Universidade de Aveiro Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática
2013

Alexandre Lemos Marques

Estudo de sequências de treino em sistemas óticos coerentes

Universidade de Aveiro Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática
2013

Alexandre Lemos Marques

Estudo de sequências de treino em sistemas óticos coerentes

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro, Professor Associado do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e do Doutor 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 (por delegação da Reitora da Universidade de Aveiro)

Vogais

Professor Doutor Adolfo da Visitação Tregeira 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, quero agradecer à minha família, em particular aos meus pais, avó e irmão, por todo apoio e conforto que me proporcionaram ao longo da minha vida pessoal e académica.

Agradeço ao Professor Paulo Monteiro, ao Doutor Miguel Drummond e ao Professor Rui Ribeiro por toda a disponibilidade e orientação ao longo da elaboração desta dissertação.

Agradeço também o apoio e o espírito de entreajuda de todos os meus colegas e amigos que me acompanharam, diretamente ou indiretamente, ao longo do meu percurso académico.

Por fim, agradeço à Universidade de Aveiro e ao Instituto de Telecomunicações de Aveiro pela contribuição no meu enriquecimento formativo.

Palavras-chave

comunicações óticas, deteção coerente, OSIP, simulação, sequências de treino, CAZAC, sincronização, estimação de canal, processamento digital, desvio de frequência

Resumo

Nos últimos anos, tem-se assistido a um grande aumento da capacidade de transmissão de dados em sistemas de comunicação ótica. O cada vez maior aproveitamento da capacidade oferecida pela fibra ótica tem levado a redes cada vez mais complexas, suportadas por transmissores e recetores de tecnologia de ponta. Atualmente, a deteção coerente em conjugação com o processamento digital de sinal tem-se tornado a tecnologia chave para a próxima geração de sistemas óticos, permitindo a compensação de imperfeições no sinal que parecia impossível há uns anos atrás. Mais recentemente, a utilização de sequências de treino nas tramas de dados transmitidas tem sido alvo de enorme interesse, uma vez que permite desenhar transmissores e recetores cujos algoritmos de processamento são simultaneamente simples e transparentes ao formato de modulação. Contudo, os sistemas que recorram a sequências de treino devem ser alvo de uma otimização cuidadosa, que numa primeira fase deve ser feita via simulação.

Nesse sentido, esta dissertação tem como objetivo o melhoramento e a adaptação da plataforma de simulação ótica, OSIP, para a utilização de sequências de treino em sistemas óticos coerentes. Para validar os componentes adicionados no ambiente de simulação OSIP, são desenvolvidos e testados algoritmos baseados em sequências de treino para realizar sincronização de dados, estimação e correção de desvio de frequência, assim como estimação de canal. É ainda proposto um método de monitorização de um dos grandes fatores limitadores da sensibilidade do recetor, o ruído de fase. De modo a melhorar a sincronização dos dados e estimação do canal, são utilizadas sequências de treino do tipo CAZAC devido às suas boas propriedades de correlação.

Keywords optical communications, coherent detection, OSIP, simulation, training sequences, CAZAC, synchronization, channel estimation, digital processing, frequency offset

Abstract

Over the last years, the optical data transmission capacity has observed a steady growth. The increasingly efficient use of the optical fiber spectrum has been relying on complex networks, built on cutting-edge transponders. Currently, coherent detection in combination with digital signal processing has emerged as one of the key technologies for the next generation optical communication systems, allowing the compensation of impairments which was seemingly impossible a couple of years ago. More recently, the use of training sequences embedded within transmitted data frames has been subject of significant interest since it allows the design of transponders whose DSP algorithms are simultaneously simple and transparent to the modulation format. However, systems based on training sequences should be first subject to careful optimization, initially done by numerical simulations.

The objective of this dissertation is to improve the optical simulation platform, OSIP, in order to enable the study of coherent optical systems using training sequences. To validate the new components in the simulator, data-aided algorithms to perform frame detection, frequency offset estimation and correction, and channel estimation were developed and tested. A new method to perform phase noise monitoring is also proposed and numerically assessed. In order to achieve an overall best-possible in all algorithms, CAZAC sequences which have excellent correlation properties were used.

Conteúdo

Conteúdo **i**

Lista de Figuras **iii**

Lista de Tabelas **v**

Glossário **vii**

1 Introdução **1**
1.1 Evolução dos sistemas de comunicação ótica 1
1.2 Motivação 2
1.3 Objetivos e estrutura da dissertação 2
1.4 Contribuições do autor 3

2 Sistemas Óticos Coerentes **5**
2.1 Transmissor 6
2.1.1 Modulação Ótica 6
2.1.2 Modelo do transmissor 8
2.2 Propagação na fibra 9
2.2.1 Atenuação 10
2.2.2 Dispersão cromática 10
2.2.3 Dispersão dos modos de polarização 11
2.2.4 Efeitos não-lineares 12
2.3 Recetor Coerente 13
2.3.1 Princípio da Deteção Coerente 13
2.3.2 Deteção Homodina e Heterodina 14
2.3.3 Recetor Homodino com diversidade de fase e polarização 14
2.4 Sincronismo 17
2.4.1 Sincronismo de Fase 17
2.4.2 Sincronismo de Frequência 19

3 Sequências de treino **21**
3.1 Introdução 21
3.2 Sequências CAZAC 21
3.3 Algoritmo para Sincronização de Tramas 24
3.4 Estimação de Desvio de Frequência 26
3.5 Monitorização de Ruído de Fase 27

3.6 Estimação de Canal 29
3.6.1 Estimação no Domínio da Frequência 29
3.6.2 Estimação no Domínio do Tempo 30

4 OSIP 2013 **33**
4.1 Novas funcionalidades 33
4.1.1 Introdução de sequências de treino no OSIP 34

5 Resultados de simulação **39**
5.1 Sincronização de tramas 39
5.1.1 Influência de Ruído Aditivo Branco Gaussiano 41
5.1.2 Influência de Dispersão Cromática 43
5.1.3 Influência de Ruído de Fase 44
5.2 Estimação e correção do desvio de frequência 45
5.3 Monitorização do Ruído de Fase 51
5.3.1 Média dos picos de correlação em função do Ruído de Fase e Ruído Aditivo Branco Gaussiano 51
5.3.2 Variância dos picos de correlação em função do Ruído de Fase e Ruído Aditivo Branco Gaussiano 52
5.4 Estimação de canal 53
5.4.1 Cenário com Filtro ótico 55
5.4.2 Cenário com Fibra SSMF 57

6 Conclusões **61**
6.1 Trabalho Futuro 62

A Estatística de Variáveis Aleatórias **63**

B Descrição dos componentes adicionados **65**

C Cálculo teórico da BER **73**

Bibliografia **77**

Lista de Figuras

2.1 Modelo canónico de sistema de transmissão coerente. 5
2.2 Modulador de fase e de Mach-Zehnder. 7
2.3 Modulador IQ. 8
2.4 Modelo do transmissor ótico. 9
2.5 Modelo do transmissor ótico com multiplexagem de polarização. 9
2.6 Dispersão vs Comprimento de onda. 11
2.7 Efeito do DGD provocado pela PMD. 12
2.8 Princípio da deteção coerente. 13
2.9 *Front-end* ótico para deteção das componentes I e Q. 15
2.10 Configuração do recetor para diversidade de fase e polarização. 16
2.11 Modelo de recetor coerente com diversidade de fase e polarização. 16
2.12 Realização de um processo de Wiener. 18
2.13 Efeito do ruído de fase na constelação do sinal recebido. 19
2.14 Evolução da fase devido ao desvio da frequência de 10 MHz. 19
2.15 Efeito do desvio de frequência na constelação do sinal recebido. 20

3.1 Sequência de CAZAC no tempo discreto. 22
3.2 Correlação circular de sequência CAZAC. 23
3.3 Estrutura da trama para configuração 2x2 MIMO. 23
3.4 Estrutura da trama de dados com sequências de treino. 24
3.5 Correlação das amostras na função P(d=0). 25
3.6 Diagrama de blocos do algoritmo de SC. 25
3.7 Métrica de SC. 25
3.8 Média teórica dos picos de correlação para sistema a 25 Gbaud e L=256 símbolos. 29

4.1 Ícone do componente TS no OSIP. 34
4.2 Janela de configuração dos parâmetros do componente TS. 35
4.3 Exemplo do funcionamento do componente TS. 35
4.4 Cadeia típica de transmissão de dados com sequências de treino no OSIP. . . 36
4.5 Diagrama de funcionamento do componente Coding. 36
4.6 Diagrama de controlo do componente TS. 37
4.7 Diagrama de funcionamento do componente BERT. 37

5.1 Modelo do transmissor no OSIP. 40
5.2 Modelo do recetor no OSIP. 40
5.3 Métrica de SC em condições ideais. 41

5.4 Métrica de SC para SNR=6 dB. 41
5.5 Histograma dos erros de sincronização para SNR=6 dB. 42
5.6 Variância dos erros de posição vs SNR. 42
5.7 Métrica de SC para $D_{ac} = 25000$ ps/nm. 43
5.8 Média dos erros de posição vs CD. 43
5.9 Métrica de SC para largura de linha de 12 MHz. 44
5.10 Média dos erros de posição vs Largura de linha (SNR=10 dB). 45
5.11 Diagrama de blocos para estimação e correção do desvio de frequência. . . . 45
5.12 Estimação do desvio de frequência vs comprimento de sequências. 46
5.13 Constelação do sinal à entrada e à saída do bloco DSP ($\Delta f = 10$ MHz). . . 47
5.14 BER vs Desvio de Frequência (SNR=∞). 47
5.15 Erros de estimação do desvio de frequência vs SNR. 48
5.16 Estimação do desvio de frequência (N=256 símbolos e SNR=6 dB). 48
5.17 Estimação do desvio de frequência. 49
5.18 Algoritmo de VeV com linha de realimentação. 49
5.19 BER vs SNR vs Desvio de Frequência. 50
5.20 BER vs SNR para desvio de frequência=10 MHz e largura de linha=100 kHz. 50
5.21 Diagrama de blocos do método para monitorização do ruído de fase. 51
5.22 Resultados de simulação vs teóricos para a média de Q. 52
5.23 Resultados de simulação para a variância de Q. 53
5.24 Modelo do transmissor implementado no OSIP para o sistema PDM-QPSK. 53
5.25 Modelo do recetor implementado no OSIP para o sistema PDM-QPSK. . . . 54
5.26 Transmissão de dados num sistema PDM com configuração 2x2 MIMO. . . . 55
5.27 Modelo do canal de transmissão no OSIP para este cenário PDM-QPSK. . . 55
5.28 Estimação de canal com resolução de 1024 amostras. 56
5.29 Estimação de canal. Resolução de 1024 amostras. 56
5.30 Estimação de canal com $\theta = \frac{\pi}{2}$ e $\varphi = 0$. Resolução de 1024 amostras. 57
5.31 Modelo do canal de transmissão no OSIP para este cenário PDM-QPSK. . . 57
5.32 Estimação da CD para Dac=1700 ps/nm. 58
5.33 Estimação da CD para Dac=4000 ps/nm com L=256 símbolos. 58

B.1 Janela de configuração do componenete TS_From_File. 65
B.2 Ícone do componente TS_From_File no OSIP. 66
B.3 Janela de configuração do componenete OverSampling. 66
B.4 Ícone do componente OverSampling no OSIP. 66
B.5 Janela de configuração do componenete RRC. 67
B.6 Ícone do componente RCC no OSIP. 67
B.7 Ícone do componente DAC no OSIP. 67
B.8 Ícone do componente DAC no OSIP. 67
B.9 Ícone do componente FPGA no OSIP. 68
B.10 Representação em vírgula fixa (em complemento para 2). 68
B.11 Janela de configuração do componente FPGA. 69
B.12 Diagrama da Interface OSIP-FGPA. 70
B.13 Fluxo de operações para leitura dos dados de entrada. 70
B.14 Fluxo de operações para processamento e envio dos dados. 71

C.1 Exemplo de constelação com formato QPSK. 73

Lista de Tabelas

4.1 Componentes adicionados e modificados na nova versão. 33
4.2 Funções adicionadas e ficheiros do *kernel* alterados. 34

5.1 Configurações dos componentes do transmissor e recetor. 40
5.2 Configuração dos componentes no sistema PDM-QPSK. 54

Glossário

Acrónimo	Designação em Português	Designação em Inglês
ADC	Conversor analógico-digital	Analog to digital converter
AWGN	Ruído aditivo branco Gaussiano	Additive white Gaussian noise
BER	Taxa de erros de bit	Bit error rate
BPD	Fotodíodo balanceado	Balanced photodiode
CAZAC	Amplitude constante e autocorrelação zero	Constant amplitude zero autocorrelation
CD	Dispersão cromática	Chromatic dispersion
CIR	Resposta impulsional do canal	Channel impulse response
CMA	Algoritmo de módulo constante	Constant modulus algorithm
DAC	Conversor digital-analógico	Digital to analog converter
DGD	Atraso diferencial de grupo	Differencial group delay
DML	Modulação direta de laser	Directly modulated laser
DSP	Processamento digital de sinal	Digital signal processing
EAM	Modulador de eletro-absorção	Electro-absorption modulator
EDFA	Amplificador de fibra dopada com érbio	Erbium doped fiber amplifier
FD	Domínio da frequência	Frequency domain
FFT	Transformada rápida de Fourier	Fast Fourier transform
FPGA	Conjunto de portas lógicas programáveis	Field programmable gate arrays
FWM	Mistura de quatro ondas	Four-wave mixing
GUIDE	Ambiente de desenho de interface gráfica	Graphical user interface design environment
GVD	Dispersão da velocidade de grupo	Group velocity dispersion
IF	Frequência intermédia	Intermediate frequency
IFWM	Mistura de quatro ondas intra-canal	Intrachannel four-wave mixing
IXPM	Modulação de fase cruzada intra-canal	Intrachannel cross-phase modulation
IMDD	Modulação em intensidade com deteção direta	Intensity modulation with direct detection
ISI	Interferência entre símbolos	Inter-symbol interference
LMS	Algoritmo de menor erro quadrático	Least mean square
LO	Oscilador local	Local oscilator
LPF	Filtro passa-baixo	Low-pass filter
LS	Mínimos quadrados	Least minimum

MIMO	Múltipla entrada e múltipla saída	Multiple-input multiple-output
MMSE	Minimização do erro quadrático médio	Minimum mean square error
MZM	Modulador Mach-Zehnder	Mach-Zehnder modulator
OOK	Modulação digital binária em amplitude	On-off keying
OPLL	Malha ótica de captura de fase	Optical phase locked loop
OSIP	Plataforma de simulação ótica	Optical simulator platform
PAPR	Razão entre potências de pico e média	Peak-to-average power ratio
PBC	Combinador de polarizações	Polarization beam combiner
PBS	Divisor de polarizações	Polarization beam splitter
PDF	Função densidade de probabilidade	Probability density function
PDM	Multiplexagem por divisão na polarização	Polarization division multiplexing
PM	Modulador de fase	Phase modulator
PMD	Dispersão dos modos de polarização	Polarization mode dispersion
PN	Ruído de fase	Phase noise
PRBS	Sequência binária pseudoaleatória	Pseudorandom binary sequence
QPSK	Modulação de fase quaternária	Quadrature phase shift keying
RCC	Raiz de cosseno elevado	Root Raised cossine
SC	Schmidl e Cox	Schmidl and Cox
SNR	Relação sinal-ruído	Signal-to-noise ratio
SMF	Fibra monomodo	Single mode fiber
SPM	Modulação de fase intra-canal	Self-phase modulation
SSMF	Fibra monomodo padrão	Standard single-mode fiber
TD	Domínio do tempo	Time domain
TIA	Amplificador de transimpedância	Transimpedance amplifier
TS	Sequência de treino	Training sequence
UART	Transmissor/recetor universal assíncrono	Universal asynchronous receiver/transmitter
VeV	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

Capítulo 1

Introdução

1.1 Evolução dos sistemas de comunicação ótica

A investigação e desenvolvimento em sistemas de comunicação ótica começou por volta da primeira metade da década de 1970. Nessa altura os sistemas usavam modulação em intensidade de lasers semicondutores. O sinal ótico modulado em intensidade era transmitido pela fibra ótica e depois detetado por um fotodíodo. Esta combinação do transmissor e recetor é designada por modulação em intensidade com deteção direta (IMDD), que tem sido usualmente implementada em sistemas de comunicação ótica até recentemente. A vantagem deste esquema de deteção IMDD reside no facto da sensibilidade do recetor ser independente da fase da portadora ótica assim como do estado de polarização do sinal recebido, que são aleatoriamente flutuantes em sistemas reais. No final do ano de 1980 e início de 1990, os sistemas coerentes começaram a atrair muita atenção para um caminho promissor de melhoramento da sensibilidade do recetor. Contudo, a sua pesquisa e desenvolvimento ficou interrompida por quase 20 anos devido à introdução dos amplificadores de fibra dopada com érbio (EDFAs) e ao rápido progresso dos sistemas de multiplexagem por divisão no comprimento de onda (WDM), que originou um decaimento no interesse dos sistemas coerentes. Com o surgimento de circuitos digitais com taxas de operação relativamente elevadas, esses sistemas voltavam a reaparecer e com novos desafios pela frente. Para além da sensibilidade do recetor, também a eficiência espetral e a tolerância aos efeitos de dispersão e não-linearidades da fibra eram agora uma preocupação que se tentava atenuar com a implementação destes sistemas. Esses problemas são ainda hoje grandes fatores limitativos em sistemas de comunicação ótica de longa distância [1, 2, 3].

Contrariamente aos sistemas de IMDD, os sistemas coerentes permitem a utilização de formatos de modulação multi-nível, tal como a modulação digital de fase quaternária (QPSK), que podem atingir ganhos de eficiências espetrais significativos, para além de 1 bit/s/Hz. Adicionalmente, o sinal elétrico recebido em recetores coerentes pode ser digitalizado e a informação do campo elétrico retida, tal como a sua amplitude, fase, frequência e polarização. Isto é possível porque o sinal recebido é proporcional ao vector campo elétrico do sinal ótico. Assim, a partir de uma unidade de processamento digital de sinal (DSP) podem ser usados algoritmos para compensar os efeitos lineares que ocorrem ao longo da fibra, tais como a dispersão cromática (CD) e a dispersão dos modos de polarização (PMD). Também os efeitos não-lineares podem ser equalizados eficientemente. Além disso, os sinais digitalizados podem ser atrasados, separados e amplificados sem degradação da qualidade do sinal. Porém, todas

estas vantagens têm o seu preço visto que um recetor ótico coerente é muito mais complexo do que um simples recetor com deteção direta. Exemplo disso são as velocidades de operação requiridas para os conversores analógico-digital (ADCs) que convertem o sinal elétrico para o domínio digital. No caso geral, a sua taxa de amostragem deve ser o dobro da taxa de símbolos de modo a obedecer ao Teorema de Nyquist e recuperar a informação corretamente. Estes ADCs fazem interface com as unidades de DSP para o controlo de polarizações, equalização e recuperação de fase e dados. O desenvolvimento e o aperfeiçoamento de todos estes componentes para a próxima geração de sistemas de comunicação óticos tem sido um grande desafio para cientistas e engenheiros, uma vez que se pretendem taxas de transmissão de dados cada vez maiores [4, 3].

1.2 Motivação

Na próxima geração de sistemas de comunicação ótica está prevista a implementação de deteção coerente para melhorar a potência e a eficiência espetral, e facilitar a compensação flexível de imperfeições do canal de transmissão usando DSPs [5]. A primeira geração de sistemas óticos coerentes comerciais refere taxas de 40 Gbit/s e 100 Gbit/s, enquanto que para a segunda geração, 400 Gbit/s e 1 Tbit/s são discutidas como taxas prováveis [6]. Com o progresso do DSP, a deteção digital coerente tem-se tornado a principal tecnologia para redes de transporte óticas de alta velocidade devido à sua sensibilidade e eficiência espetral [7]. Na primeira geração, a estimação do canal e sincronização de parâmetros é realizada recorrendo a algoritmos *non-data-aided* que só têm em conta as propriedades estatísticas do sinal de informação recebido. As próximas gerações dos sistemas óticos coerentes requerem modulações de ordem elevada, onde a utilização desses algoritmos nem sempre oferece a melhor solução [8]. Uma das mais eficientes técnicas para a compensação e estimação do canal de transmissão em redes de transporte óticas coerentes com modulação de ordem elevada, comutação flexível e roteamento de comprimentos de onda, requer a transmissão periódica de sequências de treino multiplexadas no tempo com a informação [9]. Os algoritmos aplicados nestas condições designam-se por *data-aided* e oferecem rápida aquisição do canal, melhor desempenho na estimação dos parâmetros e portanto maior escalabilidade para sistemas coerentes de próxima geração [8]. A utilização de sequências de treino tem sido alvo de investigações para as futuras redes de transporte visto que permite uma elevada flexibilidade no desenvolvimento de um *transponder*, uma vez que a recuperação do sinal não depende do formato de modulação usado [10]. Contudo, vários problemas associados a estas aproximações surgem na presença de efeitos que degradam o sinal durante a sua propagação. De modo a analisar e testar novas soluções nos projetos de sistemas óticos torna-se indispensável a utilização de ferramentas de simulação. A adaptação do simulador OSIP (plataforma de simulação ótica) [11] para os mais recentes avanços dos sistemas de comunicações óticas é portanto um ponto prioritário para que este simulador continue atualizado e possa ser utilizado para fins académicos e de investigação.

1.3 Objetivos e estrutura da dissertação

O objetivo principal desta dissertação é o estudo da utilização das sequências de treino em sistemas óticos coerentes com base em estudos analíticos e numéricos, estes últimos conduzidos pelo *software* de simulação de sistemas de comunicações óticas, OSIP. De modo a permitir

a introdução das sequências no simulador é necessário a criação de novos componentes e algoritmos de controlo.

Este documento encontra-se dividido em seis capítulos. No primeiro capítulo é apresentado o enquadramento geral do trabalho e a motivação do autor. No segundo capítulo são apresentados os conceitos fundamentais e a arquitetura dos sistemas óticos coerentes, incluindo a parte da modulação, transmissão e receção ótica. O terceiro capítulo faz uma introdução à utilização das sequências de treino em sistemas coerentes e inclui as suas principais etapas no desenvolvimento de algoritmos de DSP, tais como, sincronização, estimação e equalização. No quarto capítulo são apresentadas as novas funcionalidades e alterações do simulador OSIP para a simulação de sistemas *data-aided*, como por exemplo, algoritmos de controlo e novos componentes adicionados. No capítulo cinco, são apresentados os resultados de simulação utilizando a nova versão do simulador para o estudo do impacto das imperfeições adquiridas durante a transmissão em algoritmos com base em sequências de treino. Por fim, no capítulo seis, são apresentadas as conclusões retiradas da elaboração do trabalho e também os tópicos de interesse para trabalhos futuros.

1.4 Contribuições do autor

Na opinião do autor, este trabalho contribui originalmente para o estudo numérico e analítico da estatística da amplitude dos picos de correlação, baseado no algoritmo de sincronização de Schmidl e Cox (SC) sob a influência de ruído de fase e ruído aditivo branco gaussiano. Nas secções 3.5 e 5.3, são apresentados, respetivamente, os conceitos teóricos e os resultados obtidos por simulação para a estimativa da média e variância da amplitude dos picos.

Durante a elaboração desta dissertação foi publicado um artigo [12] sobre o impacto de diferentes imperfeições de transmissão no algoritmo de sincronização de tramas de Schmidl e Cox:

- A. Marques, M. Drummond, R. Ribeiro, P. Monteiro, "Impact of different impairments in the Schmidl and Cox Frame Detection algorithm,"Conferência de Telecomunicações (ConfTele), Maio 2013.

Capítulo 2

Sistemas Óticos Coerentes

A comunicação ótica coerente é uma das formas mais promissoras para se obter elevada sensibilidade no recetor, elevada eficiência espetral e maiores distâncias de transmissão nos sistemas óticos de próxima geração [3]. Os sistemas óticos coerentes são por isso tópico de interesse e de investigação no projeto de sistemas com formatos de modulação avançados [13]. A tecnologia chave destes sistemas é a deteção coerente pois permite, através da recuperação do campo elétrico, que o recetor receba os símbolos associados a todos os graus de liberdade disponíveis na fibra, levando à melhoria da potência e eficiência [14]. A combinação de DSP, deteção coerente, e formatos de modulação avançados resulta num recetor designado por recetor digital ótico coerente. Uma das suas principais características é a capacidade de compensação das imperfeições do canal de transmissão, em particular, a CD e a PMD, uma vez que o campo ótico é mapeado linearmente no domínio digital [15]. O modelo canónico de um sistema de transmissão coerente com multiplexagem de polarização é apresentado na figura 2.1 [4, 14], onde $x_1(k)$ e $x_2(k)$ representam os dados complexos a transmitir e $b(t)$ todos os

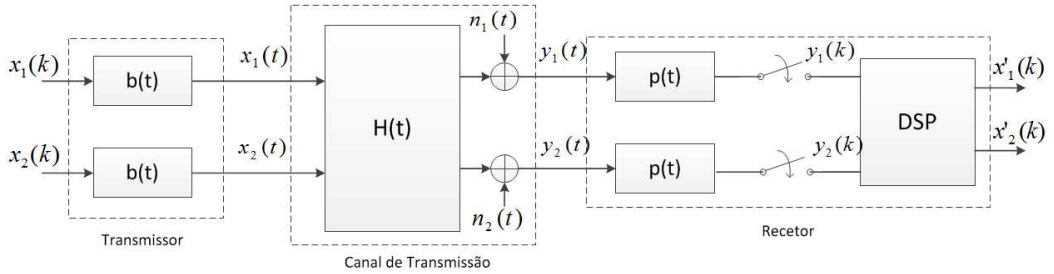


Figura 2.1: Modelo canónico de sistema de transmissão coerente.

efeitos lineares no transmissor, tais como os dos filtros e resposta em frequência dos conversores digital-analógico (DACs). No recetor, $p(t)$ representa os efeitos lineares presentes devido a, por exemplo, filtros, fotodíodos, amplificadores e resposta em frequência dos ADCs [16]. A relação dos sinais analógicos do transmissor e recetor pode ser dada por $y(t) = h(t) \otimes x(t) + n(t)$. A matriz da resposta impulsional do canal, $h(t)$, é apresentada na equação 2.1,

$$h(t) = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}, \tag{2.1}$$

onde os elementos h_{ij} denotam a resposta da i-ésima polarização de saída devido ao impulso aplicado na j-ésima polarização de entrada [4]. O efeito dos ruídos no sistema são modulados

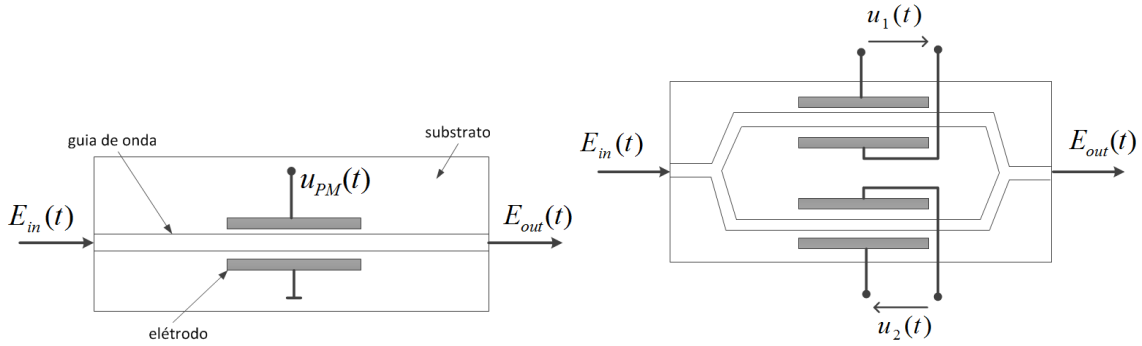
por $n_1(t)$ e $n_2(t)$. No desenvolvimento de algoritmos de equalização digital na unidade de DSP, podem ser utilizadas duas abordagens, *non-data-aided* e *data-aided*. A primeira só tem em conta as propriedades estatísticas do sinal recebido, designados na literatura por algoritmos "cegos". Nas técnicas *data-aided*, são enviadas sequências periódicas de símbolos, conhecidas a priori, juntamente com a informação, denominadas por sequências de treino. Após uma sincronização dos dados no recetor, as sequências são retiradas e sujeitas a uma comparação com as enviadas. A simplicidade desta abordagem permite a adoção de algoritmos simples para sincronização temporal, de fase e frequência, bem como de equalização do canal, enquanto que algoritmos "cegos"tornam-se mais complexos para formatos de modulação de ordem elevada. No capítulo 3 são abordadas algumas das principais etapas de um recetor *data-aided*, tais como sincronização, compensação de desvio de frequência e estimação de canal. Neste capítulo são estudados os blocos genéricos constituintes do sistema de transmissão da figura 2.1, transmissor, canal ótico e recetor.

