



Júlio César Medeiros Diniz

**“ESTIMADOR DE DESVIO DE FREQUÊNCIA PARA
RECEPTORES ÓPTICOS COERENTES DIGITAIS”**

CAMPINAS
2013



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Eng. Elétrica e de Computação
Departamento de Microonda e Óptica



ESTIMADOR DE DESVIO DE FREQUÊNCIA PARA RECEPTORES ÓPTICOS COERENTES DIGITAIS

Autor: Júlio César Medeiros Diniz

Orientador: Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli

Co-orientador: Dr. Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira

Dissertação de **Mestrado** apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Telecomunicações e Telemática.**

Este exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno Júlio César Medeiros Diniz e orientada pelo Prof Dr. Aldário Chrestani Bordonalli.

Aldário Chrestani Bordonalli

CAMPINAS
2013

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Elizangela Aparecida dos Santos Souza - CRB 8/8098

D615e Diniz, Júlio César Medeiros, 1987-
Estimador de desvio de frequência para receptores ópticos coerentes
digitais / Júlio César Medeiros Diniz. – Campinas, SP : [s.n.], 2013.

Orientador: Aldário Chrestani Bordonalli.
Coorientador: Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas,
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Comunicações ópticas. 2. Comunicações digitais. 3. Processamento
digital de sinais. I. Bordonalli, Aldário Chrestani, 1967-. II. Oliveira, Júlio César
Rodrigues Fernandes de. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade
de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Frequency offset estimator for digital optical coherent receivers

Palavras-chave em inglês:

Optical communications

Digital communications

Digital signal processing

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Aldário Chrestani Bordonalli [Orientador]

Mônica de Lacerda Rocha

Dalton Soares Arantes

Data de defesa: 06-12-2013

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

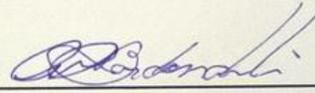
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Júlio César Medeiros Diniz

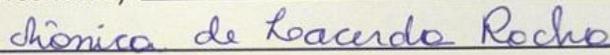
Data da Defesa: 6 de dezembro de 2013

Título da Tese: "Estimador de Desvio de Frequência para Receptores Ópticos Coerentes Digitais"

Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli (Presidente):



Profa. Dra. Mônica de Lacerda Rocha:



Prof. Dr. Dalton Soares Arantes:



À minha família.

*“Embora ninguém possa voltar atrás e fazer um novo começo,
qualquer um pode começar agora e fazer um novo fim.”*

Francisco Cândido Xavier

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Prof. Dr. Aldário C. Bordonalli e ao Dr. Júlio C. R. F. de Oliveira, pela orientação durante esse trabalho, cujas experiências e conhecimentos serviram de guia para realização deste estudo.

Agradeço aos colegas do grupo de processamento digital de sinais do CPqD, Vitor Ribeiro, Eduardo Rosa, Victor Parahyba, Stenio Ranzini, Eliezer Ferreira e Eduardo Magalhães, que auxiliaram no desenvolvimento de alguns dos algoritmos apresentados neste trabalho.

Agradeço aos colegas do grupo de transmissão óptica do CPqD, Carolina Franciscangelis, Edson da Silva, Luis Carvalho e Reginaldo da Silva, que auxiliaram na realização dos experimentos laboratoriais.

Agradeço aos outros colegas do CPqD, Claudio Florida, Juliano Oliveira, Anderson Bravalheri, João Januário, Uiara Moura, Getúlio Paiva, Ulysses Duarte, Glauco Simões, Lucas Franz, Eduardo Schneider, Daniela Ramalho, Tomás Vilela, Flavio Silva, Cleber Moretti, Adolfo Herbster, Alexandre Freitas, Vitor Nascimento, Jacklyn Reis, Marcelo Lopes, Amauri Juriollo e Alberto Paradisi, por compartilharem comigo seus conhecimentos sobre óptica e áreas correlatas, ao longo do tempo do meu mestrado.

Agradeço à UNICAMP/FEEC, ao CPqD e ao FUNTTEL pelo apoio estrutural e financeiro.

RESUMO

Sistemas de comunicações ópticas coerentes digitais permitem a utilização de formatos de modulação que carregam informação através de fase, amplitude e polarização do sinal óptico. Com o processamento digital dos sinais ópticos, é possível compensar as distorções inerentes à transmissão óptica, bem como realizar o sincronismo entre transmissor e receptor. Assim, junto ao avanço da eletrônica digital, a transmissão e recepção de sinais a centenas de gigabits por segundo se torna possível.

Dentro desse cenário, os métodos comuns para a estimação de fase da portadora que chega ao receptor possuem baixa tolerância à dessintonia em frequência entre a portadora transmitida e o laser oscilador local. Nesta dissertação, é proposto e experimentalmente demonstrado um método de estimação de desvios de frequência de alimentação direta, com amplo alcance de estimação, eficiente, no ponto de vista de *hardware*, e compatível com os requisitos definidos pelo Fórum de Interconexões Ópticas (OIF — *Optical Internetworking Forum*). Resultados obtidos experimentalmente mostram que o método proposto possui alta tolerância à assimetria espectral causada por filtragens no sinal.

Palavras-chave: *comunicações ópticas, comunicações digitais, processamento digital de sinais.*

ABSTRACT

Digital coherent optical systems allow the use of modulation formats that carry information through optical signal phase, amplitude and polarization. With digital processing of optical signals it is possible to compensate for distortions associated with optical transmission, as well as to perform timing and carrier synchronization. Thus, by also taking into account the current high speed electronic progress, transmission and reception of signals at hundreds gigabits per second has become possible.

In this scenario, common carrier phase estimation methods have low tolerance to frequency offsets between transmitted carrier and local oscillator laser. This dissertation proposes and experimentally demonstrates a hardware-efficient, feed-forward, wide-range frequency offset estimator, compliant with Optical Internetworking Forum (OIF) requirements. Experimental results show that this method has high tolerance to the spectrum asymmetry caused by signal filtering.

Keywords: *Optical communications, digital communications, digital signal processing.*

ÍNDICE

AGRADECIMENTOS	XI
LISTA DE TABELAS	XXVII
GLOSSÁRIO	XXIX
LISTA DE SÍMBOLOS	XXXIII
1. INTRODUÇÃO	1
2. SISTEMAS ÓPTICOS COERENTES	7
2.1 TRANSMISSOR	8
2.1.1 Componentes do transmissor	8
2.1.2 Formatos de Modulação	14
2.2 RECEPTOR COERENTE	22
2.2.1 Fotodetector	23
2.2.2 Híbrida de 90° 2×4	23
2.2.3 Receptor coerente com diversidade de polarização.....	24
2.3 PROPAGAÇÃO NO CANAL FIBRA ÓPTICA	26
2.3.1 Dispersão cromática (CD).....	26
2.3.2 Dispersão de Modos de Polarização (PMD)	29
3. ALGORITMOS DE EQUALIZAÇÃO DIGITAL	31
3.1 COMPENSAÇÃO DE DISPERSÃO CROMÁTICA	34
3.1.1 Equalização no Domínio do Tempo (TDE)	35
3.1.2 Equalização no Domínio da Frequência (FDE)	37

3.2	SINCRONIZAÇÃO DE SÍMBOLO	39
3.2.1	Método de sincronização de símbolo de Gardner	40
3.2.2	Interpolador	42
3.3	DEMÚLTIPLEXAÇÃO DE POLARIZAÇÃO	44
3.3.1	Algoritmo de módulo constante (CMA)	45
3.3.2	Equalizador direcionado à decisão radial (RDE)	48
3.3.3	DD-LMS	50
3.4	RECUPERAÇÃO DE PORTADORA	52
3.4.1	Algoritmo de Viterbi-Viterbi	53
3.4.2	DD-LMS adaptado à fase	56
3.5	ESTIMAÇÃO DE DISPERSÃO CROMÁTICA	57
4.	ESTIMADOR DE DESVIO DE FREQUÊNCIA	61
4.1	COMPORTAMENTO DO DESVIO DE FREQUÊNCIA	62
4.2	ESTIMAÇÃO REFINADA DO DESVIO DE FREQUÊNCIA	64
4.2.1	Algoritmo simples de m -ésima potência	65
4.2.2	Algoritmo recursivo de m -ésima potência	67
4.2.3	Algoritmo da m -ésima potência no domínio da frequência	67
4.3	ESTIMAÇÃO GROSSEIRA DO DESVIO DE FREQUÊNCIA	70
4.3.1	Método baseado na simetria do espectro	72
4.4	COMPENSADOR DE DESVIO DE FREQUÊNCIA	73
5.	ESTIMADOR PROPOSTO, SIMULAÇÕES E EXPERIMENTOS	75
5.1	ESTIMADOR DE DESVIO DE FREQUÊNCIA PROPOSTO	75
5.2	SIMULAÇÕES	77
5.2.1	Tolerância à filtragem elétrica	78
5.2.2	Tolerância à filtragem óptica	80
5.3	EXPERIMENTOS	81

5.3.1 Tolerância à filtragem elétrica.....	82
5.3.2 Tolerância à filtragem óptica.....	84
5.3.3 Sensibilidade a formatos de modulação e formatos de pulso	87
5.3.4 Sensibilidade a ruídos aditivos.....	90
6. CONCLUSÕES	93
6.1 CONTRIBUIÇÕES	94
6.2 PUBLICAÇÕES REFERENTES À DISSERTAÇÃO.....	94
REFERÊNCIAS	97
APÊNDICE A	103

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Elementos de um sistema de comunicações.	8
Figura 2 – Esquema de um modulador de fase.....	10
Figura 3 – Esquema de um modulador Mach-Zehnder.....	12
Figura 4 – Esquema de um IQM.	13
Figura 5 – Esquema de um PDM.	14
Figura 6 – Formato de modulação OOK: (a) geração. (b) curva de transmitância (azul), tensão de operação (círculo vermelho) e de pico a pico (setas). (c) olho de potência óptico. (d) constelação.	15
Figura 7 – Formato de modulação BPSK. (a) geração. (b) curva de transmitância (azul), tensão de operação (círculo vermelho) e de pico a pico (setas). (c) olho de potência óptico. (d) constelação.	16
Figura 8 – Formato de modulação QPSK: (a) geração. (b) curva de transmitância (azul), tensão de operação (círculo vermelho) e de pico a pico (setas). (c) olho de potência óptico. (d) constelação.	17
Figura 9 – Formato de modulação 16QAM: (a) geração. (b) curva de transmitância (azul), tensão de operação (círculo vermelho) e de pico a pico (setas). (c) olho de potência óptico. (d) constelação.	18
Figura 10 – Modulador com diversidade de polarização.....	19
Figura 11 – Olhos de potência ópticos para: (a) PolMux-BPSK, (b) PolMux-QPSK e (c) PolMux-16QAM.	20
Figura 12 – Geração de sinais RZ: (a) curva de transmitância (azul), tensão de operação (círculo vermelho) e de pico a pico (setas). (b) Geração. (c) diagrama de olho para RZ 33%. (c) diagrama de olho para RZ 50%. (e) diagrama de olho para RZ 66%.	21
Figura 13 - Receptor óptico coerente.	24
Figura 14 – Receptor coerente com diversidade de polarização.	25
Figura 15 – Sequência de algoritmos para equalização digital dos sinais de um sistema coerente com diversidade de polarização e fase.....	32
Figura 16 – Diagrama funcional do algoritmo FDE.	37
Figura 17 – Representação gráfica do processamento do algoritmo FDE.....	38

Figura 18 – Diagrama funcional do algoritmo de sincronização de símbolos de Gardner.	40
Figura 19 – Curva S para o algoritmo de Gardner.	41
Figura 20 – Estrutura de Farrow para o interpolador cúbico de Lagrange.....	43
Figura 21 – Diagrama funcional do algoritmo CMA na configuração MIMO 2×2.	47
Figura 22 – Constelações agrupando conjuntos de símbolos com mesma amplitude: (a) QPSK e (b) 16QAM.	48
Figura 23 – Regiões de decisão para o algoritmo RDE em um formato 16QAM.	49
Figura 24 – Diagrama funcional do algoritmo RDE na configuração MIMO 2×2.....	50
Figura 25 – Regiões de decisão para o algoritmo DD-LMS com os formatos: (a) BPSK, (b) QPSK e (c) 16QAM.....	50
Figura 26 – Diagrama funcional do algoritmo DD-LMS na configuração MIMO 2×2.	51
Figura 27 – Diagrama funcional do algoritmo DD-LMS na configuração MIMO 2×2, considerando realimentação de fase e frequência.	52
Figura 28 – Constelação BPSK: (a) antes de se elevar ao quadrado e (b) após se elevar ao quadrado.	54
Figura 29 – Constelação QPSK: (a) antes de se elevar à quarta potência e (b) após se elevar à quarta potência.	54
Figura 30 – Diagrama funcional do estimador de Viterbi-Viterbi.....	56
Figura 31 – Diagrama funcional do algoritmo DD-LMS adaptado à fase.....	57
Figura 32 – Diagrama funcional do estimador de dispersão cromática.	58
Figura 33 – Curva típica da função-custo do estimador de dispersão cromática.	59
Figura 34 – Esquema do experimento de verificação do comportamento do desvio de frequência ao longo do tempo.....	63
Figura 35 – Histograma do desvio de frequência de 1000 medições ao longo de 3 minutos.	63
Figura 36 – Desvio de frequência medido ao longo do tempo	64
Figura 37 – Implementações de um estimador refinado de desvio de frequência: (a) Sistema em malha aberta e (b) Sistema realimentado.....	65
Figura 38 – Diagrama de blocos para implementação do estimador de m -ésima potência simples.	66
Figura 39 – Diagrama de blocos para implementação do estimador de m -ésima potência recursivo.	67

Figura 40 – Diagrama de blocos para implementação do estimador de m -ésima potência no domínio da frequência.	68
Figura 41 – Saída da FFT, com um desvio de frequência $\Delta f = -1\text{GHz}$	69
Figura 42 – Diagrama de blocos para implementação do estimador de m -ésima potência no domínio da frequência realimentado e com subamostragem.	70
Figura 43 – Estimações grosseira e refinada de FO implementadas em paralelo.	71
Figura 44 – Estimações grosseira e refinada de FO implementadas em série.	71
Figura 45 – Diagrama de blocos da implementação de Nakagawa.	72
Figura 46 – Espectro ilustrativo da diferença de frequências.	73
Figura 47 – Espectro de potência do sinal recebido com $\Delta f > 0$, mostrando os dois lados do espectro.....	76
Figura 48 – Diagrama de blocos do estimador proposto.....	76
Figura 49 – Diagrama da simulação para avaliação da tolerância à filtragem elétrica.	79
Figura 50 – Desempenho do estimador proposto com diferentes filtros passa-baixas do receptor.	79
Figura 51 – Diagrama da simulação para avaliação da tolerância à filtragem óptica.	80
Figura 52 – Desempenho do estimador para PolMux-QPSK a 112 Gb/s com formato de pulso NRZ, ao passar por filtros ópticos 50 GHz cascadeados, tendo o número de filtros como parâmetro.....	81
Figura 53 – Desempenho do estimador para PolMux-QPSK a 112 Gb/s com formato de pulso RZ 50%, ao passar por filtros ópticos 50 GHz cascadeados, tendo o número de filtros como parâmetro.....	82
Figura 54 – Experimento para avaliação de tolerância à filtragem elétrica.	83
Figura 55 - Desempenho dos estimadores grosseiros de desvio de frequência para PolMux-QPSK, utilizando diferentes frequências de corte dos filtros passa-baixas.	84
Figura 56 – Diagrama do experimento para avaliação do método quanto à tolerância à filtragem óptica.....	85
Figura 57 – Desempenho experimental do estimador de FO proposto, através de voltas no anel de recirculação com ROADMs operando na grade de 50 GHz.....	86
Figura 58 – Desempenho em BER para o funcionamento sistêmico através de voltas no anel de recirculação com ROADMs operando na grade de 50 GHz.....	86
Figura 59 – Diagrama do experimento para avaliação do método quanto à tolerância à filtragem óptica.....	88
Figura 60 – Experimentos realizados para avaliar a sensibilidade a formatos de modulação e formatos de pulso. As reticências indicam repetição de parâmetros.	89

Figura 61 – Diagrama do experimento para avaliação do método quanto aos ruídos aditivos.....	91
Figura 62 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para diversos níveis de ruído.	92
Figura 63 – Desvio de frequência final estimado através do da combinação do método proposto com o método de m -ésima potência para diversos níveis de ruído.	92
Figura 64 – Taxa de erros para PolMux-BPSK, com diferentes níveis de ruído.....	92
Figura 65 – Offset de frequência estimado através do método proposto para PolMux-BPSK com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.....	104
Figura 66 – Desvio de frequência final estimado através do método de m -ésima potência para PolMux-BPSK com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.....	104
Figura 67 – Taxa de erros para PolMux-BPSK com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.	104
Figura 68 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ 50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.	105
Figura 69 – Desvio de frequência final estimado através do método de m -ésima potência para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.....	105
Figura 70 – Taxa de erros para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.....	105
Figura 71 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ 50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.	106
Figura 72 – Desvio de frequência final estimado através do método de m -ésima potência para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.....	106
Figura 73 – Taxa de erros para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.	106
Figura 74 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-BPSK com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.....	107
Figura 75 – Desvio de frequência final estimado através do método de m -ésima potência para PolMux-BPSK com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.	107
Figura 76 – Taxa de erros para PolMux-BPSK com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.....	107

Figura 77 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	108
Figura 78 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	108
Figura 79 – Taxa de erros para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.....	108
Figura 80 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	109
Figura 81 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	109
Figura 82 – Taxa de erros para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	109
Figura 83 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.	110
Figura 84 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.	110
Figura 85 – Taxa de erros para PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.	110
Figura 86 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ 50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.	111
Figura 87 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ 50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.	111
Figura 88 – Taxa de erros para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ 50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.	111
Figura 89 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ 50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.	112
Figura 90 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ 50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.	112
Figura 91 – Taxa de erros para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ 50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.	112

Figura 92 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.....	113
Figura 93 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.	113
Figura 94 – Taxa de erros para PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.....	113
Figura 95 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	114
Figura 96 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	114
Figura 97 – Taxa de erros para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.....	114
Figura 98 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	115
Figura 99 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	115
Figura 100 – Taxa de erros para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.....	115
Figura 101 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-16QAM com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.	116
Figura 102 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-16QAM com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção. ..	116
Figura 103 – Taxa de erros para PolMux-16QAM com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.....	116
Figura 104 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.....	117
Figura 105 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.	117
Figura 106 – Taxa de erros para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.....	117

Figura 107 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.	118
Figura 108 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.	118
Figura 109 – Taxa de erros para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.	118
Figura 110 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-16QAM com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.	119
Figura 111 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-16QAM com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.	119
Figura 112 – Taxa de erros para PolMux-16QAM com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.	119
Figura 113 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	120
Figura 114 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	120
Figura 115 – Taxa de erros para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	120
Figura 116 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	121
Figura 117 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	121
Figura 118 – Taxa de erros para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.	121

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação de espectros de sinais filtrados eletricamente	77
Tabela 2 – Resultados experimentais sobre a sensibilidade do algoritmo a diferentes formatos de modulação e de pulso.....	90

