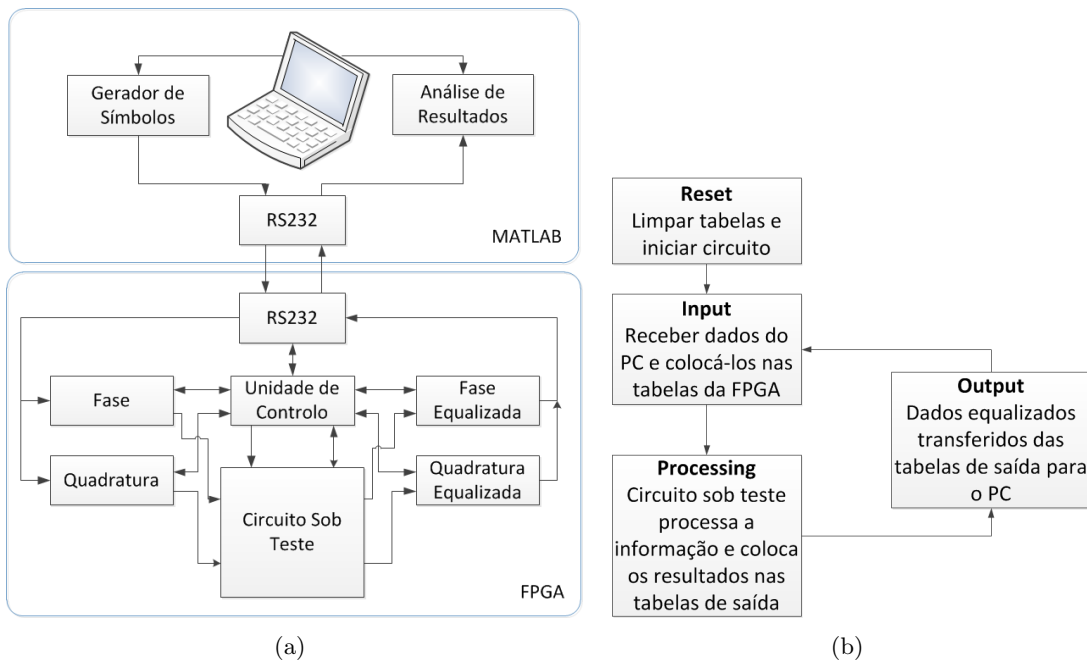


Figura C.2: a) *Setup* criado para teste e validação do algoritmo implementado na FPGA. b) Máquina de estados desenhada.

Para validar o algoritmo foi necessário criar um *setup* de testes, cujo diagrama de blocos pode ser analisado na Figura C.2(a). No Matlab são geradas as duas componentes dos símbolos a equalizar com o formato Q2.6, as quais são transmitidas para a FPGA pela porta série. Já do lado da FPGA, os dados a equalizar são armazenados em memórias RAM, sendo que cada componente do símbolo é armazenada numa memória distinta (Fase e Quadratura). Após processamento, os símbolos equalizados são colocados nas memórias de saída e transmitidos novamente para o Matlab, onde são convertidos do formato Q2.6 para números reais. De modo a sincronizar as memórias, o circuito sob teste e a interface RS232, foi criada uma máquina de estados. Na Figura C.2(b) encontra-se o diagrama que descreve esta máquina de uma forma resumida. Quando todos os símbolos já se encontram equalizados os resultados são apresentados graficamente no Matlab. O script em Matlab permite ainda fazer uma contagem dos símbolos que são equalizados para quadrantes diferentes do original.

Tabela C.1: Recursos da FPGA utilizados (LUT: *Look Up Table*).

	Total	Total %
Slice Registers	969	1%
Slice LUTs	1198	4%
Slices	413	6%
DSP48A1s	8	13%

Os recursos de hardware necessários à implementação do *setup* de testes, incluindo o algoritmo de V&V, podem ser observados na Tabela C.1. Os valores em percentagem foram obtidos tendo em conta os recursos disponíveis na FPGA Spartan-6. Obteve-se ainda uma frequência máxima de operação de aproximadamente 58 MHz. De notar que esta frequência é referente à velocidade máxima de operação dos *flip-flops* do circuito, limitada pela lógica combinacional do caminho crítico, a não deve ser confundida com a velocidade de equalização das amostras.