2.1 Transmissor

2.1.1 Modulação Ótica

A modulação ótica tem como objetivo base a conversão de um sinal no domínio elétrico para o ótico. As taxas de transmissão de dados nos sistemas de comunicação ótica estão tradicionalmente limitados pela velocidade de operação dos componentes opto-eletrónicos. Assim, além dos formatos de modulação, também as tecnologias utilizadas são aspectos de relevo para se obter uma boa relação custo-eficiência nas técnicas de modulação dos sistemas. Dentro das tecnologias de modulação destacam-se os lasers modulados diretamente (DMLs), os moduladores de eletro-absorção (EAMs) e os moduladores de Mach-Zehnder (MZMs). Nos DMLs, os dados transmitidos são traduzidos em variações de corrente no laser que originam a comutação *on-off* do seu feixe de luz. O resultado é um formato de modulação binária em amplitude (OOK). Embora simples e baratos, apresentam grandes limitações ao nível da sua velocidade de transmissão e podem originar um *chirp* de frequência que provoca uma modulação residual de fase no sinal. Os EAMs são estruturas de semicondutores *pin*, cuja sua banda de *gap* pode ser modulada por aplicação de uma tensão externa que provoca assim variações nas propriedades de absorção do dispositivo. Contudo, similarmente aos DMLs, estes produzem algum *chirp* residual. As suas grandes desvantagens são a dependência do comprimento de onda com as características de absorção, as perdas por inserção e as suas limitações de potência. Contrariamente aos EAMs, baseados no princípio de absorção, os MZMs operam pelo princípio da interferência e são controlados pela modulação da fase ótica do sinal. Devido ao seu desempenho de modulação controlável e a possibilidade de modular independentemente em intensidade e em fase o campo ótico, este modulador forma a base dos formatos de modulação avançados [17]. O sinal do feixe ótico incidente no MZM é separado em dois ramos através de um acoplador na entrada, onde cada ramo é composto por um modulador de fase (PM). As estruturas dos PMs e MZMs são ilustradas na figura 2.2 [17, 13].

O PM pode ser fabricado como um dispositivo ótico integrado incorporando um guia de onda ótico num substrato eletro-ótico (geralmente $LiNbO_3$), tal como ilustra a figura 2.2a. Uma vez que o índice de refração do material pode ser alterado por aplicação de uma tensão externa nos elétrodos, o campo elétrico do feixe incidente pode ser modulado em fase. A



(a) Modulador de fase (PM). (b) Modulador de Mach-Zehnder (MZM).

Figura 2.2: Modulador de fase e de Mach-Zehnder.

relação do campo ótico incidente, $E_{in}(t)$, e o campo de saída, $E_{out}(t)$, pode ser expressa pela equação 2.2 [13],

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot e^{j\varphi_{PM}(t)} = E_{in}(t) \cdot e^{j\frac{u_{PM}(t)}{V_\pi}\pi}, \tag{2.2}$$

onde $u_{PM}(t)$ representa a tensão de *drive* externa aplicada aos elétrodos e V_π a tensão de *drive* necessária para provocar um deslocamento de π, tipicamente especificada [13].

O MZM através dos dois PMs em paralelo faz com que os campos inicialmente separados apresentem uma diferença de fase entre eles, controlada pelas tensões aplicadas a cada um dos PMs, $u_1(t)$ e $u_2(t)$. Na saída, os dois campos são interferidos por um acoplador. Esta interferência pode ser construtiva ou destrutiva, dependendo das tensões elétricas aplicadas, produzindo uma modulação em intensidade. A estrutura interferométrica do modulador é ilustrada na equação 2.2b. Não considerando as perdas de inserção, a equação 2.3 apresenta a função transferência do MZM [17, 13],

$$\begin{aligned} \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} &= \frac{1}{2} \cdot \left(e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}\right) \\ &= \frac{1}{2} \cdot \left(e^{j\frac{u_1(t)}{V_{\pi_1}}\pi} + e^{j\frac{u_2(t)}{V_{\pi_2}}\pi}\right), \end{aligned} \tag{2.3}$$

onde $\varphi_1(t)$ e $\varphi_2(t)$ são, respetivamente, os atrasos de fase induzidos em cada dos ramos. Esse atraso, tal como já referido, é dependente da tensão aplicada a cada um dos moduladores de fase, $u_1(t)$ e $u_2(t)$. Tendo em conta a relação dessas tensões, o MZM pode operar em dois modos distintos: modo *push-push* e modo *push-pull*. Considerando $V_{\pi_1} = V_{\pi_2} = V_\pi$, no primeiro caso o modulador comporta-se como um modulador de fase puro uma vez que é induzido em ambos os ramos um atraso de fase idêntico, $\varphi = \varphi_1 = \varphi_2$ ($u_1(t) = u_2(t) = u(t)$), sendo a relação do campo de entrada e de saída equivalente à de um PM (equação 2.2). No segundo modo de operação, as tensões dos dois ramos são simétricas ($u_1(t) = -u_2(t) = \frac{u(t)}{2}$) levando a que $\varphi_1(t) = -\varphi_2(t)$. Este modo é o utilizado quando se deseja obter uma modulação em intensidade com a ausência de *chirp*. A sua relação do campo ótico de entrada com o de saída é dado pela equação 2.4 [13, 17],

$$\begin{aligned} E_{out}(t) &= E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{\varphi_1(t) - \varphi_2(t)}{2}\right) \\ &= E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{2V_\pi}\pi\right), \end{aligned} \tag{2.4}$$

onde $\varphi_1(t) - \varphi_2(t) = 2\varphi_1(t)$ representa a diferença de fase entre os campos do ramo superior e inferior do MZM. Neste modo (*push-pull*), o modulador só utiliza uma tensão de drive para a modulação de ambos os ramos.

Baseado nos moduladores introduzidos e de modo a se obter um transmissor de modulação ótica para sinais com formatação avançada mais flexível, é apresentado o modulador IQ. Este é composto por dois MZMs e um PM, tal como ilustra a figura 2.3. O sinal do campo ótico

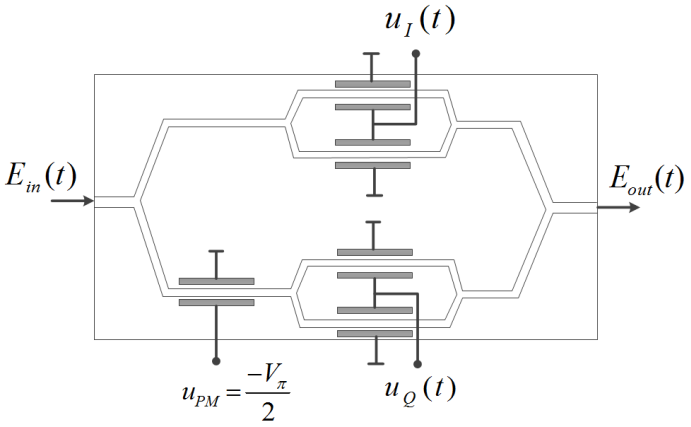


Figura 2.3: Modulador IQ.

incidente, $E_{in}(t)$, é divido em dois braços, de igual potência, o da componente em fase (I) e o da quadratura (Q). Em ambos, a modulação é realizada através de um MZM a operar no modo *push-pull*, sendo que num deles é ainda induzido um atraso de fase de $\frac{\pi}{2}$ com um PM. Desta forma, depois de recombinados os sinais de saída dos braços, é possível obter um sinal de saída complexo (IQ) com modulação de amplitude e fase. A função transferência do modulador, não considerando as perdas de inserção, é apresentada na figura 2.5 [13].

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2}\cos\left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi}\pi\right) + j\frac{1}{2}\cos\left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi}\pi\right) \tag{2.5}$$

A modulação em amplitude e fase do sinal resultante do modulador IQ pode ser descrita, respetivamente, pelo módulo e fase da expressão da função transferência. A subsecção seguinte apresenta o modelo de um transmissor que faz uso do modulador IQ para realizar a modulação ótica dos sinais a transmitir.

2.1.2 Modelo do transmissor

O modelo do transmissor ótico é apresentado na figura 2.4 [18]. Após gerada a sequência binária a enviar, a unidade de DSP é responsável por paralelizar a informação de forma a realizar o mapeamento e a codificação do sinal. Depois de modulados digitalmente, os dados são divididos nas suas componentes, I e Q, e convertidos para o domínio analógico. De modo a aplicar uma tensão de *drive* correta nos moduladores são utilizados amplificadores. Os filtros passa-baixo servem para colmatar possíveis problemas associados à largura de banda do sinal, bem como para modelar a resposta passa-baixo de todos os componentes elétricos. Por fim, os dados são modulados pelo modulador IQ e enviados pelo canal de transmissão.

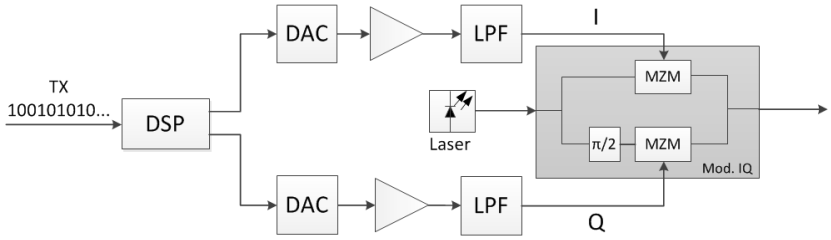


Figura 2.4: Modelo do transmissor ótico.

A figura 2.5 representa o mesmo modelo do transmissor ótico mas para transmissão de dados multiplexados na polarização. Em termos de simulação, são utilizadas duas fontes de geração de sequências binárias. O feixe ótico do laser é divido em dois sinais de igual potência que são utilizados para modular os sinais de cada componente de polarização. Posteriormente, os sinais modulados são combinados por um combinador de polarizações (PBC) de forma a ser enviado um sinal ótico com multiplexagem de polarização.

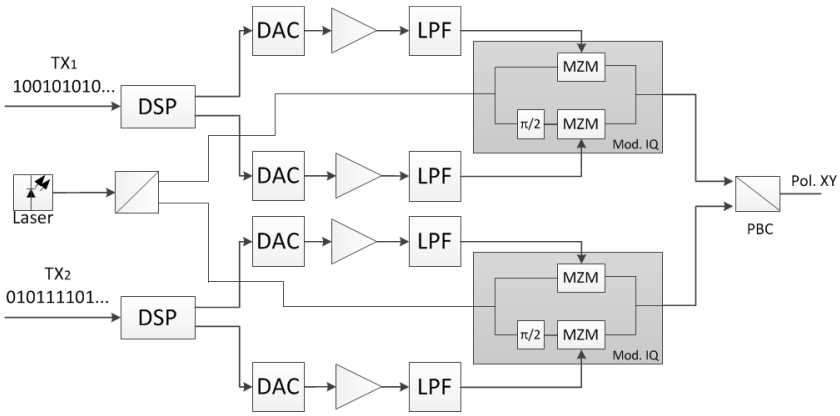


Figura 2.5: Modelo do transmissor ótico com multiplexagem de polarização.

2.2 Propagação na fibra

A evolução das duas polarizações ortogonais do campo ótico, $E_x(z,t)$ e $E_y(z,t)$, ao longo da fibra ótica pode ser descrita aproximadamente pelas equações de Manakov [19]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_x}{\partial z} &= -\frac{\alpha(z)}{2}E_x - j\frac{\beta_2(z)}{2}\frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2} + j\frac{8\gamma}{9}JE_x + \eta_x \\ \frac{\partial E_y}{\partial z} &= -\frac{\alpha(z)}{2}E_y - j\frac{\beta_2(z)}{2}\frac{\partial^2 E_y}{\partial t^2} + j\frac{8\gamma}{9}JE_y + \eta_y, \end{aligned} \tag{2.6}$$

onde z e t representam, respetivamente, a distância de propagação e a variável temporal, $J = |{E_x}^2| + |{E_y}^2|$ é a não linearidade calculada sobre a heterogeneidade das polarizações, α o coeficiente de atenuação da fibra, β_2 o parâmetro que carateriza o efeito da dispersão cromática, γ o coeficiente não linear de propagação e η o ruído distribuído em cada polarização [19].

2.2.1 Atenuação

Uma das mais básicas características de perda de potência num *link* ótico é a atenuação. A atenuação é a perda de potência ótica da luz ao longo da sua propagação pela fibra e pode ser definida pela razão entre a potência de saída e de entrada [2]. Para uma fibra ótica de comprimento L, a relação das potências é dada pela equação 2.7 [20],

$$P_{out} = P_{in} e^{-\alpha \cdot L}, \tag{2.7}$$

onde P_{in} e P_{out} representam, respetivamente, a potência de entrada e saída da fibra e α o coeficiente de atenuação em km^{-1}. Usualmente este coeficiente é expresso nas unidades de dB/km, usando a relação da equação 2.8, e é referido como o parâmetro de perdas na fibra [20].

$$\alpha(dB/km) = -\frac{10}{L} \log_{10}\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) \approx 4.343 \cdot \alpha \tag{2.8}$$

A atenuação da fibra ótica pode ser causada por absorção, *scattering* e perdas de curvatura. Os seus principais limites físicos impostos são devido ao *scattering* em fibras de silica, causados pela estrutura molecular do vidro para pequenos comprimentos de onda, e devido à absorção do material para comprimentos de onda elevados. As perdas de curvatura podem também induzir perdas de potência devido à radiação que é perdida nas curvas da fibra. Estas perdas são inversamente proporcionais ao raio de curvatura e dependem do comprimento de onda [2].

2.2.2 Dispersão cromática

O principal efeito da CD na fibra é o alargamento temporal dos sinais ao longo da sua propagação. Este fenómeno é também conhecido por dispersão da velocidade de grupo (GVD), uma vez que a dispersão é resultado da dependência da velocidade de grupo com a frequência, causada por dois tipos de dispersão, a dispersão do material e do guia de onda. A dispersão material ocorre devido às variações do índice refrativo do material com a frequência (ou comprimento de onda ótico), levando a que as várias componentes espetrais do sinal viajem a velocidades diferentes. A dispersão do guia de onda ocorre quando a velocidade de onda no guia depende da sua frequência por razões geométricas [21, 22, 13]. Considerando a ausência de atenuação, efeitos não-lineares e de ruído, o sistema resultante é linear e o efeito da dispersão cromática pode ser modelado. Nestas condições, a evolução do campo ótico $E(z,t)$ de cada polarização ao longo da fibra pode ser aproximada pela equação 2.9 [23, 17],

$$\frac{\partial E}{\partial z} = -j\frac{\beta_2(z)}{2}\frac{\partial^2 E}{\partial t^2}, \tag{2.9}$$

onde $\beta_2(z)$ é designado por GVD e representa a variação da velocidade de grupo com a frequência angular, ω. O parâmetro GVD é obtido a partir da constante de propagação $\beta(\omega)$, usando $\beta_2 \equiv \left[\frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2}\right]_{\omega=\omega_0}$ onde ω_0 é a frequência angular de referência em que é avaliada a GVD [17]. Dentro da comunidade de engenharia, o parâmetro de dispersão D é tipicamente mais utilizado do que o β_2 para a especificação da dispersão da fibra. A sua relação é dada por:

$$D(z) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2}\beta_2(z), \tag{2.10}$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo e λ o comprimento de onda do sinal ótico. O parâmetro D é expresso em unidades de $ps/(nm \cdot km)$. A partir da equação 2.9 e para um comprimento de fibra igual a L, a equação 2.11 apresenta a resposta em frequência do efeito da dispersão no canal [23].

$$G(f) = e^{-j\frac{\pi\lambda^2 f^2 DL}{c}} \tag{2.11}$$

Este efeito resulta em distorções e alargamentos no sinal no domínio do tempo que provocam interferência entre símbolos (ISI) [17]. No caso de fibras óticas monomodo (SMF), o alargamento temporal, em segundos, causado pela dispersão pode ser estimado pela equação 2.12 [20],

$$\Delta t = D \cdot L \cdot \Delta\lambda = D \cdot L \cdot \frac{\lambda_0^2}{c}\Delta f, \tag{2.12}$$

onde L é o comprimento da fibra, D o parâmetro de dispersão, Δf a largura de banda do sinal, c a velocidade da luz no vácuo e λ_0 é o comprimento de onda de emissão da fonte ótica. A figura 2.6 (adaptada de [22]) apresenta a variação do parâmetro de dispersão D com o comprimento de onda numa fibra ótica monomodo padrão (SSMF). Pela figura tira-se que D é aproximadamente 17 $ps/(nm \cdot km)$ para o comprimento de onda de 1550 nm, que é o comprimento onda de operação para a maioria sistemas de transmissão práticos.

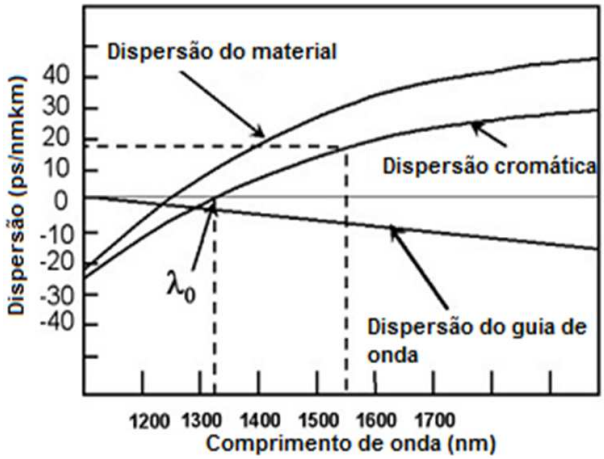


Figura 2.6: Dispersão vs Comprimento de onda.

2.2.3 Dispersão dos modos de polarização

Numa fibra monomodo ideal, as componentes polarizadas ortogonalmente do modo fundamental possuem iguais constantes de propagação devido à simétrica circular da fibra. No entanto, na prática, as fibras apresentam imperfeições e assimetrias circulares que levam a que as polarizações exibam diferentes velocidades de grupo, dando origem a um atraso diferencial de grupo (DGD). O DGD manifesta-se como um alargamento dispersivo nos sinais [17, 22, 2]. Este fenómeno é designado por PMD. Na figura 2.7 é ilustrado o efeito do DGD provocado pela PMD numa fibra ótica (adaptado de [22]).

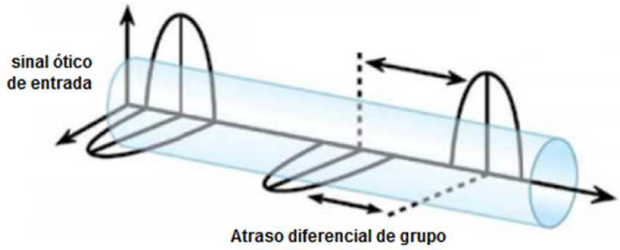


Figura 2.7: Efeito do DGD provocado pela PMD.

As variações aleatórias nas imperfeições ao longo da fibra originam a que os efeitos da PMD sigam um processo cumulativo dependente da raiz quadrado da distância de propagação. Assim, devido a essa natureza aleatória, para avaliar a PMD é usualmente calculado o valor médio do DGD, expresso pela equação 2.13,

$$< \Delta\tau_{PMD} >= PMD \cdot \sqrt{L}, \tag{2.13}$$

onde PMD representa o parâmetro da dispersão dado em $ps/\sqrt{km}$ e L o comprimento da fibra em km. O valor típico de PMD varia de 0.1 $ps/\sqrt{km}$ a 1 $ps/\sqrt{km}$ [22].

2.2.4 Efeitos não-lineares

A propagação dos sinais em fibras óticas monomodo está fortemente confinada no seu núcleo. Como resultado desse confinamento, a intensidade na luz na fibra pode exceder os MW/cm^2 e consequentemente afetar o seu índice de refração. Esta dependência do índice de refração com a intensidade é designada por efeito de Kerr. As alterações induzidas no sinal pela variação do índice de refração traduzem-se em rotações na fase do sinal que originam distorções que aumentam com a potência do sinal [17]. A evolução do campo ótico, E, para uma polarização, na presença da não-linearidade de Kerr pode ser dada por [17]:

$$\frac{\partial E}{\partial z} = j\gamma|E|^2E, \tag{2.14}$$

onde γ representa o coeficiente não-linear de Kerr. De modo a entender melhor a origem e o desempenho dos diferentes regimes não-lineares de transmissão, esta não-linearidade pode ser decomposta em duas classes de interações não-lineares. Quando as não-linearidades da fibra ocorrem num único canal WDM, são referidas como não-linearidades intra-canal. Caso ocorram entre dois ou mais canais WDM, são designadas por não-linearidades inter-canal. A importância de cada uma dessas classes de não-linearidades depende significantemente das taxas de transmissão dos sistemas. As primeiras são as que mais afetam os sistemas WDM com taxas acima dos 10 Gbit/s. Abaixo dessa taxa, as não-linearidades inter-canal são geralmente as dominantes [17]. Considerando a multiplexagem WDM do campo ótico E em três das suas componentes, E_1, E_2 e E_3, pode-se reescrever a equação 2.14 para uma nova versão tendo em conta estas três componentes do campo, dada pela equação 2.15 [17].

$$\frac{\partial E_1}{\partial z} = j\gamma|E_1|^2E_1 + 2j\gamma(|E_2|^2 + |E_3|^3)E_1 + j\gamma E_2^2E_3^* \tag{2.15}$$

Se os campos $E_{1,2,3}$ representarem canais individuais WDM, os termos do lado direito representam, respetivamente, os efeitos não-lineares: modulação de fase intra-canal (SPM),

modulação de fase cruzada (XPM) e mistura de quatro ondas (FWM). O efeito SPM representa a modulação de fase não-linear resultante das mudanças de intensidade do próprio canal, isto é, depende somente da sua própria potência. O XPM e o FWM resultam, respetivamente, da interferência e do batimento entre canais adjacentes. Caso as componentes do campo estejam associadas a apenas um canal WDM, o segundo e terceiro termo passam a designar-se por modulação de fase cruzada intra-canal (IXPM) e mistura de quatro ondas intra-canal (IFWM). O IXPM resulta da interferência entre as componentes do canal e o IFWM da combinação das suas várias componentes de frequência. As não-linearidades intra-canal são particularmente importantes nos formatos de modulação avançados com taxas de transmissão elevadas [17, 13].

2.3 Recetor Coerente

2.3.1 Princípio da Deteção Coerente

A deteção coerente permite que todos os parâmetros de informação do sinal ótico (amplitude, fase, frequência e polarização) sejam transferidos para o domínio elétrico. No caso da deteção de sinais óticos com formatos de modulação de ordem elevada, esta deteção traz vantagens na desmodulação do sinal visto que pode ser efetuada completamente no domínio elétrico, reduzindo assim a complexidade ótica. Além disso, os recetores coerentes exibem a possibilidade da compensação no domínio digital das imperfeições da propagação do sinal. Para entender como os parâmetros do campo do sinal ótico de informação podem ser extraídos e disponíveis no domínio elétrico, a figura 2.8 apresenta a estrutura base do princípio da deteção coerente [13]. Depois da interferência do sinal ótico de informação com o sinal do

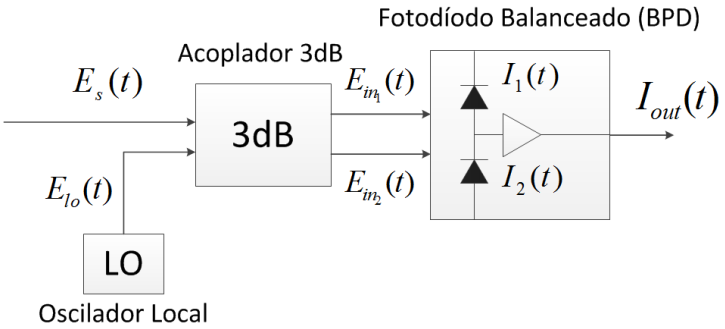


Figura 2.8: Princípio da deteção coerente.

oscilador local (LO), através do acoplador de 3 dB, é realizada uma fotodeteção através de um fotodíodo balanceado (BPD), permitindo assim a conversão do sinal do meio ótico para o elétrico. Considerando o campo elétrico normalizado, o sinal ótico de informação recebido pode ser descrito pela equação 2.16 e o sinal do LO pela equação 2.17 [13],

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot a(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \cdot e^{j\varphi_{n_s}(t)} \cdot e_s \tag{2.16}$$

$$E_{lo}(t) = \sqrt{P_{lo}} \cdot e^{j(\omega_{lo} t + \varphi_{lo})} \cdot e^{j\varphi_{n_{lo}}(t)} \cdot e_{lo}, \tag{2.17}$$

onde P_s e P_{lo} representam, respetivamente, as potências de onda contínua, ω_s e ω_{lo} as frequências angulares, φ_s e φ_{lo} as fases iniciais , φ_{n_s} e $\varphi_{n_{lo}}$ representam o ruído de fase

do laser e e_s e e_{lo} os vectores unitários de polarização do sinal ótico recebido e do LO [13]. Por fim, $a(t)$ e $\varphi(t)$ são a informação em intensidade e em fase do sinal. As fotocorrentes resultantes da deteção balanceada, I_1 e I_2 são descritas nas equação 2.18 e 2.19,

$$I_1(t) = R \cdot (E_{in_1} \cdot E^*_{in_1}) + i_{sh_1} = R \cdot P_{in_1} + i_{sh_1} \tag{2.18}$$

$$I_2(t) = R \cdot (E_{in_2} \cdot E^*_{in_2}) + i_{sh_2} = R \cdot P_{in_2} + i_{sh_2}, \tag{2.19}$$

onde R e E_{in} representam, respetivamente, a responsividade e o campo ótico incidente em cada fotodíodo e i_{sh} o ruído balístico (*shot noise*) das suas fotocorrentes. A corrente de saída do fotodíodo balanceado é dada pela subtração das correntes dos fotodíodos e descrita pela equação 2.20 [13],

$$\begin{aligned} I_{out}(t) &= I_1(t) - I_2(t) = R(P_{in_1} - P_{in_2}) + i_{sh} \\ &= 2R\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{lo} \cdot \sin\left(\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_o + \varphi(t)\right) + i_{sh}, \end{aligned} \tag{2.20}$$

onde $i_{sh} = i_{sh_1} - i_{sh_2}$ representa o ruído balístico resultante da fotodeteção, $\Delta\omega = \omega_s - \omega_{lo}$ é a frequência angular que descreve o desvio de frequência entre o laser local e o do transmissor, $\varphi_n(t) = \varphi_{n_s}(t) - \varphi_{n_{lo}}(t)$ o ruído de fase variante ao longo do tempo [2], $\varphi_0 = \varphi_s - \varphi_{lo}$ a fase inicial e $\varphi(t)$ a informação de fase. De notar que a equação 2.20 ignora a influência do ruído térmico.

2.3.2 Deteção Homodina e Heterodina

Na deteção coerente podem ser distinguidos dois princípios fundamentais: deteção homodina e heterodina. Na deteção homodina, a diferença de frequência entre o LO e o sinal é nula e portanto o espetro ótico é diretamente convertido para banda base no domínio elétrico. Neste caso a corrente resultante do fotodíodo balanceado é equivalente à descrita na equação 2.20 com $\Delta\omega = 0$. Um dos principais desafios para recetores homodinos é a implementação da sincronização das frequências e fases do laser do sinal e do LO. No caso da deteção heterodina, as frequências do sinal e do LO são escolhidas para serem diferentes para que a informação do sinal ótico seja transferida para uma banda elétrica centrada a uma frequência intermédia, ω_{IF}, que corresponde à diferença de frequência entre o laser do sinal e o LO ($\Delta\omega$). A frequência intermédia deve ser muito mais elevada do que metade da largura de banda do sinal em banda base. A expressão da corrente resultante após a fotodeteção é dada pela equação 2.20 com $\Delta\omega = \omega_{IF}$. Quando se tem em conta a eficiência espetral e viabilidade a elevados ritmos de transmissão de dados, os recetores homodinos são superiores aos heterodinos devido à sua ocupação espetral [13, 2]. Nesta dissertação somente recetores homodinos são considerados.

2.3.3 Recetor Homodino com diversidade de fase e polarização

De modo a ser possível a deteção das componentes em fase (I) e quadratura (Q) de sinais com formatos de modulação avançados, um *front-end* ótico deve ser implementado. O sinal recebido é misturado com o oscilador local através do 2x4 90º híbrido cujas suas saídas são detetadas por dois fotodíodos balanceados. A figura 2.9 ilustra o diagrama deste *front-end* [13].