GLOSSÁRIO

- ADC — Conversor analógico-digital (*analog-to-digital converter*);
- BER — Taxa de erro de bit (*bit error rate*);
- BPSK — Chaveamento binário de fase (*binary phase shift keying*);
- CD — Dispersão cromática (*chromatic dispersion*);
- CMA — Algoritmo do módulo constante (*constant modulus algorithm*);
- DA — Auxiliado por dados (*data-aided*);
- DCF — Fibra compensadora de dispersão (*dispersion compensating fiber*);
- DD-LMS — Mínima média quadrática direcionado à decisão (*decision directed least mean square*);
- DF — Desembaraço de fase;
- DFB — Realimentação distribuída (*distributed feedback*);
- DGD — Atraso diferencial de grupo (*differential group delay*);
- DP — Dupla polarização (*dual polarization*);
- DWDM — Multiplexação em comprimento de onda densa (*dense wavelength division multiplexing*);
- EDFA — Amplificador à fibra dopada com érbio (*erbium doped fiber amplifier*);
- FDE — Equalizador no domínio da frequência (*frequency domain equalizer*);
- FEC — Correção de erro adiante (*forward error corrector*);
- FFT — Transformada rápida de Fourier (*fast Fourier transform*);
- FIR — Resposta ao impulso finita (*finite impulse response*);
- FO — Desvio de frequência ou dessintonia em frequência (*frequency offset*);

- GTED – Detector de erros de temporização de Gardner (*Gardner's timing error detector*);
- IFFT – Transformada inversa rápida de Fourier (*inverse fast Fourier transform*);
- IQM – Modulador fase-quadratura (*in-phase and quadrature modulator*);
- LO – Oscilador local (*local oscillator*);
- MIMO – Múltiplas entradas e múltiplas saídas (*multiple input, multiple output*);
- MZM – Modulador do tipo Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder modulator*);
- NCO – Oscilador controlado numericamente (*numerically controlled oscillator*);
- NDA – Não auxiliado por dados (*non-data-aided*);
- NRZ – Não-retorna-a-zero (*non-return-to-zero*);
- OIF – Fórum de Interconexões Ópticas (*Optical Internetworking Forum*);
- OOK – “Chaveamento liga-desliga” (*on-off keying*);
- OSNR – Relação sinal-ruído óptica (*optical signal-to-noise ratio*);
- PBC – Combinador polarizante de feixes (*polarization beam combiner*);
- PBS – Divisor polarizante de feixes (*polarization beam splitter*);
- PDM – Modulador com diversidade de polarização (*polarization diversity modulator*);
- PLL – Laço de travamento de fase (*phase-locked loop*);
- PM – Modulador de fase (*phase modulator*);
- PMD – Dispersão do modo de polarização (*polarization mode dispersion*);
- PolMux – Multiplexação por divisão de polarização (*polarization division multiplexing*);
- PSK – Chaveamento de fase (*phase shift keying*);
- QAM – Modulação de amplitude em quadratura (*quadrature amplitude modulation*);
- QPSK – Chaveamento de fase em quadratura (*quadrature phase shift keying*);
- RDE – Equalizador direcionado à decisão radial (*radially directed equalizer*);
- ROADM – Multiplexador insere-deriva óptico reconfigurável (*reconfigurable optical add-drop multiplexer*);

-
- RZ — Retorna-a-zero (*return to zero*);
- TDE — Equalizador no domínio do tempo (*time domain equalizer*);
- WDM — Multiplexação em comprimento de onda (*wavelength division multiplexing*);
- 4PAM — Amplitude de pulso modulada em quatro níveis (*quaternary pulse amplitude modulation*);
- 16QAM — Modulação de amplitude em quadratura com 16 pontos de constelação (*quadrature amplitude modulation*);

LISTA DE SÍMBOLOS

- a_k — Coeficientes, índice k , de um filtro FIR;
- A — Sinal de entrada do interpolador;
- B — Sinal de saída do interpolador;
- c — Velocidade da luz;
- d — Deslocamento espectral;
- D — Parâmetro de dispersão cromática;
- D_M — Parâmetro de dispersão cromática material;
- D_W — Parâmetro de dispersão cromática do guia de onda;
- D_{PMD} — Parâmetro de dispersão de modos de polarização;
- $DF(n)$ — Função Desembaraço de fase;
- e_{CDE} — Função-custo do estimador de dispersão cromática;
- e_f — Função-custo do GTED após passar por um filtro passa-baixas;
- e_g — Função-custo do GTED;
- e_{PE} — Função-custo do DD-LMS adaptado à fase;
- e_X — Função-custo do CMA para polarização X;
- e_Y — Função-custo do CMA para polarização Y;
- \vec{E} — Vetor campo elétrico;
- E_{ent} — Campo elétrico do sinal óptico de entrada;
- $E_{env,X}$ — Campo elétrico do sinal enviado na polarização X;
- $E_{env,Y}$ — Campo elétrico do sinal enviado na polarização Y;

- E_{LO} — Campo elétrico do oscilador local;
- $E_{rec,X}$ — Campo elétrico do sinal recebido na polarização X;
- $E_{rec,Y}$ — Campo elétrico do sinal recebido na polarização Y;
- $E_{saída}$ — Campo elétrico do sinal óptico de saída;
- E_{Sinal} — Campo elétrico do sinal recebido;
- f — Frequência;
- f_c — Frequência central do sinal óptico recebido;
- f_{TX} — Frequência de operação do laser do transmissor;
- f_{RX} — Frequência de operação do laser do oscilador local;
- δf — Precisão do estimador de desvio de frequência, no domínio da frequência;
- Δf — Desvio de frequência entre dois lasers;
- Δf_{FOE} — Desvio de frequência estimado;
- Δf_{WRFOE} — Desvio de frequência estimado pelo estimador grosseiro;
- Δf_{MAX} — Alcance máximo do estimador de desvio de frequência;
- F_A — Frequência de amostragem;
- $G(\omega)$ — Função de transferência relativa à dispersão cromática, no domínio da frequência;
- $G^{-1}(\omega)$ — Função de transferência inversa relativa à dispersão cromática, no domínio da frequência;
- $G^{-1}_d(f)$ — Coeficientes do filtro digitalizado de compensação de dispersão cromática, no domínio da frequência;
- G_{XX} — Gradiente da função-custo do equalizador dinâmico da polarização X de entrada na polarização X de saída;
- G_{XY} — Gradiente da função-custo do equalizador dinâmico da polarização X de entrada na polarização Y de saída;
- G_{YX} — Gradiente da função-custo do equalizador dinâmico da polarização Y de entrada na polarização X de saída;

- G_{YY} – Gradiente da função-custo do equalizador dinâmico da polarização Y de entrada na polarização Y de saída;
- $\tilde{g}(t)$ – Função de transferência inversa relativa à dispersão cromática, no domínio do tempo;
- H_{XX} – Influência da polarização X de entrada na polarização X de saída;
- H_{XY} – Influência da polarização X de entrada na polarização Y de saída;
- H_{YX} – Influência da polarização Y de entrada na polarização X de saída;
- H_{YY} – Influência da polarização Y de entrada na polarização Y de saída;
- i_X – Entrada do equalizador dinâmico, na polarização X;
- i_Y – Entrada do equalizador dinâmico, na polarização Y;
- $I_{saída}$ – Corrente elétrica de saída do fotodetector;
- $I_0(\kappa)$ – Função de Bessel modificada de ordem zero;
- j – Número complexo imaginário, equivalente a $\sqrt{-1}$;
- J – Matriz de transferência de Jones;
- L – Comprimento de fibra;
- M – Ordem do formato de modulação;
- N_A – Quantidade de amostras utilizadas em cada bloco do estimador de CD;
- N_B – Quantidade de blocos utilizados no estimador de CD;
- N_{DE} – Ordem do filtro FIR, para implementação do equalizador dinâmico;
- N_{TDE} – Ordem do filtro FIR do compensador de CD-TDE;
- N_C – Tamanho dos blocos sobrepostos do compensador de CD-FDE;
- N_E – Tamanho de sobreposição de amostras do compensador de CD-FDE;
- N_0 – Quantidade de amostras sem interferência do compensador de CD-FDE;
- N_{FOE} – Quantidade de símbolos considerados no estimador de desvio de frequência;
- N_{PE} – Quantidade de símbolos considerados no estimador de ruído de fase;
- \bar{n} – Índice de refração do núcleo da fibra;

\bar{n}_g	— Índice de refração de grupo;
o_X	— Saída do equalizador dinâmico, na polarização X;
o_Y	— Saída do equalizador dinâmico, na polarização Y;
$o_{dec,X}$	— Saída do equalizador dinâmico, após decisão, na polarização X;
$o_{dec,Y}$	— Saída do equalizador dinâmico, após decisão, na polarização Y;
O	— Fator de sobreamostragem;
\vec{p}_s	— Vetor direção da polarização do campo elétrico;
$pdf(x)$	— Função densidade de probabilidade;
P_{ent}	— Potência do sinal óptico de entrada;
P_s	— Potência média do laser;
$P_{saída}$	— Potência do sinal óptico de saída;
P_+	— Potência do lado do espectro de frequências positivas;
P_-	— Potência do lado do espectro de frequências negativas;
δP	— Flutuação de potência;
r	— Ruídos aditivos;
r_c	— Termos cruzados entre sinal e ruído;
R	— Responsividade do fotodetector;
R_X	— Módulo médio para o sinal presente na polarização X;
R_Y	— Módulo médio para o sinal presente na polarização Y;
s	— Sinal após sincronização e equalização;
s_X	— Sinal após sincronização e equalização, na polarização X;
s_Y	— Sinal após sincronização e equalização, na polarização Y;
s_{dec}	— Símbolo decidido após correção de ruído de fase;
S	— Parâmetro de declive de dispersão;
t	— Tempo;

- t_{NCO} — Atraso imposto ao interpolador;
 T — Atraso de tempo;
 T_A — Período de amostragem;
 Δt — Intervalo de tempo de observação;
 ΔT — Alargamento temporal do pulso;
 $\langle \Delta T \rangle$ — Atraso diferencial de grupo (DGD);
 u — Tensão aplicada externamente ao guia de onda;
 u_1 — Tensão aplicada externamente ao guia de onda no primeiro braço de um modulador Mach-Zehnder;
 u_2 — Tensão aplicada externamente ao guia de onda no segundo braço de um modulador Mach-Zehnder;
 u_I — Tensão aplicada externamente ao guia de onda no lado “fase” de um modulador fase-quadratura;
 u_Q — Tensão aplicada externamente ao guia de onda no lado “quadratura” de um modulador fase-quadratura;
 v_g — Velocidade de grupo;
 V_π — Tensão necessária para atrasar um sinal de π radianos em um modulador de fase;
 x — Sinal transmitido, sem ruído;
 z — Sinal recebido, desprezando os ruídos;
 z_X — Sinal recebido, para polarização X, desprezando os ruídos;
 z_Y — Sinal recebido, para polarização Y, desprezando os ruídos;
 α — Constante de ajuste do estimador de desvio de frequência;
 β — Constante de propagação;
 β_2 — Parâmetro de dispersão de velocidade de grupo;
 β_3 — Parâmetro de dispersão cromática de terceira ordem;
 κ — Constante relacionada à largura de linha do laser;

λ	— Comprimento de onda;
λ_{ZD}	— Comprimento de onda em que a dispersão é nula;
μ_1	— Passo de adaptação do filtro passa-baixas;
μ_2	— Ganho do laço para ajuste do atraso do interpolador;
μ_{DE}	— Passo de adaptação do equalizador dinâmico;
μ_{PE}	— Passo de atualização do estimador de ruídos de fase;
μ_{FOE}	— Fator de convergência do estimador de desvio de frequência;
$\Delta\nu_s$	— Largura de linha do laser;
π	— Relação entre o perímetro e o diâmetro de uma circunferência;
ϕ	— Fase do sinal recebido;
ϕ_{TX}	— Fase do laser transmissor no instante inicial;
ϕ_{RX}	— Fase do laser oscilador local no instante inicial;
ϕ_{env}	— Fase do sinal transmitido, sem ruído;
ϕ_{ns}	— Ruído de fase do laser;
ϕ_r	— Ruído de fase do sinal recebido;
ϕ_s	— Fase do laser no instante inicial;
ϕ_{PE}	— Desvio de fase estimado;
ϕ_{PM}	— Fase modulada;
$\Delta\phi$	— Variação de fase entre símbolos consecutivos;
$\langle \Delta\phi_{ns}^2 \rangle$	— Variância do erro de fase;
ψ	— Desvio de fase arbitrário;
ω	— Frequência angular;
ω_n	— Frequência de Nyquist;
ω_s	— Frequência angular de operação do laser;
$\Delta\omega$	— Largura espectral do pulso óptico;

1

INTRODUÇÃO

HISTORICAMENTE, a evolução dos sistemas de comunicações ópticas foi diferente da de outros sistemas de comunicações. Devido às fortes limitações de banda e potência, uma vasta gama de técnicas sofisticadas de modulação, de codificação e de detecção do sinal foi desenvolvida para sistemas de comunicações cabeadas e sem fios. Muitas delas foram e têm sido adaptadas para os sistemas ópticos. No início da década de 1990, estão citadas várias pesquisas relacionadas à utilização de formatos de modulação eficientes em conjunto com detecção óptica coerente [1], em que um laser oscilador local sincronizado ao sinal a ser detectado amplifica o batimento entre eles. Porém, a detecção coerente perdeu espaço quando houve o aparecimento dos amplificadores ópticos à fibra dopada com érbio (EDFA – *erbium doped fiber amplifier*) e de técnicas de multiplexação por divisão em comprimento de onda (WDM – *wavelength division multiplexing*). Assim, a ampla banda de operação das fibras ópticas começou a ser devidamente explorada. Sistemas de transmissão a longas distâncias e alta capacidade tornaram-se viáveis, sem a necessidade de regeneradores optoeletrônicos, empregando esquemas simples e com boa relação custo-benefício [2]. Estes sistemas utilizavam formato de modulação “liga-desliga”

(OOK – *on-off keying*) e detecção direta. A dispersão cromática (CD – *chromatic dispersion*), uma das principais distorções impostas pela fibra óptica, foi combatida no próprio domínio óptico, com a utilização de fibras compensadoras de dispersão (DCF – *dispersion compensating fiber*) e/ou com compensadores baseados em grades de Bragg em fibra (FBG – *fiber Bragg gratings*) [3].

Sistemas ópticos recentes provêm entre 10 e 40 Gb/s por canal, podendo assim transmitir centenas de gigabits por segundo por fibra. Estas taxas de transmissão, aliadas aos avançados dispositivos de comutação e roteamento óptico existentes de hoje, ainda são suficientes para atender a demanda atual por tráfego de informação. Entretanto, o constante aumento no número de usuários em conjunto com os novos perfis de tráfego da Internet, como a distribuição de vídeo sobre demanda, aplicações ponto a ponto e computação em nuvem, está fazendo com que o tráfego de dados cresça vertiginosamente. Desta forma e utilizando apenas as tecnologias atuais, as redes de fibras ópticas instaladas ficariam saturadas nos próximos anos. O alto custo relativo à ampliação da infraestrutura de redes de fibra óptica estimula a busca por formas mais eficientes de utilização do espectro das fibras já instaladas [4],[5].

Tendo em vista a saturação dos sistemas ópticos, há sistemas de nova geração sendo desenvolvidos [6]. Nestes sistemas, as taxas de transmissão por canal chegam a 100 Gb/s, com espaçamento de apenas 50 GHz entre canais, em sistemas WDM densos (DWDM). O formato de modulação por chaveamento de fase em quadratura (QPSK – *quadrature phase shift keying*) associado à multiplexação por divisão em polarização (PolMux – *polarization division multiplexing*) é o formato padronizado para sistemas ópticos de 100 Gb/s [7]. Este formato possui eficiência espectral de 2 b/s/Hz, ou seja, emprega dois bits por símbolo em cada um dos dois estados de polarização ortogonais, resultando em uma eficiência quatro vezes maior que a do formato OOK [8].

Tal esquema sofisticado de transmissão, amplamente investigado atualmente, requer uma estrutura de recepção, mais complexa que a do OOK, baseada em detecção coerente. Este tipo de detecção permite a recuperação completa do campo elétrico recebido, ou seja, todas as informações de fase, estado de polarização e amplitude do domínio óptico podem

ser repassadas para o domínio elétrico [9]. A partir destas informações e com o emprego dos recentemente desenvolvidos conversores analógico-digitais de altas taxas de amostragem, é possível processar digitalmente o sinal recebido e, então, recuperar a informação transmitida através da fibra, compensando, de forma totalmente digital, os efeitos degradantes impostos pela fibra óptica e pelos dispositivos ópticos ao longo da rede [10],[11]. O processamento digital dos sinais recebidos é realizado por um conjunto de algoritmos, usualmente divididos em blocos de acordo com suas funções. As funções básicas que os algoritmos desempenham compreendem a estimação e compensação de CD, a recuperação de relógio, a separação dos dados multiplexados em polarização e misturados temporalmente devido à dispersão do modo de polarização (PMD – *polarization mode dispersion*) e a recuperação de portadora.

A recuperação de portadora, tema deste trabalho, é um dos blocos mais importantes para receptores ópticos coerentes, pois realiza a função de sincronização das fases dos sinais [10],[11]. Em particular, os algoritmos mais comuns para a estimação de fase da portadora possuem baixa tolerância à dessintonia em frequência (FO – *frequency offset*) entre o sinal da portadora transmitida e o laser oscilador local (LO – *local oscillator*). Ao invés de controlar diretamente a frequência do laser LO, pode-se estimar o FO digitalmente por meio de uma abordagem intradina. Leven *et al.* [12] propôs um estimador de FO baseado na multiplicação da m -ésima potência do símbolo com o complexo conjugado do símbolo anterior. Referencia-se esse método como o do algoritmo de estimação de frequência de m -ésima potência. Após isso, um algoritmo recursivo [13] e uma implementação no domínio da frequência [14], baseados neste algoritmo, foram apresentados. O intervalo de estimação, ou seja, o intervalo de valores cujos algoritmos são capazes de estimar está limitado a $R_s/2M$, onde R_s é a taxa de símbolos e M é o número de estados de constelação. Por exemplo, para sistemas PolMux-QPSK a 112 Gb/s, $R_s = 28$ GBd e $M = 4$, o intervalo de estimação é de $\pm 3,5$ GHz.

Por outro lado, segundo os padrões do Fórum de Interconexões Ópticas (OIF – *Optical Internetworking Forum*), lasers de realimentação distribuída (DFB – *distributed feedback*) comerciais devem ter precisão em fim de vida de, pelo menos, $\pm 2,5$ GHz [15].