Foram realizados dois testes ao *setup*. Primeiramente, os símbolos foram gerados no Matlab com amplitude constante e fase aleatória. Os resultados obtidos da equalização podem ser observados na Figura C.3(a). Por um lado, pela análise da constelação, comprova-se que o erro de fase dos símbolos é corretamente estimado, uma vez que a constelação recupera a sua forma original. Por outro lado, como a contagem de erros obtida foi aproximadamente nula, conclui-se que praticamente todos os símbolos são corrigidos para o seu quadrante original. As exceções ocorrem quando um símbolo gerado no Matlab se encontra próximo do limiar de decisão entre dois quadrantes, ou seja, quando a componente em fase ou a componente em quadratura são aproximadamente nulas. Nestes casos, pequenos erros cometidos na conversão para vírgula fixa resultantes da precisão finita, fazem com que o símbolo seja interpretado pela FPGA como pertencente ao quadrante vizinho.

No segundo teste, os símbolos foram gerados com fase e amplitude aleatória, encontrando-se a última limitada ao intervalo $]\frac{\sqrt{2}}{2}, \sqrt{2}]$. Os resultados obtidos podem ser observados na Figura C.3(b). Verifica-se que quando a amplitude dos símbolos diminui, surge uma maior dispersão de fase dos símbolos equalizados. Este fenómeno deve-se ao número de bits utilizados no processamento (16 bits por símbolo), que influencia a precisão da sequência de operações realizadas para estimação do erro de fase. Aumentando este número de bits, consegue-se um aumento de resolução, podendo o fenómeno descrito anteriormente ser reduzido.

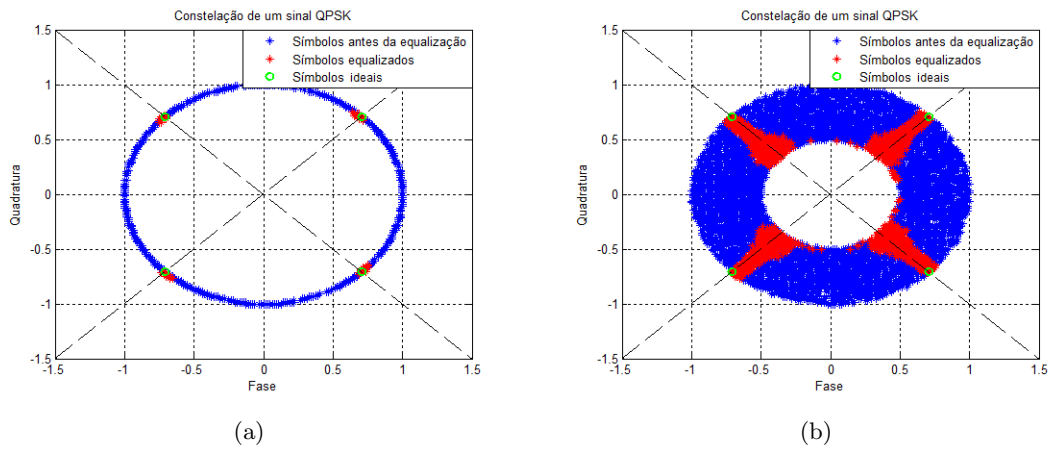


Figura C.3: Constelação do sinal QPSK antes e após a equalização: a) Símbolos a equalizar com erros de fase b) Símbolos a equalizar com erros de fase e amplitude.

Bibliografia

- [1] G. Keiser, *Optical Communications Essentials*. McGraw-Hill, 2003.
- [2] A. H. Gnauck, S. Member, R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy, and T. Li, “High-Capacity Optical Transmission Systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 9, pp. 1032–1045, 2008.
- [3] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communications Systems*, 3rd ed. Wiley-Interscience, 2002, vol. 6.
- [4] W. J. Tomlinson, “Evolution of Passive Optical Component Technologies for Fiber-Optic Communication Systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 9, pp. 1046–1063, May 2008.
- [5] M. Seimetz, *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*. Springer, 2009.
- [6] R. Ramaswami, K. N. Sivarajan, and G. H. Sasaki, *Optical Networks*, 3rd ed. Morgan Kaufmann, 2010.
- [7] B. Schrenk, S. Dris, P. Bakopoulos, and I. Lazarou, “Octary QAM as Capacity Extension for Coherent UDWDM PON,” in *ECOC*, 2012, pp. 38–40.
- [8] D. V. D. Borne, S. Calabro, S. L. Jansen, E. Gottwald, G.-d. Khoe, and H. D. Waardt, “Differential Quadrature Phase Shift Keying with Close to Homodyne Performance Based on Multi-Symbol Phase Estimation.”
- [9] B. P. J. Winzer, “Advanced Optical Modulation Formats,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 5, 2006.
- [10] I. P. Kaminow, T. Li, and A. E. Willner, *Optical Fiber Telecommunications V B: Systems and Networks*. Elsevier, 2008.
- [11] W. Shieh and I. Djordjevic, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Optical Communications*. Elsevier, 2010.
- [12] D.-S. Ly-Gagnon, S. Tsukamoto, K. Katoh, and K. Kikuchi, “Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 1, pp. 12–21, Jan. 2006.
- [13] A. H. Gnauck, S. Member, and P. J. Winzer, “Optical Phase-Shift-Keyed Transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 1, pp. 115–130, 2005.