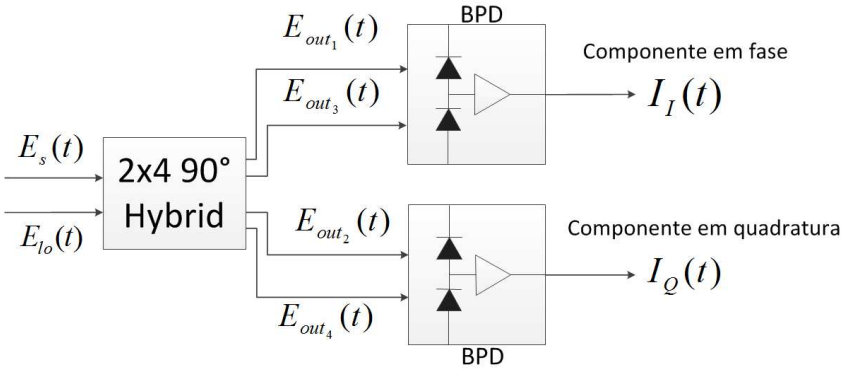


Figura 2.9: *Front-end* ótico para deteção das componentes I e Q.

Considerando os sinais à entrada do componente 2x4 90º híbrido descritos na equação 2.21, a potência nas suas saídas que permite a deteção de ambas as componentes IQ é dada pela expressão da equação 2.22,

$$E_{in_1}(t) = |E_{in_1}| \cdot e^{\phi_1(t)}, E_{in_2}(t) = |E_{in_2}| \cdot e^{\phi_2(t)} \tag{2.21}$$

$$\begin{aligned} P_{out_n}(t) &= \tfrac{1}{4}|E_{in_1}(t)|^2 + \tfrac{1}{4}|E_{in_2}(t)|^2 \\ &+ \tfrac{1}{2}|E_{in_1}||E_{in_2}| \cdot \cos\left(\phi_1(t) - \phi_2(t) - n \cdot 90^o + \psi\right), \end{aligned} \tag{2.22}$$

onde $|E_{in_1}|$ e $|E_{in_2}|$ representam a intensidade do campo ótico incidente do sinal e do LO, $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$ a sua informação de fase, P_{out_n} a potência desejada em cada porto de saída $n = 0, 1, 2, 3$ e ψ uma rotação de fase aleatória. Para $\psi = 0$, a função transferência dos campos do componente 2x4 90º híbrido é dada pela equação 2.23 [13],

$$\begin{bmatrix} E_{out_1}(t) \\ E_{out_2}(t) \\ E_{out_3}(t) \\ E_{out_4}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} E_s(t) + E_{lo}(t) \\ E_s(t) + jE_{lo}(t) \\ E_s(t) - E_{lo}(t) \\ E_s(t) - jE_{lo}(t) \end{bmatrix}, \tag{2.23}$$

de onde se observa uma diferença de fase entre os campos de entrada e os quatro de saída de $n \cdot 90^o$. Depois de detetados os campos de saída, as fotocorrentes em fase e quadratura obtidas são dadas respetivamente pelas equações 2.24 e 2.25 [13],

$$\begin{aligned} I_I(t) &= R(P_{out_1} - P_{out_3}) + i_{sh_I} \\ &= R\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{lo} \cdot \cos\left(\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_o + \varphi(t)\right) + i_{sh_I} \end{aligned} \tag{2.24}$$

$$\begin{aligned} I_Q(t) &= R(P_{out_2} - P_{out_4}) + i_{sh_Q} \\ &= R\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{lo} \cdot \sin\left(\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_o + \varphi(t)\right) + i_{sh_Q}, \end{aligned} \tag{2.25}$$

com i_{sh_I} e i_{sh_Q} a representarem o ruído balístico das fotocorrentes no braço da componente em fase e em quadratura do *front-end*, $\Delta\omega$ o desvio de frequência entre o laser local e o do transmissor, $\varphi_n(t)$ o ruído de fase, φ_0 a fase inicial e $\varphi(t)$ a informação de fase [13].

Até agora supôs-se que a polarização do sinal de entrada estava sempre alinhada com a do LO. Em sistemas práticos o alinhamento da polarização do sinal com o LO torna-se difícil

devido a variações aleatórias no estado de polarização do sinal ao longo da sua propagação pela fibra. Assim, uma das formas do recetor coerente conseguir lidar com a dependência da polarização é a utilização de uma configuração com diversidade de polarização [2]. Um recetor com diversidade de fase e polarização pode ser implementado pelo uso de dois divisores de polarização (PBSs) e dois *front-ends* da figura 2.9, um para cada componente do sinal, I e Q, como mostra a figura 2.10 [2].

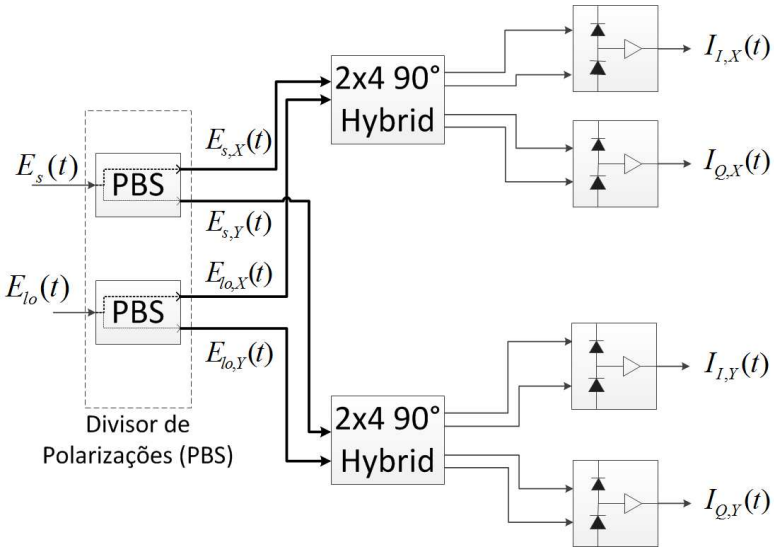


Figura 2.10: Configuração do recetor para diversidade de fase e polarização.

Através de um PBS, o sinal ótico de informação, com estado de polarização arbitrário, é recebido e separado em duas componentes lineares de polarização (x e y). Depois da deteção balanceada, as fotocorrentes das componentes I e Q de cada polarização podem ser combinadas eletricamente para a reconstrução do sinal. Atualmente, recetores digitais coerentes para deteção de sinais com formatos de modulação avançados têm sido alvo de extensas investigações. Estes recetores usam os mesmos *front-ends* da figura 2.10 para diversidade de fase e polarização. No domínio elétrico, os sinais detetados são sujeitos a filtragens e amostragens para posterior processamento no domínio digital. [13, 2]. A figura 2.11 apresenta um modelo de um recetor digital coerente com diversidade de fase e polarização [15, 16].

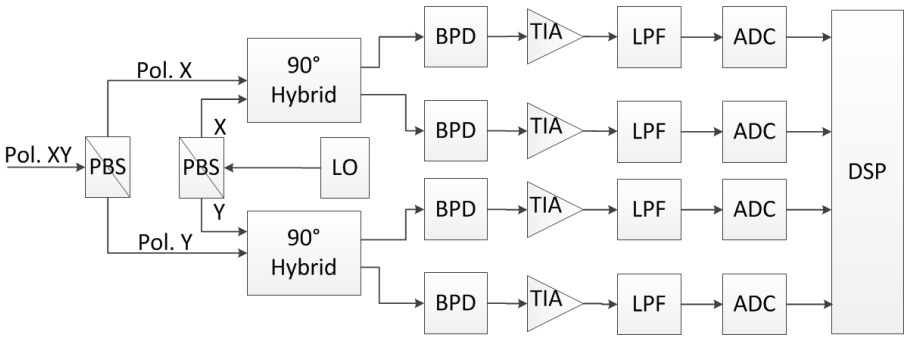


Figura 2.11: Modelo de recetor coerente com diversidade de fase e polarização.

Depois da divisão do sinal ótico recebido nas duas componentes de polarização através de

um PBS, os sinais são encaminhados para os seus respetivos *front-ends* que têm a responsabilidade de os mapear linearmente num conjunto de sinais elétricos. Depois de filtrados, os sinais detetados de ambas as componentes, I e Q, são convertidos para o domínio digital através de uma amostragem realizada por um ADC [15]. Na unidade de DSP, antes da sequência binária ser descodificada, podem ser aplicados algoritmos de compensação das imperfeições do sinal provocadas ao longo da sua propagação.

2.4 Sincronismo

Como mencionado na subsecção 2.3.2, um dos principais desafios para os recetores coerentes com deteção homodina é a sincronização da portadora. Esta sincronização tem como objetivo estimar o erro de fase do sinal recebido e rodá-lo para a zona de decisão correta da sua constelação. As contribuições para este erro de fase estão relacionadas com o ruído de fase e o desvio de frequência de emissão dos lasers. Em sistemas não coerentes, como por exemplo sistemas IMDD, a fase não é relevante uma vez que o recetor só mede a energia do sinal ótico recebido. Com os recentes avanços na tecnologia do processamento digital de sinal torna-se possível a recuperação da portadora recorrendo a técnicas digitais. Os recetores digitais coerentes podem realizar eficientemente a estimação de fase e equalização digital e evitar assim os problemas da utilização de uma malha ótica de captura de fase (OPLL) no recetor, tais como a sua dificuldade de implementação e os requisitos da largura de linha.

As técnicas digitais de recuperação de fase e frequência podem ser classificadas em duas principais categorias: *data-aided* e *non-data-aided*. A primeira recorre ao envio, em modo de rajada, de sequências de treino, conhecidas a priori, no início de cada trama de dados de informação. Se a sequência de dados enviada não for conhecida, técnicas *non-data-aided* devem ser utilizadas tendo em conta unicamente as estatísticas do sinal de informação recebido. Nesta última técnica os métodos de recuperação de portadora são geralmente designados consoante a configuração do recetor usado. Por exemplo, em recetores com malhas de realimentação (*feedback*), um sinal corrigido proporcional ao erro de fase é gerado e alimentado de volta para sincronizar as fases do sinal e LO. Em contraste, em circuitos só com caminhos para a frente, sem malhas de realimentação, o método de recuperação é designado por *feed-forward*. Neste caso, os parâmetros são diretamente extraídos e o sinal é corrigido para a frente [13].

Nas técnicas *data-aided*, além do sincronismo de frequência e fase, é necessário uma sincronização temporal de modo a determinar os instantes de início das sequências de treino enviadas. Os detalhes associados a essa sincronização são estudados no capítulo 3. Nesta secção será dado ênfase aos problemas associados ao sincronismo de fase e frequência.

2.4.1 Sincronismo de Fase

Um dos principais fatores de degradação da sensibilidade de um sistema ótico coerente é o ruído de fase (PN) associado ao laser do transmissor e LO [20]. Este ruído é causado pela emissão espontânea de fotões, não gerados em fase com a emissão estimulada de fotões mas com fase aleatória [13]. A evolução desta fase ao longo do tempo pode ser caraterizada por um processo discreto de Wiener. O desvio de fase, θ_k, para cada símbolo, k, pode ser descrito,

no domínio discreto, pela equação 2.26 [24],

$$\theta_k = \sum_{m=-\infty}^{k} v_m, \tag{2.26}$$

onde v_m representam variáveis aleatórias gaussianas, com média nula e variância $\sigma^2_{v_m} = 2\pi\Delta v T_s$, independentes e identicamente distribuídas (i.i.d), em que $\Delta v = \Delta v_s + \Delta v_{lo}$ é a soma da largura de linha, a 3 dB, dos lasers (transmissor e local) e T_s o período de símbolo [24]. Assim, o salto de fase num intervalo temporal de observação τ pode ser dado pela equação 2.27 [13]:

$$\Delta\theta(k) = \theta(k) - \theta(k-\tau). \tag{2.27}$$

A variância do salto de fase entre n amostras é de $\sigma^2_\tau = 2\pi\Delta v|\tau| = n \cdot \sigma^2_{v_m}$, onde $|\tau| = n \cdot T_s$ é o intervalo de observação. O sinal recebido na presença de PN e ruído aditivo branco gaussiano (AWGN) é descrito na equação 2.28,

$$r_k = s_k \cdot e^{j\theta_k} + w_k, \tag{2.28}$$

com s_k a ser o sinal transmitido, w_k o AWGN e θ_k a fase provocada pelo PN. De referir que o termo $\Delta v|\tau|$ da variância do salto de fase pode ser entendido como uma medida da intensidade do ruido de fase, uma vez que esta varia diretamente com a largura de linha e com o período de observação. A figura 2.12, ilustra uma realização de um processo discreto de Wiener para um sistema a 25 Gbaud com o LO a conter largura de linha de 100 kHz. Assume-se que no sistema o laser transmissor é ideal e o LO tem o ruído de fase equivalente à soma das larguras de linha dos dois lasers.

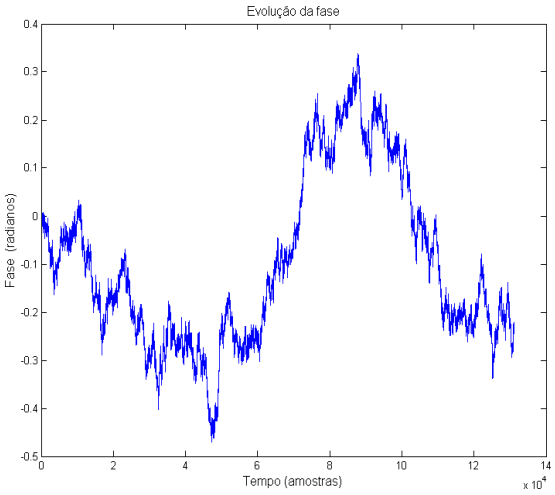
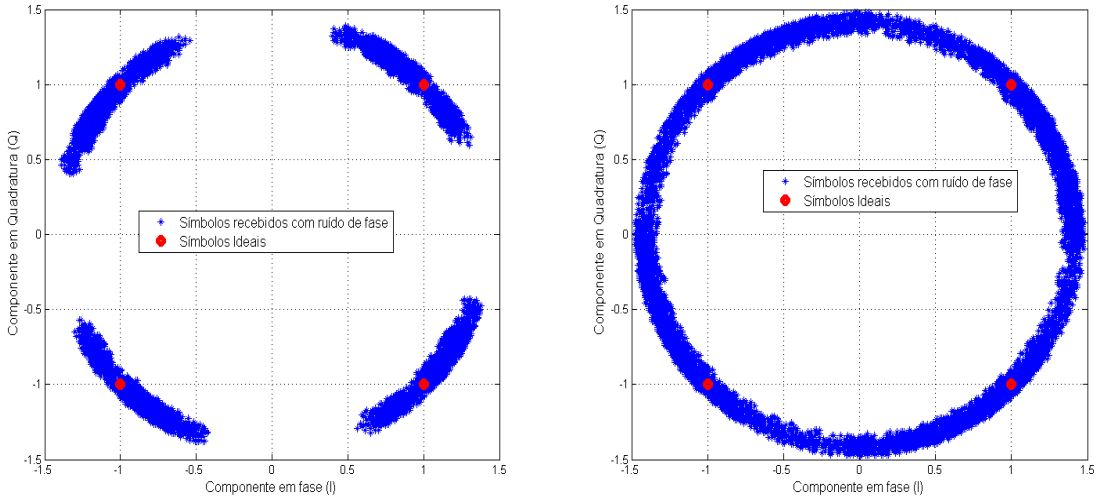


Figura 2.12: Realização de um processo de Wiener.

A figura 2.13 apresenta as constelações do sinal recebido para intensidades diferentes de ruído de fase. Em ambos os casos (figura 2.13a e 2.13b) observa-se rotações nas constelações devido à natureza aleatória do processo discreto de Wiener, levando a que os símbolos se afastem da sua zona correta de decisão com o intensificar do ruído. Por exemplo, para o segundo caso observa-se que a referência de fase é totalmente perdida uma vez que o ruído de fase é muito mais intenso (largura de linha mais elevada).



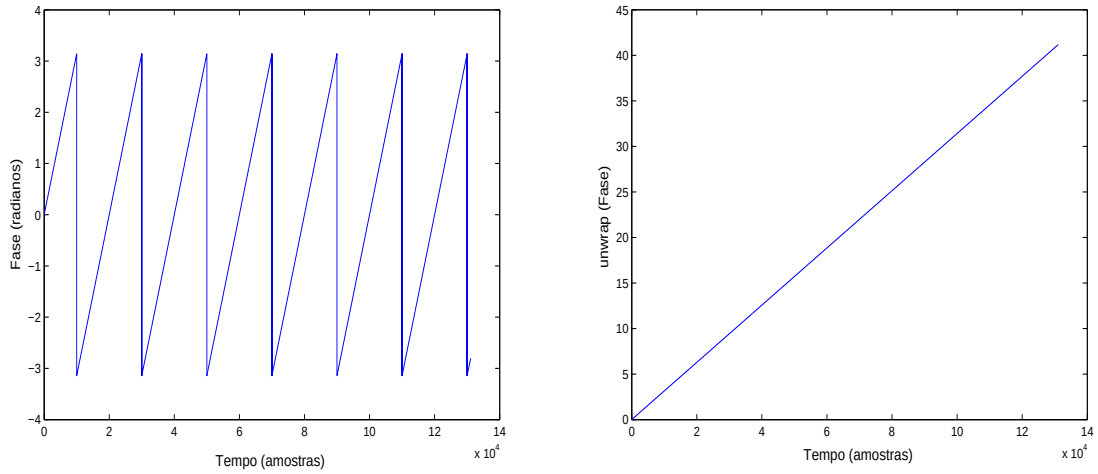
(a) Largura de linha = 100 KHz.

(b) Largura de linha = 1 MHz.

Figura 2.13: Efeito do ruído de fase na constelação do sinal recebido.

2.4.2 Sincronismo de Frequência

O efeito do desvio de frequência ocorre pelo facto de os lasers do sistema ótico coerente não apresentarem a mesma frequência central de operação, levando a que o sinal depois da receção não se encontre totalmente em banda base. Ao contrário do ruído de fase, o desvio de frequência causa um desvio de fase constante entre símbolos adjacentes.



(a) Sem *unwrap*.

(b) Com *unwrap*.

Figura 2.14: Evolução da fase devido ao desvio da frequência de 10 MHz.

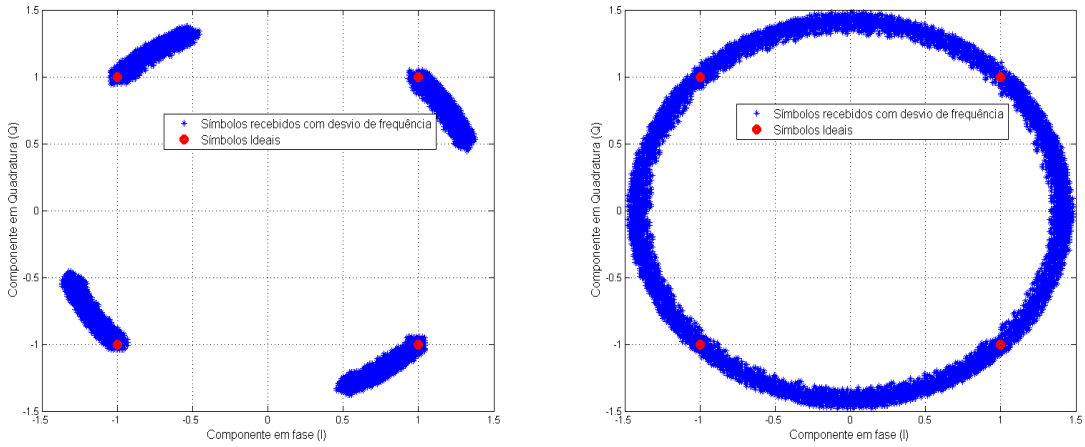
A figura 2.14a, representa a evolução da fase do sinal afetado com desvio de frequência recorrendo à função *angle*, pelo que se verifica a ocorrência de saltos de fase para valores de

$\pm\pi$, originando portanto um gráfico com forma de "dente de serra". De modo a colmatar esse problema, fez-se o *unwrap* da fase (figura 2.14b) concluindo-se assim que o desvio de frequência da portadora provoca um desvio de fase proporcional em todos os símbolos. Em termos analíticos, este efeito nos símbolos recebidos pode ser expresso pela expressão da equação 2.29,

$$r_k = s_k \cdot e^{jk \cdot \Delta\phi}, \tag{2.29}$$

com s_k a ser o sinal transmitido e $\Delta\phi = 2\pi\Delta f T_s$ o desvio de fase causado pelo desvio de frequência entre dois símbolos consecutivos, onde $\Delta f = f_s - f_{lo}$ é a diferença de frequência entre o laser transmissor e o LO e T_s o período de símbolo.

Considerando o sinal transmitido com formato QPSK com fases de $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$, os símbolos do sinal recebido terão fases em $(\pi/4 + \phi)$, $(3\pi/4 + \phi)$, $(5\pi/4 + \phi)$, $(7\pi/4 + \phi)$, onde ϕ representa o desvio de fase provocado pelo desvio de frequência da portadora. Este fenómeno é ilustrado na figura 2.15, onde se observa que os símbolos sofrem uma rotação uniforme de fase, ao contrário do que acontece na constelação do sinal com ruido de fase, onde a rotação de fase é aleatória (figura 2.13). O sentido de rotação dos símbolos na constelação depende do sinal (positivo ou negativo) resultante da diferença de frequências entre os lasers. Considerando também a presença de PN e AWGN, o sinal recebido fica a ser expresso pela



(a) Desvio de Frequência = 100 KHz.

(b) Desvio de Frequência = 1 MHz.

Figura 2.15: Efeito do desvio de frequência na constelação do sinal recebido.

equação 2.30,

$$r_k = s_k \cdot e^{j(\theta_k + k \cdot \Delta\phi)} + w_k, \tag{2.30}$$

em que s_k é o sinal transmitido, θ_k o ruído de fase, $\Delta\phi$ o desvio de fase causado pelo desvio de frequência e w_k o ruído aditivo branco gaussiano.

Capítulo 3

Sequências de treino

3.1 Introdução

A receção ótica coerente com a combinação de processamento digital de sinal permite estimar e compensar os principais fatores limitadores nos sistemas óticos atuais. Na unidade de DSP, a equalização do sinal pode ser realizada com a implementação de filtros digitais no domínio da frequência (FD) ou no domínio do tempo (TD). Durante o surgimento destes recetores, a filtragem TD com a aquisição do canal de forma *non-data-aided* por algoritmos de gradiente, tal como o algoritmo de módulo constante (CMA) ou o algoritmo de menor erro quadrático (LMS), foram largamente utilizados [25]. Mais tarde, reconheceu-se que podiam ser enviados símbolos, conhecidos a priori, juntamente com os dados de informação de modo a facilitar as tarefas no recetor. Estes símbolos são tipicamente conhecidos na literatura por símbolos de treino ou sequências de treino. A estimação do canal, bem como a estimação de imperfeições de transmissão, com base nestes símbolos tem a designação de estimação *data-aided*. Para que seja possível tal estimação, é primeiro necessário a existência de um bloco de sincronização temporal no recetor para a deteção e recuperação das sequências de treino. Em sistemas de múltipla entrada e múltipla saída (MIMO), a monitorização de efeitos variantes no tempo, tal como rotações de polarização, requer uma atualização regular dos coeficientes do compensador digital [26]. Com algoritmos *data-aided*, os coeficientes têm um rápida convergência, no entanto, é requirida uma transmissão periódica de símbolos de treino de modo a conseguir acompanhar todas as variações que ocorrem no canal de transmissão [25, 26].

Na secção 3.2 são descritas as sequências de treino usadas ao longo desta dissertação. Nas secções seguintes são estudadas as principais etapas de um recetor *data-aided*, tais como sincronização de dados, estimação e correção de desvio de frequência, e estimação da resposta do canal. De referir que na secção 3.5 é proposto um método para a monitorização de um dos principais fatores de degradação da sensibilidade do recetor, o ruído de fase.

3.2 Sequências CAZAC

As sequências de treino adotadas neste documento são sequências de *Zadoff-Chu* [27] uma vez que são sequências de amplitude constante e autocorrelação zero (CAZAC). Estas sequências têm sido bastante utilizadas em técnicas *data-aided* devido ao facto de possuírem amplitude constante no tempo e na frequência, assim como terem boas propriedades de cor-

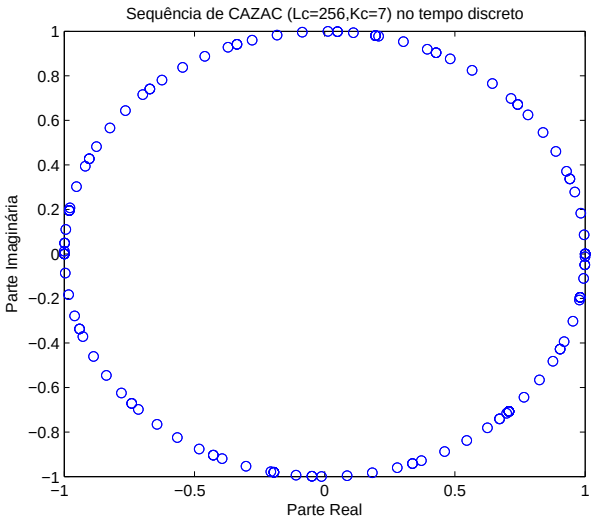


Figura 3.1: Sequência de CAZAC no tempo discreto.

---

relação. Essas propriedades são essenciais numa vasta gama de aplicações de engenharia tais como na sincronização, estimação de canal e na redução da razão entre potências de pico e média (PAPR) [28, 29, 30]. No domínio discreto, uma sequência CAZAC de tamanho Lc pode ser definida pela equação 3.1 [27],

$$s_n = \begin{cases} e^{j \cdot \frac{\pi \cdot K_c \cdot n^2}{L_c}} & , \ Lc \ par \\ e^{j \cdot \frac{\pi \cdot K_c \cdot n \cdot (n+1)}{L_c}} & , \ Lc \text{ ímpar} \end{cases} \tag{3.1}$$

onde K_c, índice da sequência, é um número inteiro positivo primo relativamente a L_c e $n = 0, 1, ..., L_c - 1$. Em termos gráficos, a figura 3.1 ilustra uma sequência de CAZAC com Lc=256 símbolos e Kc=7 na qual se pode verificar a propriedade da amplitude constante e unitária no tempo. Uma outra propriedade interessante é o facto da transformada rápida de Fourier (FFT) de uma sequência deste tipo continuar a ser CAZAC [31].

Assim, para uma sequência de tamanho L símbolos, pode-se definir a seguinte função de correlação cíclica, χ_i, dada pela equação 3.2 [29],

$$\chi_i = \sum_{n=0}^{L-1} s_{n+i} \cdot s_n^* = \begin{cases} L & , \ i = 0 \\ 0 & , \ 0 < i \leq Lc - 1 \end{cases} \tag{3.2}$$

onde s^* representa o complexo conjugado da sequência s e $s_m = s_m + L$ devido à sua ciclicidade. Sendo o módulo no domínio do tempo das sequências de CAZAC unitário (figura 3.1), temos para o caso de $i = 0$ que $\chi_0 = \sum_{n=0}^{L-1} |s_n|^2 = L$. Por outro lado, para valores de $i \neq 0$, χ_i é zero o que demonstra a ortogonalidade entre versões de sequências deslocadas ciclicamente. De modo a ilustrar esse fenómeno, a figura 3.2 representa graficamente a autocorrelação cíclica (correlação da sequência com ela própria) de uma sequência CAZAC (Lc=128 e Kc=7). Pela figura, verifica-se portanto que existe somente um pico de correlação (de tamanho igual a Lc) com todos os outros pontos a serem nulos. A não existência de lóbulos laterais para esta sequência e a presença da sua resposta impulsional são características bastantes úteis para

testes em canais de transmissão na resolução de problemas de sincronização.

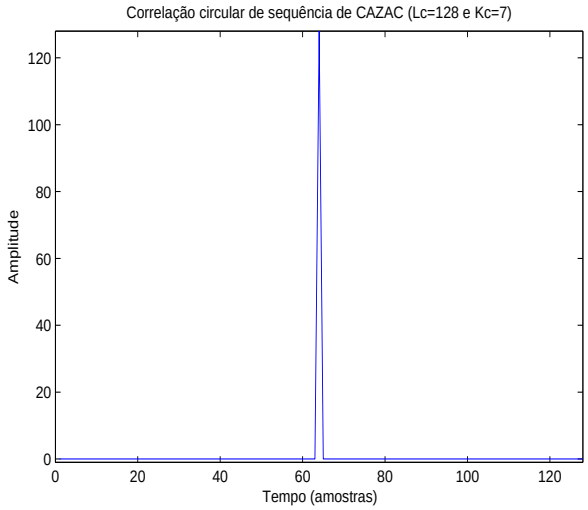


Figura 3.2: Correlação circular de sequência CAZAC.