Assim sendo, se for considerado o pior caso em que os lasers de transmissão e LO estão deslocados de um valor correspondente ao máximo da especificação, mas em direções opostas, pode haver, potencialmente, um FO tão amplo quanto ± 5 GHz, muito além dos limites de estimação dos algoritmos de m -ésima potência. Para contornar este problema, alguns algoritmos com largo intervalo de estimação foram propostos. Dentre eles, podem-se citar os algoritmos baseados em pré-decisão [16], auxiliados por medição de taxa de erro de bit (BER – *bit error rate*) [17], baseados em um parâmetro obtido do algoritmo de estimação de relógio, o máximo erro de fase [18], e baseados na simetria do espectro recebido [19]. Destes, o último deles é o que apresenta os melhores resultados. Entretanto, uma das principais limitações dos métodos baseados no espectro do sinal é o efeito das filtragens lineares, tanto as elétricas, nos filtros passa-baixas dos receptores, quanto ópticas, nos filtros passa-faixas de, por exemplo, multiplexadores insere-deriva reconfiguráveis (ROADM – *reconfigurable optical add-drop multiplexer*) que operam com espaçamento de canal de 50 GHz [20]. O processo de filtragem causa uma assimetria no espectro do sinal recebido, penalizando a estimação do FO. Além disso, se o formato de pulso utilizado é o retorna-a-zero (RZ – *return to zero*), o espectro resultante se torna mais largo [21], podendo causar ainda mais assimetria durante a filtragem e, assim, penalizando mais severamente os estimadores baseados no espectro.

Com base no exposto acima, este trabalho propõe um novo algoritmo estimador de FO para sinais de única portadora, independente do formato de modulação, com maior robustez em relação tanto à filtragem elétrica quanto à filtragem óptica. Este novo método possui uma ampla faixa de valores estimáveis, atendendo aos requisitos do OIF. A ideia é a de realizar a estimação do FO em dois estágios, utilizando uma implementação em sistema de malha aberta (sem realimentação) de baixa complexidade. O primeiro estágio encontra uma estimativa grosseira da dessintonia em frequência utilizando uma relação simples entre as potências presentes nos dois lados do espectro do sinal recebido. No segundo estágio é utilizado um método de m -ésima potência para encontrar uma estimativa refinada do FO.

No Capítulo 2, introduzem-se os principais componentes dos sistemas ópticos atuais, os formatos de modulação mais empregados, as estruturas dos transmissores e dos receptores, e as principais degradações presentes nestes sistemas.

No Capítulo 3, apresentam-se os diversos blocos de algoritmos utilizados no processamento digital do sinal óptico recebido. Estes algoritmos realizam a compensação das principais degradações impostas ao sinal após a transmissão pela fibra óptica. Entre os blocos, estão presentes os algoritmos para compensação de dispersão cromática, compensação de efeitos devidos à PMD e recuperação de relógio, entre outros. Os algoritmos apresentados são utilizados para sistemas que empregam formatos de modulação por chaveamento binário de fase (BPSK – *binary phase shift keying*) com multiplexação por divisão em polarização (PolMux-BPSK), PolMux-QPSK e por modulação de amplitude em quadratura com 16 pontos de constelação (16QAM – *quadrature amplitude modulation*) com multiplexação por divisão em polarização (PolMux-16QAM), com alguns podendo ser estendidos para outros formatos de modulação.

No Capítulo 4, uma análise do comportamento do FO ao longo do tempo é realizada. Neste capítulo, são também apresentados os métodos de estimação e compensação do FO entre os lasers LO e do transmissor.

No Capítulo 5, o método proposto é, então, enunciado. São mostrados e analisados, também, alguns resultados de simulação e de experimentos. As simulações e os experimentos compreendem a transmissão do sinal óptico em sistemas coerentes utilizando os formatos de modulação PolMux-BPSK, PolMux-QPSK e PolMux-16QAM.

Por fim, no Capítulo 6, apresentam-se as conclusões relativas ao trabalho desenvolvido, suas respectivas contribuições, sugestões para trabalhos futuros e uma lista das publicações associadas a esta dissertação.

2

SISTEMAS ÓPTICOS COERENTES

EM um sistema de comunicações, existem três elementos básicos, o transmissor, o canal e o receptor. O transmissor está em um ponto do espaço, o receptor está em algum outro ponto diferente de onde está o transmissor e o canal é o meio físico que os conecta. O propósito do transmissor é converter o sinal de mensagem, proveniente de uma fonte de informação, para um formato que seja possível transmitir ao longo do canal. Entretanto, enquanto o sinal transmitido se propaga através do canal, este sofre algumas distorções devido às imperfeições do canal, interferências de sinais provenientes de outras fontes e ruído térmico aditivo. Assim, o sinal recebido pelo receptor é uma versão corrompida do sinal transmitido. O receptor realiza a tarefa de operar no sinal recebido de maneira a reconstruir uma forma reconhecível da mensagem originalmente gerada pela fonte de informação [22]. Este sistema de comunicações típico está explicitado na Figura 1.

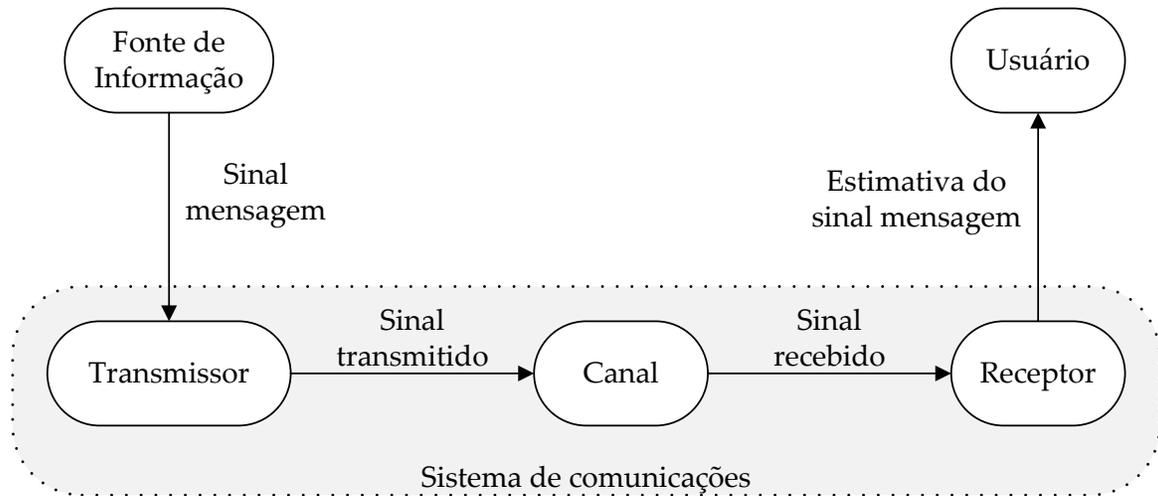


Figura 1 – Elementos de um sistema de comunicações.

Em um sistema de comunicações ópticas, o transmissor é um dispositivo optoeletrônico composto por uma fonte óptica e um modulador óptico que converte a informação do domínio elétrico para o domínio óptico, modulando-a em portadoras ópticas, que operam na faixa de centenas de terahertz. O canal, por sua vez, é a fibra óptica e o receptor pode ser um fotodetector ou uma combinação de fotodetectores, dependendo do formato de modulação empregado [3].

Neste capítulo, abordar-se-ão os transmissores e receptores ópticos, os formatos de modulação óptica e a fibra óptica em si, caracterizando-a como canal de comunicações.

2.1 TRANSMISSOR

2.1.1 COMPONENTES DO TRANSMISSOR

Uma portadora para transmissão óptica, idealmente, deve possuir amplitude, frequência, fase e polarização constantes. Entretanto, é impossível se gerar uma portadora tão perfeita. Nas últimas décadas, as fontes ópticas têm sido melhoradas, tanto que, atualmente, existem lasers DFB monomodo com larguras de linha inferiores a 250 kHz. Para evitar o efeito de gorjeio, que ocorre ao se utilizar lasers com modulação direta, utiliza-se modulação externa.

2.1.1.1 LASERS

O laser é um dispositivo que emite luz através de um processo de amplificação óptica baseado em emissões estimulada de fótons. A luz emitida pelo laser é notável pelo seu alto grau de coerência espacial e temporal, ou seja, uma boa parte dos fótons que compõem o feixe são gerados em fase e polarização bem definidas. Isto, aliado ao pequeno tamanho, faz com que os lasers de estado sólido sejam a melhor opção para fonte óptica em sistemas de comunicações ópticas, principalmente a altas taxas de transmissão.

É possível se considerar o laser como uma fonte de luz contínua. Assim, o campo elétrico normalizado de um laser, considerando o ruído de fase e amplitude, é modelado pela equação [3],[9]:

$$\vec{E}(t) = \sqrt{P_s + \delta P(t)} \exp(j\omega_s t + \phi_s + \phi_{ns}(t)) \cdot \vec{p}_s, \quad (2.1)$$

onde P_s representa a potência média normalizada do laser, $\delta P(t)$ é a flutuação normalizada de potência induzida pelos fótons originados de emissão espontânea, ω_s é a frequência de operação do laser (em radianos por segundo), ϕ_s é a fase do laser no instante inicial (em radianos), ϕ_{ns} é o ruído de fase (em radianos) e \vec{p}_s é o vetor direção da polarização do campo.

O ruído de fase presente no laser é causado por emissão espontânea de fótons, que não são geradas em fase com os fótons da emissão estimulada, tendo assim, fase aleatória. Como as mudanças de fase são causadas por um número alto de eventos independentes (ou seja, emissões espontâneas), a variação de fase pode ser modelada por uma distribuição gaussiana. Demonstra-se que a variância do erro de fase pode ser calculada por [9]:

$$\langle \Delta\phi_{ns}^2(t) \rangle = 2\pi\Delta\nu_s |\Delta t|, \quad (2.2)$$

na qual $\Delta\nu_s$ é a largura de linha do laser (em hertz) e Δt é o intervalo de tempo de observação (em segundos). O ruído de fase do laser pode ser um efeito limitante do

desempenho do sistema, especialmente para formatos de modulação de alta ordem com vários estados de fase e quando se aplica a detecção coerente síncrona.

2.1.1.2 MODULADORES ÓPTICOS

Em sistemas de comunicações ópticas, o modulador óptico tem como função realizar a modulação da portadora óptica por um sinal elétrico contendo informação. O modulador óptico mais simples é o modulador de fase (PM – *phase modulator*). Outros tipos de moduladores ópticos podem ser construídos com estruturas baseadas na do PM [9].

A modulação de fase $\phi_{PM}(t)$ é função do comprimento de onda, do tamanho do eletrodo e do índice de refração do guia de onda. Sabe-se que, através do efeito Pockels [3], o índice de refração é linear à uma tensão $u(t)$ aplicada externamente ao guia de onda. Na prática, existe uma tensão V_π que, quando aplicada ao sinal ocasiona um atraso de fase de π radianos. Assim, a relação entre o sinal óptico de entrada, $E_{ent}(t)$, e o sinal óptico modulado, $E_{saída}(t)$, pode ser descrito como:

$$\frac{E_{saída}(t)}{E_{ent}(t)} = \exp(j\phi_{PM}(t)) = \exp\left(j \frac{u(t)}{V_\pi} \pi\right). \quad (2.3)$$

Na Figura 2 está mostrado o esquema de um modulador de fase, mostrando os eletrodos, o guia de onda e o substrato.

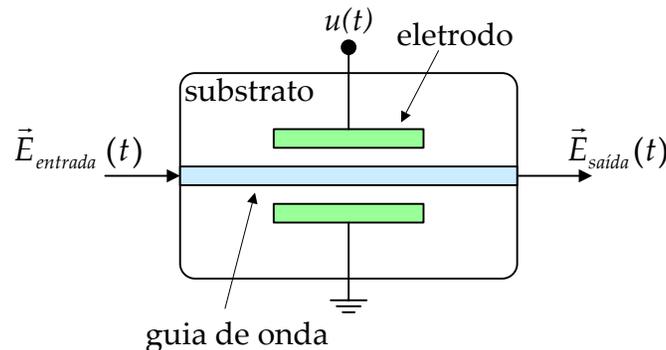


Figura 2 — Esquema de um modulador de fase.

Utilizando a modulação de fase em conjunto com o princípio da interferência, é possível se realizar modulação de intensidade. A estrutura interferométrica utilizada para realizar tal função é chamada de modulador tipo Mach-Zehnder (MZM – *Mach Zehnder modulator*) [23] e está mostrada na Figura 3. As tensões dos moduladores de fase presentes em cada braço do MZM podem ser variadas independentemente. A luz que entra no modulador é dividida em dois caminhos, com cada um dos caminhos sofrendo atrasos de fases diferentes. Então, após a recombinação dos dois campos elétricos, a interferência varia entre construtiva e destrutiva, dependendo do atraso de fase relativo entre os dois braços. A função de transferência do MZM é dada por [9]

$$\frac{E_{saída}(t)}{E_{ent}(t)} = \frac{1}{2} (\exp(j\phi_{PM,1}(t)) + \exp(j\phi_{PM,2}(t))), \quad (2.4)$$

onde $\phi_{PM,1}(t)$ e $\phi_{PM,2}(t)$ representam os atrasos de fase nos dois braços do MZM. Ao se configurar o MZM para operar em modo *push-pull*, no qual a tensão aplicada em um dos braços é de polaridade oposta a aplicada no outro braço, com isso as fases se opõem e o campo de saída se relaciona com o da entrada, por meio de

$$\frac{E_{saída}(t)}{E_{ent}(t)} = \frac{1}{2} (\exp(j\phi_{PM,1}(t)) + \exp(-j\phi_{PM,1}(t))) = \cos(\phi_{PM,1}(t)). \quad (2.5)$$

Considerando $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$, então,

$$\frac{E_{saída}(t)}{E_{ent}(t)} = \cos\left(\frac{u(t)}{2V_\pi} \pi\right), \quad (2.6)$$

que, por sua vez, ao se calcular a função de transferência de potência, tem-se que [9]

$$\frac{P_{saída}(t)}{P_{ent}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{u(t)}{V_\pi} \pi\right). \quad (2.7)$$

Com esta equação é possível se perceber que para $u(t) = 0$, tem-se o ponto de máxima transmitância e, para $u(t) = \pm V_\pi$, os pontos são de mínima transmitância. Com esta

configuração de modulador, é possível se gerar os formatos de modulação chaveamento liga-desliga (OOK) e chaveamento binário de fase (BPSK) [9].

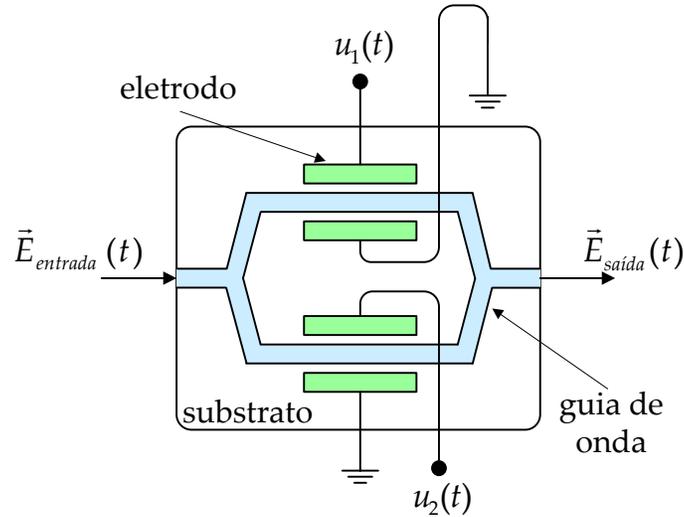


Figura 3 – Esquema de um modulador Mach-Zehnder.

Uma outra estrutura fundamental de moduladores é o modulador fase-quadratura (IQM – *in-phase and quadrature modulator*) [9], que é composto de dois MZM e um modulador de fase, como mostrado na Figura 4. Nesta estrutura, o sinal de entrada $E_{ent}(t)$ é dividido igualmente entre os braços de fase (I) e quadratura (Q). O sinal que sai do braço de quadratura passa por um modulador de fase, onde se aplica uma tensão que o atrasa em $\pi/2$ radianos, de modo que o sinal modulado no MZM do braço Q fique ortogonal em relação ao sinal modulado no MZM do braço I. Por fim, os sinais provenientes destes dois braços são reacoplados na saída do modulador. A função de transferência do campo elétrico do IQM é dada por

$$\frac{E_{saída}(t)}{E_{ent}(t)} = \frac{1}{2} \left(\cos \left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi} \pi \right) + j \cos \left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi} \pi \right) \right), \quad (2.8)$$

na qual $u_I(t)$ é a tensão aplicada ao braço I e $u_Q(t)$ é a tensão aplicada ao braço Q. Este modulador é dito fase-quadratura pois o sinal na saída carrega informação tanto na fase quanto na quadratura do campo elétrico, sendo utilizado para geração de formatos de modulação como o BPSK, o QPSK e o 16QAM.

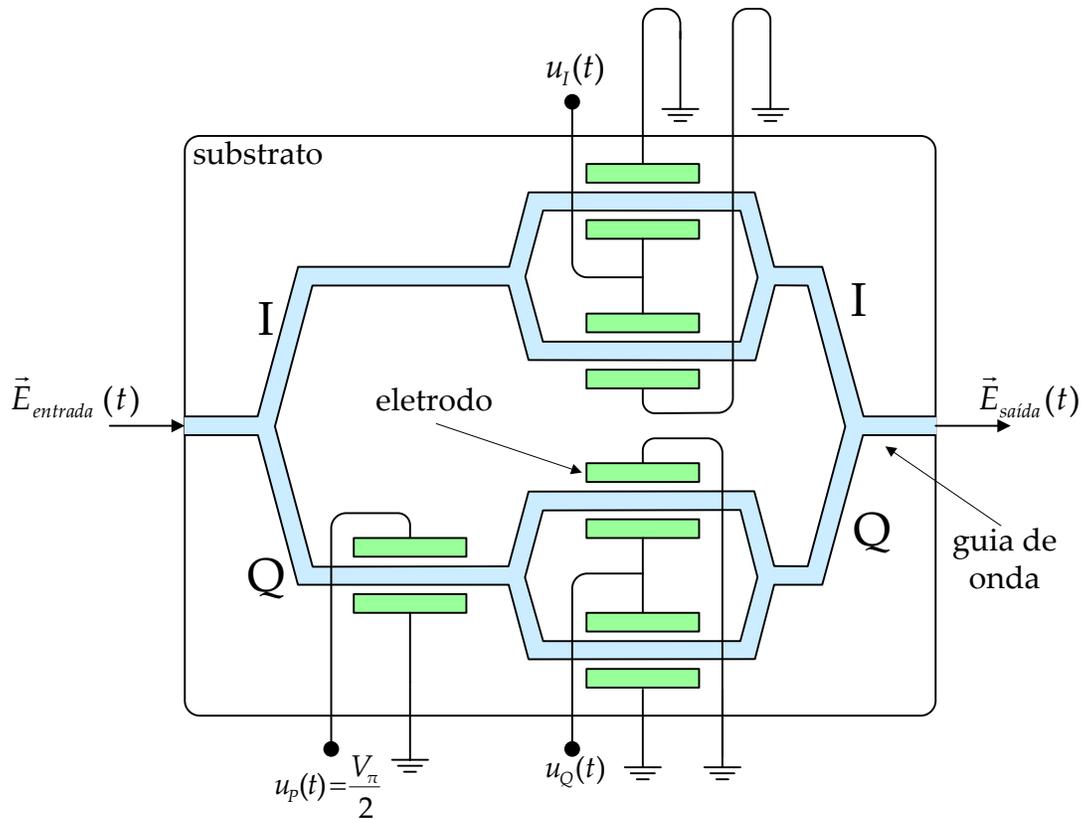


Figura 4 – Esquema de um IQM.