- [14] E. Ip, A. P. T. Lau, D. J. F. Barros, and J. M. Kahn, “Coherent detection in optical fiber systems.” *Optics express*, vol. 16, no. 2, pp. 753–791, Jan. 2008.
- [15] G. Li, “Recent advances in coherent optical communication,” *Advances in Optics and Photonics*, vol. 1, no. 2, p. 279, Feb. 2009.
- [16] S. Turitsyn, M. Sorokina, and S. Derevyanko, “Dispersion-dominated nonlinear fiber-optic channel,” *Optics letters*, vol. 37, no. 14, pp. 1–4, Jul. 2012.
- [17] S. J. Savory, “Digital filters for coherent optical receivers,” *Optics express*, vol. 16, no. 2, pp. 804–17, Jan. 2008.
- [18] M. Kuschnerov, S. Member, F. N. Hauske, K. Piyawanno, B. Spinnler, M. S. Alfiad, and A. Napoli, “DSP for Coherent Single-Carrier Receivers,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 16, pp. 3614–3622, 2009.
- [19] C. r. Menyuk and A. Galtarossa, *Introduction to polarization mode dispersion in optical systems*. Springer, 2004.
- [20] X. Yuan, J. Zhang, Y. Zhang, M. Zhang, and X. Zhang, “Adaptive PMD monitoring and compensation in optical fiber communications,” *2009 7th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS)*, pp. 1–4, Dec. 2009.
- [21] T. Xu, *Digital Dispersion Equalization and Carrier Phase Estimation in 112-Gbit/s Coherent Optical Fiber Transmission System*. Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2011.
- [22] F. Buchali and H. Bulow, “Adaptive PMD Compensation by Electrical and Optical Techniques,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 4, pp. 1116–1126, Apr. 2004.
- [23] M. Laude, J.-P, *DWDM Fundamentals, Components and Applications*. Artech House, 2002.
- [24] M. Seimetz and C.-m. Weinert, “Options, Feasibility, and Availability of 2x4 90 Hybrids for Coherent Optical Systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 3, pp. 1317–1322, 2006.
- [25] E. Ip and J. M. Kahn, “Feedforward Carrier Recovery for Coherent Optical Communications,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 9, pp. 2675–2692, 2007.
- [26] C. Henry, “Theory of the phase noise and power spectrum of a single mode injection laser,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 19, no. 9, pp. 1391–1397, 1983.
- [27] M. Tur, B. Moslehi, and J. W. Goodman, “Theory of laser phase noise in recirculating fiber-optic delay lines,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 3, no. 1, pp. 20–31, 1985.
- [28] H. Rohde and S. Smolorz, “Next generation optical access: 1 Gbit/s for everyone,” *ECOC*, pp. 3–5, 2009.
- [29] J. M. Fàbrega, S. Member, J. Prat, U. P. D. Catalunya, J. Girona, and E. Barcelona, “Ultra-Dense , Transparent and Resilient Ring-Tree Access Network using Coupler-Based Remote Nodes and Homodyne Transceivers,” *ICTON*, pp. 5–8, 2009.