Muitos dos algoritmos típicos de sincronização utilizados no recetor requerem a periodicidade da sequência de treino [6, 32], pelo que é habitual a sua repetição na trama de transmissão de dados. Na secção seguinte é referido um desses algoritmos [33]. Os sistemas óticos coerentes que implementam multiplexagem de polarização no envio de informação podem ser vistos como casos particulares de sistemas MIMO [6]. Para a estimação de canal, em sistemas de comunicação MIMO, com M transmissores e recetores, é necessário garantir que os recetores consigam identificar corretamente as sequências provenientes de cada transmissor [32]. Para isso, é usual a utilização de sequências ortogonais transmitidas em simultâneo pelos vários emissores [34], para desta forma manter pequeno o *overhead*. Assim, de modo a atender a esses requisitos, são usadas sequências CAZAC com diferentes deslocamentos cíclicos em cada transmissor. Para uma sequência de comprimento L, um valor usual para o seu deslocamento cíclico é de $\lfloor \frac{L}{M} \rfloor$. Em geral, o valor do deslocamento deve ser maior ou igual do que a resposta impulsional do canal (CIR) para preservar a ortogonalidade [6, 32].

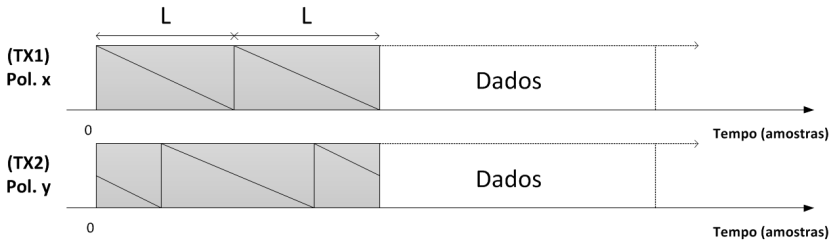


Figura 3.3: Estrutura da trama para configuração 2x2 MIMO.

A figura 3.3 mostra um exemplo de uma trama de transmissão num sistema 2x2 MIMO, com a utilização de sequências CAZAC repetidas ao longo do tempo. Tendo em conta o referido, neste caso são enviadas simultaneamente pelos dois transmissores duas sequências deslocadas ciclicamente de $\frac{L}{2}$.

3.3 Algoritmo para Sincronização de Tramas

Um dos métodos mais populares para a sincronização da informação no recetor é o algoritmo proposto por Schmidl e Cox [33]. Este método consiste na transmissão de duas sequências idênticas no domínio do tempo, enviadas no início de cada trama de dados, tal como ilustrado na figura 3.4.

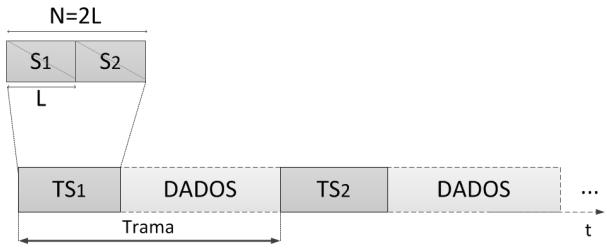


Figura 3.4: Estrutura da trama de dados com sequências de treino.

No recetor, para detetar o início de cada sequência de treino, as amostras conjugadas da primeira sequência podem ser multiplicadas pelas correspondentes amostras da segunda. O produto de cada um desses pares de amostras tem aproximadamente a mesma fase (em condições ideais) e a amplitude da sua soma irá ser máxima. Assim, considerando que cada sequência de treino possui N amostras (cada metade com L amostras), pode-se definir a seguinte função correlação:

$$P(d) = \sum_{m=0}^{L-1} r^*_{d+m} \cdot r_{d+m+L}. \tag{3.3}$$

Na equação 3.3, r representa o sinal recebido no domínio do tempo, $(.)^*$ o complexo conjugado e d o deslocamento temporal da janela de correlação de $2 \cdot L$ amostras. Para valores de d que representem o início de cada sequência de treino (valor ótimo $d = d_o$) obtém-se a máxima correlação entre amostras levando a que $P(d_o)$ seja máximo e portanto se designe por pico de correlação. A figura 3.5 ilustra a correlação das amostras para o instante ótimo $d_0 = 0$. Baseado neste facto, o algoritmo de SC define a métrica:

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{R(d)^2}, \tag{3.4}$$

onde $P(d)$ representa a função correlação definida na equação 3.3 e $R(d)$ a energia da segunda metade da sequência de treino expressa por:

$$R(d) = \sum_{m=0}^{L-1} |r_{d+m+L}|^2. \tag{3.5}$$

Deste modo, para determinar o início de começo de cada sequência de treino basta determinar o instante amostral para o qual a função definida em 3.4 é máxima. Para o caso do sistema de comunicação apresentar um canal ótico perfeito, observa-se facilmente que o valor máximo da métrica será unitário visto que $P(d_o)$ nos instantes ideais irá representar a energia de cada sequência. A implementação deste algoritmo, em termos de diagrama de blocos, é ilustrada na figura 3.6.

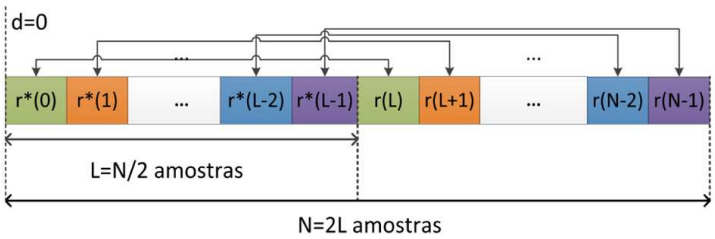


Figura 3.5: Correlação das amostras na função P(d=0).

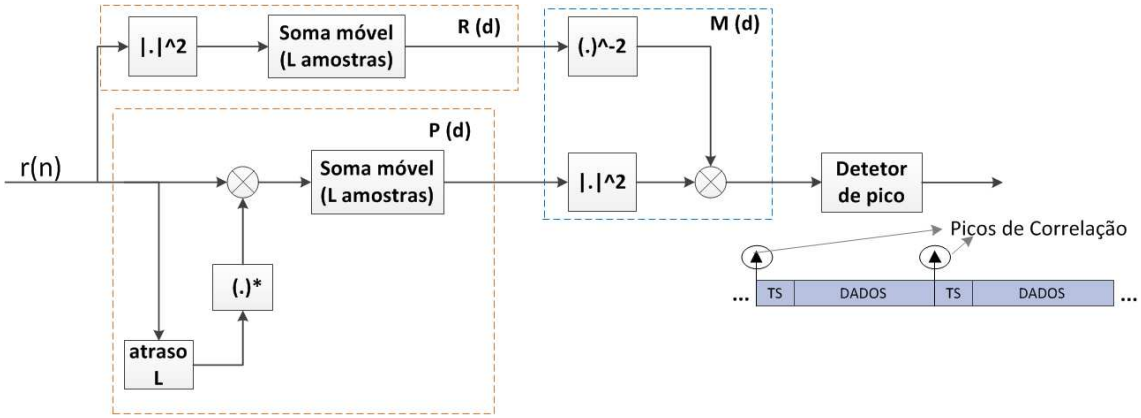


Figura 3.6: Diagrama de blocos do algoritmo de SC.

Em termos gráficos, a métrica pode ser ilustrada pela figura 3.7. Tendo em conta o facto das sequências se localizarem no início de cada trama de dados, o primeiro máximo irá acontecer para $d = 0$, ocorrendo para instantes posteriores uma diminuição da métrica, uma vez que as amostras espaçadas de L se encontram cada vez menos correlacionadas. Na proximidade de uma nova sequência de treino, verifica-se o fenómeno inverso, isto é, a função da métrica de SC irá aumentar até o próximo d_o. Os instantes máximos serão portanto os índices, em amostras, de começo das tramas.

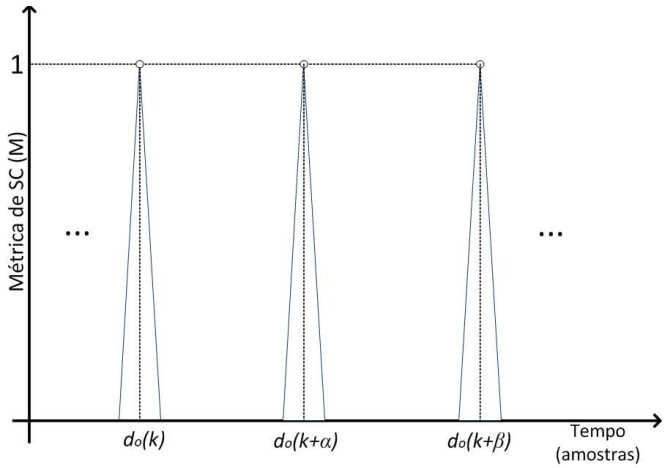


Figura 3.7: Métrica de SC.

3.4 Estimação de Desvio de Frequência

Após a deteção das sequências de treino, estas podem ser utilizadas para estimar e corrigir o desvio de frequência provocado pela diferença de frequência dos osciladores (laser local e laser transmissor) num sistema ótico coerente. Nesta secção, é apresentado um método que tira partido do algoritmo de SC que tem a característica de permitir a estimação do desvio de frequência da portadora a partir da fase resultante do ponto de valor máximo da função de correlação $P(d)$, isto é, da fase do pico de correlação. Esta fase resulta da correlação entre as duas metades originalmente idênticas de cada sequência de treino. Assim, se o desvio de frequência estiver presente, $\angle P(d_o)$ irá conter a informação da fase. A título de exemplo, considere-se as primeiras amostras de cada metade da sequência de treino, afetadas com desvio de frequência:

$$\begin{aligned} r_0 &= |r_0| \cdot e^{j\theta_0} \cdot e^{j\phi_0} \\ r_L &= |r_L| \cdot e^{j\theta_L} \cdot e^{j\phi_L}, \end{aligned} \tag{3.6}$$

com $|r_0| \cdot e^{j\theta_0} = |r_L| \cdot e^{j\theta_L}$ uma vez que as amostras são idênticas e ϕ a fase extra provocada pelo desvio de frequência. Deste modo, a correlação entre as amostras será dada por:

$$r_0^* \cdot r_L = |r_0|^2 \cdot e^{j(\phi_L - \phi_0)} = |r_0|^2 \cdot e^{j\phi}, \tag{3.7}$$

pelo que a função de correlação para instantes ideais de começo de trama d_o, na presença de desvio de frequência, pode ser expressa pela equação 3.8 observando-se o aparecimento de uma diferença de fase entre as amostras que pode ser estimada por $\hat{\phi} = \angle P(d_o)$.

$$P(d_o) = e^{j\phi} \cdot (|r_0|^2 + |r_1|^2 + \cdots + |r_{L-1}|^2) \tag{3.8}$$

Na equação 3.8, ϕ representa a diferença de fase dada por [35, 36]:

$$\phi = \pi \cdot \Delta f \cdot T, \tag{3.9}$$

em que $T = N \cdot Ts$ corresponde à duração da sequência com um período de amostragem da ADC igual a Ts. Sabendo esta relação e a estimativa da fase, tira-se uma estimativa para o desvio de frequência dada por [37]:

$$\hat{\Delta f} = \frac{\hat{\phi}}{\pi \cdot N \cdot Ts} = \frac{\angle P(d_o)}{\pi \cdot N \cdot Ts}. \tag{3.10}$$

De salientar que o procedimento descrito acima para a estimação do desvio de frequência poderá produzir resultados ambíguos se os valores da diferença de fase não estiverem restritos ao intervalo $[-\pi, \pi]$, isto é, $|\hat{\phi}| < \pi$, pelo que o algoritmo deve ser projetado visando a identificação de desvios de frequência dentro da seguinte gama de frequências:

$$-\frac{1}{N \cdot Ts} < \hat{\Delta f} < \frac{1}{N \cdot Ts}. \tag{3.11}$$

3.5 Monitorização de Ruído de Fase

Tal como já referido, o ruído de fase é um dos principais fatores da degradação da sensibilidade de um recetor ótico coerente. Assim sendo, tirando partido do envio de sequências de treino e de modo a colmatar esse facto, nesta secção é proposto um método para monitorizar o PN com base nas funções de correlação fornecidas pelo algoritmo de SC. Numa primeira fase, pretende-se estimar teoricamente o valor médio dos picos de correlação da função $P(d)$ e analisar a sua influência com o PN. Posteriormente, além de ruído de fase, também é considerado a presença de AWGN no recetor, pelo que a aproximação teórica é ajustada de modo a incluir também o fator da relação sinal-ruído (SNR). De forma análoga, também é possível obter uma monitorização a partir da variância dos picos de correlação. Tal método é apresentado e comparado com o anterior no capítulo 5 (resultados obtidos por simulação).

No recetor, o sinal recebido afetado com PN pode ser dado por:

$$r_n = s_n \cdot e^{j\phi_n}, \tag{3.12}$$

onde s_n é o sinal transmitido e ϕ_n o desvio de fase provocado por este ruído, pelo que a função de correlação, $P(d)$ (relembrar equação 3.3), na presença deste efeito fica a ser expressa por:

$$P(d) = \sum_{m=0}^{L-1} r^*_{d+m} \cdot r_{d+m+L} = \sum_{m=0}^{L-1} s^*_{d+m} e^{-j\phi_{d+m}} \cdot s_{d+m+L} e^{j\phi_{d+m+L}}. \tag{3.13}$$

Considerando os instantes ótimos de começo de trama, $d = d_o$, podemos simplificar a expressão 3.13 para a da equação 3.14, uma vez que as duas metades das sequências de treino são idênticas e portanto o termo $s^*_{d_o+m} \cdot s_{d_o+m+L}$ é equivalente a $|s_{d_o+m+L}|^2$ que representa um número inteiro positivo, α.

$$P(d_o) = \sum_{m=0}^{L-1} |s_{d_o+m+L}|^2 \cdot e^{j(\phi_{d_o+m+L} - \phi_{d_o+m})} = \sum_{m=0}^{L-1} \alpha \cdot e^{j\Delta\phi_L} \tag{3.14}$$

A fase ϕ_k pode ser modelada por um processo discreto de Wiener dado por $\phi_k = \sum_{i=1}^{k} v_i$, com $v_i \sim \mathcal{N}(0, 2\pi\Delta v T_s)$ variáveis aleatórias gaussianas independentes e identicamente distribuídas (i.i.d). Logo, o desvio de fase $\Delta\phi_L$ pode ser descrito como:

$$\Delta\phi_L = \phi_{d_o+m+L} - \phi_{d_o+m} = \sum_{i=1}^{d_o+m+L} v_i - \sum_{i=1}^{d_o+m} v_i = \sum_{i=d_o+m+1}^{d_o+m+L} v_i. \tag{3.15}$$

Pela expressão anterior e sabendo que operações lineares entre variáveis aleatórias gaussianas resultam numa outra variável desse tipo [33, 38], o desvio de fase neste caso representa portanto uma variável aleatória gaussiana de média nula e variância $\sigma^2_{\Delta\phi_L} = 2\pi\Delta v|\tau|T_s$ com um intervalo de observação de $|\tau| = L$ amostras. Desta forma, procedendo agora ao cálculo da média da equação 3.14, $E[P(d_o)]$, tem-se que:

$$E\left[P(d_o)\right] = E\left[\sum_{m=0}^{L-1} \alpha \cdot e^{j\Delta\phi_L}\right] = \alpha \cdot L \cdot E\left[e^{j\Delta\phi_L}\right]. \tag{3.16}$$

Devido ao facto de $E\left[e^{j\Delta\phi_L}\right] = e^{-\frac{1}{2}\cdot E\left[{\Delta\phi_L}^2\right]} = e^{-\frac{1}{2}\cdot\sigma^2_{\Delta\phi_L}}$ [39] (ver apêndice A), tira-se consequentemente que a média sob a influência de PN fica reduzida a:

$$E\left[P(d_o)\right] = \alpha \cdot L \cdot e^{-\pi\Delta v L T_s}. \tag{3.17}$$

Tendo em vista a apresentação dos resultados em termos normalizados, define-se a seguinte métrica:

$$Q(d) = \frac{P(d)}{R(d)}, \tag{3.18}$$

onde $R(d)$ é o fator de normalização que representa a energia da segunda metade da sequência de treino. O seu valor médio para os instantes ótimos pode ser expresso por:

$$E\left[R(d_o)\right] = \sum_{m=0}^{L-1} |r_{d_o+m+L}|^2 = \alpha \cdot L. \tag{3.19}$$

Recorrendo a algumas aproximações [33], obtém-se finalmente a média para a métrica $Q(d_o)$:

$$E\left[Q(d_o)\right] = \frac{\alpha \cdot L \cdot e^{-\pi\Delta v L T_s}}{\alpha \cdot L} = e^{-\pi\Delta v L T_s}. \tag{3.20}$$

Analogamente ao estudo efetuado atrás, pretende-se agora estudar o impacto de AWGN no sinal recebido, descrito como:

$$r_n = s_n + w_n. \tag{3.21}$$

Atendendo ao facto da SNR ser definida por $\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}$, onde σ_s^2 representa a variância da parte real e imaginária do sinal recebido e σ_n^2 a variância da parte real e imaginária do ruído AWGN, é possível chegar a uma expressão para a média da função de correlação nestas condições, dada em termos normalizados (métrica Q) por [33]:

$$E\left[Q(d_o)\right] = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} = \frac{1}{1 + \frac{1}{SNR}}. \tag{3.22}$$

Por fim, pelas equações 3.20 e 3.22, chega-se a uma aproximação teórica para a média da função de correlação (normalizada) com influência de PN e AWGN:

$$E\left[Q(d_o)\right] = e^{-\pi\Delta v L T_s} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{SNR}}\right). \tag{3.23}$$

Em suma, tira-se que a média dos picos diminui com a largura de linha do laser uma vez que o ruído de fase se torna mais intenso, originando a degradação da correlação entre as amostras das duas metades da sequência de treino. Quando se insere AWGN, acontece um fenómeno equivalente mas com os valores da amplitude dos picos a viram afetados por um fator de $\frac{1}{1+\frac{1}{SNR}}$ [33]. A figura 3.8 representa graficamente a variação da média com a largura de linha do laser para diferentes intensidades de AWGN. Outro método pode ser considerado para uma estimativa da intensidade do PN com base nas sequências de treino mas tendo em conta a estatística da variância dos picos (ver capítulo 5).

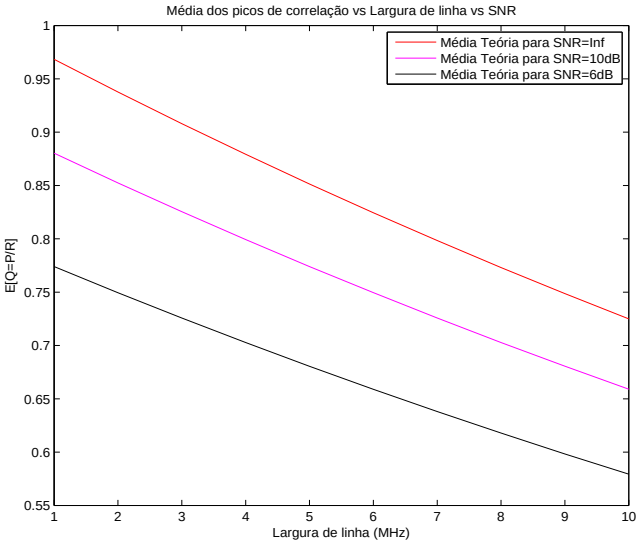


Figura 3.8: Média teórica dos picos de correlação para sistema a 25 Gbaud e L=256 símbolos.

3.6 Estimação de Canal

A estimação do canal baseado em sequências de treino (estimação *data-aided*) tem demonstrado ser uma técnica promissora para recetores digitais coerentes. Esta técnica é independente do formato de modulação e é tipicamente utilizada no domínio da frequência devido à menor complexidade de implementação [40]. Depois de estimada a resposta do canal, os coeficientes para a equalização podem ser calculados pela inversão da resposta ou adicionalmente tendo em conta a minimização do ruído pela implementação do critério de minimização do erro quadrático médio (MMSE) [34]. Nesta secção são estudados os procedimentos para a estimação do canal no domínio da frequência e do tempo. É considerado um sistema com multiplexagem de polarização com duas polarizações, X e Y, que pode ser representado por um sistema 2x2 MIMO. As sequências de treino são enviadas simultaneamente, uma por polarização, e multiplexadas com os dados de informação [41]. As sequências enviadas em cada polarização (transmissor) são sequências CAZAC com diferentes deslocamentos cíclicos de modo a preservar a ortogonalidade. No caso geral de um sistema MIMO, com M transmissores e recetores, e com sequências de comprimento de L símbolos, o deslocamento entre sequências deve ser de $n \cdot \frac{L}{M}$, com $n = 0, ..., M-1$ [42]. Assim, no caso em estudo, a sequência da polarização X tem deslocamento de zero símbolos e a da polarização Y de $\frac{L}{2}$ símbolos.

3.6.1 Estimação no Domínio da Frequência

O comportamento linear do canal de um sistema MIMO, com M transmissores e recetores, pode ser descrito na frequência por uma matriz transferência com elementos $H_{l,k}$ entre a entrada k e a saída l. O sinal de saída resultante é dado por $R_l = \sum_{k=0}^{M-1} H_{l,k} \cdot S_k + N_k$ [34]. Em termos de notação matricial e para $M = 2$, o sinal de saída pode ser representado pela

equação 3.24,

$$R = H \cdot S + N = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \end{bmatrix}, \tag{3.24}$$

onde R e S representam respetivamente os vectores no domínio da frequência dos sinais transmitidos e recebidos das sequências de treino e N o vector do ruído presente no sistema. No recetor, depois de extraídas as sequências pela sincronização de tramas e depois da sua conversão para o domínio da frequência através do cálculo da sua FFT, uma estimação do canal pode ser realizada pela comparação direta das sequências enviadas, S_1 e S_2 com as recebidas, R_1 e R_2, pela equação 3.25 [43]:

$$\hat{H} = \begin{bmatrix} \hat{H_{11}} & \hat{H_{12}} \\ \hat{H_{21}} & \hat{H_{22}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_1}{S_1} & \frac{R_1}{S_2} \\ \frac{R_2}{S_1} & \frac{R_2}{S_2} \end{bmatrix}. \tag{3.25}$$

Uma vez que a operação de divisão é equivalente a uma multiplicação pelo conjugado, a menos de um fator multiplicativo, pode-se definir igualmente cada elemento da matriz de estimação com sendo dado por $\hat{H_{l,k}} = R_l \cdot S_k^*$. Deve-se notar que existe uma relação de fase entre $\hat{H_{11}}$ e $\hat{H_{12}}$ (o mesmo acontece entre $\hat{H_{22}}$ e $\hat{H_{21}}$) devido às propriedades das sequências de CAZAC utilizadas em ambos os transmissores. Este efeito pode ser visível na representação no domínio do tempo dos elementos do canal $\hat{h_{l,k}}$, que se traduz num deslocamento circular de L/2 símbolos. Para eliminar essa redundância e garantir a ortogonalidade entre os coeficientes do canal para cada ponto de frequência, é utilizada uma janela temporal cuja função no tempo discreto é definida pela equação 3.26 [9]:

$$rect(n) = \begin{cases} 0 & , \frac{L}{4} + 1 \leq mod(n-1, L) \leq \frac{3L}{4} \\ 1 & , \text{restantes casos} \end{cases} \tag{3.26}$$

Esta função deve ser aplicada aos coeficientes no domínio do tempo, $\hat{h_{l,k}}$, resultantes da transformada inversa da FFT dos elementos estimados, $\hat{H_{l,k}}$. Depois disso, é novamente realizada a conversão para a frequência. O filtro na frequência a aplicar para a recuperação do sinal tendo em conta o critério de MMSE pode ser dado pela equação 3.27,

$$\hat{W_{MMSE}} = \hat{H}^H \cdot \left(\hat{H} \cdot \hat{H}^H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \right)^{-1}, \tag{3.27}$$

onde $(.)^H$ e $(.)^{-1}$ denotam, respetivamente, a transposta complexa conjugada e a inversa, e $\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2}$ a relação sinal-ruído. Não tendo em conta o ruído, o filtro será simplesmente a inversa da resposta do canal estimado, $\hat{W_{ZF}} = \hat{H}^{-1}$, método de *zero-forcing* [43].

3.6.2 Estimação no Domínio do Tempo

Analogamente ao domínio da frequência, o comportamento do canal no domínio do tempo pode ser definido por uma matriz transferência com elementos $h_{l,k}$ entre a entrada k e a saída l. Para o caso particular de um sistema 2x2 MIMO, a matriz é definida na equação 3.28:

$$h = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}. \tag{3.28}$$

A estimação do canal pela solução dos mínimos quadrados (LS) pode ser obtida pelo cálculo da expressão da equação 3.29 [44],

$$\hat{h_{LS}} = R \cdot (S^H \cdot S)^{-1} \cdot S^H, \tag{3.29}$$

onde $R = [R_1 \ R_2]^T$ representa o vector que contém os símbolos recebidos e $S = [S_1 \ S_2]^T$ o vector dos símbolos transmitidos (comprimento L) com cada elemento da matriz, S_k, a ser descrito por uma matriz circular de dimensões $(L \times L)$ definida pela equação 3.30. Na equação 3.29, $(.)^H$ e $(.)^T$ representam respetivamente a transposta complexa conjugada e a transposta.

$$S_k = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & ... & s_L \\ s_L & s_1 & \ddots & s_{L-1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ s_2 & ... & s_L & s_1 \end{bmatrix} \tag{3.30}$$

Devido às propriedades de autocorrelação das sequências de CAZAC, a equação 3.29 pode ser simplificada para $\hat{h} = R \cdot S^H$ [6]. Esta simplificação deve-se ao facto de $S^H \cdot S = L \cdot I_L$, com I_L a ser a matriz identidade de dimensões $(L \times L)$ [45]. Com a solução baseada no critério de MMSE obtém-se a matriz transferência do canal pela expressão da equação 3.31 [44, 6],

$$\hat{h_{MMSE}} = R \cdot \left(S^H \cdot S + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \cdot I \right)^{-1} \cdot S^H, \tag{3.31}$$

onde I representa a matriz identidade e $\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2}$ a relação de potências entre o sinal de entrada e o ruído.

Capítulo 4

OSIP 2013

Neste capítulo são apresentadas as funcionalidades e potencialidades da mais recente versão do simulador OSIP [11], OSIP 2013. Este simulador, concebido na Universidade de Aveiro, é desenvolvido na plataforma Matlab® que disponibiliza inúmeras funções de cálculo científico, manipulação numérica de matrizes e ainda de desenvolvimento de ambientes gráficos recorrendo à sua ferramenta GUIDE (*Graphical User Interface Development Environment*). O OSIP destaca-se quanto à sua flexilidade e simplicidade, fornecendo ao utilizador uma interface repleta de bibliotecas de modelos que têm sido desenvolvidos e atualizados ao longo dos últimos anos por alunos e docentes, para fins pedagógicos e de investigação. Uma das suas grandes vantagens é a acessibilidade do código de cada componente que permite que este se mantenha sempre atualizado e preparado para acompanhar a evolução dos sistemas de comunicação ótica. Ao longo deste capítulo são abordadas as novas funcionalidades do simulador que visa fundamentalmente a introdução de sequências de treino em sistemas óticos coerentes. São também apresentadas as modificações de alguns componentes já existentes assim como modelos de algoritmos de controlo que foram necessários implementar.

4.1 Novas funcionalidades

As novas funcionalidades do OSIP 2013 estão principalmente relacionadas com o facto do simulador possibilitar a simulação de sistemas óticos coerentes com a utilização de sequências de treino. Deste modo, pretende-se descrever os novos componentes adicionados e os algoritmos de controlo estabelecidos. Para que todas as potencialidades da versão anterior do OSIP, OSIP 2012, continuassem a ser válidas foi também necessário alterar alguns componentes. Na tabela 4.1, são apresentados os novos componentes adicionados e os que sofreram

Tabela 4.1: Componentes adicionados e modificados na nova versão.

Componentes adicionados	Componentes modificados
TS: Insere sequências CAZAC **TS_From_File:** Importa e insere sequências de um ficheiro **FPGA:** Interface com FPGA/ambiente de co-simulação **OverSampling:** Sobre-Amostragem de sinal **RRC:** Filtro raiz de cosseno elevado **DAC:** Conversor digital-analógico	**Coding** **BERT**

modificações. Uma vez que a novidade nesta versão é utilização de sequências de treino,

nesta subsecção é dada especial ênfase ao componente TS e às alterações nos componentes Coding e BERT, pois encontram-se relacionados. Todos os outros componentes são descritos no Apêndice B.

Tabela 4.2: Funções adicionadas e ficheiros do *kernel* alterados.

Funções auxiliares adicionadas	Ficheiros do kernel alterados
cazac_seq.m: Gera sequências CAZAC **cshift.m:** Implementa deslocamento cíclico **fix_to_double.m:** Conversão de número em vírgula fixa para real **double_to_fix.m:** Conversão de número real para formato vírgula fixa	**run_simulation.m** **osip.m** **osip_f.m**

Na tabela 4.2, encontram-se listadas as funções adicionadas para auxiliar alguns dos novos componentes. Também são referidos os ficheiros pertencentes ao *kernel* do simulador que foram modificados tendo em vista a correção de pequenos problemas.