Um modulador com diversidade de polarização (PDM – *polarization diversity modulator*) é composto de dois IQMs, um rotacionador de polarização de 90° e um combinador de feixes polarizante (PBC – *polarization beam combiner*). Na Figura 5 está apresentado um diagrama esquemático deste tipo de modulador. A onda contínua vinda do laser entra no PDM e é igualmente dividida em duas partes. Cada parte é modulada independentemente por IQMs. A saída de um dos IQMs, então, sofre uma rotação de 90° em sua polarização. Os sinais provenientes dos dois braços são recombinados em um PBC. Este modulador é dito com diversidade de polarização, pois o sinal na saída carrega informação em dois estados ortogonais de polarização, sendo utilizado, principalmente, para geração de formatos de modulação com dupla polarização, como o PolMux-BPSK, o PolMux-QPSK e o PolMux-16QAM.

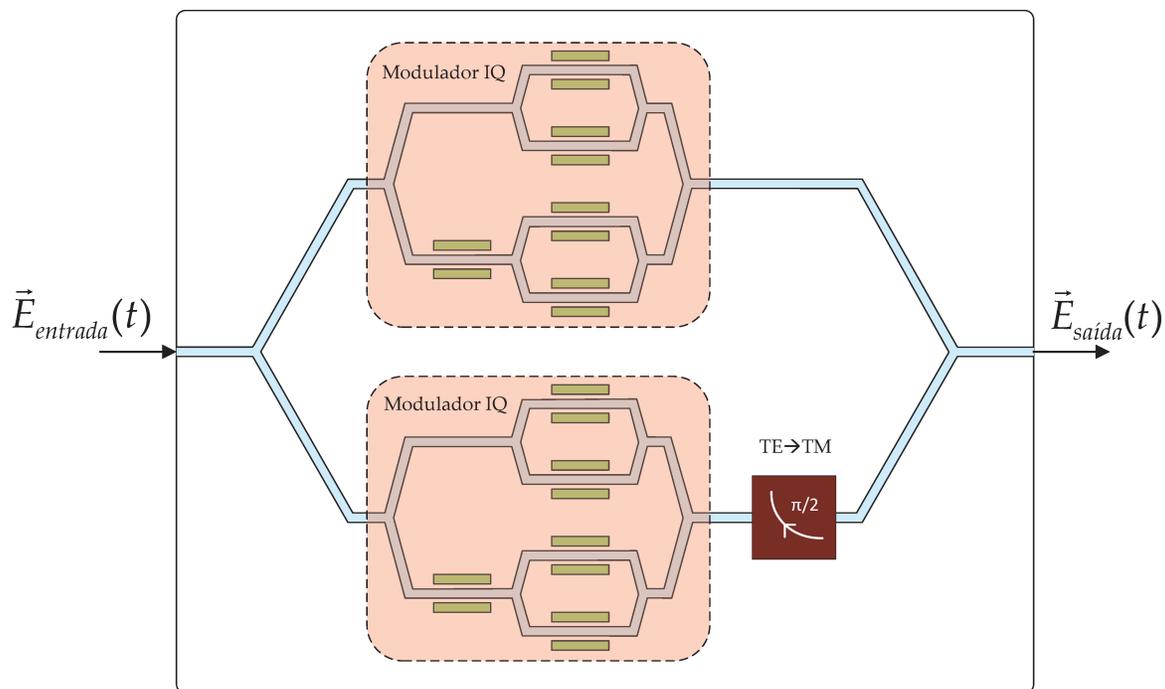


Figura 5 — Esquema de um PDM.

2.1.2 FORMATOS DE MODULAÇÃO

2.1.2.1 CHAVEAMENTO LIGA-DESLIGA (OOK)

Desde as primeiras aplicações com fibras ópticas, em meados da década de 1970, até pouco tempo atrás, o formato de modulação por chaveamento liga-desliga (OOK) foi o escolhido para a maioria das aplicações comerciais. Em tal formato, a informação é transmitida através da intensidade do sinal óptico. Devido a este fato, a recepção do sinal OOK pode ser realizada através de um simples fotodetector, capaz de converter a intensidade do sinal óptico recebida em corrente elétrica. No transmissor, o formato OOK é realizado ao se chavear a saída de um laser em "ligado" e "desligado", dependendo da informação à ser transmitida.

Para um sinal óptico com formato OOK ser gerado, é necessário um laser e um modulador Mach-Zehnder, além de uma fonte de dados binária, Figura 6 (a). Como mostrado na curva de transmitância do MZM, Figura 6 (b), deve-se ajustar a tensão de operação do MZM para $u(t) = -V_{\pi}/2$ e a tensão de pico a pico da onda elétrica de informação deve ser ligeiramente abaixo de V_{π} , de modo que o sinal excursiona entre o

ponto de mínima transmitância e o ponto de máxima transmitância. Assim, quando a onda elétrica de entrada estiver em um nível baixo, o MZM estará “apagando” a luz do laser em sua saída, podendo-se interpretar o resultado como um “0” (zero) lógico. Em contrapartida, quando a onda elétrica estiver em um nível alto, o MZM estará “deixando passar” a luz do laser em sua saída, podendo-se interpretar como um “1” (um) lógico. Um diagrama de olho, representando a potência óptica na saída do modulador, está mostrado na Figura 6 (c). A constelação digital do formato OOK está mostrada na Figura 6 (d).

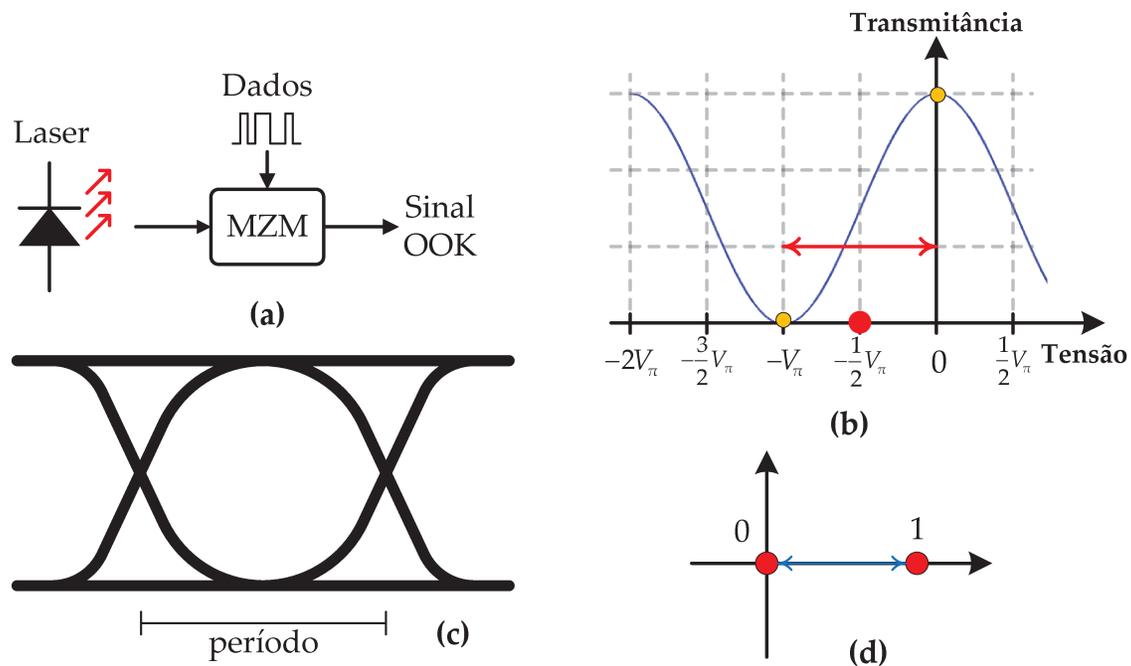


Figura 6 — Formato de modulação OOK: (a) geração. (b) curva de transmitância (azul), tensão de operação (círculo vermelho) e de pico a pico (setas). (c) olho de potência óptica. (d) constelação.

2.1.2.2 CHAVEAMENTO DE FASE (PSK)

O formato de modulação conhecido como chaveamento de fase (PSK – *phase shift keying*) carrega a informação apenas na fase do sinal óptico. Como um fotodiodo só é sensível à potência óptica, o chaveamento de fase requer demodulação especial no receptor para poder ser detectado. As estruturas de receptores para este tipo de formato de modulação serão discutidas na seção seguinte. Os tipos de chaveamento de fase mais utilizados em comunicações ópticas são o chaveamento binário de fase (BPSK) e o chaveamento quaternário de fase (QPSK).

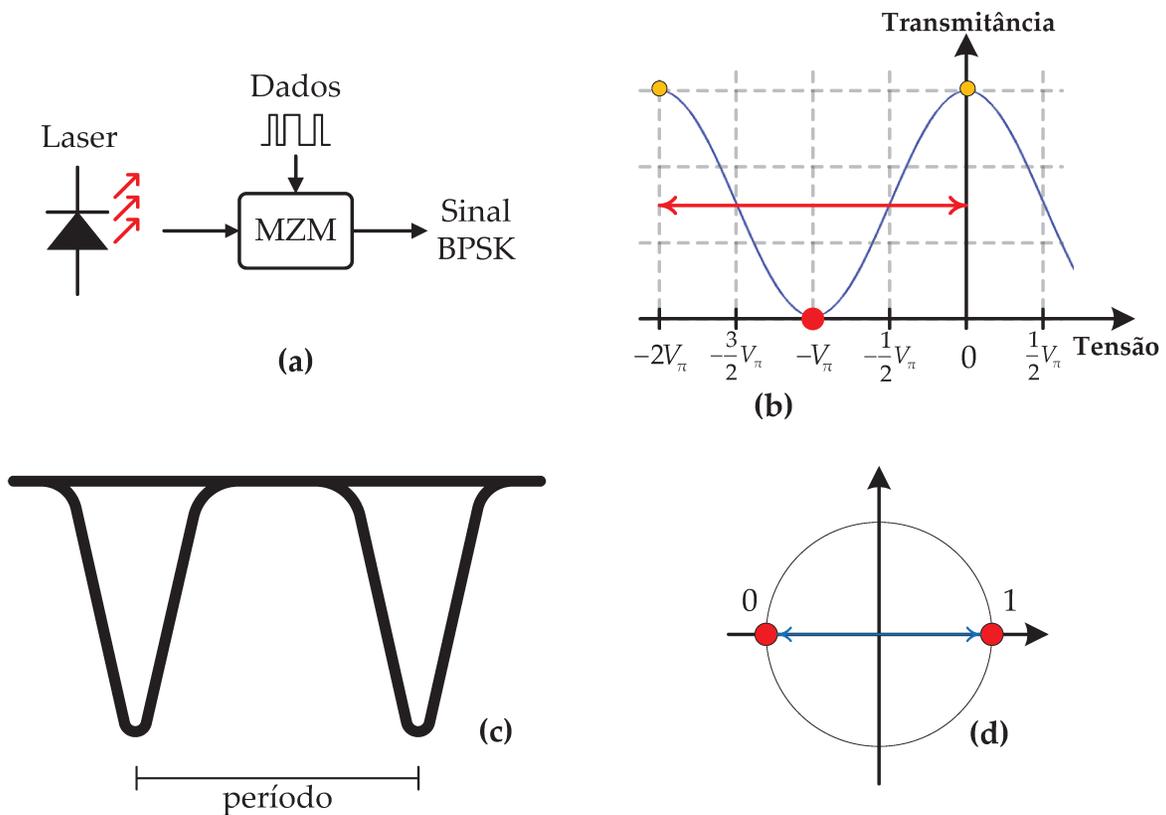


Figura 7 – Formato de modulação BPSK. (a) geração. (b) curva de transmitância (azul), tensão de operação (círculo vermelho) e de pico a pico (setas). (c) olho de potência óptica. (d) constelação.

Para um sinal óptico com formato BPSK ser gerado, é necessário um laser e um modulador MZM (um IQM também pode ser utilizado), além de uma fonte de dados binária, Figura 7 (a). Como mostrado na curva de transmitância do MZM, Figura 7 (b), deve-se ajustar a tensão de operação do MZM para $u(t) = -V_\pi$, com a tensão de pico a pico da onda elétrica de informação levemente abaixo $2V_\pi$, de modo que o sinal excursionsse entre dois pontos de máxima transmitância. Estes dois pontos têm a propriedade de estarem 180° distantes em fase um do outro. Assim, quando a onda elétrica de entrada variar de um nível alto para um nível baixo, a onda óptica estará mudando a fase em 180° , porém, permanecendo com a mesma potência. Um diagrama de olho, representando a potência óptica na saída do modulador, está mostrado na Figura 7 (c). A constelação digital do formato BPSK está mostrada na Figura 7 (d).

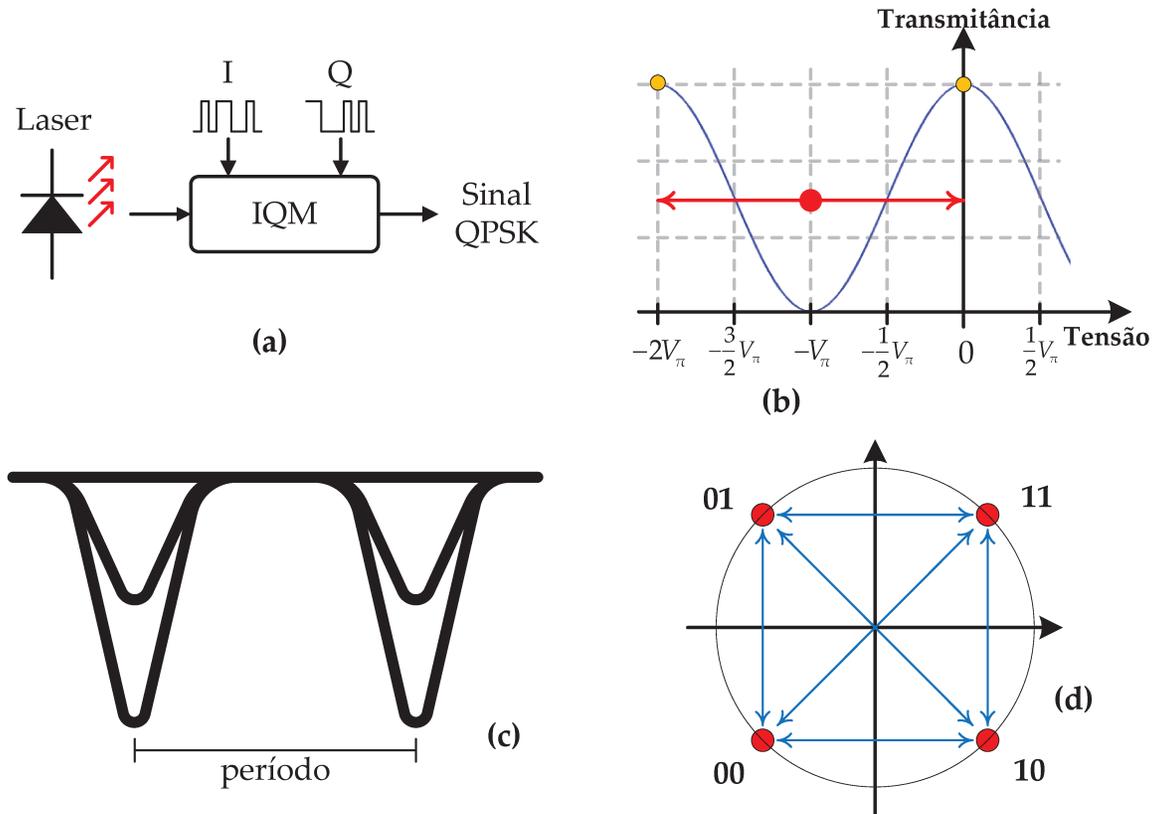


Figura 8 — Formato de modulação QPSK: (a) geração. (b) curva de transmitância (azul), tensão de operação (círculo vermelho) e de pico a pico (setas). (c) olho de potência óptica. (d) constelação.

Para um sinal óptico com formato QPSK ser gerado, é necessário um laser e um IQM. Por ser um sinal bidimensional, também são necessárias duas fontes de dados binários, Figura 8 (a), uma para modular em fase, e a outra em quadratura, o sinal óptico. Como no BPSK, os MZMs presentes em cada braço do IQM devem ter as tensões de operação definidas em $u(t) = -V_\pi$. As tensões pico a pico das ondas elétricas de informação devem ser levemente menores que $2V_\pi$, Figura 8 (b). Com esta configuração, são criados dois sinais BPSK ortogonais em fase entre si. A junção destes dois “BPSKs” forma o sinal QPSK. Um diagrama de olho, representando a potência óptica na saída do modulador, está mostrado na Figura 8 (c). A constelação digital do formato QPSK está na Figura 8 (d).

2.1.2.3 MODULAÇÃO DE AMPLITUDE EM QUADRATURA (QAM)

Enquanto o formato OOK carrega a informação apenas na amplitude e o formato PSK carrega a informação apenas na fase, a modulação de amplitude em quadratura

(QAM – *quadrature amplitude modulation*) é capaz de carregar a informação tanto na amplitude quanto na fase do sinal óptico. Assim como no PSK, o formato QAM também requer demodulação especial no receptor para poder ser detectado. As estruturas de receptores para este tipo de formato de modulação serão discutidas na seção seguinte. Generalizando o formato QAM, tem-se que o formato 4QAM é igual ao formato QPSK.

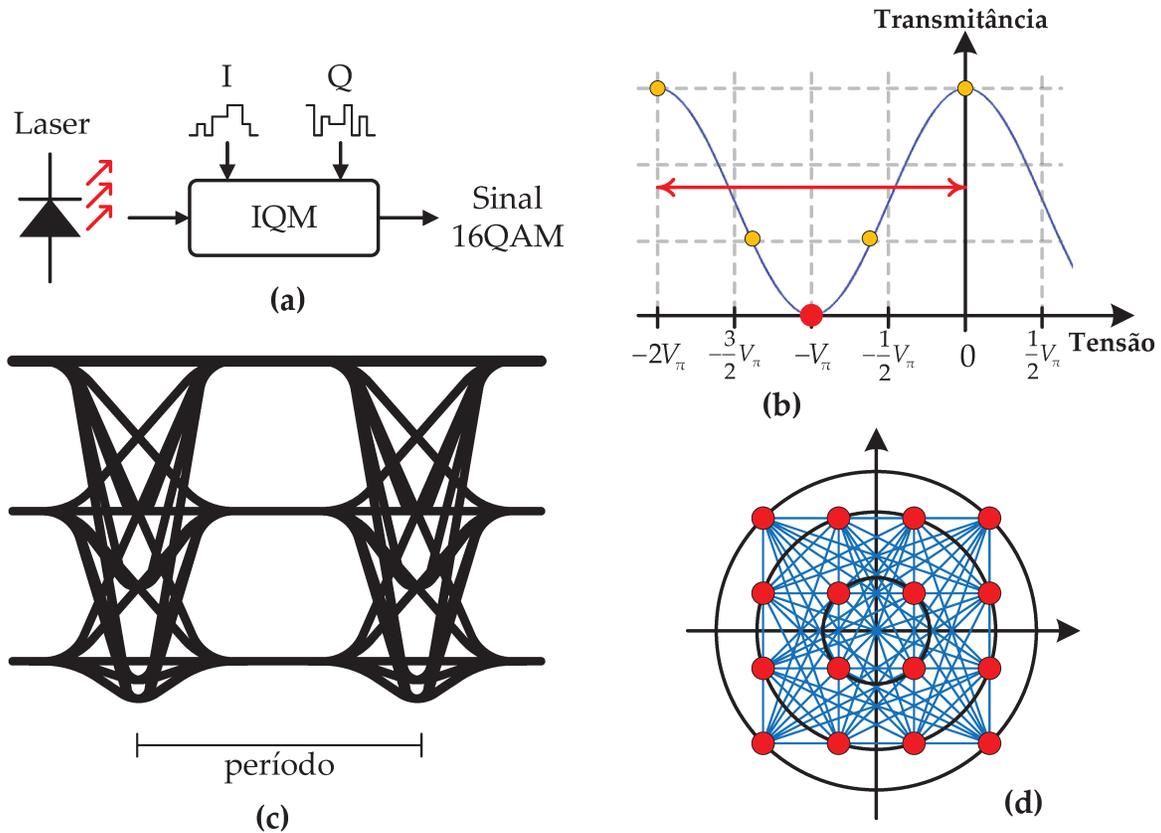


Figura 9 – Formato de modulação 16QAM: **(a)** geração. **(b)** curva de transmitância (azul), tensão de operação (círculo vermelho) e de pico a pico (setas). **(c)** olho de potência óptica. **(d)** constelação.