-
- [30] H. Rohde, S. Smolorz, J. S. Wey, and E. Gottwald, “Coherent Optical Access Networks,” *OFC/NFOEC*, pp. 1–3, 2011.
- [31] F. C. Europe, *FTTH Handbook*, 5th ed., E. C. Bull, Ed., 2012.
- [32] M. M. Freire and H. J. A. Silva, “Ethernet Passive Optical Networks,” pp. 1–7, 2005.
- [33] C. Bock, P. Chanclou, and J. Finochietto, “Architecture of future access networks,” *Next generation PONs*, pp. 29–70, 2008.
- [34] S. Smolorz, E. Gottwald, H. Rohde, D. Smith, and A. Poustie, “Demonstration of a Coherent UDWDM-PON with Real-Time Processing,” *OSA/OFC/NFOEC*, pp. 4–6, 2011.
- [35] P. S. Costa, M. V. Drummond, R. S. Ribeiro, C. Oliveira, N. Ribeiro, R. Nogueira, and P. P. Monteiro, “Experimental evaluation of a polarization tracking algorithm for single-polarization M-(D)PSK signals using coherent detection,” *2012 14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, no. D, pp. 1–4, Jul. 2012.
- [36] Leonid G. Kazovsky, “Balanced Phase-Locked Loops for Optical Homodyne Receivers: Performance Analysis, Design Considerations, and Laser Linewidth Requirements,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-4, no. 2, pp. 182–195, 1986.
- [37] L. M. Pessoa, H. M. Salgado, I. Darwazeh, and A. M. Description, “Performance Evaluation of Phase Estimation Algorithms in Equalized Coherent Optical Systems,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 17, pp. 1181–1183, 2009.
- [38] R. Farhodi, A. Ghazisaeidi, and L. A. Rusch, “Performance of carrier phase recovery for electronically dispersion compensated coherent systems,” *Optics express*, vol. 20, no. 24, pp. 3416–3425, 2012.
- [39] K. Kikuchi, “Phase-diversity homodyne detection of multilevel optical modulation with digital carrier phase estimation,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 563–570, Jul. 2006.
- [40] E. Vanin and G. Jacobsen, “Analytical estimation of laser phase noise induced BER floor in coherent receiver with digital signal processing,” *Optics express*, vol. 18, no. 5, pp. 4246–59, Mar. 2010.
- [41] M. Magarini, L. Barletta, A. Spalvieri, F. Vacondio, T. Pfau, M. Pepe, M. Bertolini, G. Gavioli, and A. Abstract, “Pilot-Symbols-Aided Carrier-Phase Recovery for 100-G PM-QPSK Digital Coherent Receivers,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 9, pp. 739–741, 2012.
- [42] A. Spalvieri and L. Barletta, “Pilot-Aided Carrier Recovery in the Presence of Phase Noise,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 7, pp. 1966–1974, Jul. 2011.
- [43] M. Morsy-Osman, Q. Zhuge, L. R. Chen, and D. V. Plant, “Feedforward carrier recovery via pilot-aided transmission for single-carrier systems with arbitrary M-QAM constellations,” *Optics express*, vol. 19, no. 24, pp. 24331–43, Nov. 2011.

- [44] F. Zhang, Y. Li, J. Wu, W. Li, X. Hong, and J. Lin, “Improved Pilot-Aided Optical Carrier Phase Recovery for Coherent M-QAM,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 18, pp. 1577–1580, 2012.
- [45] X. Zhang, X. Pang, L. Deng, D. Zibar, I. T. Monroy, and R. YOUNCE, “High phase noise tolerant pilot-tone-aided DP-QPSK optical communication systems,” *Optics express*, vol. 20, no. 18, pp. 19 990–19 995, 2012.
- [46] A. Spalvieri and L. Barletta, “Optimal Filtering in Pilot-Aided Carrier Recovery,” *Research Letters in Communications*, vol. 2009, no. 1, pp. 1–5, 2009.
- [47] M. G. Taylor, “Phase Estimation Methods for Optical Coherent Detection Using Digital Signal Processing,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 7, pp. 901–914, 2009.
- [48] G. De Jonghe and M. Moeneclaey, “Cycle Slip Analysis of the NDA FF carrier Synchronizer based on the Viterbi & Viterbi Algorithm,” pp. 880–884.
- [49] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. McGraw-Hill, 2000.
- [50] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, 2nd ed. Prentice Hall, 2001.
- [51] S. Shimotsu, S. Oikawa, T. Saitou, N. Mitsugi, K. Kubodera, T. Kawanishi, and M. Izutsu, “Single Side-Band Modulation Performance of a LiNbO3 Integrated Modulator Consisting of Four-Phase Modulator Waveguides,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 13, no. 4, pp. 364–366, 2001.
- [52] M. Kuschnerov, S. Calabro, K. Piyawanno, B. Spinnler, M. Alfiad, a. Napoli, and B. Lankl, “Low complexity soft differential decoding of QPSK for forward error correction in coherent optic receivers,” *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, no. 2, pp. 1–3, Sep. 2010.
- [53] B. Pereira, *OSIP, Optical Simulator Platform: User’s Manual*, 2012.
- [54] “VPIsystems,” 2012. [Online]. Available: <http://www.vpiphotonics.com>
- [55] “T. MathWorks,” 2013. [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/products/matlab/>
- [56] B. Pereira, M. V. Drummond, R. S. Ribeiro, and P. P. Monteiro, “Simulador de Sistemas de Comunicações Óticas: OSIP 2012,” *DETUA*, 2013.
- [57] L. E. Miller and J. S. Lee, “BER Expressions for Differentially Detected $\pi/4$ DQPSK Modulation,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 1, pp. 71–81, 1998.
- [58] “Atlys Spartan-6,” 2013. [Online]. Available: <http://www.digilentinc.com/ATLYS/>
- [59] “Xilinx IPCore CORDIC,” 2013. [Online]. Available: http://www.xilinx.com/support/documentation/ip_documentation/cordic/v5_0/ds858.cordic.pdf