4.1.1 Introdução de sequências de treino no OSIP

O componente responsável por inserir sequências de treino ao longo de um fluxo dos dados é o componente TS, cujo seu ícone é ilustrado na figura 4.1. Este, recebe a componente em fase e em quadratura, I e Q, dos símbolos de dados modulados digitalmente, usualmente fornecidos pelo componente de Coding.

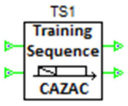


Figura 4.1: Ícone do componente TS no OSIP.

Os seus parâmetros de configuração podem ser observados na figura 4.2. O utilizador deve indicar o número de tramas que pretende enviar, assim como o tamanho, em símbolos, do segmento da sequência de treino do tipo CAZAC a inserir em cada trama. Caso seja desejado, no campo "*Segments per frame*", deve ser indicado o número de repetições do segmento da sequência em cada trama. Se o sistema a simular for do tipo MIMO, tal como referido no capítulo 3, é necessário indicar o valor de deslocamento cíclico (*cyclic-shift*) em cada transmissor. A constante Kc faz parte da expressão da sequência CAZAC a ser gerada (rever equação 3.1) e o identificador, tal como em todos os componentes, serve para a passagem de parâmetros permitindo configurações automáticas.

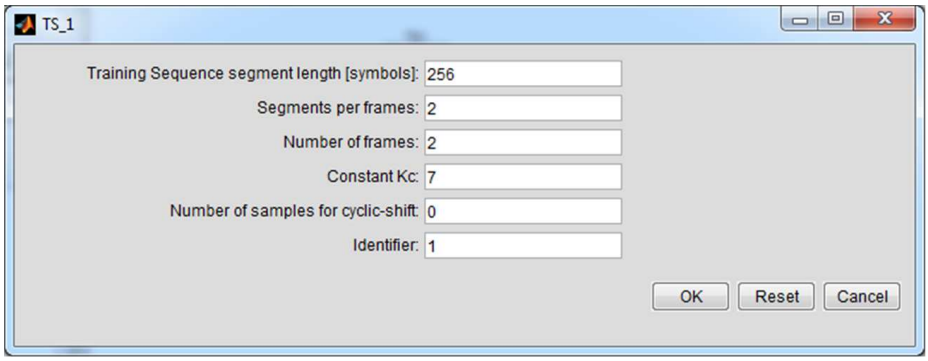


Figura 4.2: Janela de configuração dos parâmetros do componente TS.

Conforme os parâmetros configurados, a figura 4.3 ilustra o modo de funcionamento geral deste componente. Chegado o fluxo de dados codificados, com N símbolos, o componente procede à sua divisão em blocos (em K tramas) e a cada trama atribui $L \times SF$ símbolos para sequência de treino, com L a representar o tamanho de cada segmento de sequência e SF o número de repetições de cada segmento. Os símbolos de dados são substituídos por símbolos de treino de modo a manter a mesma taxa de símbolos do sistema.

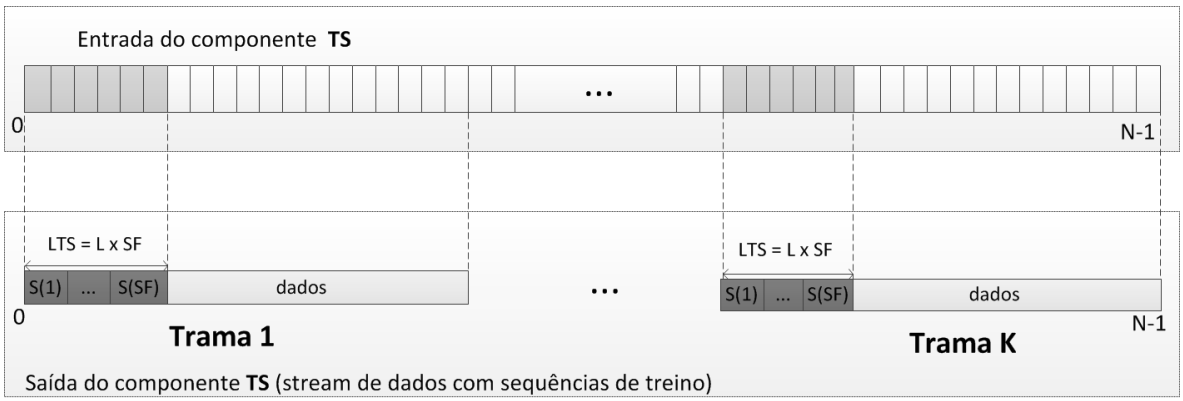


Figura 4.3: Exemplo do funcionamento do componente TS.

Num esquema de simulação de um sistema ótico com o uso de sequências de treino é comum a parte inicial do transmissor seguir a cadeia de componentes da figura 4.4. O componente PRBS gera o número de bits a simular enquanto que o StoP é responsável por converter a sequência binária em série numa de n bits paralelos conforme o formato de modulação configurado no bloco de Coding. Este último tem como objetivo o mapeamento dos bits de entrada, fornecendo na sua saída os símbolos referentes ao formato de modulação selecionado. Por fim, o componente TS procede à introdução de sequências de treino ao fluxo de dados, de acordo com os parâmetros de configuração.

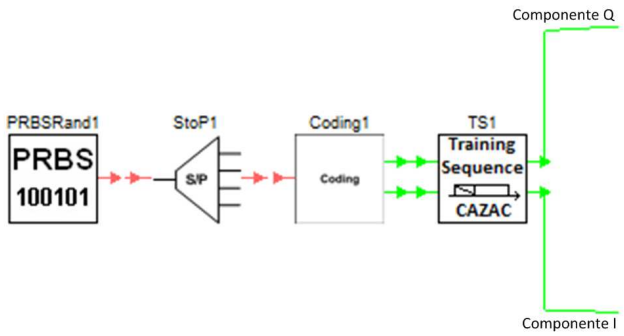


Figura 4.4: Cadeia típica de transmissão de dados com sequências de treino no OSIP.

Na versão anterior do OSIP, o bloco de Coding procedia internamente à conversão digital-analógica pelo que na versão atual o seu funcionamento sofreu algumas modificações. O novo diagrama de funcionamento do componente Coding é apresentado na figura 4.5. Ao detetar que existe no esquemático um componente TS com o mesmo identificador, é ativada uma variável global $flag_ts$ e os símbolos, ainda no domínio digital, são enviados (sem passarem pela sua DAC interna).

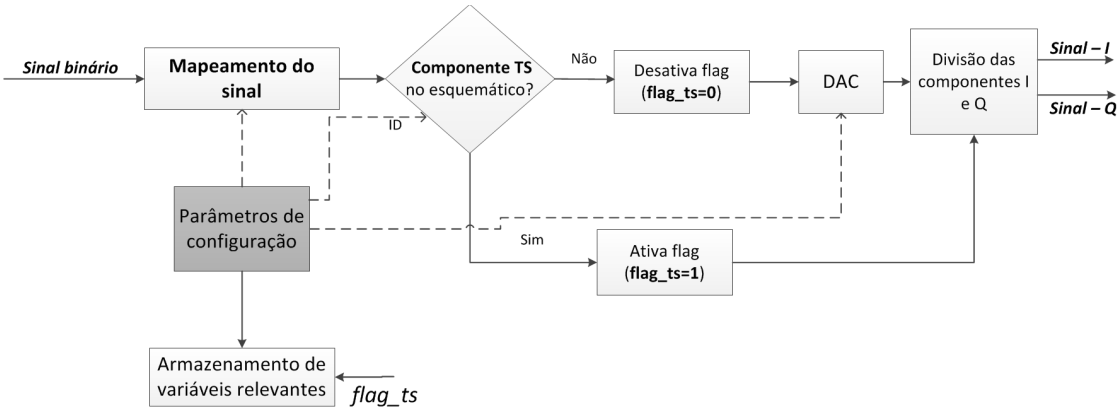


Figura 4.5: Diagrama de funcionamento do componente Coding.

O diagrama de funcionamento do componente TS é apresentado na figura 4.6. Depois de inseridas as sequências de treino e formatados os dados segundo a sua configuração, este faz uma verificação ao esquemático para detetar se existe o componente DAC com o mesmo identificador. Se não existir, a responsabilidade de efetuar a conversão para o domínio elétrico passa a ser dele. Desta forma, garante-se que o simulador seja capaz de lidar com situações de coexistência de alguns componentes num sistema.

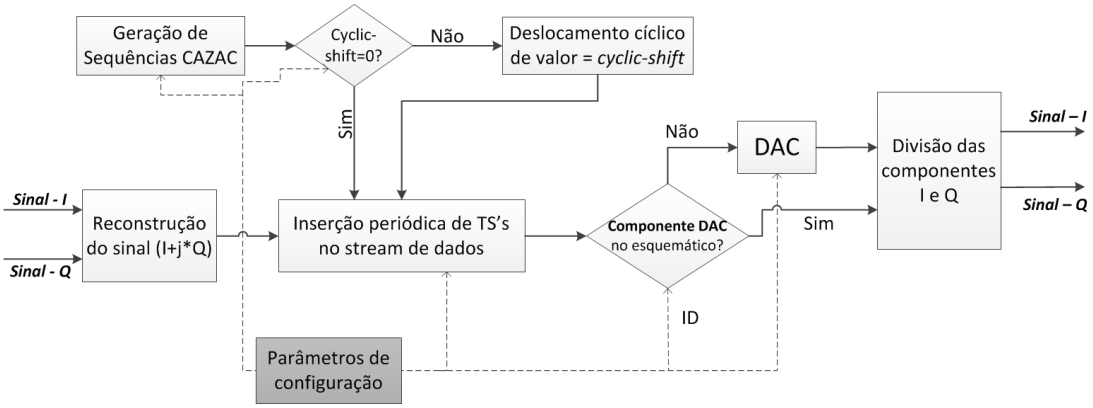


Figura 4.6: Diagrama de controlo do componente TS.

Como exemplo, considere-se a simulação de um sistema ótico coerente QPSK a operar a um *bitrate* de 50 Gbit/s com 2^{17} bits gerados. Devido ao formato configurado no bloco de Coding, QPSK, teremos na sua saída $\frac{2^{17}}{2}$ símbolos à taxa de 25 Gsímbolos/s. Contudo, somente uma parte desses símbolos serão de carga paga (*payload*) devido aos símbolos de treino que vão ser inseridos. No recetor, depois do sinal descodificado, a análise da taxa de erros de bit (BER) é feita através do componente BERT, que também sofreu alguns alterações na comparação com o sinal transmitido. O seu novo diagrama de funcionamento pode ser observado na figura 4.7.

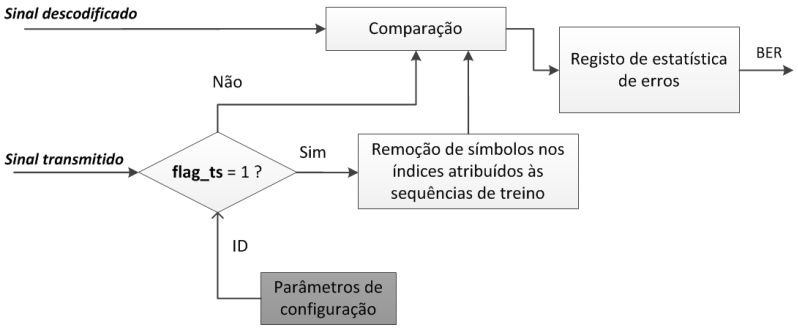


Figura 4.7: Diagrama de funcionamento do componente BERT.

Se a variável $flag_ts$, para o seu identificador, estiver ativa, significa que o recetor tem associado um componente TS no transmissor e são portanto retirados os símbolos do sinal transmitido destinados às sequências de treino, para que só sejam comparados os símbolos de dados de carga paga. Devido à utilização de identificadores, torna-se possível a utilização de vários componentes BERT num sistema MIMO, em que cada recetor vai buscar a informação referente ao transmissor associado ao seu identificador.

Capítulo 5

Resultados de simulação

Este capítulo tem como principal objetivo a validação dos componentes e elementos de controlo desenvolvidos na nova versão do simulador, que se focam essencialmente na utilização de sequências de treino em sistemas óticos coerentes. Assim, foram implementados algoritmos com base em técnicas *data-aided* para a estimação e compensação de imperfeições no sinal recebido. Na secção 5.1 e 5.2 pretende-se abordar alguns cenários de modo a testar o desempenho do algoritmo de SC sobre a influência de efeitos lineares indesejáveis que ocorrem ao longo da propagação do sinal, tais como AWGN, CD, PN e desvio de frequência. Seguidamente, tirando partido do mesmo algoritmo, é testado um método para monitorizar o ruído de fase com base na média e variância da amplitude dos picos de correlação. Por fim, na secção 5.4, de modo a avaliar a estimação *data-aided* do canal, simula-se um sistema ótico coerente com diversidade de polarização em dois cenários distintos, um com um filtro ótico seguido de rotação de polarizações e outro com um troço de fibra SSMF.

5.1 Sincronização de tramas

Nas figuras 5.1 e 5.2 são apresentados, respetivamente, os modelos do transmissor e recetor do sistema ótico coerente simulado no OSIP, no qual vão ser testados os algoritmos desta secção. No transmissor é gerada informação binária pseudo-aleatória a 50 Gbit/s, sendo esta posteriormente codificada e modulada com o formato de modulação QPSK. Depois, são inseridas periodicamente sequências de treino ao longo do fluxo de dados e o sinal é divido nas suas componentes em fase (I) e em quadratura (Q) para se proceder à sua modulação para o domínio ótico, com a portadora imposta pela frequência de operação do laser transmissor, f_s. No recetor, antes do sinal ser convertido para o domínio elétrico, este é misturado com o laser local (a emitir a f_{lo}, idealmente igual a f_s para uma sincronização perfeita) de modo a se obter novamente a componente em fase e em quadratura do sinal enviado. Depois da conversão opto-eletrónica pelos fotodiodos balanceados, é realizada a amostragem pelas ADCs. Depois dos símbolos recebidos serem tratados e descodificados, é obtida a sequência binária e determinada a taxa de erros. As configurações dos componentes do transmissor e recetor encontram-se na tabela 5.1. De notar que os filtros elétricos são ajustados à taxa de símbolos do sistema.

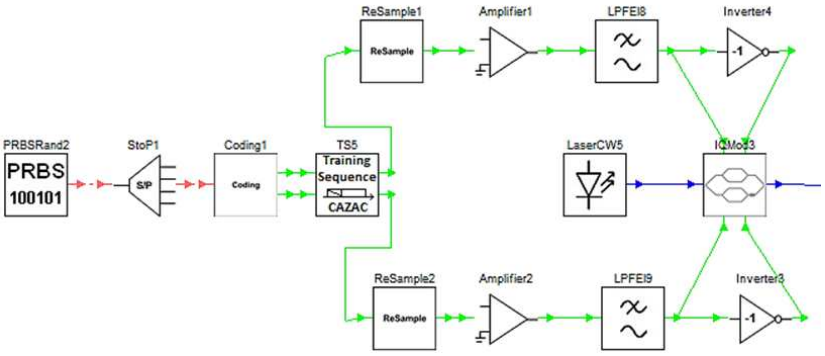


Figura 5.1: Modelo do transmissor no OSIP.

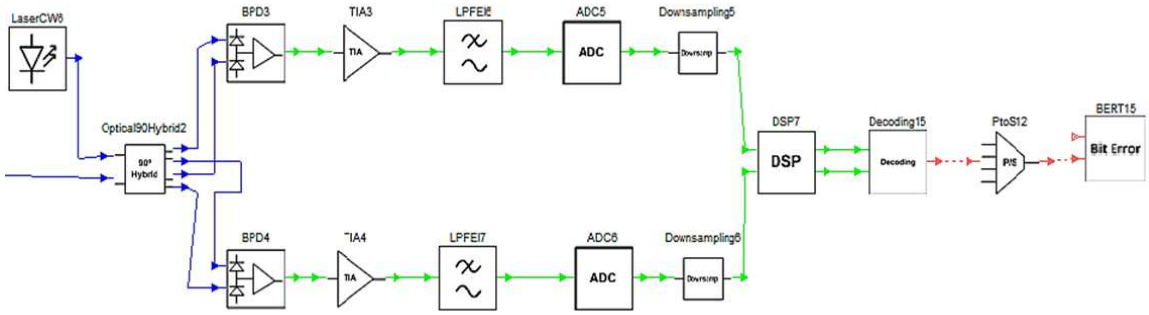


Figura 5.2: Modelo do recetor no OSIP.

Tabela 5.1: Configurações dos componentes do transmissor e recetor.

Transmissor (TX)	**Recetor (RX)**
-TS de CAZAC com L símbolos -Filtro Passa-Baixo a 25 GHz -DAC de 8 bits -Amplificador com ganho de 13.98 dB -Vπ de 5 V -Laser a 193.5 THz	-Filtro Passa-Baixo a 25 GHz -ADC de 8 bits -Laser a 193.5 THz

Em todas as simulações efetuadas, são enviadas periodicamente duas sequências CAZAC no início de cada trama de dados, com L símbolos cada. No primeiro cenário de estudo considera-se a transmissão de dados ao longo de um canal ideal. A figura 5.3 apresenta o resultado obtido para a amplitude das amostras à saída do bloco de correlação, de acordo com o algoritmo de SC, para as primeiras tramas enviadas e com cada sequência a conter L=256 símbolos. Nesta situação, verifica-se que a amplitude dos picos de correlação apresenta-se bastante estável e com valor unitário, uma vez que a correlação entre as duas metades idênticas apresenta a máxima energia. Este valor máximo deve-se ao facto de não haver qualquer ruído no sistema, e portanto as sequências apresentarem, como originalmente, o mesmo módulo e fase. Devido à média móvel incluída no algoritmo de SC, à medida que a janela de correlação se vai aproximando ou afastando no tempo do instante ideal, observa-se respetivamente um aumento ou decréscimo no valor da métrica. Tal como descrito na

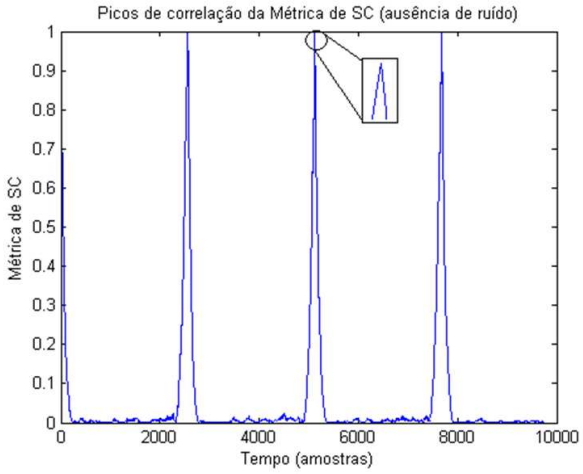


Figura 5.3: Métrica de SC em condições ideais.

---

capítulo 3 (secção 3.3), na sincronização temporal do recetor, o começo de cada trama é determinado pela deteção dos seus picos máximos. Contudo, os picos de correlação podem-se tornar irregulares quando sujeitos a determinados ruídos ou efeitos no canal, provocando erros de sincronização. A sincronização baseada neste algoritmo é estudada nas próximas subsecções mas sob a influência de alguns desses efeitos indesejáveis.

5.1.1 Influência de Ruído Aditivo Branco Gaussiano

De modo a simular AWGN no recetor é introduzido um componente extra no domínio elétrico antes do bloco de DSP. O objetivo é controlar a potência do ruído conforme o valor de SNR introduzido. A figura 5.4 apresenta o resultado obtido para a métrica de SC com SNR=6 dB.

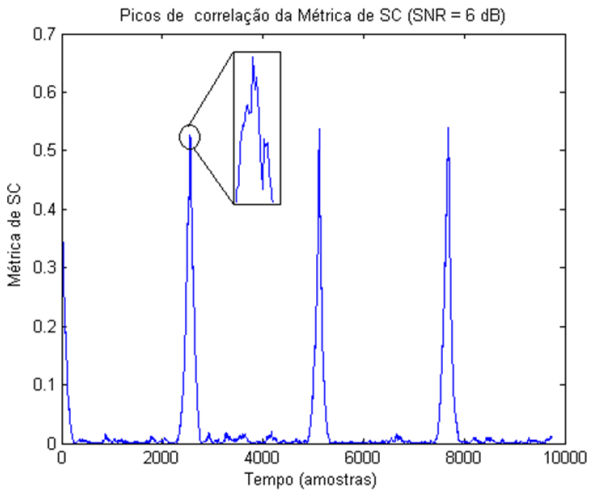


Figura 5.4: Métrica de SC para SNR=6 dB.

Ao contrário da figura 5.3, os picos de correlação da figura apresentam-se evidentemente

irregulares e degradados devido ao ruído introduzido. As amostras das sequências que originalmente eram idênticas não se encontram agora plenamente correlacionadas, originando por isso erros na deteção dos índices de começo de tramas no recetor. Ainda pela figura 5.4, é visível o efeito deste tipo de ruído na métrica de SC pois as amplitudes dos picos de correlação decrescem de forma aproximadamente uniforme, uma vez que o ruído afeta de forma aproximadamente similar os símbolos dos dados da sequência. Para quantificar a estatística dos erros de sincronização causados para este cenário em estudo, a figura 5.5 apresenta um histograma dos erros de início de deteção de tramas no recetor, para o valor de SNR de 6 dB.

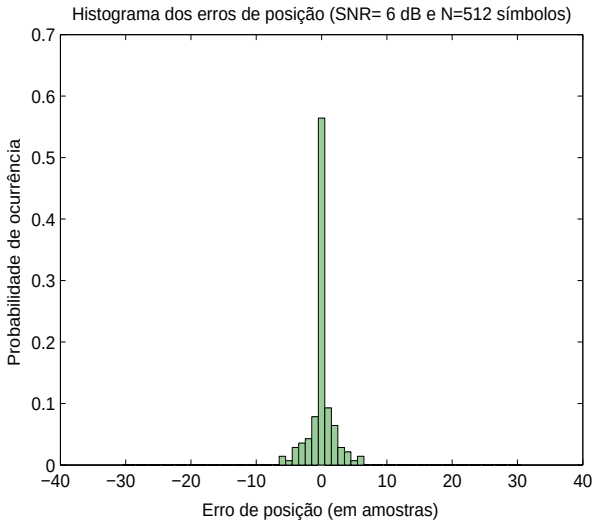


Figura 5.5: Histograma dos erros de sincronização para SNR=6 dB.

Estes resultados sugerem que a probabilidade de ocorrência de erros na sincronização de tramas segue aproximadamente uma distribuição simétrica com média nula devido ao ruído AWGN adicionado. Deve-se notar que quando o valor do erro de sincronização é positivo ou negativo, o índice detetado encontra-se respetivamente deslocado à direita ou à esquerda, relativamente ao índice correto (ideal) de começo de trama. Com a diminuição da SNR, a variância do erro de posição aumenta, embora mantendo sempre a mesma forma da distribuição. A figura 5.6 apresenta a variância dos erros de posição com a SNR.

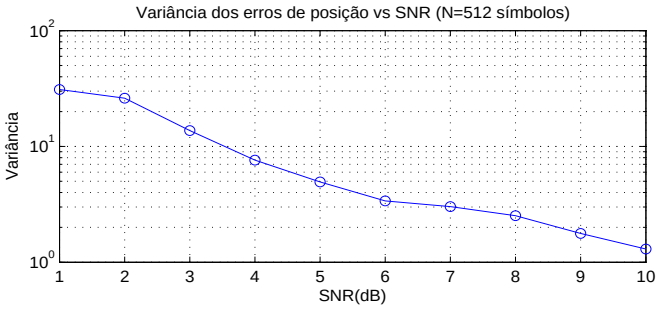


Figura 5.6: Variância dos erros de posição vs SNR.

À medida que a SNR diminui, os picos de correlação vão sendo cada vez mais atenuados levando ao aparecimento de múltiplos picos que causam erros. A variância dos erros diminui

de forma aproximadamente linear com o aumento da SNR.

5.1.2 Influência de Dispersão Cromática

Para investigar o efeito da CD é considerado um troço de fibra SSMF no canal de transmissão. A figura 5.7 apresenta os picos de correlação da métrica de SC para uma dispersão acumulada de $D_{ac} = 25000$ ps/nm.

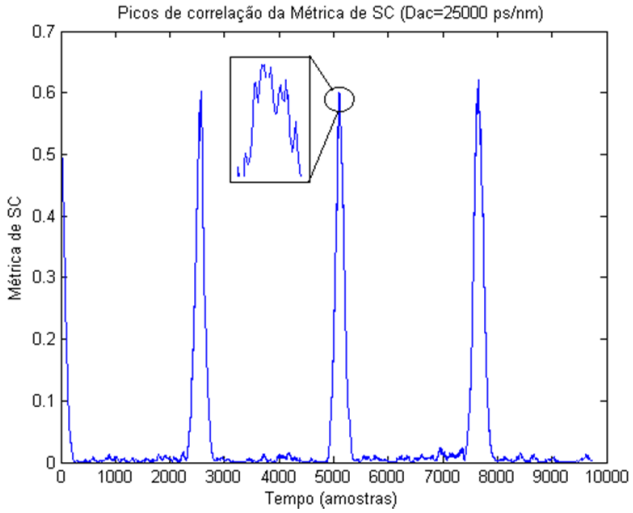


Figura 5.7: Métrica de SC para $D_{ac} = 25000$ ps/nm.

Nestas condições verifica-se um alargamento dos picos de correlação da métrica devido à ISI causada pela resposta dispersiva do canal. Como consequência tem-se também a existência de múltiplos picos que originam erros de sincronização.

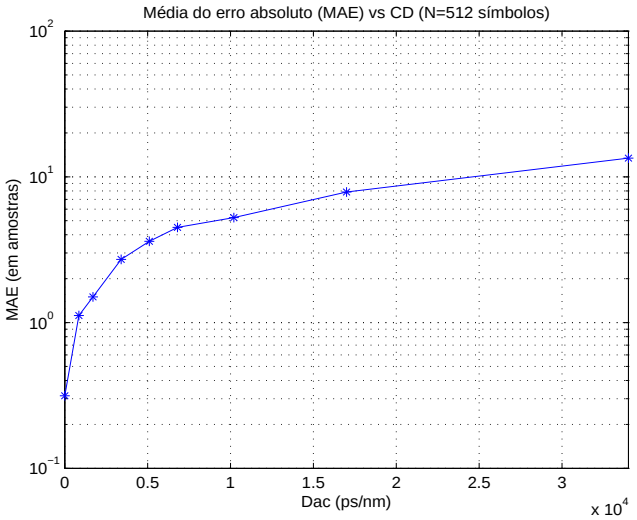


Figura 5.8: Média dos erros de posição vs CD.

De modo a avaliar a tolerância do algoritmo de SC sob a influência da CD, é realizada um média dos erros absolutos de posição de início das tramas para vários valores de dispersão

acumulada. A figura 5.8 apresenta o resultado obtido para a média dos erros em função da dispersão acumulada. Verifica-se que os erros aumentam de forma aproximadamente exponencial com a dispersão devido à resposta impulsional do canal. Contudo, pode-se concluir que somente valores elevados de dispersão provocam erros significativos na deteção da informação.

5.1.3 Influência de Ruído de Fase

Para o estudo do impacto do PN no algoritmo de SC para a sincronização temporal considera-se que o laser local é o único responsável pela introdução do ruído no sistema. A figura 5.9 apresenta os picos de correlação para uma largura de linha igual a 12 MHz.

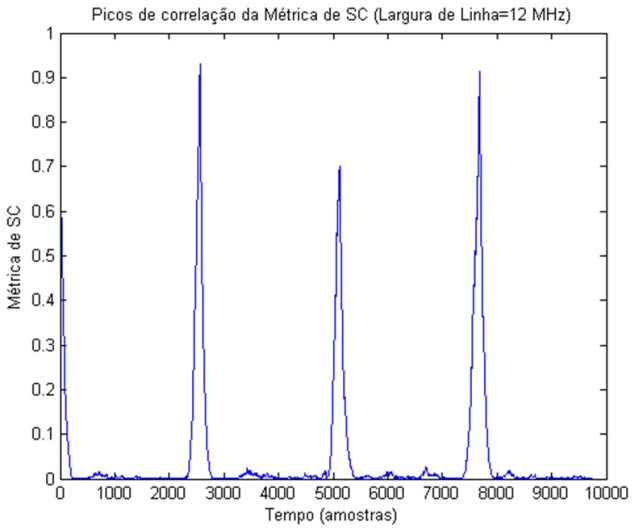


Figura 5.9: Métrica de SC para largura de linha de 12 MHz.

O resultado obtido mostra que os picos de correlação de cada sequência de treino são afetados de forma diferente uma vez que o impacto do ruído de fase na janela de correlação de cada sequência depende do salto de fase nesse intervalo de tempo. Ao contrário do ruído AWGN, o PN afeta muito a variância da amplitude dos picos pois carateriza-se por ser um ruído lento e afetar de forma semelhante segmentos de símbolos, em vez de símbolos individuais. Tendo em conta este fenómeno e após mais alguns testes realizados, verifica-se aqui uma possibilidade de monitorização do ruído de fase com base na média e variância dos picos de correlação. Na secção 3.5 foi apresentado um método baseado neste facto e na secção 5.5 demonstra-se através de resultados de simulação a validação do mesmo.