Para se gerar um sinal óptico com formato de modulação 16QAM, é necessário um laser e um modulador óptico de fase e quadratura (IQM). Por ser um sinal bidimensional, também são necessárias duas fontes de dados, Figura 9 (a), uma para modular a fase e a outra a quadratura do sinal óptico. Estas fontes de dados são fontes quaternárias, ou seja, que geram dados em quatro amplitudes diferentes. Como no QPSK, os MZMs presentes em cada braço do IQM devem ter as tensões de operação definidas em $u(t) = -V_\pi$. As tensões pico a pico das ondas elétricas de informação devem ser levemente menores que

$2V\pi$. Com esta configuração, são criados dois sinais de amplitude de pulso modulada em quatro níveis (4PAM – *quaternary pulse amplitude modulation*) ortogonais em fase entre si. A junção destes dois “4PAMs” forma o sinal 16QAM. Um diagrama de olho, representando a potência óptica na saída do modulador, está mostrado na Figura 9 (c). A constelação digital do formato 16QAM está mostrada na Figura 9 (d).

2.1.2.4 MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO EM POLARIZAÇÃO

Uma abordagem diferente para os formatos de modulação multi-nível é a utilização, além da fase e da amplitude, também da polarização do sinal óptico. Esta abordagem consiste em transmitir dois sinais independentes em direções ortogonais de polarização em uma fibra monomodo. Com isso, é possível dobrar a eficiência espectral, ao se comparar à modulação em uma única direção de polarização. Isto pode ser útil para aumentar as tolerâncias tanto à efeitos lineares quanto à efeitos não-lineares na transmissão da informação através de sinais ópticos. Esta técnica recebe diversas terminologias, entre as mais comuns estão a multiplexação por divisão em polarização (PolMux – *polarization multiplexing*) e dupla polarização (DP – *dual polarization*). Neste trabalho a primeira denominação será adotada (PolMux). Qualquer um dos formatos de modulação apresentados previamente nas Seções 1.1.2.1 à 1.1.2.4 podem ser utilizadas em conjunto com a multiplexação por divisão de polarização, gerando os formatos PolMux-OOK, PolMux-BPSK, PolMux-QPSK e PolMux-16QAM [9].

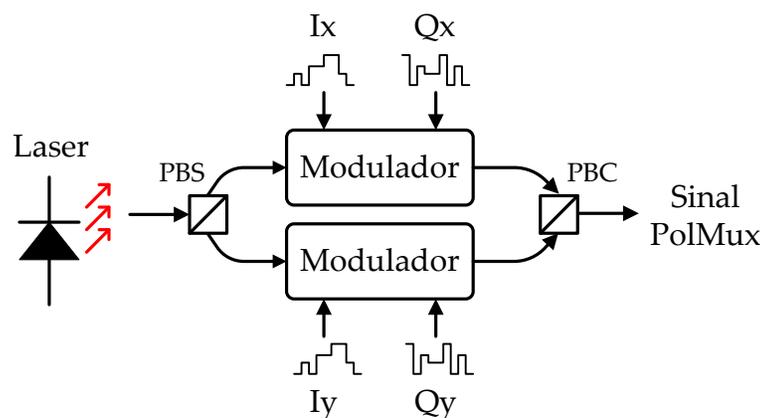


Figura 10 – Modulador com diversidade de polarização.

Para gerar um sinal óptico com multiplexação por divisão em polarização, é necessário modular separadamente dois sinais em polarizações ortogonais da mesma portadora. Para gerar essas duas polarizações ortogonais, a luz proveniente de um laser pode ser dividida por meio de um divisor polarizante de feixes (PBS – *polarization beam splitter*). O PBS é um dispositivo que consiste em um filtro polarizador que separa a luz recebida em dois feixes com polarizações ortogonais entre si, com a potência de saída de cada feixe dependendo do ângulo entre a polarização do feixe recebido e o sentido do polarizador do dispositivo. Para se gerar um sinal com potência igual nas duas polarizações, um ângulo de 45 graus é utilizado. Cada um dos feixes é, então, modulado de forma independente por um modulador externo, conforme o esquema apresentado na Figura 10. Após a modulação os sinais são recombinados através de um PBC e enviados à fibra óptica para transmissão. Na Figura 11 estão apresentados os olhos ópticos para os formatos (a) PolMux-BPSK, (b) PolMux-QPSK e (c) PolMux-16QAM. Como os sinais multiplexados em polarização são a combinação dos sinais em polarização única, os olhos ópticos deles apresentam mais transições (e no caso do PolMux-16QAM, mais amplitudes) que os olhos ópticos dos sinais não multiplexados em polarização.

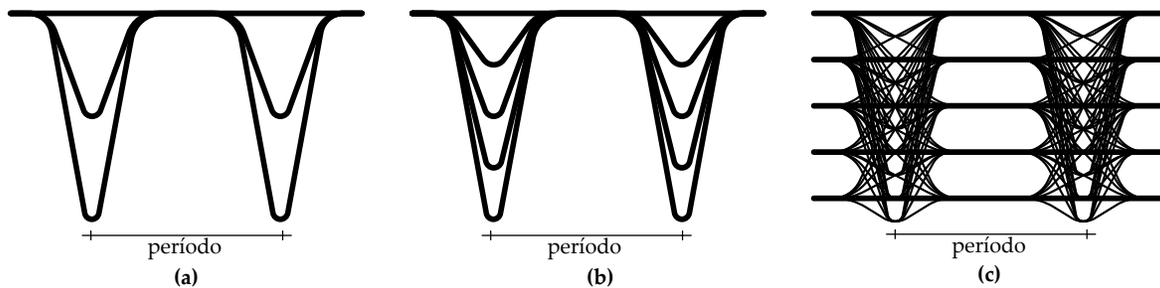


Figura 11 – Olhos de potência ópticos para: (a) PolMux-BPSK, (b) PolMux-QPSK e (c) PolMux-16QAM.

2.1.2.5 FORMATOS DE PULSOS

O modulador Mach-Zehnder pode ser utilizado com a função de formatar pulsos (*pulse carving*), ou seja, a conversão de um sinal com formato de pulso “não-retorna-a-zero” (NRZ – *non-return-to-zero*) para um sinal com formato de pulso “retorna-a-zero” (RZ). O formato de pulso RZ é amplamente utilizado em conjunto com diversos formatos

de modulação pois este tipo de formato de pulso é menos sensível a certos tipos de imperfeições ao longo da transmissão [21].

Tipicamente, três formatos de pulso diferentes podem ser gerados com a utilização de um MZM, como mostrado na Figura 12. O formato de pulso RZ com ciclo de operação de 50% é gerado ao se alimentar a entrada elétrica do MZM com um sinal senoidal de frequência igual à taxa de símbolos e amplitude levemente menor que V_π . Para os formatos RZ com ciclo de operação de 33% e 67%, a frequência do sinal senoidal deve ser metade da taxa de símbolos e amplitude levemente menor que $2V_\pi$. Os pontos vermelhos na Figura 12 (a) indicam o ponto de operação do MZM para cada formato. A Figura 12 (b) mostra um esquema de MZM para realizar formatação do pulso e um modulador. A Figura 12 (c), a Figura 12 (d) e a Figura 12 (e) mostram os olhos ópticos para RZ 33%, RZ 50% e RZ 66%, respectivamente.

Deve-se perceber que o formato de pulso RZ com ciclo de 66%, em adição à modulação para a intensidade do sinal, também codifica uma rotação de fase de 180° a cada símbolo consecutivo transmitido. Assim, é desaconselhável o seu uso com formatos de modulação em que a informação é carregada na fase do sinal.

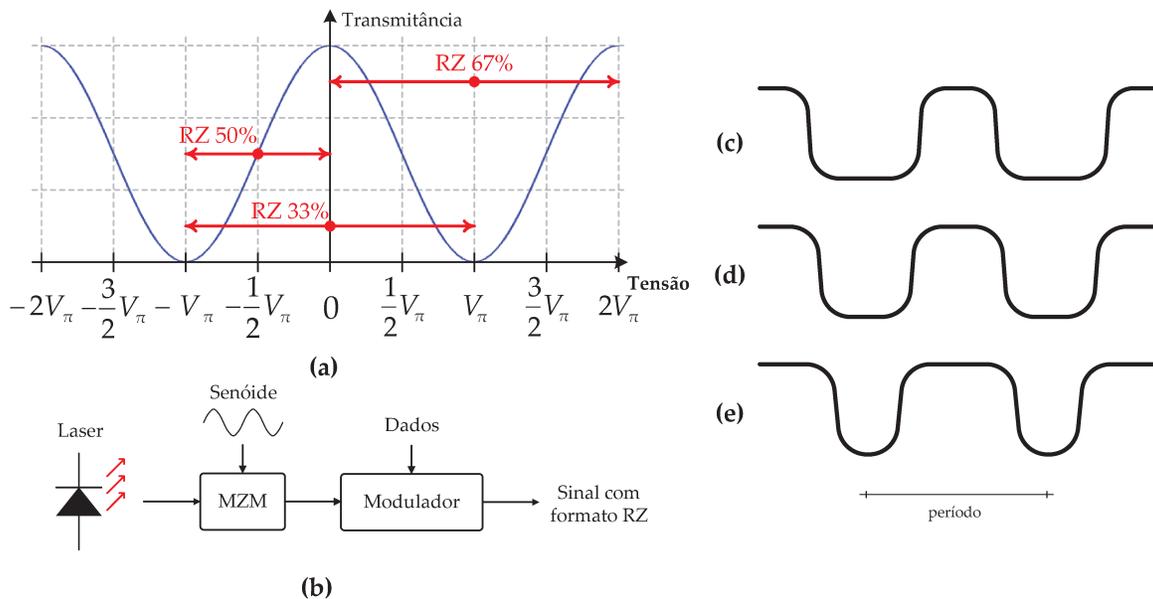


Figura 12 — Geração de sinais RZ: (a) curva de transmitância (azul), tensão de operação (círculo vermelho) e de pico a pico (setas). (b) Geração. (c) diagrama de olho para RZ 33%. (d) diagrama de olho para RZ 50%. (e) diagrama de olho para RZ 66%.

2.2 RECEPTOR COERENTE

Após a mensagem percorrer o canal através de uma portadora óptica, o sinal deve ser reconvertido em sinal elétrico para poder ser entendido em seu destino. Com isto, o receptor óptico é, basicamente, um conjunto de fotodetectores que convertem o sinal óptico em sinal elétrico.

A detecção coerente de um sinal implica no batimento entre duas ondas, que representam, em receptores ópticos, o sinal óptico recebido e o sinal de um laser oscilador local. Neste tipo de detecção, é possível se recuperar todos os parâmetros da onda óptica recebida na forma de ondas elétricas: a amplitude, a fase e o estado de polarização. Há três categorias de recepção coerente quanto à fase do sinal óptico: homódino, heteródino e intradino. Em um receptor homódino, o LO opera na mesma frequência central que o sinal recebido, possuindo, teoricamente, diferença de fase nula. Entretanto, a realização prática para o travamento de fase e frequência nesse tipo de receptor é complicada e de alto custo, embora possua melhor desempenho. No receptor heteródino, o LO opera em uma frequência distinta da frequência central do sinal recebido, com a diferença entre as frequências sendo de, pelo menos, duas vezes a banda ocupada pelo sinal mensagem em banda básica. Neste tipo de recepção a sensibilidade é inferior ao caso anterior, tendo também como desvantagem a necessidade de componentes elétricos com pelo menos o dobro da banda dos utilizados para recepção homódina.

Devido aos avanços em processamento digital de sinais, um terceiro tipo de recepção coerente se fez possível. Para contornar os problemas relativos aos dois tipos de recepção anteriores, o LO opera a uma frequência próxima à do sinal recebido, mas não necessariamente igual, deixando a compensação da diferença de frequência entre o LO e o sinal à cargo de algoritmos de processamento digital de sinais. Este tipo de recepção coerente é conhecido na literatura como recepção intradina.

Nesta seção, os componentes para a realização da recepção do sinal óptico de forma coerente intradina serão apresentados.

2.2.1 FOTODETECTOR

Um fotodetector é um dispositivo opto-eletrônico que converte a intensidade do sinal óptico recebido em corrente elétrica. A equação a seguir demonstra, de forma simplificada, seu funcionamento [3]:

$$I_{saída}(t) = RP_{entrada}(t), \quad (2.9)$$

em que, $I_{saída}(t)$ é a corrente elétrica (A) na saída do fotodetector, $P_{entrada}(t)$ é a potência (W) do sinal óptico na entrada do fotodetector e R é a responsividade do fotodetector (A/W).

2.2.2 HÍBRIDA DE 90° 2×4

A híbrida de 90° 2×4 é um componente chave em receptores ópticos para formatos de modulação de altas ordens, pois permite a detecção das componentes de fase e quadratura de um sinal óptico. Ela pode ser usada em receptores coerentes para fazer superposição da luz do sinal com a luz do oscilador local, como também para fazer a conversão da informação presente na diferença de fase em informação de intensidade em receptores de detecção direta. Os dois sinais de entrada da híbrida são definidos como:

$$E_{ent}(t,1) = |E_{ent}(t,1)|e^{j\phi(t,1)}, \quad (2.10)$$

$$E_{ent}(t,2) = |E_{ent}(t,2)|e^{j\phi(t,2)}, \quad (2.11)$$

nas quais, $|E_{ent}(t,1)|$ e $|E_{ent}(t,2)|$ indicam os módulos dos campos elétricos nas entradas da híbrida e $\phi(t,1)$ e $\phi(t,2)$ indicam as fases desses campos elétricos. As potências de saída $|P_{saída}(t,n)|$ seguintes são desejadas nas quatro saídas da híbrida ($n = 0, 1, 2, 3$), para permitir a detecção das componentes fase e quadratura:

$$P_{saída}(t,n) = \frac{1}{4}|E_{ent}(t,1)|^2 + \frac{1}{4}|E_{ent}(t,2)|^2 + \frac{1}{2}|E_{ent}(t,1)||E_{ent}(t,2)|\cos\left(\phi(t,1) - \phi(t,2) - \frac{\pi}{2}n + \psi\right). \quad (2.12)$$

Em (2.12), considera-se o desvio de fase ψ arbitrário, devido ao fato das fases iniciais do sinal de entrada também serem arbitrárias. Pode ser observado que os termos de batimento de dois sinais adjacentes estão em quadratura e as outras duas saídas restantes podem ser utilizadas para fazer detecção balanceada. Deste modo, se em uma entrada da híbrida temos o sinal recebido $E_{ent}(t,1) = E_{Sinal}(t)$ e na outra o oscilador local $E_{ent}(t,2) = E_{LO}(t)$, e fazendo-se $\phi(t) = \phi(t,1) - \phi(t,2)$, então:

$$I_0(t) = P_{saída}(t,0) - P_{saída}(t,2) = |E_{Sinal}(t)| |E_{LO}(t)| \cos(\phi(t) + \psi), \quad (2.13)$$

$$I_1(t) = P_{saída}(t,1) - P_{saída}(t,3) = |E_{Sinal}(t)| |E_{LO}(t)| \sin(\phi(t) + \psi). \quad (2.14)$$

Assim, é possível se recuperar as componentes em fase e quadratura do sinal óptico. Existem diferentes implementações físicas para a híbrida de 90° 2×4 . A Figura 13 mostra uma implementação econômica bastante utilizada em receptores ópticos comerciais. Tal implementação utiliza quatro acopladores 3 dB (2×2) e um atrasador de fase de 90° . A função de transferência da híbrida será dada por:

$$\begin{bmatrix} E_{saída}(t,0) \\ E_{saída}(t,1) \\ E_{saída}(t,2) \\ E_{saída}(t,3) \end{bmatrix} = \frac{e^{j\psi}}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & j \\ 1 & -1 \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_S(t) \\ E_{LO}(t) \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

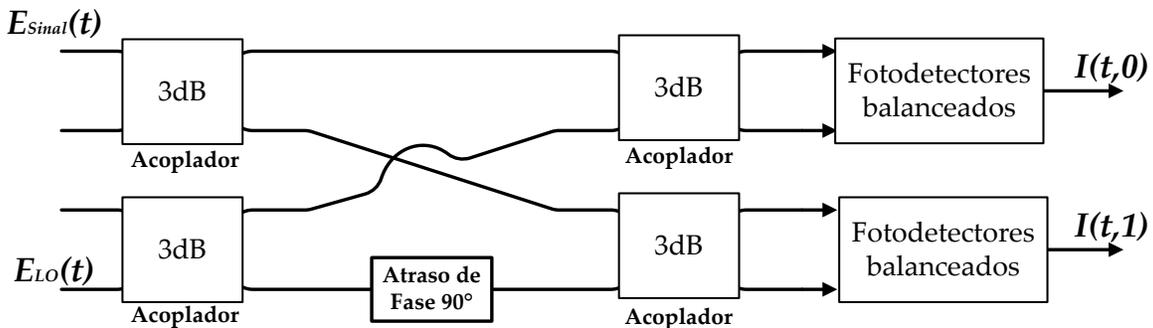


Figura 13 - Receptor óptico coerente.

2.2.3 RECEPTOR COERENTE COM DIVERSIDADE DE POLARIZAÇÃO

Para realizar a recepção coerente de um sinal com diversidade de polarização, é necessário se receber de forma separada a informação presente nas componentes de

polarização ortogonais X e Y. Após a separação, o sinal pode ser tratado de forma digital para compensação dos efeitos dispersivos causados ao longo da transmissão pela fibra óptica.

Faz-se necessário o uso de um PBS, um componente óptico passivo que separa componentes ortogonais de polarização e que já foi comentado previamente na Seção 2.1.2.4. Acoplando-se adequadamente dois PBSs às duas híbridas de 90° 2×4 com fotodetecção balanceada, tem-se o receptor coerente com diversidade de polarização e fase. O sinal óptico recebido tem suas componentes de polarização ortogonais separadas, como ilustrado na Figura 14, as quais sofrem batimento com as componentes de polarização paralelas oriundas do laser LO nas híbridas de 90° . Estes sinais passam por fotodetectores balanceados, formando o sinal elétrico da mesma forma que no receptor coerente para apenas uma polarização. Os sinais elétricos são, então, amostrados por conversores analógico-digitais (ADC – *analog-to-digital converter*) de alta velocidade, com a informação resultante sendo processada digitalmente para recuperação da informação presente no sinal óptico. Na Figura 14 está representado o esquema de um receptor coerente com diversidade de polarização.

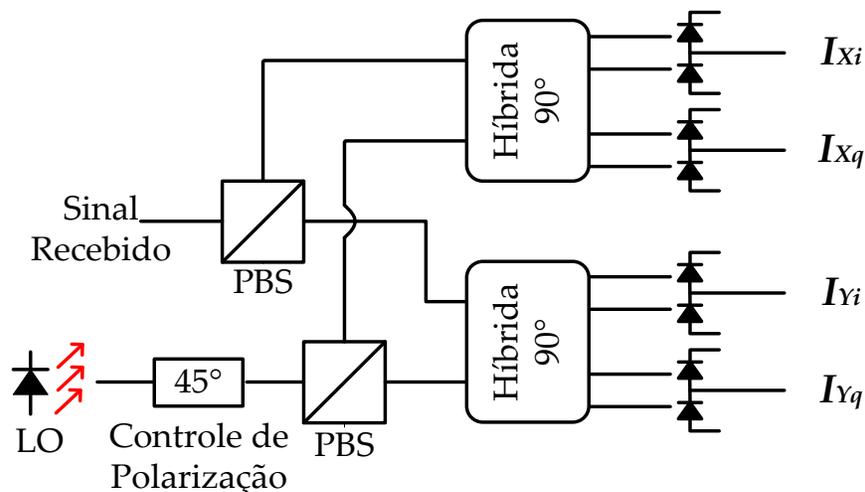


Figura 14 – Receptor coerente com diversidade de polarização.

2.3 PROPAGAÇÃO NO CANAL FIBRA ÓPTICA

Idealmente, o sinal recebido no receptor deveria ser idêntico ao sinal transmitido após o modulador. Entretanto, antes de chegar ao seu destino, o sinal transmitido se propaga por um meio que é a fibra óptica. A fibra insere no sinal efeitos dispersivos, efeitos atenuantes e efeitos não-lineares. Nesta seção apresentaremos os efeitos lineares dispersivos que afetam o sinal ao longo de sua propagação na fibra óptica.

Dispersão é o nome dado a qualquer efeito no qual diferentes componentes do sinal transmitido viajam através da fibra com diferentes velocidades, chegando ao receptor em instantes de tempo diferentes. Em fibras ópticas, os principais efeitos dispersivos são a dispersão cromática (CD) e a dispersão de modos de polarização (PMD) [3], [24].

2.3.1 DISPERSÃO CROMÁTICA (CD)

A dispersão cromática ocorre quando diferentes componentes espectrais de um pulso viajam a diferentes velocidades. A CD é mais significativa em fibras monomodo. Em fibras multimodo, a dispersão intermodal é dominante.

A primeira contribuição para a CD é devida à dependência do índice de refração da sílica com a frequência. Assim, diferentes componentes de frequência viajam a diferentes velocidades na sílica. Essa componente da CD é denominada dispersão material [3]. A segunda contribuição para a CD é o fato da luz se propagar parcialmente pela casca da fibra, além do núcleo. O valor do índice efetivo entre essas duas regiões depende da proporção de potência que está contida na casca e no núcleo. A distribuição de potência de um modo entre o núcleo e a casca é função do comprimento de onda. Assim, mesmo na ausência de dispersão material, se o comprimento de onda muda, essa distribuição muda, causando a mudança do índice efetivo e da constante de propagação. Essa componente da CD é chamada dispersão de guia de onda [3].

Considerando uma fibra monomodo de comprimento L , uma componente espectral específica de frequência ω deve chegar ao final da fibra após sofrer um atraso de tempo $T = L/v_g$, onde v_g é a velocidade de grupo, definida como: β

$$v_g = (d\beta/d\omega)^{-1}. \quad (2.16)$$

Usando-se a constante de propagação $\beta = \bar{n}\omega/c$, em que ω é a frequência angular da luz, c é a velocidade da luz e \bar{n} é o índice de refração do núcleo. É possível se demonstrar que $\beta = c/\bar{n}_g$, em que \bar{n}_g é o índice de refração de grupo, dado por:

$$\bar{n}_g = \bar{n} + \omega(d\bar{n}/d\omega). \quad (2.17)$$

A dependência em relação à frequência da velocidade de grupo leva à um alargamento temporal do pulso, simplesmente por que diferentes componentes espectrais do pulso não chegam simultaneamente na saída da fibra. Se $\Delta\omega$ é a largura espectral do pulso, então o alargamento temporal do pulso em uma fibra de tamanho L é dada por:

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega. \quad (2.18)$$

O parâmetro β_2 é chamado de parâmetro de dispersão de velocidade de grupo. Este determina o quanto um pulso óptico se alarga na propagação através de uma fibra. A equação anterior pode ser reescrita como

$$\Delta T = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\lambda = DL\Delta\lambda, \quad (2.19)$$

em que

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2, \quad (2.20)$$

e D é chamado de parâmetro de dispersão cromática (ps/nm.km). O parâmetro D também pode ser escrito como:

$$D = D_M + D_W, \quad (2.21)$$

em que D_M é a dispersão material e D_W é a dispersão do guia de onda. Sabe-se que, para fibras de pura sílica, D_M cresce monotonamente com o crescimento do comprimento de onda e é nulo para $\lambda = 1,276 \mu\text{m}$. Por outro lado D_W decresce monotonamente com λ e é sempre negativo. A dispersão cromática total D é nula em torno de $\lambda = 1,31 \mu\text{m}$.

2.3.1.1 DISPERSÃO CROMÁTICA DE ORDEM ELEVADA

Os efeitos dispersivos não somem completamente em $\lambda = \lambda_{ZD}$ (comprimento de onda em que a dispersão é nula). Os pulsos ópticos continuam se alargando por causa de efeitos dispersivos de ordem elevada. Pode-se entender esse efeito notando que D não pode ser nulo em todo comprimento de onda dentro de um espectro centrado em λ_{ZD} . Os efeitos dispersivos de ordem elevada são governados pelo declive de dispersão $S = dD/d\lambda$. O parâmetro S é também chamado de parâmetro de dispersão diferencial.

$$S = \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2} \right)^2 \beta_3 + \left(\frac{4\pi c}{\lambda^3} \right) \beta_2, \quad (2.22)$$

em que β_3 é o parâmetro de dispersão cromática de terceira ordem e é definido como:

$$\beta_3 = d\beta_2/d\omega = d^3\beta/d\omega^3. \quad (2.23)$$

2.3.1.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

A luz se propaga através da fibra de acordo com a equação de Schrödinger [10]. A equação de Schrödinger considera tanto efeitos lineares quanto efeitos não lineares na transmissão. Do ponto de vista de função de transferência, a parte linear da propagação através da fibra pode ser modelada através de um filtro passa-tudo $G(\omega)$ [10], [11]:

$$G(\omega) = \exp\left(-jD \frac{\lambda^2 \omega^2}{4\pi c} L + jS \frac{\lambda^4 \omega^3}{24\pi^2 c^2} L \right). \quad (2.24)$$

Nesta equação, o termo em ω^2 diz respeito à dispersão cromática de segunda ordem e o termo em ω^3 diz respeito à dispersão cromática de terceira ordem.

2.3.2 DISPERSÃO DE MODOS DE POLARIZAÇÃO (PMD)

A PMD aparece devido aos núcleos das fibras não serem perfeitamente circulares, criando o fenômeno da birrefringência [3], [24]. Assim, velocidade de grupo do sinal é dependente da polarização do sinal, ocasionando polarizações diferentes viajarem à diferentes velocidades de grupo. A distribuição da energia do sinal através de diferentes estados de polarização varia lentamente com o tempo, num dado ponto da fibra. Uma das causas de variação dos estados de polarização é a variação na temperatura ambiente. Isto faz com que as penalidades devido à PMD variem com o tempo. Além da própria fibra, a PMD pode aparecer a partir de componentes ópticos individuais usados em uma rede óptica. A média temporal do atraso entre dois estados de polarização em um enlace obedecem à relação [3]:

$$\langle \Delta T \rangle = D_{PMD} \sqrt{L}, \quad (2.25)$$

em que $\langle \Delta T \rangle$ é chamado de atraso diferencial de grupo (DGD – *differential group delay*) e D_{PMD} é o parâmetro de PMD ($\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$). Este parâmetro varia tipicamente entre 0,5 e $2 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$, entretanto, fibras novas podem ter PMD tão baixa quanto $0,1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$.

Os estados de polarização variam lentamente com o tempo, então, a DGD pode ser entendida como uma variável aleatória, comumente assumida a ter função de densidade de probabilidade maxwelliana, o que significa que o quadrado da DGD pode ser modelado por uma distribuição exponencial. Os efeitos lineares na polarização sofridos pelo sinal óptico ao se propagar pela fibra podem ser representados usando o formalismo de Jones. Para se compensar o efeito da PMD de forma digital, deve-se estimar a matriz inversa de Jones para a fibra e seguir sua evolução no tempo. Segundo o formalismo de Jones, o campo elétrico recebido na saída de uma fibra é dado por [10]:

$$\begin{pmatrix} E_{rec,X} \\ E_{rec,Y} \end{pmatrix} = J \begin{pmatrix} E_{env,X} \\ E_{env,Y} \end{pmatrix}, \quad (2.26)$$

em que $E_{rec,X}$ é o campo elétrico do sinal recebido na polarização X, $E_{rec,Y}$ é o campo elétrico do sinal recebido na polarização Y, $E_{env,X}$ é o campo elétrico do sinal enviado na polarização X, $E_{env,Y}$ é o campo elétrico do sinal enviado na polarização Y e J é uma matriz 2×2 dada por:

$$J = \begin{pmatrix} H_{XX} & H_{XY} \\ H_{YX} & H_{YY} \end{pmatrix}. \quad (2.27)$$

Nesta equação H_{XX} é a influência da polarização X de entrada na polarização X de saída, H_{XY} é a influência da polarização X de entrada na polarização Y de saída, H_{YX} é a influência da polarização Y de entrada na polarização X de saída e H_{YY} é a influência da polarização Y de entrada na polarização Y de saída. Existem alguns estudos sobre como se modelar a matriz de Jones para PMD em fibras monomodo [25], [26].

Uma vez que foram apresentados os conceitos básicos do transmissor, do receptor e do canal óptico, bem como a forma de gerar os diferentes tipos de formatos de modulação, o próximo capítulo introduzirá os principais algoritmos para o processamento digital de sinais provenientes de detecção coerente, suas implementações e os efeitos físicos que eles se propõem a compensar ou estimar.

3

ALGORITMOS DE EQUALIZAÇÃO DIGITAL

UMA vez que, na recepção coerente intradina, a frequência de operação do oscilador local pode ser levemente diferente da frequência central do sinal recebido, há a necessidade de se alcançar, de alguma maneira, a coerência no sinal demodulado. Esta coerência é possível ao se corrigir digitalmente a diferença de frequência entre o oscilador local e o sinal. A principal vantagem da recepção coerente é que todas as características do sinal óptico são passadas para o domínio elétrico, permitindo, assim, que o sinal seja tratado no domínio digital. Ao se tratar o sinal no domínio digital, é possível se utilizar algoritmos de processamento digital de sinais para se alcançar a coerência, corrigindo a diferença de frequência e compensando o ruídos de fase. Além disso, com a utilização dos algoritmos de processamento digital de sinais, também é possível se compensar os efeitos dispersivos impostos pela transmissão através da fibra óptica (CD e PMD), bem como realizar a sincronização temporal do sinal recebido [10], [11].

Neste capítulo, os algoritmos básicos utilizados no processamento digital de sinais provenientes de recepção coerente intradina de alta velocidade, considerando multiplexação de polarização, serão apresentados.

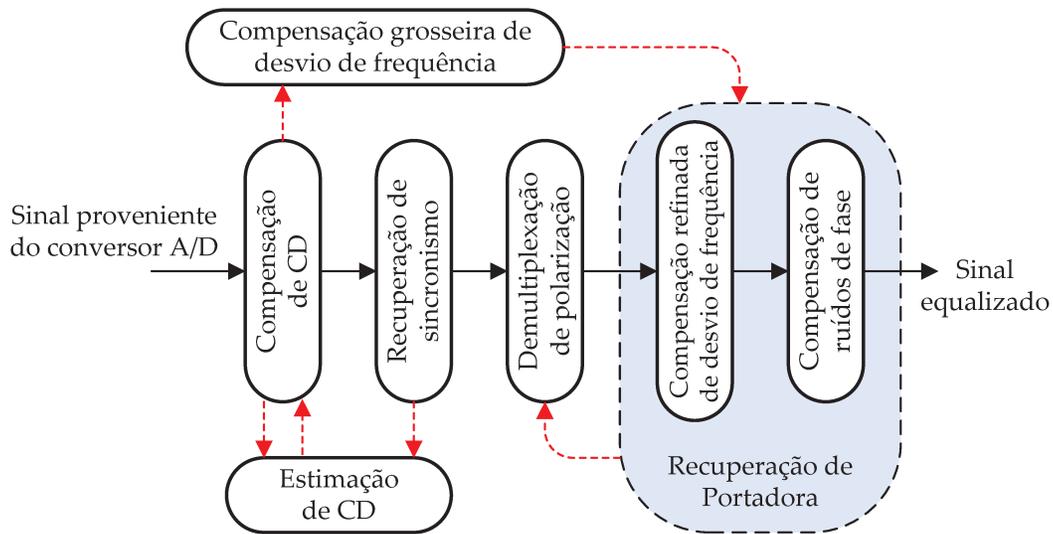


Figura 15 — Sequência de algoritmos para equalização digital dos sinais de um sistema coerente com diversidade de polarização e fase.

A estrutura de processamento digital utilizada para realizar a equalização de sinais ópticos multiplexados em polarização está representada na Figura 15. Neste esquema, cada bloco representa um algoritmo descrito através de sua principal funcionalidade.

O bloco “compensação de CD” realiza a compensação da dispersão cromática acumulada ao longo da transmissão do sinal através da fibra óptica, utilizando, para isso, um filtro equalizador estático. Duas implementações diferentes para o equalizador estático estão disponíveis na literatura, em que uma utiliza o domínio do tempo [10], [11] e a outra utiliza o domínio da frequência [27].

O bloco “recuperação de sincronismo” é utilizado para sincronizar o sinal recebido, interpolando-o para, exatamente, 2 amostras por símbolo. Este bloco dá suporte para possíveis erros de relógio e desvios de temporização, tendo assim em sua saída o sinal com seu instante de decisão otimizado. Embora existam vários métodos para se implementar a funcionalidade de recuperação de sincronismo, o algoritmo apresentado por Gardner [28] é o que melhor atende às necessidades do sinal óptico.

O bloco “demultiplexação de polarização” é responsável pela recuperação da informação presente nos eixos de polarização, que estão misturadas devido à PMD e às rotações de polarizações sofridas ao longo da transmissão na fibra óptica. Para isto, este bloco realiza uma equalização dinâmica, com múltiplas entradas e múltiplas saídas

(MIMO – *multiple input, multiple output*), capaz, também, de acompanhar possíveis variações no estado do canal. Os algoritmos normalmente utilizados neste bloco são o algoritmo do módulo constante (CMA – *constant modulus algorithm*) [10],[11], o equalizador direcionado à decisão radial (RDE – *radially directed equalizer*) [11],[29] e o algoritmo de mínima média quadrática direcionado à decisão (DD-LMS – *decision directed least mean square*) [30]. Estes algoritmos tentam estimar a matriz inversa de Jones do canal (Seção 2.3.2) por meio da minimização de uma função custo, utilizando filtros de resposta ao impulso finita (FIR – *finite impulse response*).

Os blocos “compensação fina de desvio de frequência” e “compensação de ruídos de fase” realizam as funções de recuperação de portadora ao estimar e compensar os desvios de frequência entre o oscilador local e o sinal, e estimar e compensar o ruído de fase, respectivamente. A estimação de desvio de frequência pode ser realizada tanto no domínio do tempo [12],[13], quanto no domínio da frequência [14]. Já a compensação do ruído de fase é realizada apenas no domínio do tempo [11]. A estimação de fase pode ser realizada utilizando o algoritmo proposto por Viterbi-Viterbi [31] ou um equalizador dinâmico direcionado à decisão, com função custo dependente apenas da fase do sinal [32]. Nesse caso, a compensação de fase é realizada de forma semelhante à compensação do desvio em frequência.

Paralelamente a estes blocos, o bloco de “estimação de CD” é um bloco que executa uma rotina de busca pelo melhor valor de dispersão cromática a se compensar. Para realizar esta busca, este bloco recebe sinais de outros blocos e, por meio de uma função custo, é capaz de determinar qual a dispersão cromática presente em um sinal recebido, sem a necessidade de conhecimento prévio do canal [33].

Por fim, o bloco “estimação grosseira de desvio de frequência” utiliza o dado para estimar de forma grosseira o desvio de frequência entre o oscilador local e o sinal [16]–[19], [34]–[36]. O propósito desta estimativa grosseira é ampliar os limites de estimação de desvio de frequência de modo que os parâmetros necessário, definidos pelo OIF, sejam atendidos [15].

A seguir, serão detalhados os passos para equalização do sinal recebido utilizando a estrutura apresentada. Os blocos de estimação e compensação do desvio de frequência, por ser o foco principal desta dissertação, serão abordados no capítulo seguinte.

3.1 COMPENSAÇÃO DE DISPERSÃO CROMÁTICA

Como visto anteriormente na Seção 2.3.1, a dispersão cromática é um efeito linear que ocorre devido às diferentes componentes espectrais viajarem em diferentes velocidades através de uma fibra óptica [3]. Isto significa que os símbolos transmitidos podem se alargar, causando a interferência intersimbólica e por sua vez dificultando a interpretação do sinal recebido, limitando as distâncias de transmissão sem a utilização de regeneradores. Assim, faz-se necessário realizar a compensação da dispersão cromática.

Na camada física, a compensação pode ser realizada por meio do uso de fibras compensadoras de dispersão ou de fibras dotadas de grades de Bragg, capazes de gerar dispersões cromáticas negativas [3]. Entretanto, além do alto custo dos componentes ópticos, estes métodos de compensação estão atrelados a grandes perdas de potência óptica, o que requer mais amplificadores ópticos, e são susceptíveis a não-linearidades. Para contornar estes problemas, a compensação de CD de forma digital pode trazer benefícios para todo o sistema de comunicações ópticas, mesmo aumentando a complexidade do receptor [11].

Como a dispersão cromática é um efeito linear que varia pouco com o tempo, um equalizador estático é suficiente para realizar a compensação de tal efeito. Como visto na Seção 2.3.1.2, existe uma função de transferência relativa à CD que relaciona a entrada e a saída da fibra óptica no domínio da frequência. Como o efeito do declive de dispersão cromática é muito pequeno ao se considerar o espectro recebido e para reduzir o custo computacional do cálculo dos parâmetros do filtro, considera-se a função de transferência simplificada [10]:

$$G(\omega) = \exp\left(-jD \frac{\lambda^2 \omega^2}{4\pi c} L\right). \quad (3.1)$$

Para se realizar a compensação de CD, basta se utilizar um filtro do tipo passa tudo $G^{-1}(\omega) = 1/G(\omega)$. Nesta seção, duas implementações deste filtro serão apresentadas, o equalizador no domínio do tempo (TDE – *time domain equalizer*) [10],[11] e o equalizador no domínio da frequência (FDE – *frequency domain equalizer*) [27].