Assumindo também a presença de ruído AWGN no recetor, com uma SNR de 10 dB, a figura 5.10 mostra a tendência dos erros de posição com a variação da intensidade do ruído de fase, isto é, com a largura de linha do laser local. Como era de esperar, observa-se o aumento dos erros com a largura de linha do laser já que o ruído se torna mais intenso. Deve-se notar que devido ao efeito do ruído de fase no sinal recebido, os erros têm uma dependência exponencial com a largura de linha. Contudo, este algoritmo prova ser bastante tolerante para larguras de linha até 6 MHz uma vez que os erros de posição são praticamente nulos.

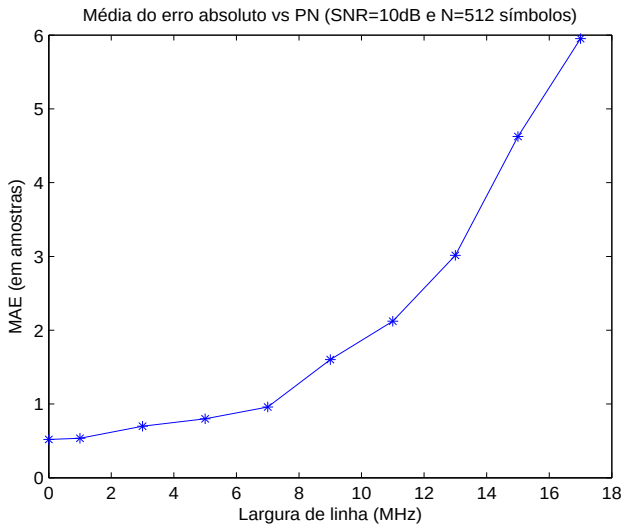


Figura 5.10: Média dos erros de posição vs Largura de linha (SNR=10 dB).

5.2 Estimação e correção do desvio de frequência

Recorrendo ao algoritmo de sincronização de SC pode-se proceder facilmente à estimação do desvio de frequência provocado pela diferença de frequências de emissão dos lasers do sistema ótico coerente. Devido ao facto da estrutura das tramas de transmissão conterem periodicamente sequências de treino com duas metades idênticas, estas ao passarem pelo canal sofrem a mesma distorção, exceto uma diferença de fase entre ambas que é causada por um desvio de frequência. Através do ângulo da função de correlação definida na secção 3.3, é possível obter uma estimação para esse desvio. O modelo do transmissor e recetor utilizados no OSIP são os mesmos da secção 5.1. A figura 5.11 ilustra o diagrama de blocos das operações do algoritmo desenvolvido no bloco de DSP para a estimação e respetiva correção dos símbolos afetados pelo desvio, após a sincronização das tramas recebidas.

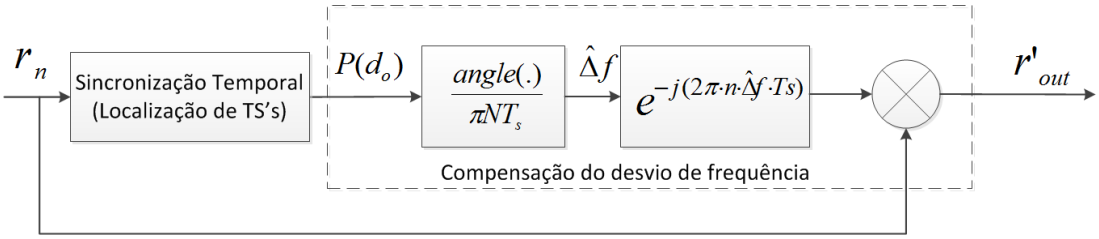


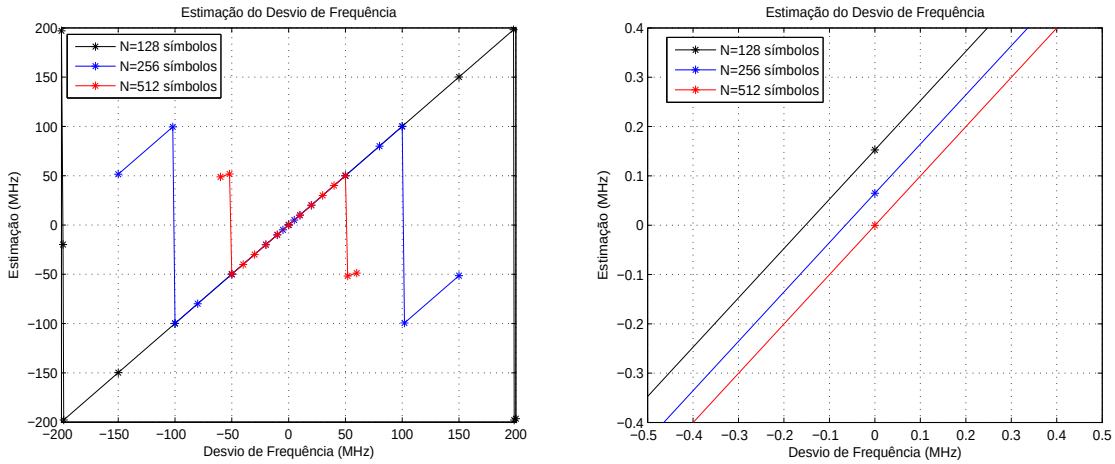
Figura 5.11: Diagrama de blocos para estimação e correção do desvio de frequência.

O sinal corrigido, r'_{out}, é descrito pela equação 5.1,

$$r'_{out} = r_n \cdot e^{-j2\pi\hat{\Delta f} n Ts} \tag{5.1}$$

onde r_n representa o sinal recebido, $\hat{\Delta f}$ a estimativa do desvio e T_s o período de amostragem da ADC. De modo a confirmar a gama de frequências esperadas teoricamente para este

algoritmo, foram realizadas simulações para vários comprimentos de sequências de treino em cenário *back-to-back*, isto é, sem fibra (canal de transmissão com resposta unitária) e sem a presença de ruído AWGN no recetor. A figura 5.12 apresenta o desempenho do algoritmo de estimação para diferentes comprimentos de sequência, N.



(a) Estimação vs N.

(b) Estimação vs N (zona ampliada).

Figura 5.12: Estimação do desvio de frequência vs comprimento de sequências.

Tal como esperado, a figura mostra o aumento da gama de estimação do desvio de frequência com a diminuição do comprimento das sequências, pelo que se torna-se evidente a relação de proporcionalidade inversa entre a estimação e o comprimento N. Devido ao facto da função para o cálculo do ângulo de fase entre as amostras, originalmente idênticas, estar limitado a $\pm\pi$ radianos, ocorrem saltos de fases sempre que o ângulo estimado se aproxima desses valores, formando um gráfico com a forma de "dente de serra", com as extremidades em $\pm\frac{1}{NTs}$. Embora tenhamos uma gama de estimação menor para valores superiores de N, pela figura 5.12b verifica-se que a sua precisão é melhor visto que se tem mais símbolos de treino para se estimar o desvio de frequência. A estimação é realizada trama a trama, isto é, as amostras de informação (*payload*) são corrigidas com o desvio estimado pela sequência de treino da própria trama.

Para N=512 símbolos e um desvio de frequência de 10 MHz, a figura 5.13 apresenta a constelação do sinal à entrada e à saída do bloco de DSP. Pela figura verifica-se que o algoritmo compensa corretamente as rotações de fase constantes nos símbolos recebidos ao longo do tempo. Prova disso é o facto da constelação do sinal corrigido apresentar a constelação aproximadamente ideal. Em termos de taxa de erros do sistema, a figura 5.14 apresenta o resultado obtido para a BER em função do desvios de frequência. A partir dessa figura os limites de correção do algoritmo para sequências de comprimento de N=512 símbolos podem ser confirmados. Para fora desses limites ocorrem os saltos de fase, em $\pm\pi$ radianos, que originam o aumento brusco da probabilidade de erro.

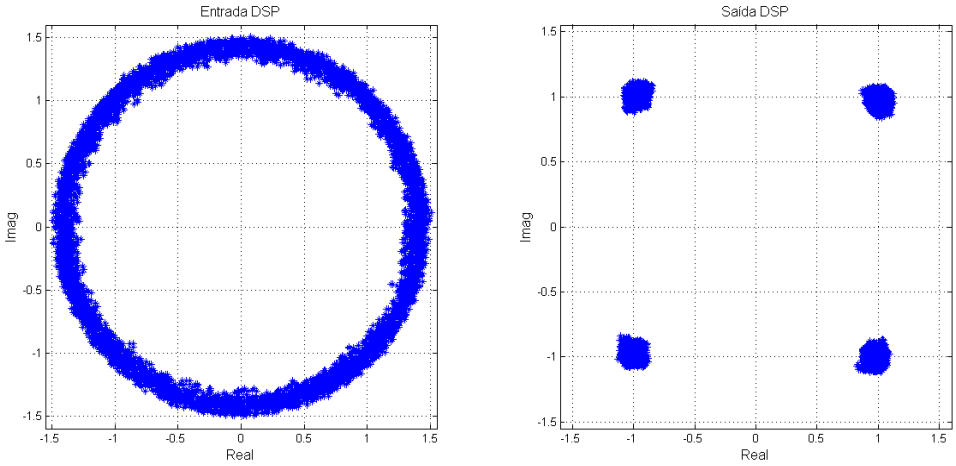


Figura 5.13: Constelação do sinal à entrada e à saída do bloco DSP ($\Delta f = 10$ MHz).

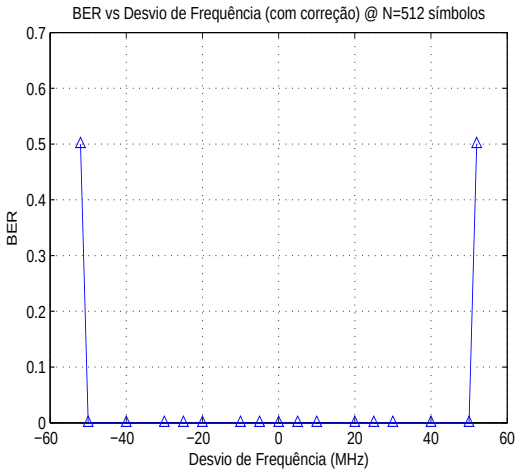
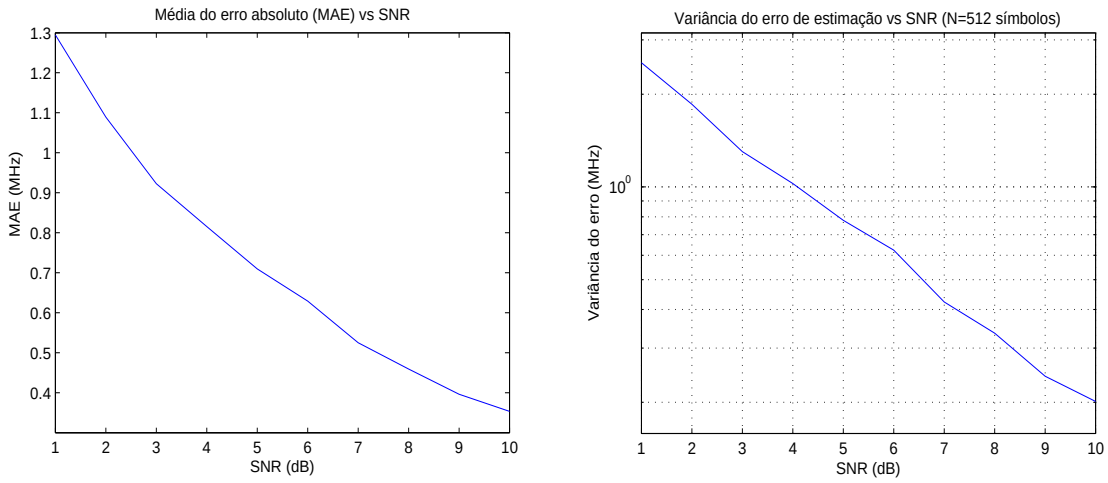


Figura 5.14: BER vs Desvio de Frequência (SNR=∞).

Para analisar o desempenho da estimação do desvio da frequência na presença de AWGN, o próximo cenário de teste considera a introdução de um novo componente no recetor para controlar a potência do ruído à entrada do bloco de DSP. Na figura 5.15 encontram-se os resultados obtidos para o estudo do impacto da SNR nos erros de estimação do desvio de frequência. É possível observar pela figura 5.15a que a média dos erros absolutos vai diminuindo à medida que a SNR aumenta. Para um SNR de 10 dB observa-se que em termos médios o erro absoluto é das centenas de kHz. Em sistemas mais complexos, o desvio de frequência residual pode ser compensado posteriormente no estágio de recuperação de fase. As variações dos erros com a SNR também aumentando com a intensificação do ruído. Tal fenómeno pode ser observado na figura 5.15b.



(a) Média do erro absoluto das estimações vs SNR.

(b) Variância dos erros de estimação vs SNR.

Figura 5.15: Erros de estimação do desvio de frequência vs SNR.

Para o caso particular de SNR=6 dB e para N=256 símbolos, a figura 5.16 mostra que, para além da precisão da estimação, também a sua gama de estimação sofre uma diminuição. Isto acontece porque quando o ângulo está próximo de $\pm\pi$, basta uma pequena quantidade de ruído para passar de $\pm\pi$ para $\mp\pi$, resultando numa falha de estimação. Temos portanto uma ligeira diminuição da tolerância para desvios de frequência mais elevados.

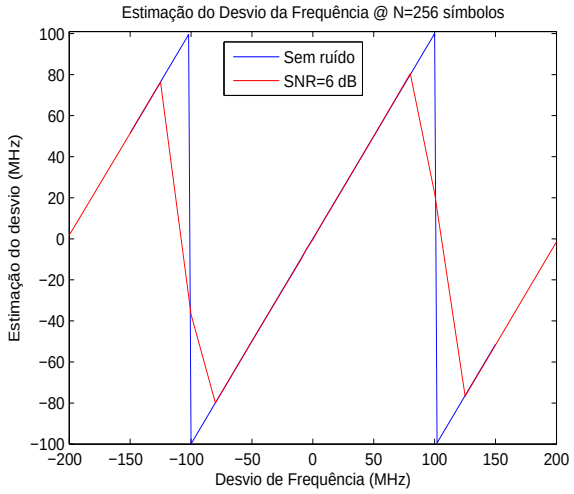


Figura 5.16: Estimação do desvio de frequência (N=256 símbolos e SNR=6 dB).

Na presença de desvio na frequência, AWGN e PN, as etapas típicas no DSP para a recuperação do sinal são apresentadas na figura 5.17.

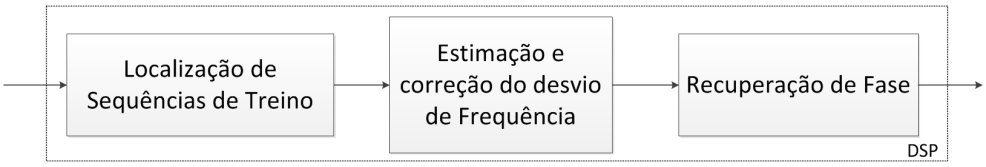


Figura 5.17: Estimação do desvio de frequência.

Após o recetor proceder à sincronização temporal e à compensação do desvio da frequência, é habitual a existência de um bloco responsável pela recuperação de fase. Este, além de ser capaz de compensar um desvio de frequência residual, também traz benefícios quando no sistema existe AWGN e PN. Para efeitos de teste é utilizado o algoritmo de Viterbi e Viterbi (VeV) [15] para a recuperação de fase. O algoritmo clássico de VeV apresenta pouca tolerância a rotações de fase uma vez que só é capaz de recuperar fases de até $\pm\frac{\pi}{4}$ em torno do seu ponto ideal na constelação [46]. Para colmatar essa limitação opta-se por uma adaptação do algoritmo que faz uso de uma malha de realimentação que corresponde à fase cumulativa de amostras anteriores de forma a que o algoritmo de torne mais robusto a variações bruscas de fase, seguindo melhor deslocações na constelação. O seu diagrama de blocos encontra-se na figura 5.18.

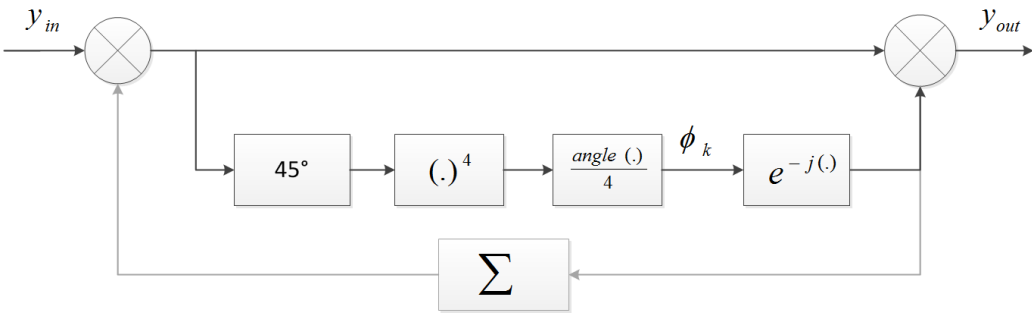


Figura 5.18: Algoritmo de VeV com linha de realimentação.

Os sinais y_{in} e y_{out} são, respetivamente, o sinal complexo de entrada e de saída do algoritmo. A fase ϕ_k representa a fase média estimada para cada bloco de amostras a tratar paralelamente. A rotação de 45º é para eliminar a incerteza de π devido às posições que os símbolos ocupam na constelação do sinal que chega ao algoritmo. Na figura 5.19 são apresentados os resultados da relação da BER e a SNR para diferentes valores de desvio de frequência no sistema. Neste caso considerou-se a ausência de ruído de fase.

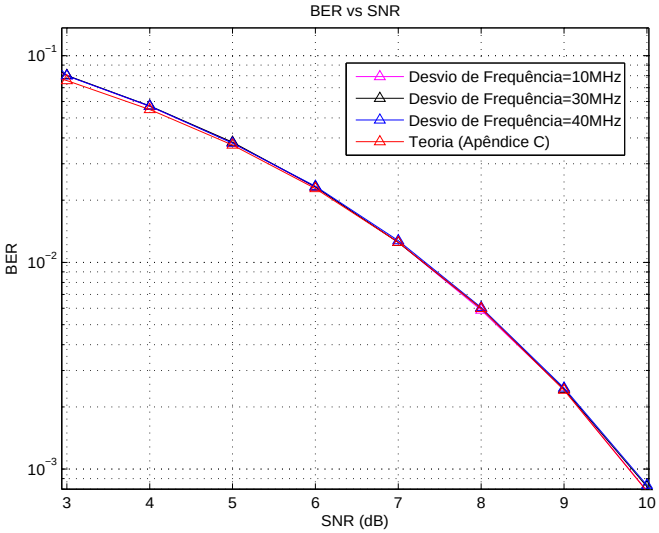


Figura 5.19: BER vs SNR vs Desvio de Frequência.

Pela figura 5.19 verifica-se que o sinal afetado de desvio de frequência é corretamente compensado em todos os casos, mesmo para valores de SNR reduzidas. Tendo agora em conta o desvio de frequência e o ruído de fase, a figura 5.20 apresenta os resultados da relação da BER com a SNR para um desvio de frequência de 10 MHz e uma largura de linha do laser local de 100 kHz.

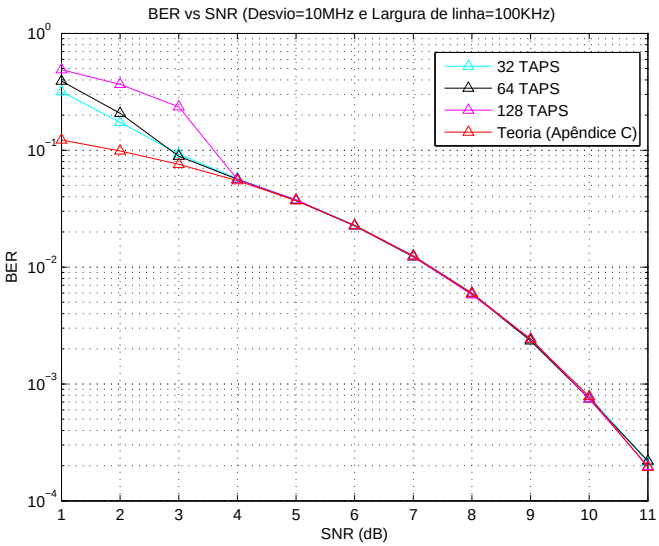


Figura 5.20: BER vs SNR para desvio de frequência=10 MHz e largura de linha=100 kHz.

Para valores de SNR superiores a 3 dB verifica-se que os resultados seguem com pouca penalidade os resultados esperados teoricamente uma vez que o desvio de frequência e o ruído

de fase são corretamente compensados. Embora não seja do âmbito desta dissertação, foram realizadas várias simulações para diferentes números de amostras a processar em paralelo no algoritmo de recuperação de fase, referido como TAPS na figura. Para valores de SNR baixos observa-se o efeito da linha de realimentação que provoca instabilizações na estimação de fase e consequentemente o aumento da probabilidade de erro. Para esse tipo de algoritmos de recuperação de fase existem estudos que se focam no número ótimo de amostras a processar, consoante as condições de ruído presentes num sistema [7].

5.3 Monitorização do Ruído de Fase

Esta secção tem como objetivo analisar e avaliar o desempenho do método proposto na secção 3.5 para a monitorização do ruído de fase num sistema ótico coerente, cujo modelo do transmissor e recetor são os mesmos da secção 5.1. Este método tira partido das propriedades estatísticas da variação da amplitude dos pontos máximos da função de correlação, $P(d)$, do algoritmo de SC, para posteriormente se efetuar uma estimativa para a média e variância dos picos obtidos. Estas estimativas são representados graficamente em função da largura de linha do laser local (uma vez que se considera somente este como fonte de ruído de fase), com e sem a presença de AWGN no recetor. Em termos de simulação considerou-se 200 iterações com o sistema a operar a 50 Gbit/s e 2^{15} bits gerados pseudo-aleatoriamente. Em cada iteração são enviadas oito tramas consecutivas, com sequências de treino de comprimento igual a $N = 2 \times 256$ símbolos. A figura 5.21 ilustra o diagrama de blocos do procedimento para a aquisição desta monitorização, onde r_n representa o sinal recebido no recetor e $Q(d)$ a

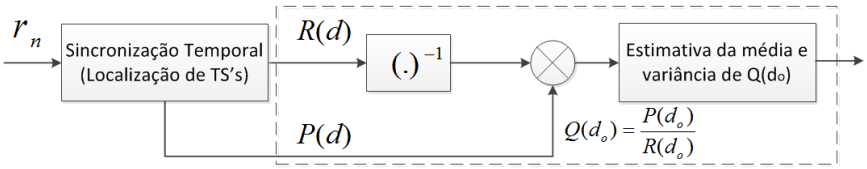


Figura 5.21: Diagrama de blocos do método para monitorização do ruído de fase.

métrica definida anteriormente na secção 3.5 - equação 3.18, que se traduz numa normalização da função de correlação $P(d)$.

5.3.1 Média dos picos de correlação em função do Ruído de Fase e Ruído Aditivo Branco Gaussiano

O gráfico da figura 5.22 apresenta os resultados obtidos por simulação sobrepostos com os teóricos da secção 3.5, para o valor médio dos picos da métrica, Q, em função da largura de linha e para um dado valor de SNR. Pela figura tira-se que para uma largura de linha de 1 MHz com $SNR = \infty$ o efeito do ruído de fase ainda não é muito influente na média dos picos de correlação, $E[Q]$, uma vez que o seu valor se situa próximo de um, isto é, as duas metades da sequência de treino permanecem muito idênticas. À medida que o PN se torna mais intenso, com o aumento da largura de linha, o valor estimado da média vai decrescendo. Com a presença de AWGN observa-se que o valor médio sofre uma atenuação uniforme com a diminuição SNR, isto é, as curvas apresentam o mesmo declive com as amplitudes atenuadas. Este fenómeno acontece pois o ruído AWGN afeta os símbolos da sequência de forma aproximadamente similar. Comparando os resultados de simulação com os teóricos, conclui-se

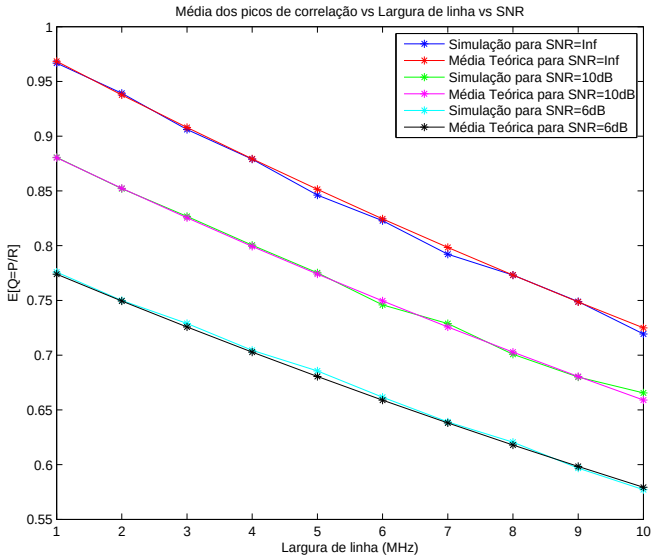


Figura 5.22: Resultados de simulação vs teóricos para a média de Q.

---

o bom desempenho das aproximações das expressões analíticas determinadas na secção 3.5 nas condições de teste do sistema. O fator de atenuação do valor da amplitude com o ruído AWGN é justificável teoricamente e dado por $\frac{1}{1+\frac{1}{SNR}}$ (relembrar expressão analítica da média, equação 3.23).

5.3.2 Variância dos picos de correlação em função do Ruído de Fase e Ruído Aditivo Branco Gaussiano

Nesta subsecção pretende-se monitorizar o ruído de fase tendo em conta a variância dos picos de correlação. A figura 5.23 apresenta os resultados de simulação nas mesmas condições da subsecção anterior. Pela figura observa-se que a variância dos picos aumenta de forma exponencial com a largura de linha. Para valores de SNR mais reduzidos, o AWGN é dominante sobre o PN. Uma vez que o AWGN reduz uniformemente a amplitude dos picos sem afetar significativamente a variância, o aumento da variância causado pela PN é reduzido pelo aumento do AWGN. Devido à relação da média com a variância, prova-se a partir dos resultados obtidos que o fator de atenuação do valor da variância com a SNR é de $\left(\frac{1}{1+\frac{1}{SNR}}\right)^2$. Assim, nas condições deste sistema, este método revela-se igualmente uma boa proposta para monitorizar o ruído de fase.

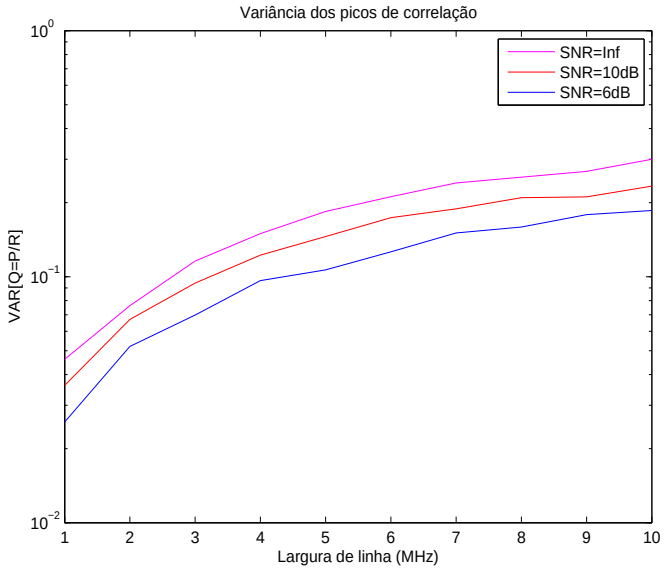


Figura 5.23: Resultados de simulação para a variância de Q.

5.4 Estimação de canal

Nesta secção pretende-se validar a utilização de algoritmos *data-aided* no recetor para a estimação do canal de transmissão. Para este estudo é simulado um sistema com diversidade de polarização PDM-QSPK a 100 Gbit/s, com e sem fibra ótica. O modelo do transmissor e do recetor do sistema encontram-se na figura 5.24 e 5.25, respetivamente.