3.1.1 EQUALIZAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO (TDE)

Para a equalização no domínio do tempo, deve-se calcular a transformada inversa de Fourier da função de transferência $G^{-1}(\omega)$. Assim:

$$G^{-1}(\omega) = \frac{1}{G(\omega)} = \exp\left(jD \frac{\lambda^2 \omega^2}{4\pi c} L\right), \quad (3.2)$$

$$\tilde{g}(t) = \text{Fourier}^{-1}(G^{-1}(\omega)) = \sqrt{j \frac{c}{D\lambda^2 L}} \exp\left(-j \frac{\pi c}{D\lambda^2 L} t^2\right). \quad (3.3)$$

A compensação de CD é alcançada ao se aplicar a convolução entre $\tilde{g}(t)$ e o sinal recebido. Entretanto, como a função $\tilde{g}(t)$ é infinita e não causal, é necessário se truncar a resposta ao impulso para uma duração finita, possibilitando, assim, a digitalização.

Sendo T_A o período de amostragem, a sobreposição ocorrerá em frequências superiores à frequência de Nyquist, dada por $\omega_n = \pi/T_A$ e a resposta ao impulso pode ser considerada como um vetor, em rotação, com frequência dada por [10],[11]:

$$\omega = \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\pi c t^2}{D\lambda^2 L} \right) = \frac{2\pi c t}{D\lambda^2 L}. \quad (3.4)$$

Quando a magnitude de ω for maior que frequência de Nyquist, ω_n , ocorrerá sobreposição. Portanto, para se evitar este efeito, deve-se garantir que:

$$-\frac{|D|\lambda^2 L}{2cT_A^2} \leq t \leq \frac{|D|\lambda^2 L}{2cT_A^2}. \quad (3.5)$$

Assim, o TDE pode ser implementado por um filtro FIR. Este filtro não é recursivo, podendo ser realizado utilizando uma linha de atraso discreta. Os coeficientes a_k do filtro são calculados por:

$$a_k = \sqrt{\frac{jcT_A^2}{D\lambda^2L}} \exp\left(-j\frac{\pi cT_A^2}{D\lambda^2L}k^2\right). \quad (3.6)$$

Em (3.6), os valores possíveis de k são dados por:

$$-\left\lfloor \frac{N_{TDE}}{2} \right\rfloor \leq k \leq \left\lfloor \frac{N_{TDE}}{2} \right\rfloor, \quad (3.7)$$

em que $\lfloor \cdot \rfloor$ é a função parte inteira (ou chão) e N_{TDE} é a ordem do filtro, definida por:

$$N_{TDE} = 2 \left\lfloor \frac{|D\lambda^2L|}{2cT_A^2} \right\rfloor + 1. \quad (3.8)$$

Os coeficientes a_k são a base para a compensação de dispersão cromática utilizando um filtro FIR. Como este filtro se trata de uma aproximação truncada de uma função, o filtro corrigirá um valor de dispersão constante no trecho de frequência limitado por:

$$-\frac{1}{2T_A} \leq f \leq \frac{1}{2T_A}. \quad (3.9)$$

Uma das principais desvantagens deste método é o fato de que, quanto menor for a dispersão cromática presente, menor será a ordem do filtro utilizado, e, por consequência, pior a precisão da compensação, degradando o sinal na saída. Outra desvantagem é a de que, para paralelizar este método, o aumento de complexidade seria proporcional ao grau de paralelização, deixando o sistema muito custoso computacionalmente. A seguir, será demonstrada a equalização no domínio da frequência, que possui ordem fixa, o que reduz as penalidades no caso de dispersão cromática muito pequena e permite a paralelização de forma mais simples.

3.1.2 EQUALIZAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA (FDE)

Para realizar a compensação de dispersão cromática utilizando a equalização no domínio da frequência, deve-se levar o sinal para o domínio da frequência por meio de uma transformada de Fourier, multiplicar o sinal pela função de transferência inversa da CD e, então, transformar a resultante de volta para o domínio do tempo. Na Figura 16, está mostrado o esquema do FDE.

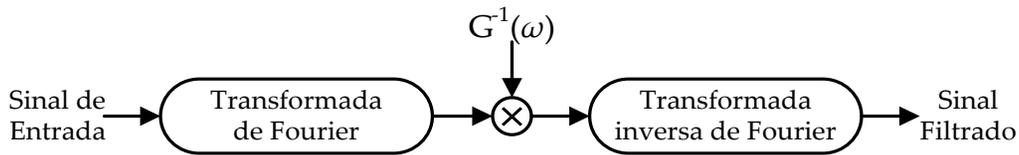


Figura 16 – Diagrama funcional do algoritmo FDE.

Entretanto, como se está no domínio digital, tanto o sinal de entrada quanto o cálculo da transformada e os coeficientes do filtro devem estar digitalizados. Para isto, emprega-se como funções de transformação direta e inversa, os algoritmos de transformada rápida de Fourier (FFT – *fast Fourier transform*) e transformada inversa rápida de Fourier (IFFT – *fast Fourier transform*), respectivamente. Os coeficientes do filtro digitalizado são calculados por:

$$G^{-1}_d(f) = \exp\left(j \frac{\pi c L D f^2}{f_c^2}\right), \quad (3.10)$$

em que f_c é a frequência central do sinal óptico recebido. A frequência f deve estar limitada conforme:

$$-\frac{F_A}{2} \leq f \leq \frac{F_A}{2}, \quad (3.11)$$

em que $F_A = 1/T_A$ é a frequência de amostragem do ADC.

Além da digitalização do sistema, para a paralelização do algoritmo, faz-se necessário se utilizar um método de sobreposição [37] para que o sinal possa ser propriamente tratado bloco a bloco. No método de sobreposição, o sinal de entrada é separado em blocos sobrepostos de tamanho N_c e tamanho de sobreposição N_E . A cada

bloco, aplica-se a FFT, de modo que, a seguir, o sinal seja multiplicado pelos coeficientes calculados usando a função de transferência (3.10). Posteriormente, cada bloco passa por uma IFFT, tendo as N_E amostras de cada lado do bloco descartadas, restando N_0 amostras sem interferência intrabloco. Essas N_0 amostras sem interferência são concatenadas na saída do compensador de CD, formando o sinal equalizado.

Na Figura 17, ilustra-se esse processo de divisão do sinal amostrado no domínio do tempo, conversão para o domínio da frequência, compensação da CD por meio do método FDE e reconversão para o domínio do tempo, considerando a eliminação da sobreposição entre os blocos. No caso apresentado, os tamanhos dos blocos são $N_C = 16$, $N_E = 2$ e $N_0 = N_C - 2N_E = 8$.

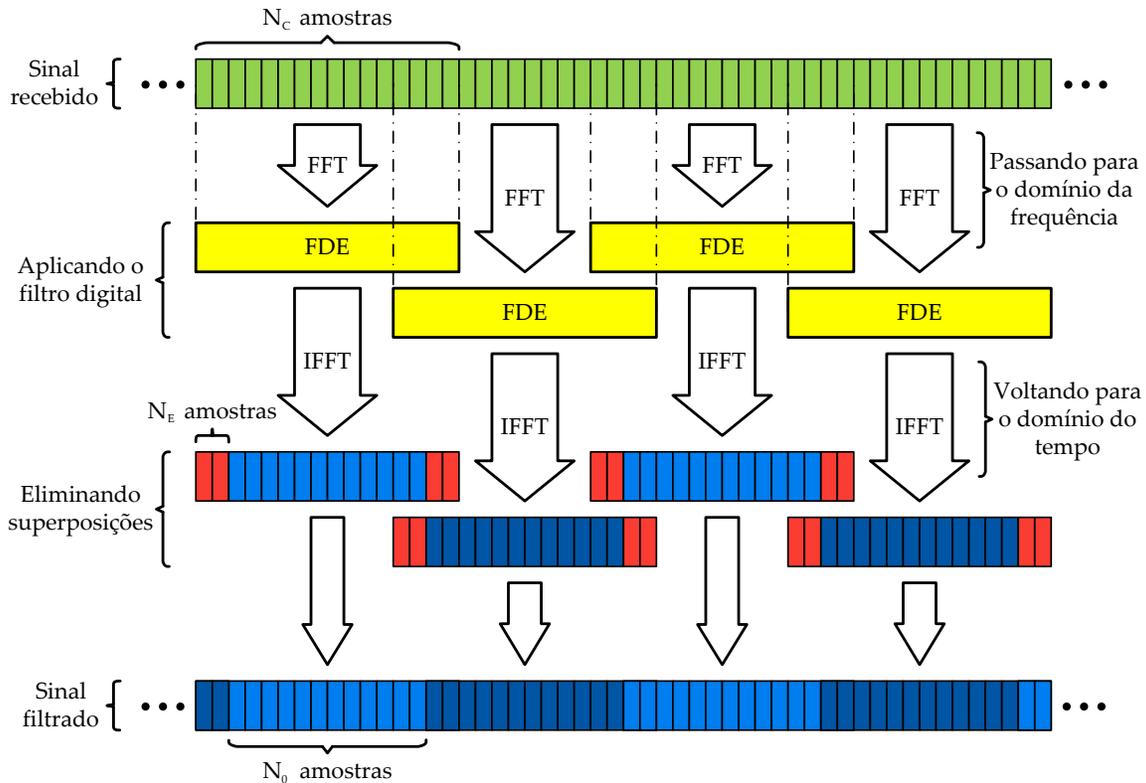


Figura 17 – Representação gráfica do processamento do algoritmo FDE.

Diferentemente do método TDE, este método apresenta bom desempenho para valores baixos de dispersão cromática. Isto se deve ao fato de que a quantidade de coeficientes no filtro de equalização é fixa e não variável.

3.2 SINCRONIZAÇÃO DE SÍMBOLO

Em sistemas de comunicações, a sincronização entre a taxa de amostragem e a taxa de símbolo do sinal recebido é necessária para uma correta assimilação da informação transmitida [11]. O principal objetivo da sincronização de símbolo é determinar, com a maior precisão possível, o início e o fim de cada símbolo recebido, assim, determinando o instante ideal de decisão. Tanto a fase (temporização) quanto a frequência (relógio) devem ser recuperadas para uma detecção adequada do sinal.

Algumas soluções de sincronização presentes na literatura utilizam algoritmos auxiliados por dados (DA – *data-aided*) [38], os quais envolvem a transmissão de um sinal de relógio ou uma sequência de bits pré-determinada (sequência de treinamento). Entretanto, tais soluções exigem potência ou taxas de transmissões mais elevadas, o que pode penalizar a transmissão ou estar padronizado a uma taxa menor. Existem também soluções com algoritmos não auxiliados por dados (NDA – *non-data-aided*). Os algoritmos NDA extraem apenas a informação de temporização presente no próprio sinal, mas, por este motivo, o sucesso de tais algoritmos depende diretamente da quantidade e qualidade de informação de relógio presente no sinal recebido. Fatores como a limitação de banda, interferência intersimbólica ou baixa relação sinal-ruído tendem a degradar o desempenho desses métodos.

Relativamente ao tipo de amostragem, as técnicas de sincronização de símbolo podem ser síncronas ou assíncronas. Nos métodos síncronos, o ADC trabalha em algum múltiplo inteiro da taxa de símbolos do sinal recebido e nos métodos assíncronos o relógio local é fixo e invariável em relação à taxa de símbolos, admitindo algum nível de desvios de relógio [39]. A utilização de amostragem assíncrona permite uma realização totalmente digital do sincronizador de símbolos, diminuindo os custos com ADCs controláveis, como se faz necessário na amostragem síncrona.

Na padronização dos sistemas ópticos PolMux-QPSK com taxa de informação de 100 Gb/s, existem várias taxas de transmissão permitidas, quando se leva em consideração os cabeçalhos e os códigos de correção de erro adiante (FEC – *forward error correction*). Para

este formato, as taxas mais típicas são 112 Gb/s, 128 Gb/s e 132 Gb/s. Com esta possibilidade, a utilização de amostragem assíncrona é obrigatória.

Para este tipo de amostragem, um interpolador é necessário. O interpolador é capaz de calcular valores intermediários entre amostras do sinal, sendo possível, com o devido controle, corrigir o período e o tempo inicial da amostragem [28]. Assim, poder-se-ia utilizar tanto esquemas de malha aberta quanto de malha fechada. Entretanto, os algoritmos de sincronização de símbolo em malha aberta presentes na literatura necessitam de, pelo menos, quatro amostras por símbolo [40], o que é muito difícil de alcançar para sistemas ópticos de altas taxas. O foco desta seção será um algoritmo amplamente utilizado na literatura, de malha fechada, NDA e empregando amostragem assíncrona [28].

3.2.1 MÉTODO DE SINCRONIZAÇÃO DE SÍMBOLO DE GARDNER

Em meados da década de 1980, Gardner [28] propôs um algoritmo de malha fechada que necessita apenas de duas amostras por símbolo para estimação do erro de temporização, resultando assim, em baixo esforço computacional. O esquema deste algoritmo está representado na Figura 18.

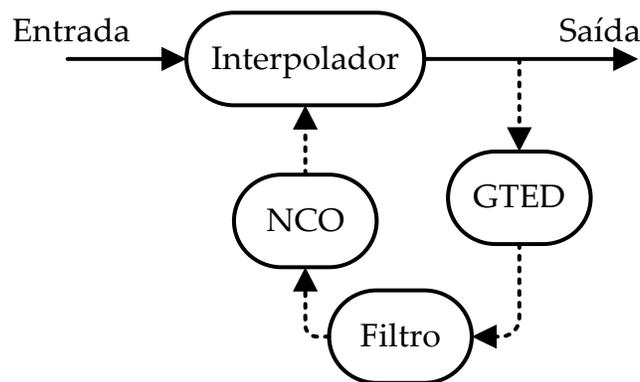


Figura 18 — Diagrama funcional do algoritmo de sincronização de símbolos de Gardner.

O algoritmo parte do princípio de que sinais PSK possuem módulo constante. Foi percebido que a potência do sinal era máxima quando o sinal estava no instante ótimo de decisão, perdendo energia nas transições entre os símbolos da constelação. O algoritmo tenta, portanto, maximizar a potência média do sinal a ser tratado. Para isto, é calculada a

derivada do sinal de saída do interpolador, procurando-se o ponto de inflexão que indica que o sinal está no máximo de potência, portanto, no instante de decisão ótimo.

Na Figura 18, o bloco do detector de erros de temporização de Gardner (GTED – *Gardner's timing error detector*), calcula a função custo

$$e_g(n) = \Re \left\{ B^*(n) \frac{dA(n)}{dn} \right\} = \Re \left\{ B^*(n) \left[B\left(n + \frac{1}{2}\right) - B\left(n - \frac{1}{2}\right) \right] \right\}, \quad (3.12)$$

em que n é o índice do sinal de saída B do interpolador, $\Re\{\}$ indica “a parte real de” e o símbolo $*$ indica o complexo conjugado. Para o sinal de erro ser causal, ajusta-se o tempo e define-se o sinal de erro de Gardner como

$$e_g(k) = \Re \left\{ B^*(k-1) [B(k) - B(k-2)] \right\}, \quad (3.13)$$

com $k = 2n$.

Devido ao fato de que as transições nem sempre ocorrem, ou seja, o símbolo recebido pode ser igual ao anterior, deve-se observar a função custo de Gardner em média. Para isto, a saída do GTED passa por um filtro do tipo passa-baixas, descrito por:

$$e_f(n) = \mu_1 e_g(n) + e_f(n-1) - \mu_1 e_f(n-1), \quad (3.14)$$

em que μ_1 é denominado passo de adaptação do filtro. A saída deste filtro, em função do erro de temporização, tem a forma de uma curva S, como mostrado na Figura 19.

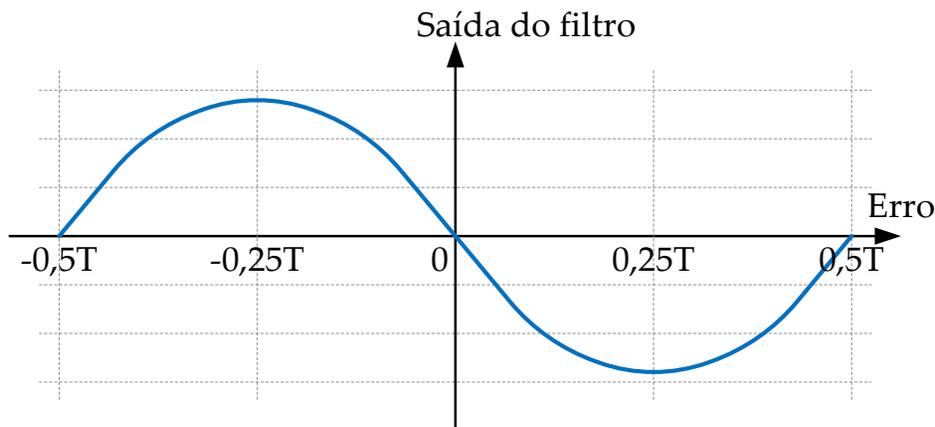


Figura 19 – Curva S para o algoritmo de Gardner.

Com a análise da Figura 19, percebe-se que, sempre que o a temporização está atrasada em até meio período de símbolo, a saída do filtro tende para um valor negativo. De forma análoga, sempre que o erro está adiantado em até meio período de símbolo, a saída do filtro tende para um valor positivo. Com isto, o oscilador controlado numericamente (NCO – *numerically controlled oscillator*), utilizado para ajustar o atraso imposto pelo interpolador, é atualizado segundo a equação:

$$t_{\text{NCO}}(n) = t_{\text{NCO}}(n-1) + \mu_2 e_f(n), \quad (3.15)$$

em que μ_2 é o ganho do laço. Quando a saída do filtro for positiva, o atraso aumentará e quando a saída do filtro for negativa, o atraso irá diminuir.

Este algoritmo foi desenvolvido para sinais PSK, entretanto, pode ter o uso estendido para sinais QAM, com penalidades. A dispersão cromática residual pode penalizar a sincronização de símbolos [41],[42], entretanto, esta penalidade pode ser utilizada a favor, na implementação de um estimador de dispersão cromática [34], que será explicado na Seção 3.5.

Uma grande vantagem deste método é a possibilidade de fácil implementação em hardware através de paralelização [43]. Várias amostras podem ser interpoladas e tratadas em paralelo, dividindo a recuperação de sincronismo em blocos. Na próxima subseção, será mais bem elucidado o funcionamento do bloco interpolador, presente no algoritmo de Gardner.

3.2.2 INTERPOLADOR

O interpolador é responsável por realizar os ajustes na temporização do sinal. Considerando o dilema entre o desempenho e a complexidade computacional, o interpolador cúbico de Lagrange [44],[45] é utilizado.