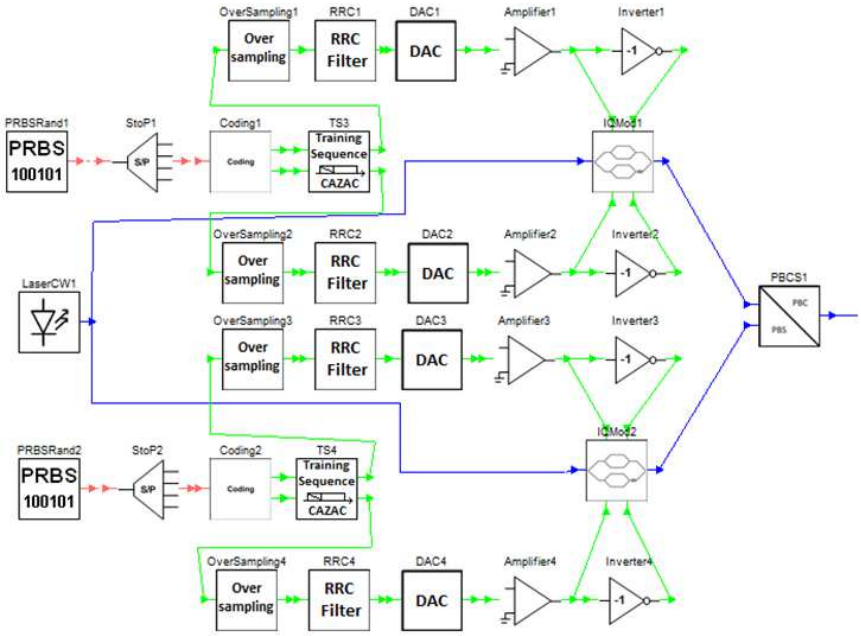


Figura 5.24: Modelo do transmissor implementado no OSIP para o sistema PDM-QPSK.

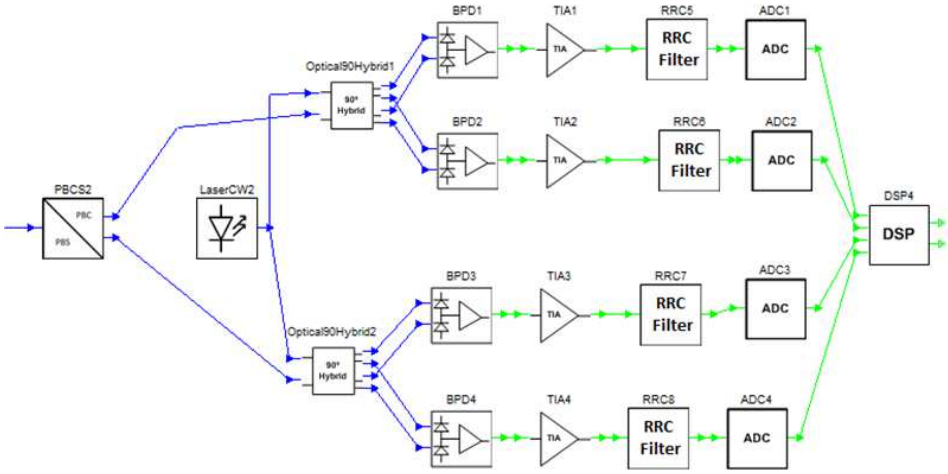


Figura 5.25: Modelo do recetor implementado no OSIP para o sistema PDM-QPSK.

A informação em cada transmissor é gerada a 50 Gbit/s pelo componente PRBS. Após a modulação dos dados segundo o formato QPSK, são inseridas periodicamente as sequências de treino. Posteriormente, os símbolos são sobre-amostrados tendo em conta a frequência de amostragem do simulador e formatados com a forma de um filtro de raiz de cosseno elevado ajustado à taxa de símbolos do sistema (25 Gbaud), de modo a reduzir a ISI. Depois dos sinais convertidos para o domínio analógico e modulados em cada uma das suas componentes de polarização, estas são combinadas através do componente PBC e enviadas pelo canal. No recetor, as polarizações são separadas recorrendo ao componente PBS e os sinais de cada componente são detetados coerentemente. As configurações dos componentes do sistema para o transmissor e recetor são apresentados na tabela 5.2.

Tabela 5.2: Configuração dos componentes no sistema PDM-QPSK.

Transmissores (TX)	**Recetores (RX)**
-TSs de CAZAC com L símbolos -Deslocamento cíclico de L/2 entre TSs de cada TX -Fator de sobre-amostragem = 8 amostras/símbolo -Filtro RRC a 25 GHz -DAC de 12 bits -Amplificador com ganho de 13.98 dB -Vπ de 5V -Laser a 193.5 THz	-Filtro RRC a 25 GHz -ADC de 12 bits a 2 amostras/símbolo -Laser a 193.5 THz

O canal ótico no sistema com multiplexagem de polarização pode ser modulado como um sistema de transmissão 2x2 MIMO. A função transferência, $H(f)$, que o descreve pode ser expressa matricialmente pela equação 5.2,

$$H(f) = \begin{bmatrix} H_{xx}(f) & H_{yx}(f) \\ H_{xy}(f) & H_{yy}(f) \end{bmatrix}, \tag{5.2}$$

com cada componente da matriz a corresponder à função transferência de cada uma das polarizações, X e Y, e do acoplamento cruzado entre ambas, tal como mostra a figura 5.26 [47].

Para estimação da função transferência do sistema, $\hat{H(f)}$, são enviadas em cada polarização sequências de treino ortogonais (CAZAC), S_1 e S_2. Tendo em conta os conceitos introduzidos na secção 3.6, depois de recebidas as sequências, R_1 e R_2, são aplicados no componente DSP os algoritmos para estimação do canal no domínio da frequência. Nesta secção considera-se somente a existência de efeitos lineares ao longo da propagação do sinal e assume-se sincronização perfeita de tramas no recetor.

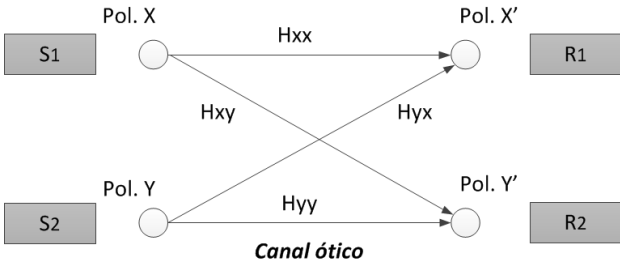


Figura 5.26: Transmissão de dados num sistema PDM com configuração 2x2 MIMO.

5.4.1 Cenário com Filtro ótico

O canal de transmissão utilizado neste cenário é um filtro ótico seguido de um componente para rotações das componentes de polarização. O modelo do canal no OSIP encontra-se na figura 5.27.

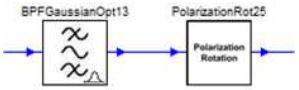


Figura 5.27: Modelo do canal de transmissão no OSIP para este cenário PDM-QPSK.

A função transferência do componente de rotação de polarização apresenta-se na equação 5.3,

$$E_{out} = \begin{bmatrix} e^{j\frac{\varphi}{2}} & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{\varphi}{2}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix}, \tag{5.3}$$

onde E_x, E_y representam os campos óticos de cada polarização e θ,φ são respetivamente os ângulos de rotação segundo a horizontal e vertical [48]. No sistema, as ADCs operam a duas amostras por símbolo e no transmissor são enviadas, consecutivamente, tramas com sequências de treino de 512 símbolos. A figura 5.28 apresenta o filtro aplicado no canal e a sua estimação com resolução de 1024 amostras, para uma das polarizações. O filtro ótico aplicado tem uma resposta gaussiana de segunda ordem com largura de banda, a 3 dB, de 10 GHz. Neste caso não foi considerada nenhuma rotação de polarização, isto é, $\theta = \varphi = 0$. Pela figura 5.28 observa-se que a estimação da função transferência para a polarização X, $\hat{H_{xx}(f)}$, é praticamente perfeita. Isto deve-se à utilização de sequências de treino relativamente longas e à receção a duas amostras por símbolos que aumenta a resolução da estimação para o dobro. Em termos da função transferência global do canal no sistema 2x2 MIMO, a figura 5.29 ilustra a sua estimação (em módulo) com ambas as componentes das polarizações, onde se verifica a

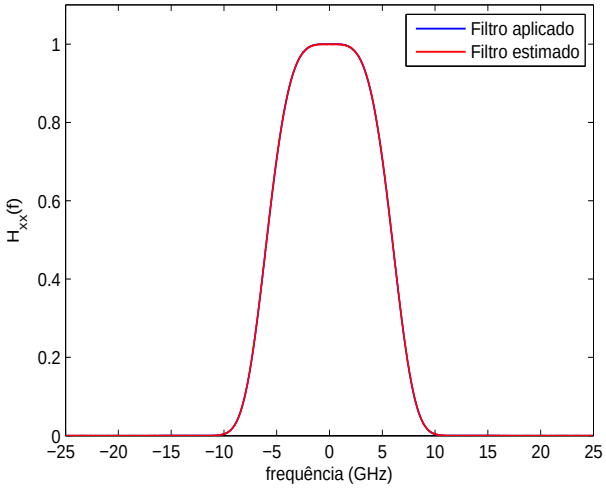


Figura 5.28: Estimação de canal com resolução de 1024 amostras.

---

não existência de interferência entre as duas polarizações devido à utilização das sequências ortogonais de CAZAC.

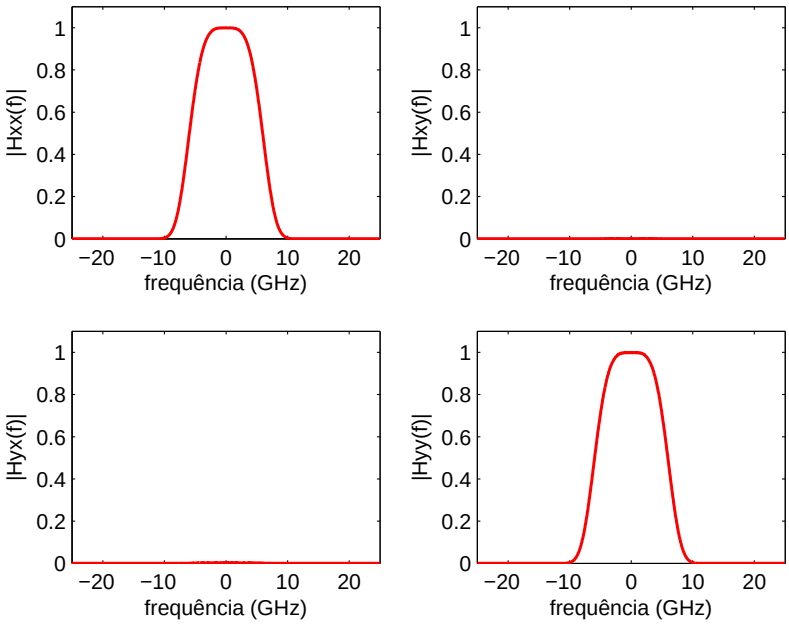


Figura 5.29: Estimação de canal. Resolução de 1024 amostras.

Realizando-se agora uma rotação de polarizações com $\theta = \frac{\pi}{2}$ e $\varphi = 0$, obtém-se a estimação apresentada na figura 5.30. Comparando com a figura 5.29, em que não foi realizada qualquer rotação, conclui-se, tal como previsto, que as componentes foram trocadas uma vez que a partir da equação 5.3, que descreve a sua rotação, se tira que o campo ótico resultante para

a polarização X é agora de $E_{outx} = -E_y$ e para a Y de $E_{outy} = E_x$. Assim, o envio de sequências periódicas ao longo do fluxo dos dados possibilita uma monitorização dos efeitos de rotações nas polarizações, embora o intervalo de tempo entre sequências não deva ser muito elevado para que se consiga acompanhar rápidas variações nas polarizações. Relativamente à sequência de treino, quanto maior for o seu tamanho maior é a sua precisão, no entanto, tem-se de ter em conta o aumento do *overhead* que leva à redução da eficiência na transmissão de tramas.

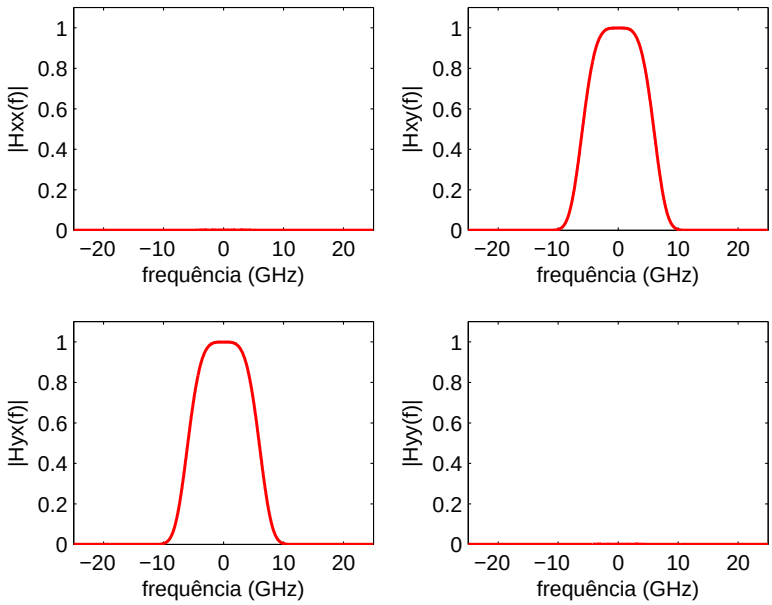


Figura 5.30: Estimação de canal com $\theta = \frac{\pi}{2}$ e $\varphi = 0$. Resolução de 1024 amostras.

5.4.2 Cenário com Fibra SSMF

Na subsecção anterior verificou-se a potencialidade de técnicas *data-aided* na estimação do canal recorrendo a um filtro ótico. Pretende-se agora estimar a resposta do canal no sistema PDM-QPSK na presença de efeitos lineares que ocorrem ao longo da propagação do sinal pela fibra, tal como a CD. Para este cenário de teste considera-se um troço de fibra SSMF com um parâmetro de dispersão de $D = 17$ ps/nmkm. O modelo do canal no OSIP é apresentado na figura 5.31.

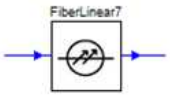
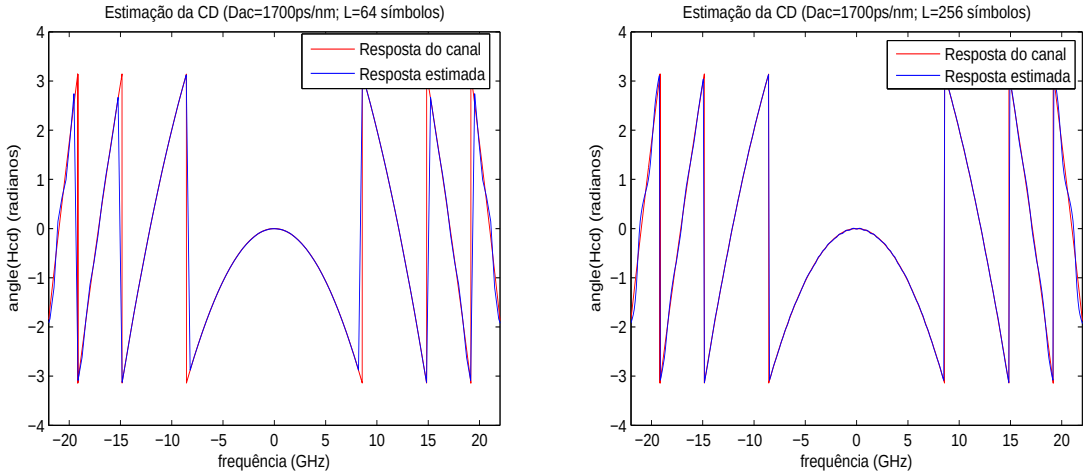


Figura 5.31: Modelo do canal de transmissão no OSIP para este cenário PDM-QPSK.

Para melhorar a estimativa da CD podem ser adicionados intervalos de guarda entre sequências de treino de modo a absorverem a interferência entre sequências adjacentes ou

dados de informação [26]. Outra forma de reduzir essa interferência é obter a estimação do canal através dos L símbolos centrais do conjunto das duas sequências de CAZAC enviadas. Com a ADC a operar a duas amostras por símbolos, a figura 5.32 apresenta a estimação da CD para uma dispersão acumulada de $D_{ac} = 1700$ ps/nm com sequências de comprimentos de, respetivamente, 64 e 256 símbolos.



(a) L=64 símbolos.

(b) L=256 símbolos.

Figura 5.32: Estimação da CD para Dac=1700 ps/nm.

Comparando as duas figuras, 5.32a e 5.32b, verifica-se que sequências de treino com tamanhos superiores conseguem ter uma maior tolerância à dispersão e consequentemente uma melhor estimativa do canal disperso. A figura 5.33 apresenta o resultado obtido para uma dispersão acumulada de $D_{ac} = 4000$ ps/nm para o caso de L=256 símbolos.

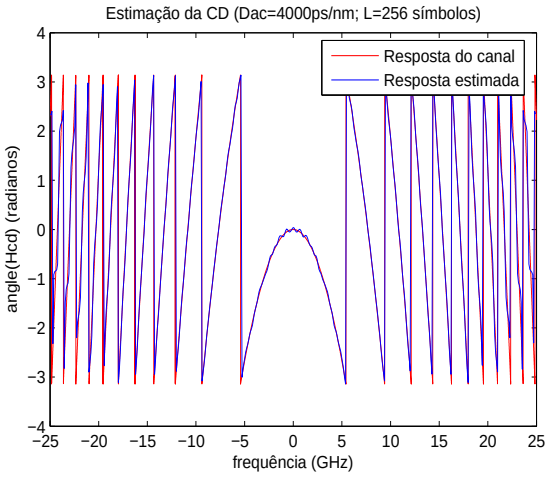


Figura 5.33: Estimação da CD para Dac=4000 ps/nm com L=256 símbolos.

Pela figura conclui-se que para dispersões elevadas a estimação pode deixar de seguir totalmente a dispersão uma vez que o comprimento da sequência tem influência direta na sua gama de estimação. Existe portanto um compromisso entre a gama de estimação e o comprimento máximo da sequência de treino.

Capítulo 6

Conclusões

A utilização de sequências de treino em sistemas óticos coerentes permite obter uma elevada flexibilidade no projeto de um recetor, uma vez que os algoritmos envolvidos na recuperação do sinal são independentes do formato de modulação dos dados transmitidos. Assim, nesta dissertação implementou-se sequências de treino no simulador OSIP e estudou-se algoritmos para sincronização temporal, sincronização em frequência e estimação do canal. Nos capítulos 2 e 3, foram introduzidos os conceitos teóricos fundamentais associados aos sistemas óticos coerentes e às sequências de treino, incluindo os procedimentos utilizados nas várias etapas do recetor digital coerente baseado nessas sequências (recetor *data-aided*). Ainda no capítulo 3, foi proposto um método de monitorização do PN baseado no algoritmo de SC. No capítulo 4, além dos componentes adicionados e alterados, foram apresentados os algoritmos de controlo necessários à adaptação do OSIP. No capítulo 5 são apresentadas simulações que permitem validar a nova versão do simulador através da implementação e teste de algoritmos de DSP.

Na sincronização temporal, baseada no algoritmo de SC, verificou-se que na ausência de ruído, as amplitudes dos picos de correlação apresentam-se bastante estáveis e com máxima energia, não levando à ocorrência de quaisquer erros na deteção dos instantes de começo das sequências de treino. Na presença de AWGN, observou-se uma redução uniforme das amplitudes dos picos (variância reduzida), uma vez que este ruído se carateriza por ser rápido e afetar individualmente os símbolos. Devido às amostras não se apresentarem completamente correlacionadas para valores baixos de SNR, existe a ocorrência de erros de posição na deteção das tramas (erros de sincronização). Estes erros seguem uma distribuição aproximadamente simétrica e com média nula, em concordância com o tipo de ruído adicionado. À medida que se diminui a SNR, as amplitudes da métrica vão-se reduzindo provocando o aparecimento de múltiplos picos, o que faz com que a variância dos erros aumente. Para o caso de PN no sistema, concluiu-se que este ruído, ao contrário do AWGN, afeta muito a variância dos picos devido ao seu progresso lento ao longo de segmentos de símbolos. Quanto aos erros de sincronização, aumentam de forma aproximadamente exponencial com a largura de linha. Para larguras de linha inferiores a 6 MHz, este algoritmo apresenta-se bastante tolerante ao PN. Por fim, na presença de CD, verificou-se que devido à resposta dispersiva do canal, existe ISI que se torna visível pelo alargamento dos picos de correlação da métrica de SC. Os erros de posição aumentam de forma aproximadamente exponencial, no entanto, somente valores elevados de dispersão é que originam erros significativos no recetor. A diferente dependência dos picos de correlação com AWGN e PN levaram ao desenvolvimento de um método para

monitorizar o PN, baseado na média e variância dos picos detetados ao longo do tempo, o qual foi demonstrado analiticamente e validado por simulações. Para a estimação e compensação do desvio da frequência, foi simulado um sistema ótico coerente QPSK cujo recetor implementa um algoritmo que tira partido do envio de duas sequências de treino por trama e da função de correlação do algoritmo de SC. Pelos resultados obtidos, concluiu-se que o desvio de frequência é compensado corretamente e verificou-se ainda a relação entre o comprimento das sequências e a gama de estimação, assim como a influência de AWGN nos erros de estimação e na BER do sistema. Para a análise da potencialidade das sequências de treino na estimação da resposta do canal, simulou-se um sistema ótico coerente PDM-QPSK. Os testes realizados levam a concluir que, tanto no domínio do tempo como na frequência, consegue-se uma correta estimação do canal. No entanto, existe um compromisso entre o comprimento da sequência de treino e a gama de estimação. Com sequências longas, consegue-se uma estimação mais precisa, mas, em contrapartida, a eficiência da transmissão de tramas é menor devido ao aumento do *overhead*. O período do envio de sequências deve ter em conta a variação da resposta do canal ao longo do tempo. Quanto mais rapidamente variar a resposta do canal, maior deve ser a frequência de repetição das sequências de treino.

Em suma, todos os algoritmos desenvolvidos e testados provaram ser de simples implementação e elevada robustez. Os resultados permitem ainda confirmar o correto funcionamento da nova versão do OSIP.

6.1 Trabalho Futuro

Como sugestões de tópicos de trabalho futuro no seguimento deste trabalho, destacam-se os seguintes:

- Implementação em FPGA de algoritmos *data-aided*, de modo a analisar e comparar o seu desempenho com resultados obtidos em ambiente de simulação. Sugere-se por exemplo, a utilização do novo componente adicionado, "FPGA"(relembrar Apêndice B), para o envio dos dados para o *hardware*.
- Acrescentar a etapa de equalização do canal após a sua estimação.
- Análise do desempenho das sequências de treino na compensação de efeitos não lineares no canal.
- Tentar chegar a um valor ótimo para o comprimento da sequência de treino tendo em conta alguns dos principais fatores limitativos nos sistemas óticos atuais.
- Realização de mais testes, em cenários distintos, do método proposto de monitorização do PN para o viabilizar em sistemas óticos reais.
- Estudo de variantes do algoritmo de SC de modo a reduzir os erros de sincronização e aumentar a gama de estimação [36].
- Melhoramento do simulador OSIP em termos de eficiência, face às adaptações que ao longo dos anos vão sendo feitas devido à constante evolução e investigação na área das comunicações óticas.

Apêndice A

Estatística de Variáveis Aleatórias

Neste apêndice pretende-se calcular analiticamente a média estatística de uma função exponencial, e^{jvX}, dependente de uma variável aleatória gaussiana X, isto é $E[e^{jvX}]$, com v a ser uma constante real. Desta forma, começa-se por definir a função densidade de probabilidade (PDF) de uma variável aleatória gaussiana:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_x} \cdot e^{\frac{-(x-m_x)^2}{2 \cdot \sigma_x^2}}, \tag{A.1}$$

onde m_x é a média e σ_x^2 a variância da variável X. Sabendo que a função característica de uma variável aleatória pode ser definida por uma média estatística [38], tem-se que:

$$\psi_x(jv) = E[e^{jvX}] = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{jvx} \cdot p(x)dx. \tag{A.2}$$

Por substituição direta da função PDF de X, $p(x)$, na equação A.2, obtém-se:

$$\psi_x(jv) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{jvx} \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_x} \cdot e^{\frac{-(x-m_x)^2}{2 \cdot \sigma_x^2}} \right] dx = e^{jvm_x - \frac{v^2 \cdot \sigma^2}{2}}. \tag{A.3}$$

Assim sendo, para um variável aleatória, X, seguindo a distribuição $\mathcal{N}(0, \sigma_x^2)$, a média pode ser descrita por:

$$E[e^{jvX}] = e^{-\frac{v^2 \cdot \sigma_x^2}{2}}. \tag{A.4}$$

Devido ao facto de a soma de n variáveis aleatórias gaussianas estatisticamente independentes continuar a ser uma variável aleatória gaussiana [38], define-se uma nova variável aleatória dada por:

$$Y = \sum_{i=1}^{n} X_i, \tag{A.5}$$

onde X_i representam as variáveis aleatórias estatisticamente independentes com média m_x e variância σ_x^2. Tendo em conta as características das variáveis aleatórias, X e Y, é possível através da função característica chegar à seguinte relação:

$$\psi_y(jv) = E[e^{jvX}] = E[e^{jv \sum_{i=1}^{n} X_i}] = E\left[\prod_{i=1}^{n} e^{jvX_i}\right] = \prod_{i=1}^{n} \psi_x(jv). \tag{A.6}$$

Substituindo $\psi_x(jv)$ da equação A.4 na expressão anterior, tira-se finalmente que:

$$E[e^{jvY}] = \prod_{i=1}^{n} e^{jvm_x - \frac{v^2 \cdot \sigma_x^2}{2}} = e^{jvm_y - \frac{v^2 \cdot \sigma_y^2}{2}} = \left(E\left[e^{jvX}\right]\right)^n, \tag{A.7}$$

onde $m_y = \sum_{i=1}^{n} m_{x_i}$ é a média e $\sigma_y^2 = \sum_{i=1}^{n} \sigma_{x_i}^2$ a variância de Y. Com X $\sim \mathcal{N}(0, \sigma_x^2)$, a expressão anterior simplifica para:

$$E[e^{jvY}] = e^{-\frac{v^2 \cdot (n \cdot \sigma_x^2)}{2}}. \tag{A.8}$$

Apêndice B

Descrição dos componentes adicionados

No capítulo 4 foi apresentado o modo de funcionamento do componente para a introdução de sequências de treino no OSIP. Neste apêndice são descritos os restantes componentes adicionados conforme a tabela 4.1.

TS_From_File

Este componente é equivalente ao componente TS, descrito no capítulo 4, com a exceção de a sequência ser importada de um ficheiro. A criação deste componente surgiu da necessidade de tornar o simulador versátil ao ponto de permitir a introdução de qualquer tipo de sequências. A sua janela de configuração é apresentada na figura B.1.

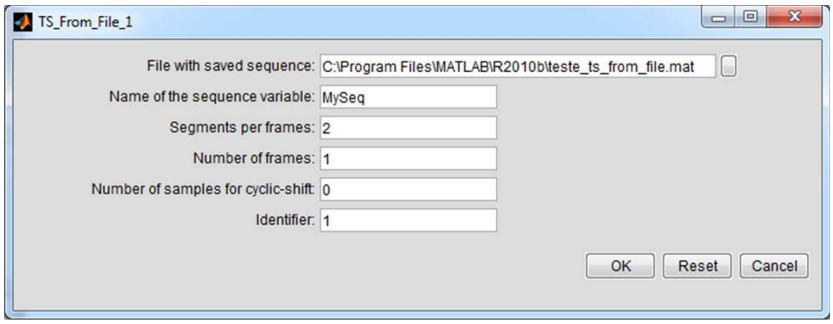


Figura B.1: Janela de configuração do componenete TS_From_File.

O ficheiro a importar deve ter o formato *mat*. Deve ser indicado o caminho para o ficheiro tal como o nome da variável da sequência armazenada que se deseja importar. A sequência presente no ficheiro deve ser um vector complexo contendo os símbolos de treino. Os restantes parâmetros de configuração já foram descritos anteriormente para o componente TS, o campo "*Segments per frames*"serve para indicar o número de segmentos da sequência carregada em cada trama de dados. O campo "*Number of frames*", indica o número de tramas a enviar e o campo "*Number of samples for cyclic-shift*"o deslocamento cíclico a aplicar à sequência caso seja pretendido. O ícone deste componente encontra-se na figura B.2.

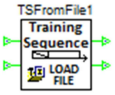


Figura B.2: Ícone do componente TS_From_File no OSIP.

OverSampling

Este componente é responsável por fazer a amostragem do sinal de transmissão de acordo com a frequência de amostragem configurada no simulador. Os seus parâmetros de configuração podem ser observados na figura B.3.

Figura B.3: Janela de configuração do componenete OverSampling.

O campo "*OverSampling factor*" permite definir o fator de aumento da frequência de amostragem pela introdução de zeros entre símbolos do sinal recebido. Este fator deverá respeitar a relação entre a frequência de amostragem do simulador e o ritmo de símbolos do sistema: $OverSampling factor = \frac{Fs}{R}$, com Fs a frequência de amostragem do simulador e R o ritmo de símbolos do sistema. O identificar permite a passagem de parâmetros entre componentes tais como o seu número de amostras por símbolo (usado por exemplo na configuração de componentes ADC com o mesmo identificador). O seu ícone é apresentado na figura B.4.

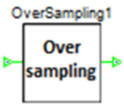


Figura B.4: Ícone do componente OverSampling no OSIP.

RRC

De modo a reduzir a ISI, são frequentemente utilizados filtros RRC (raiz de cosseno elevado) para formatar o sinal modulado digitalmente. Tipicamente estes filtros são idênticos no transmissor e no receptor de modo que, no conjunto, os dois filtros sejam equivalentes a um único filtro de cosseno elevado. Assim, na figura B.5 é apresentada a janela de configuração do componente RRC que aplica uma filtragem com formato de raiz de cosseno elevado. O campo "*Roll-off factor*", é um fator β que está diretamente relacionado com o decaimento dos pulsos e a largura de banda do filtro. Para uma dada velocidade de transmissão, quanto maior o valor de β, mais abrupto é o decaimento e consequentemente maior a largura de banda. Deve também ser definida a ordem do filtro, em símbolos, assim como a sua frequência de corte. O ícone deste componente encontra-se na figura B.6.

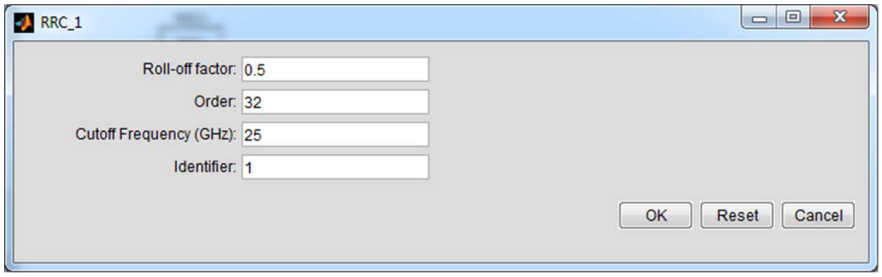


Figura B.5: Janela de configuração do componenete RRC.

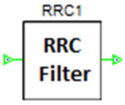


Figura B.6: Ícone do componente RCC no OSIP.

DAC

Este componente tem como objetivo limitar a resolução dos sinais à resolução da DAC. Estes sinais são normalizados entre 0 e 1, pelo que pode ser necessário posteriormente recorrer a um amplificador para uma correta modulação. O ganho do amplificador introduzido depende da tensão V_π do modulador. A janela de configuração deste componente é apresentada na figura B.7.

Figura B.7: Ícone do componente DAC no OSIP.

Os parâmetros de configuração do componente são a resolução do conversor digital-analógico e seu o identificador. Este componente tem resposta em frequência ideal pois não tem qualquer filtro associado. O ícone deste componente no simulador encontra-se na figura B.8.

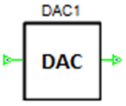


Figura B.8: Ícone do componente DAC no OSIP.

FPGA

O OSIP permite a criação de novos modelos (componentes) para teste de algoritmos de processamento digital de sinal para possíveis implementações práticas. Por norma, o desenvolvimento de algoritmos de DSP passa por testes em FPGAs (*Field Programmable Gate Arrays*), pelo que é útil ter-se um bloco que facilite a interligação entre o ambiente de simulação e a entrada/saída de dados com o *hardware*. Por esse motivo, foi desenvolvido o componente FPGA que tem como objetivo a realização de uma interface com um módulo em *hardware*. Para efeitos de teste foi utilizada a placa de desenvolvimento *Altys*, da *Digilent*, constituída por uma FPGA da família *Spartan-6* da *Xilinix* [49], para processar os dados enviados pelo simulador, sendo estes posteriormente reenviados para o computador. Este componente pode ser utilizado para processamento digital de sinal tanto no transmissor como no recetor, bastando para isso receber as componentes em fase e quadratura do sinal a tratar. O seu ícone encontra-se na figura B.9.

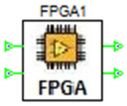


Figura B.9: Ícone do componente FPGA no OSIP.

Para possibilitar o envio e a receção de dados foi utilizado o transmissor/recetor assíncrono universal (UART) da placa *Atlys* de modo a controlar a comunicação série com o computador. Antes de enviar as amostras, o componente criado no simulador não só configura os parâmetros necessários para a transmissão pela porta série como também procede à formatação dos dados para a comunicação com a FPGA. Uma vez que a parte desenvolvida em *software* está disponível, este componente pode ser utilizado para o envio de informação para qualquer hardware via comunicação série.

Representação numérica das amostras

Devido ao facto das amostras do simulador serem números reais, foi necessário a sua representação num formato que pudesse ser interpretado no *hardware*. Tendo em conta a gama dinâmica e a precisão dos dados, foi utilizado um formato em vírgula fixa em complemento para dois, de modo a tratar valores com sinal, ilustrado na figura B.10.

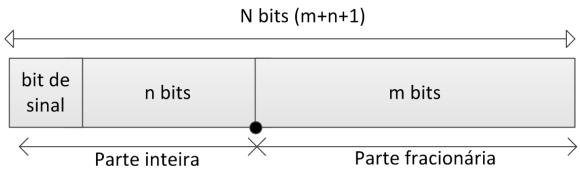


Figura B.10: Representação em vírgula fixa (em complemento para 2).

As amostras do simulador são representadas na gama de valores de -2^{-m} até $(2^m - 2^{-n})$ com uma resolução de 2^{-n}, onde n representa o número de bits da parte inteira, excluindo o bit de sinal, e m o número de bits da parte fracionária. O número total de bits usados para representar cada amostra é portanto N, sendo a soma da parte inteira com a parte

fracionária. A notação para este formato é habitualmente conhecida como $Qm.n$ ou $FixN_n$. Foram desenvolvidas adicionalmente duas funções no simulador, uma para a conversão de números reais para vírgula fixa e outra com a funcionalidade inversa, de modo a codificar e descodificar corretamente os dados no OSIP (*fix_to_double.m* e *double_to_fix.m*).

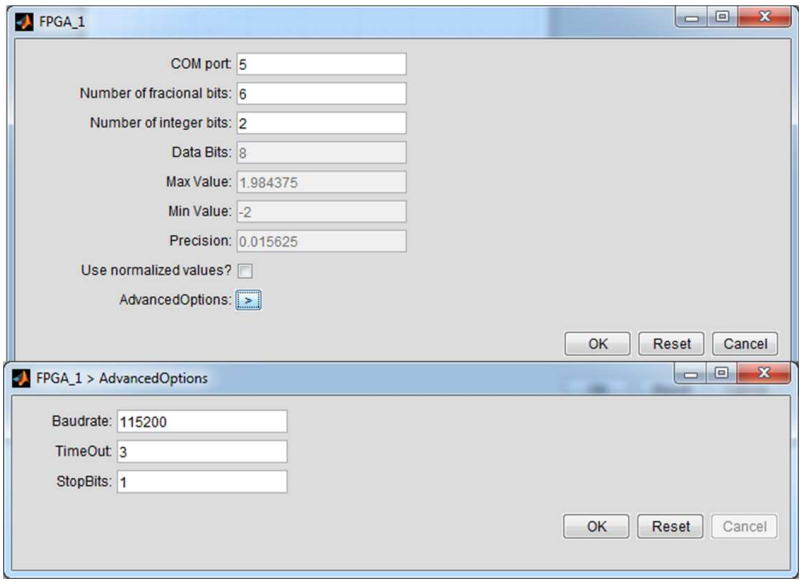


Figura B.11: Janela de configuração do componente FPGA.

A janela de configuração do componente implementado no OSIP é apresentada na figura B.11. Os principais parâmetros configuráveis são o número da porta de comunicação série do computador e o número de bits para a parte inteira e fracionária. Após a sua introdução, são automaticamente atualizadas várias caixas com informação relativa à gama de valores e precisão dos dados. De notar que existe a possibilidade de enviar os dados normalizados ao seu valor máximo (dando origem a uma gama de valores entre -1 e 1). Esta última opção é bastante útil já que algumas funções do CORDIC (*Coordinate Rotational Digital Computer*) [50] exigem valores normalizados à entrada. O utilizador poderá também configurar outros parâmetros tais como a taxa de transmissão de dados (*baudrate*).

Processamento de dados em hardware

A figura B.12 apresenta o diagrama da interface entre o componente do simulador e o *hardware*. Observa-se a interligação entre os dois principais módulos, desenvolvidos através da linguagem descritiva de hardware, VHDL, o da unidade de controlo (DSP_CONTROL_UNIT) e o do algoritmo de processamento de dados (DSP). Este último, é o módulo de nível superior do projeto (*top level*) onde o utilizador pode realizar o algoritmo, abstraindo-se do controlo dos dados e da comunicação com o computador. Os sinais relevantes da interface entre os módulos referidos são os sinais de entrada e saída das memórias bem como os sinais de controlo, *init_proc* e *valid_out*. O primeiro, indica o início do processamento de dados e o segundo indica à unidade de controlo o fim da implementação do algoritmo, pelo que esta poderá guardar os resultados e proceder ao envio dos mesmos.

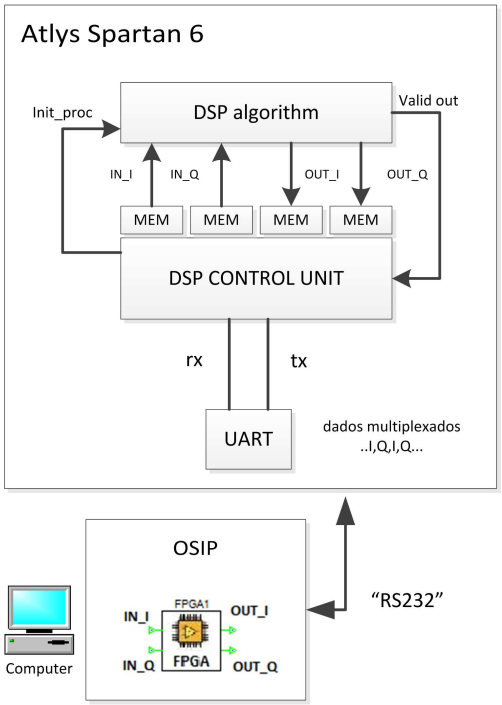


Figura B.12: Diagrama da Interface OSIP-FGPA.

Para a receção das amostras, foi desenvolvida uma máquina de estados cujo fluxo de operações é apresentado na figura B.13. Pelo fluxograma, verifica-se que após a indicação de novo byte recebido pelo UART, o ponteiro dos endereços das memórias de entrada é incrementado e os dados são lidos e guardados nas respetivas memórias, seguindo a mesma ordem de envio pelo OSIP, isto é, primeiro a componente em fase (I) seguida da componente em quadratura (Q), multiplexadas no tempo.

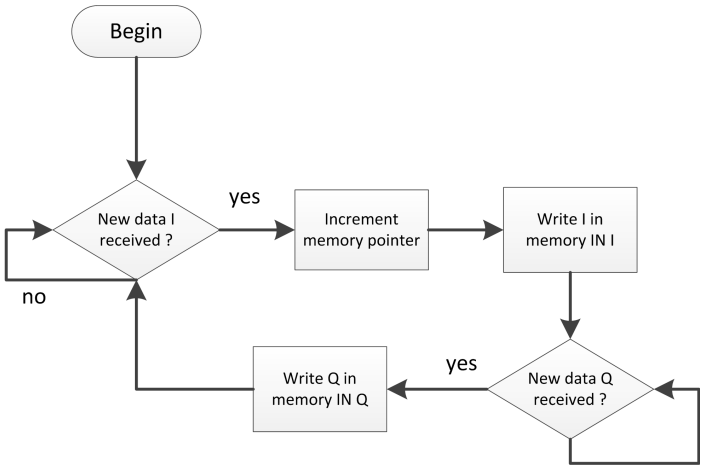


Figura B.13: Fluxo de operações para leitura dos dados de entrada.

Após a receção de todos os dados de entrada, inicia-se o processamento de dados dando origem ao fluxo de operações da figura B.14. Através da ativação do sinal *init_proc*, o módulo

de DSP (*top level*) inicia o algoritmo implementado. Após o tratamento dos dados, esse módulo ativa o sinal *valid_out* fazendo com que a unidade de controlo guarde nas respetivas memórias os dados tratados (componente I e Q) de modo a enviá-los para o simulador. Este processo irá repetir-se até que os dados sejam todos tratados. Após a sua conclusão, a unidade irá voltar ao seu estado de início, à espera de mais dados para processar.

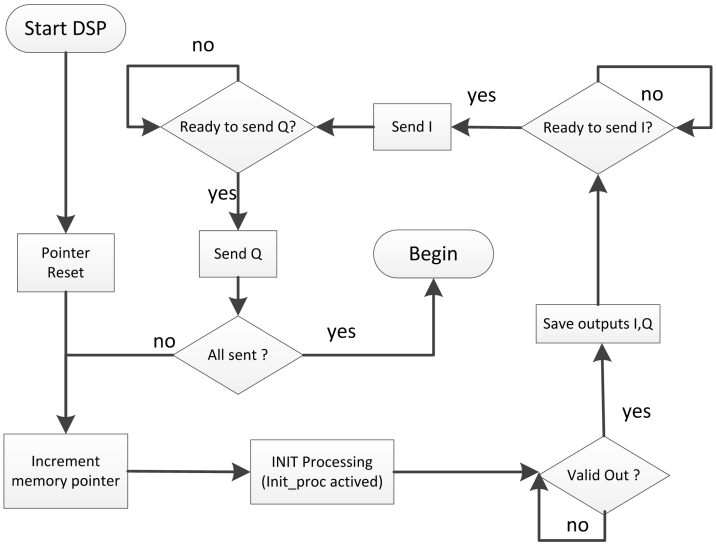


Figura B.14: Fluxo de operações para processamento e envio dos dados.

Apêndice C

Cálculo teórico da BER

Com este apêndice pretende-se deduzir as relações entre a BER e a SNR para o formato QPSK. Para efeitos de cálculo, considera-se que um sinal $s(t)$ foi transmitido e que o sinal recebido $v(t)$ é dado pela equação C.1,

$$v(t) = s(t) + n(t), \tag{C.1}$$

onde $n(t)$ representa o ruído aditivo gaussiano com média nula e variância $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$. Uma vez que o ruído segue uma distribuição gaussiana, a sua PDF pode ser dada pela equação C.2.

$$f(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{\left(\frac{-n^2}{2\sigma^2}\right)} \tag{C.2}$$

A figura C.1 ilustra um exemplo da constelação para o formato de modulação QPSK. Para o cálculo da probabilidade de erro, considera-se que os símbolos estão igualmente espaçados de d e que o ruído é inserido segundo as suas componentes em fase e em quadratura, n_1 e n_2.

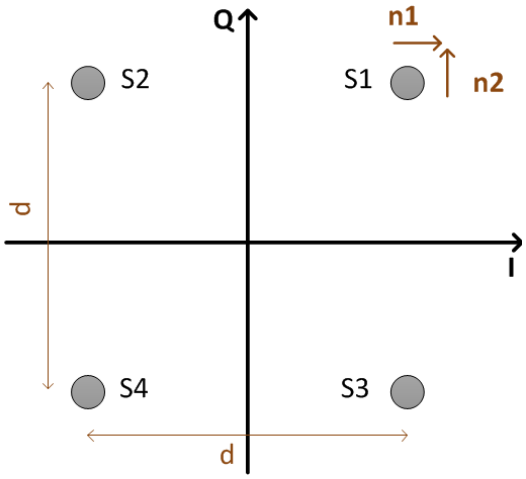


Figura C.1: Exemplo de constelação com formato QPSK.

Pela figura, observam-se quatro regiões de decisão. Para simplificar os cálculos, começa-se por determinar a probabilidade de decisão correta dos símbolos, P_c, para depois se obter a probabilidade de erro pela relação da equação C.3.

$$P_e = 1 - P_c \tag{C.3}$$

Pela lei da probabilidade total e o teorema de Bayes, a probabilidade de receção correta dos símbolos pode ser dada pelo somatório da multiplicação das probabilidades condicionais pelas probabilidades a priori de transmissão, como descreve a equação C.4, onde $P(S_i)$ é a probabilidade do símbolo i e $P(C|S_i)$ é a probabilidade da correta receção do símbolo i.

$$P_c = \sum_{i=1}^{4} P(S_i) \cdot P(C|S_i) \tag{C.4}$$

Assumindo que os símbolos são equiprováveis, $P(S_i) = \frac{1}{4}$, a probabilidade da receção correta dos símbolos é dada por:

$$\begin{aligned} P_c &= \tfrac{1}{4}\textstyle\sum_{i=1}^{4} P(C|S_i) = P(C|S_i) = P\left(n_1 > -\tfrac{d}{2}\right) \cdot P\left(n_2 > -\tfrac{d}{2}\right) \\ &= \textstyle\int_{\frac{-d}{2}}^{\infty} f(n_1)dn_1 \cdot \int_{\frac{-d}{2}}^{\infty} f(n_2)dn_2 \\ &= \textstyle\int_{\frac{-d}{2}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{\left(\frac{-n_1^2}{2\sigma^2}\right)} dn_1 \cdot \int_{\frac{-d}{2}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{\left(\frac{-n_2^2}{2\sigma^2}\right)} dn_2 \\ &= \left(1 - \tfrac{1}{2} \cdot erfc\left(\tfrac{d}{2\sqrt{2\sigma^2}}\right)\right)^2. \end{aligned} \tag{C.5}$$

Sabendo P_c e a relação da equação C.3, tira-se que a probabilidade de erro é de:

$$\begin{aligned} P_e &= 1 - \left(1 - \tfrac{1}{2} \cdot erfc\left(\tfrac{d}{2\sqrt{2\sigma^2}}\right)\right)^2 \\ &= erfc\left(\tfrac{d}{2\sqrt{2\sigma^2}}\right) - \tfrac{1}{4} \cdot erfc\left(\tfrac{d}{2\sqrt{2\sigma^2}}\right)^2. \end{aligned} \tag{C.6}$$

Para a expressão da P_e ter em consideração a SNR é necessário o cálculo da energia média por símbolo, $\bar{E}_s$, uma vez que $SNR = \frac{\bar{E}_s}{N_0}$. Pelo resultado obtido da equação C.7, tem-se que $d = \sqrt{2\bar{E}_s}$. Substituindo na equação C.6, chega-se à expressão da probabilidade de erro em função da SNR (equação C.8).

$$\bar{E}_s = \frac{1}{4}\sum_{i=1}^{4} E_i = \frac{1}{4}\sum_{i=1}^{4} ||s_i||^2 = \frac{1}{4}\left[4\left(\frac{d^2}{2}\right)\right] = \frac{d^2}{2} \tag{C.7}$$

$$P_e = erfc\left(\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right) - \frac{1}{4} \cdot erfc\left(\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right)^2 \tag{C.8}$$

Caso os símbolos sejam codificados pelo código de Gray, pode-se considerar a aproximação de que apenas ocorre um erro de bit por símbolo para valores elevados de SNR. Assim, para o formato de modulação QPSK, tem-se que a probabilidade de erro de bit é dada pela equação C.9.

$$P_{e,bit} = \frac{P_{e,símbolo}}{2} = \frac{1}{2} \cdot erfc\left(\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right) - \frac{1}{8} \cdot erfc\left(\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right)^2 \tag{C.9}$$

Bibliografia

[1] M. Nakazawa, K. Kikuchi, and T. Miyazaki, *High Spectral Density Optical Communication Technologies*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2010.

[2] I. P. Kaminow, T. Li, and A. E. Willner, *Optical Fiber Telecommunications*. Elsevier, 2008, vol. 5.

[3] T. Pfau, S. Hoffmann, O. Adamczyk, R. Peveling, V. Herath, M. Porrmann, and R. Noé, "Coherent optical communication : Towards realtime systems at 40 Gbit/s and beyond," *Optics express*, vol. 16, no. 2, pp. 866–872, Jan 2008.

[4] 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.

[5] E. Ip and J. Kahn, "Fiber Impairment Compensation Using Coherent Detection and Digital Signal Processing," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 502–519, Feb. 2010.

[6] M. Kuschnerov, M. Chouayakh, K. Piyawanno, B. Spinnler, E. de Man, P. Kainzmaier, M. S. Alfiad, A. Napoli, and B. Lankl, "Data-Aided Versus Blind Single-Carrier Coherent Receivers," *IEEE Photonics Journal*, vol. 2, no. 3, pp. 387–403, Jun. 2010.

[7] C. Xie, P. J. Winzer, and G. Raybon, "Adaptive Carrier Phase Estimation in Coherent Systems," *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 11–13, 2012.

[8] M. Kuschnerov, K. Piyawanno, E. De Man, M. Chouayakh, B. Spinnler, M. Alfiad, A. Napoli, and B. Lankl, "Data-aided single-carrier coherent receivers," *2009 IEEE LEOS Annual Meeting Conference Proceedings*, vol. 1, no. 1, pp. 638–639, Oct. 2009.

[9] F. Pittalà, A. Mezghani, F. N. Hauske, Y. Ye, I. T. Monroy, and J. A. Nossek, "Efficient Training-Based Channel Estimation for Coherent Optical Communication Systems," *Advanced Photonics Congress*, p. SpTu3A.4, 2012.

[10] M. Morsy-Osman, Q. Zhuge, M. Chagnon, X. Xu, and D. V. Plant, "Experimental demonstration of pilot-aided polarization recovery, frequency offset and phase noise mitigation," *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, pp. 17–19, 2013.

[11] "OSIP," http://www.av.it.pt/osip/, 2013.

[12] A. Marques, M. Drummond, R. Ribeiro, and P. Monteiro, "Impact of different impairments in the Schmidl and Cox Frame Detection algorithm," *Conferência de Telecomunicações (ConfTele)*, May 2013.

[13] M. Seimetz, *High Order Modulation For Optical Fiber Transmission.* Springer, 2009.

[14] E. Ip and J. Kahn, "Fiber Impairment Compensation Using Coherent Detection and Digital Signal Processing," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 502–519, Feb. 2010.

[15] S. J. Savory, "Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1164–1179, Sep. 2010.

[16] B. Spinnler, "Equalizer Design and Complexity for Digital Coherent Receivers," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1180–1192, Sep. 2010.

[17] B. P. J. Winzer and R. J. Essiambre, "Advanced Optical Modulation Formats," *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 5, 2006.

[18] R. Killey, P. Watts, V. Mikhailov, M. Glick, and P. Bayvel, "Electronic dispersion compensation by signal predistortion using digital Processing and a dual-drive Mach-Zehnder Modulator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 3, pp. 714–716, Mar. 2005.

[19] S. Turitsyn, M. Sorokina, and S. Derevyanko, "Dispersion-dominated nonlinear fiber-optic channel," *Optics Letters*, vol. 37, no. 14, pp. 2931–2933, Jul 2012.

[20] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communications Systems*, 3rd ed. Wiley-Interscience, 2002.

[21] G. Keiser, *Optical fiber communications.* McGraw-Hill, 2000.

[22] T. Xu, *Digital Dispersion Equalization and Carrier Phase Estimation in 112-Gbit/s Coherent Optical Fiber Transmission System* . Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2001.

[23] S. J. Savory, "Digital filters for coherent optical receivers," *Optics express*, vol. 16, pp. 804–817, Jan. 2008.

[24] E. Ip and J. M. Kahn, "Feedforward Carrier Recovery for Coherent Optical Communications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 9, pp. 2675–2692, Sep. 2007.

[25] F. Pittalà, F. N. Hauske, Y. Ye, N. Guerrero Gonzalez, and I. Tafur Monroy, "Data-Aided Frequency-Domain 2x2 MIMO Equalizer for 112 Gbit/s PDM-QPSK Coherent Transmission Systems," *Optical Fiber Communication Conference*, 2012.

[26] F. Pittalà, F. N. Hauske, N. G. Ye, Yabin Gonzalez, and I. T. Monroy, "Fast and robust CD and DGD estimation based on data-aided channel estimation," *13th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2011)*, pp. 1–4, 2011.

[27] D. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties (corresp.)," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, no. 4, pp. 531–532, Jul. 1972.

[28] M. Lu, B. Chen, X. Hou, and X. Zhang, "A data-aided channel estimation method based on cazac," *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC 2008-Fall. IEEE 68th*, pp. 1–5, Sep. 2008.

[29] D. Samaha, S. Kishk, and F. Zaki, "Carrier offset estimation for mimo-ofdm based on cazac sequences," *International Journal of Computer Science and Information Security*, vol. 9, no. 1, pp. 19–23, 2011.

[30] A. Milewski, "Periodic Sequences with Optimal Properties for Channel Estimation and Fast Start-Up Equalization," *IBM Journal of Research and Development*, vol. 27, no. 5, pp. 426–431, Sep. 1983.

[31] M. M. Mansour, "Optimized Architecture for Computing Zadoff-Chu Sequences with Application to LTE," *Proceedings of the 28th IEEE conference on Global telecommunications (GLOBECOM)*, 2009.

[32] T. C. W. Schenk and A. V. Zelst, "Frequency Synchronization for MIMO-OFDM Wireless LAN Systems," *IEEE 58th VTC 2003-Fall*, vol. 2, pp. 781–785, 2003.

[33] T. Schmidl and D. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, 1997.

[34] B. Spinnler, S. Calabr, and M. Kuschnerov, "Pilot-Assisted Channel Estimation Methods for Coherent Receivers," *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013*, p. OW4B.3, 2013.

[35] V. Abhayawardhana and I. Wassell, "Iterative symbol offset correction algorithm for coherently modulated OFDM systems in wireless communication," *The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, pp. 545–549, 2002.

[36] X. Zhou, K. Long, R. Li, X. Yang, and Z. Zhang, "A simple and efficient frequency offset estimation algorithm for high-speed coherent optical OFDM systems," *Optics express*, vol. 20, no. 7, pp. 7350–7361, Mar. 2012.

[37] D. Huang, T.-H. Cheng, and C. Yu, "Accurate Two-Stage Frequency Offset Estimation for Coherent Optical Systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 25, no. 2, pp. 179–182, 2013.

[38] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. McGrawHill, 2000.

[39] Y.-C. Liao and K.-C. Chen, "Estimation of wiener phase noise by the autocorrelation of the ici weighting function in ofdm systems," *IEEE 16th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC05)*, vol. 2, pp. 725–729, Sep. 2005.

[40] C. Zhu, F. Pittalà, M. Finkenbusch, P. Krummrich, F. N. Hauske, A. V. Tran, J. a. Nossek, and T. Anderson, "Overhead-Free Channel Estimation using Implicit Training for Polarization-Multiplexed Coherent Optical Systems," *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013*, 2013.

[41] W. Yan, S. Attallah, and J. W. M. Bergmans, "Efficient Training Sequence for Joint Carrier Frequency Offset and Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems," *2007 IEEE International Conference on Communications*, pp. 2604–2609, Jun. 2007.

[42] H. Y. Dacheng, "Study on Uplink Channel Estimation for DFT-S OFDM System," *Sciencepaper online*, 2007.

[43] F. Pittalà, F. N. Hauske, Y. Ye, N. G. Gonzalez, and I. T. Monroy, "Data-Aided Frequency-Domain Channel Estimation for CD and DGD Monitoring in Coherent Transmission Systems," *2011 IEEE Photonics Conference (PHO)*, pp. 897–898, 2011.

[44] O. Weikert and Z. Udo, "Efficient MIMO Channel Estimation With Optimal Training Sequences," *1st Workshop on Commercial MIMO-Components and Systems (CMCS 2007)*, Sep. 2007.

[45] Y. Wu, J. Bergmans, and S. Attallah, "Carrier frequency offset estimation for multiuser mimo ofdm uplink using cazac sequences: Performance and sequence optimization," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, no. 1, 2011.

[46] P. Gianni, G. Corral-Briones, C. E. Rodr, H. S. Carrer, and M. R. Hueda, "A New Parallel Carrier Recovery Architecture for Intradyne Coherent Optical Receivers in the Presence of Laser Frequency Fluctuations," *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011)*, pp. 1–6, 2011.

[47] A. V. Tran, C. Zhu, C. C. Do, S. Chen, T. Anderson, D. Hewitt, and E. Skafidas, "8x40Gb/s Optical Coherent Pol-Mux Single Carrier System With Frequency Domain Equalization and Training Sequences," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 11, pp. 885–887, 2012.

[48] R. Soriano, F. Hauske, N. Gonzalez, Z. Zhang, Y. Ye, and I. Monroy, "Chromatic dispersion estimation in digital coherent receivers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 11, pp. 1627–1637, 2011.

[49] "Atlys Spartan-6 FPGA Development Board," http://www.digilentinc.com/ATLYS/, 2013.

[50] "CORDIC-Xilinx," http://www.xilinx.com/products/intellectual-property/CORDIC.htm, 2013.