A k -ésima amostra sincronizada do interpolador é dada por

$$\begin{aligned}
 B(k) = & A(n_k - 2) \cdot \left(-\frac{1}{6} t_{NCO}^3 + \frac{1}{6} t_{NCO} \right) + A(n_k - 1) \cdot \left(\frac{1}{2} t_{NCO}^3 + \frac{1}{2} t_{NCO}^2 - t_{NCO} \right) \\
 & + A(n_k) \cdot \left(-\frac{1}{2} t_{NCO}^3 - t_{NCO}^2 + \frac{1}{2} t_{NCO} + 1 \right) + A(n_k + 1) \cdot \left(\frac{1}{6} t_{NCO}^3 + \frac{1}{2} t_{NCO}^2 + \frac{1}{3} t_{NCO} \right),
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

em que k denota o tempo de amostragem, A é o sinal de entrada, B é o sinal de saída, n_k é o ponto base que identifica o conjunto correto de amostras e t_{NCO} é o intervalo fracional que indica o conjunto correto de coeficientes do filtro.

Para realização em hardware, é possível se utilizar uma implementação baseada em estruturas de Farrow [46]. Assim, (3.16) pode ser reescrita como

$$B(k) = \left\{ \begin{array}{l} \left(-\frac{1}{6} A(n_k - 2) + \frac{1}{2} A(n_k - 1) - \frac{1}{2} A(n_k) + \frac{1}{6} A(n_k + 1) \right) t_{NCO} \\ \quad + \frac{1}{2} A(n_k - 1) - A(n_k) + \frac{1}{2} A(n_k + 1) \\ \quad + \frac{1}{6} A(n_k - 2) - A(n_k - 1) + \frac{1}{2} A(n_k) + \frac{1}{3} A(n_k + 1) \end{array} \right\} t_{NCO} + A(n_k). \tag{3.17}$$

A Figura 20 é uma representação gráfica da implementação da estrutura de Farrow para o interpolador cúbico de Lagrange, definido na equação (3.17).

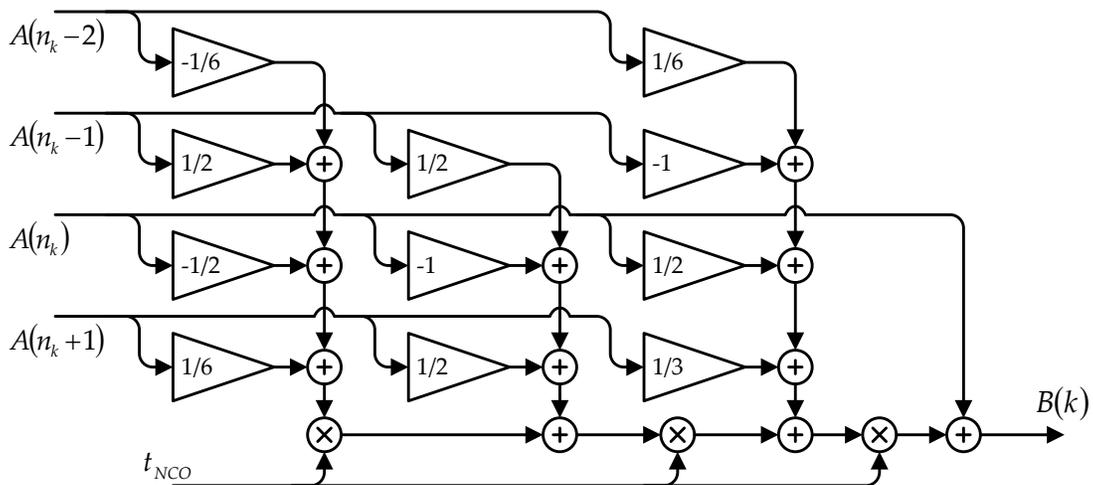


Figura 20 — Estrutura de Farrow para o interpolador cúbico de Lagrange.

3.3 DEMULTIPLEXAÇÃO DE POLARIZAÇÃO

Ao longo da transmissão através da fibra óptica, o sinal multiplexado em polarização, sofre rotações e dispersões dependentes de polarização [3],[9],[11],[24]–[26]. Tais efeitos fazem com que a informação presente em cada uma das polarizações do sinal que chega ao final da transmissão seja uma combinação da informação enviada originalmente em cada polarização pelo transmissor.

Para recuperar a informação transmitida, faz-se necessário um método que, de alguma forma, separe os sinais nas duas polarizações, compensando a interferência intersimbólica causada pela PMD. Com esses requisitos, o mais indicado é se utilizar um equalizador adaptativo, para que se possa acompanhar as variações no tempo do canal óptico. O equalizador necessita trabalhar em modo MIMO, de modo a poder lidar com as múltiplas polarizações recebidas. Também é desejável que o equalizador utilize filtros de ordem maior que 1, sendo capaz de lidar com a mistura intertemporal causada pela PMD, como também a causada pela CD, que eventualmente pode não ter sido totalmente compensada no bloco de compensação de CD.

Para se implementar o equalizador, pode-se utilizar o algoritmo de módulo constante (CMA) [10],[11]. Este algoritmo é insensível à fase do sinal, cego e não auxiliado por dados (NDA), ou seja, o sinal não necessita estar pré-equalizado na entrada e, com isso, usar sequências de treinamento. Para alcançar a equalização, este algoritmo leva em consideração o fato de que sinais PSK possuem amplitude constante. Com isto, uma função custo é minimizada com o quão constante está sendo a saída do equalizador.

Entretanto, sinais QAM de ordens elevadas possuem várias amplitudes, penalizando seriamente a equalização através do CMA. Para contornar este problema, o algoritmo do equalizador direcionado à decisão radial (RDE) [11],[29] pode ser utilizado. Este algoritmo é NDA e, também, insensível à fase do sinal. Entretanto, este algoritmo é direcionado à decisão, sendo recomendável a sua utilização juntamente com o CMA para a realização de uma pré-equalização. O princípio deste algoritmo é baseado naquele do CMA, pois, embora sinais QAM não possuam amplitude constante, é possível se identificar conjuntos

de símbolos dentro de uma mesma circunferência. Assim, decide-se em cima do sinal recebido, em qual região ele está, e se utiliza uma função custo para minimizar a variação de amplitude dentro de cada região com módulo constante.

O algoritmo de mínima média quadrática direcionado à decisão (DD-LMS) [30] é talvez o algoritmo que apresenta melhor desempenho dentre os algoritmos NDA, possuindo maior velocidade de convergência em relação ao CMA e ao RDE, e menor índice de perda de fontes. Todavia, este equalizador é sensível à fase do sinal a ser equalizado, sendo necessário uma dessintonia de frequência nula e ruído de fase baixo para não ocorrer divergência. Neste algoritmo, o sinal é decidido, e tal decisão é comparada ao sinal equalizado, tentando minimizar o erro médio quadrático entre o sinal equalizado e o sinal decidido. Para se contornar o problema da sensibilidade à fase, é possível se corrigir a dessintonia de frequência e se compensar o ruído de fase, levando em consideração estas correções ao se calcular o erro do DD-LMS após utilizar a realimentação proveniente dos blocos de recuperação de portadora.

Nesta seção, serão apresentados os esquemas de implementação dos algoritmos CMA, RDE e DD-LMS, bem como a utilização deste último em conjunto com os algoritmos de recuperação de portadora.

3.3.1 ALGORITMO DE MÓDULO CONSTANTE (CMA)

Para equalizar o sinal, o CMA se baseia no critério de módulo constante. Considerando este critério, as funções custo para cada polarização são definidas por:

$$e_X(n) = |o_X(n)|^2 - R_X, \quad (3.18)$$

$$e_Y(n) = |o_Y(n)|^2 - R_Y, \quad (3.19)$$

em que $o_X(n)$ e $o_Y(n)$ são as saídas do equalizador nas polarizações X e Y, respectivamente, e R_X e R_Y são os módulos médios dos sinais presentes nas polarizações, que, para o caso de sinais normalizados, valem 1. Na Figura 21 está apresentado o diagrama funcional do CMA na configuração MIMO 2×2.

As saídas $o_X(n)$ e $o_Y(n)$ são calculadas a partir da convolução discreta dos filtros FIR com os sinais de entrada por meio de

$$o_X(n) = \sum_{k=1}^{N_{DE}} (H_{XX}(n,k) \cdot i_X(n-k+1) + H_{XY}(n,k) \cdot i_Y(n-k+1)), \quad (3.20)$$

$$o_Y(n) = \sum_{k=1}^{N_{DE}} (H_{YX}(n,k) \cdot i_X(n-k+1) + H_{YY}(n,k) \cdot i_Y(n-k+1)), \quad (3.21)$$

em que N_{DE} é a ordem dos filtros FIR e $i_X(n)$ e $i_Y(n)$, são, respectivamente, as entradas nas polarizações X e Y. Alternativamente, estas equações podem ser escritas como

$$x_{eq}(n) = \mathbf{H}_{XX}(n) \cdot \mathbf{i}_X(n)^T + \mathbf{H}_{XY}(n) \cdot \mathbf{i}_Y(n)^T, \quad (3.22)$$

$$y_{eq}(n) = \mathbf{H}_{YX}(n) \cdot \mathbf{i}_X(n)^T + \mathbf{H}_{YY}(n) \cdot \mathbf{i}_Y(n)^T, \quad (3.23)$$

em que “ T ” indica a matriz transposta, “ \cdot ” indica multiplicação entre matrizes e os termos em negrito são matrizes dadas por:

$$\mathbf{H}_{XX}(n) = [H_{XX}(n,1) \quad H_{XX}(n,2) \quad H_{XX}(n,3) \quad \dots \quad H_{XX}(n,N-1) \quad H_{XX}(n,N)], \quad (3.24)$$

$$\mathbf{H}_{XY}(n) = [H_{XY}(n,1) \quad H_{XY}(n,2) \quad H_{XY}(n,3) \quad \dots \quad H_{XY}(n,N-1) \quad H_{XY}(n,N)], \quad (3.25)$$

$$\mathbf{H}_{YX}(n) = [H_{YX}(n,1) \quad H_{YX}(n,2) \quad H_{YX}(n,3) \quad \dots \quad H_{YX}(n,N-1) \quad H_{YX}(n,N)], \quad (3.26)$$

$$\mathbf{H}_{YY}(n) = [H_{YY}(n,1) \quad H_{YY}(n,2) \quad H_{YY}(n,3) \quad \dots \quad H_{YY}(n,N-1) \quad H_{YY}(n,N)], \quad (3.27)$$

$$\mathbf{i}_X(n) = [i_X(n) \quad i_X(n-1) \quad i_X(n-2) \quad \dots \quad i_X(n-N+2) \quad i_X(n-N+1)], \quad (3.28)$$

$$\mathbf{i}_Y(n) = [i_Y(n) \quad i_Y(n-1) \quad i_Y(n-2) \quad \dots \quad i_Y(n-N+2) \quad i_Y(n-N+1)]. \quad (3.29)$$

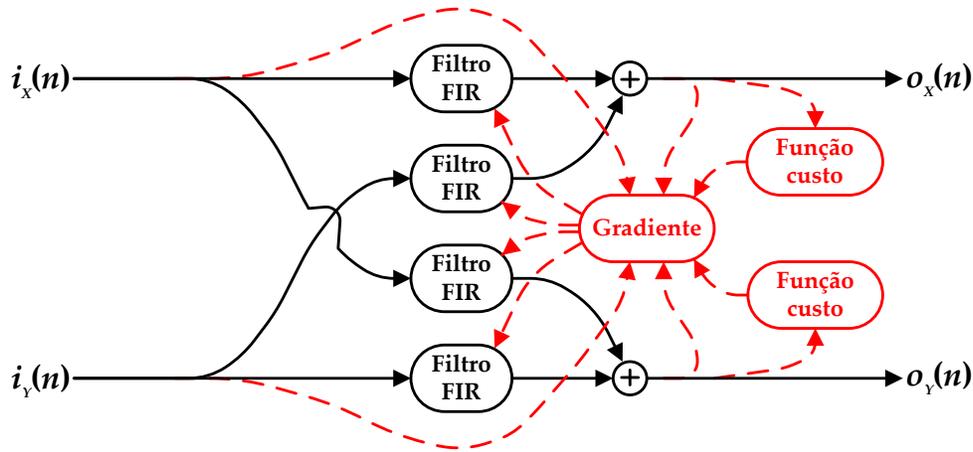


Figura 21 – Diagrama funcional do algoritmo CMA na configuração MIMO 2x2.

Utilizando o método do gradiente descendente estocástico para a atualização dos coeficientes dos filtros e levando em consideração o critério de módulo constante, os filtros são atualizados por:

$$\mathbf{H}_{XX}(n+1) = \mathbf{H}_{XX}(n) - \mu_{DE} \cdot \mathbf{G}_{XX}(n), \quad (3.30)$$

$$\mathbf{H}_{XY}(n+1) = \mathbf{H}_{XY}(n) - \mu_{DE} \cdot \mathbf{G}_{XY}(n), \quad (3.31)$$

$$\mathbf{H}_{YX}(n+1) = \mathbf{H}_{YX}(n) - \mu_{DE} \cdot \mathbf{G}_{YX}(n), \quad (3.32)$$

$$\mathbf{H}_{YY}(n+1) = \mathbf{H}_{YY}(n) - \mu_{DE} \cdot \mathbf{G}_{YY}(n), \quad (3.33)$$

nas quais μ_{DE} é o passo de adaptação do algoritmo e as matrizes \mathbf{G}_{XX} , \mathbf{G}_{XY} , \mathbf{G}_{YX} e \mathbf{G}_{YY} são os gradientes calculados através da função de custo do CMA, dados por:

$$\mathbf{G}_{XX}(n,k) = e_X(n+k) \cdot o_X(n+k) \cdot i_X^*(n+k), \quad (3.34)$$

$$\mathbf{G}_{XY}(n,k) = e_X(n+k) \cdot o_X(n+k) \cdot i_Y^*(n+k), \quad (3.35)$$

$$\mathbf{G}_{YX}(n,k) = e_Y(n+k) \cdot o_Y(n+k) \cdot i_X^*(n+k), \quad (3.36)$$

$$\mathbf{G}_{YY}(n,k) = e_Y(n+k) \cdot o_Y(n+k) \cdot i_Y^*(n+k), \quad (3.37)$$

nas quais “*” indica o conjugado complexo. Devido à insensibilidade do CMA em relação à fase do sinal, a fase entre cada polarização não é levada em consideração, e as polarizações apresentam fases relativas arbitrárias. Assim, é necessário usar estimadores de frequência e fase independentes após a equalização.

Em virtude da necessidade de formatos de modulação com módulo constante do CMA, uma pequena alteração pode ser feita ao CMA para que a função de demultiplexação de polarização seja devidamente executada. Dá-se o nome de equalizador direcionado à decisão radial, esta modificação.

3.3.2 EQUALIZADOR DIRECIONADO À DECISÃO RADIAL (RDE)

Em sistemas PolMux-QPSK, o módulo constante dos símbolos da constelação permite que seja utilizado o algoritmo CMA para demultiplexação de polarização. Para sistemas PolMux-16QAM, entretanto, o critério de módulo constante já não é mais verdadeiro, levando à necessidade de um novo algoritmo para realizar a equalização dinâmica. Ao se analisar a constelação do formato 16QAM, percebe-se que, embora não exista um módulo constante, é possível se agrupar conjuntos de símbolos da constelação com mesmo módulo. Está presente uma comparação entre as constelações QPSK e 16QAM na Figura 22. Em cada constelação, uma circunferência ilustra os conjuntos de símbolos que compartilham mesma amplitude.

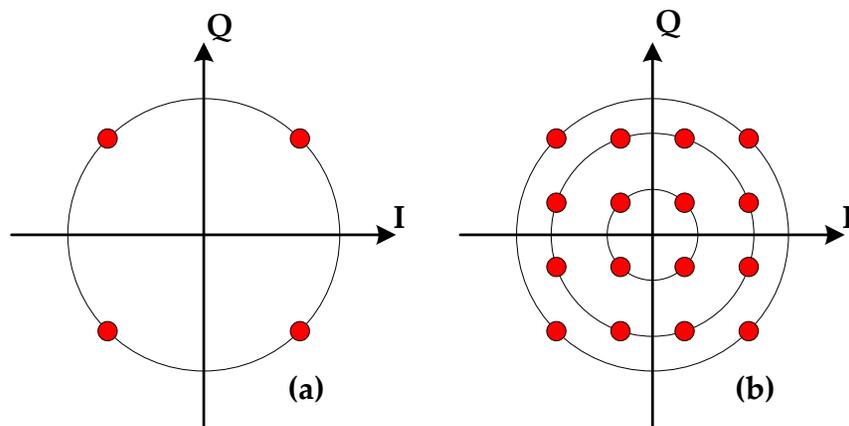


Figura 22 – Constelações agrupando conjuntos de símbolos com mesma amplitude: (a) QPSK e (b) 16QAM.

Assim, para realizar a demultiplexação em sistemas PolMux-16QAM, é possível se fazer uma adaptação no CMA para que ele leve em consideração as múltiplas amplitudes do formato. Nesse sentido, divide-se a constelação em três regiões, cada uma dessas contendo uma das circunferências do 16QAM [11]. Na Figura 23 estão demonstradas as regiões de decisão para o algoritmo RDE.

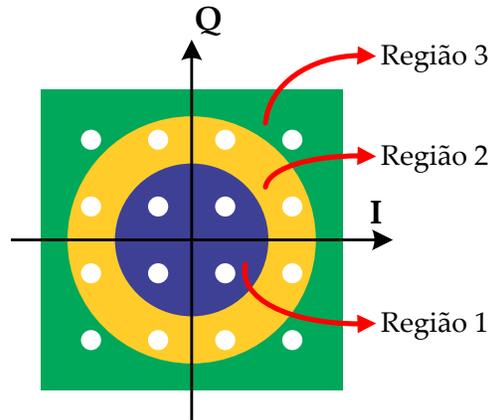


Figura 23 – Regiões de decisão para o algoritmo RDE em um formato 16QAM.

A adaptação consiste em se decidir em qual das regiões está o símbolo equalizado e, após isto, levar em consideração o módulo dos símbolos pertencentes àquela região para calcular a função custo. O cálculo da função custo para o algoritmo RDE é dado por:

$$e_X(n) = \begin{cases} |o_X(n)|^2 - 0,2 & \text{se, } o_X(n) \in \text{Região 1} \\ |o_X(n)|^2 - 1 & \text{se, } o_X(n) \in \text{Região 2,} \\ |o_X(n)|^2 - 1,8 & \text{se, } o_X(n) \in \text{Região 3} \end{cases} \quad (3.38)$$

$$e_Y(n) = \begin{cases} |o_Y(n)|^2 - 0,2 & \text{se, } o_Y(n) \in \text{Região 1} \\ |o_Y(n)|^2 - 1 & \text{se, } o_Y(n) \in \text{Região 2,} \\ |o_Y(n)|^2 - 1,8 & \text{se, } o_Y(n) \in \text{Região 3} \end{cases} \quad (3.39)$$

Após a decisão e a obtenção da função-custo, calculam-se os gradientes e se atualizam os filtros da mesma forma que no CMA. Na Figura 24 está mostrado o diagrama funcional do RDE operando na configuração MIMO 2×2.

Como este algoritmo é direcionado à decisão, uma pré-convergência é necessária para garantir maior chance de convergência e, para isto, basta que no início do processamento, todos os dados recebidos sejam considerados dentro da região 2, formando um CMA generalizado.

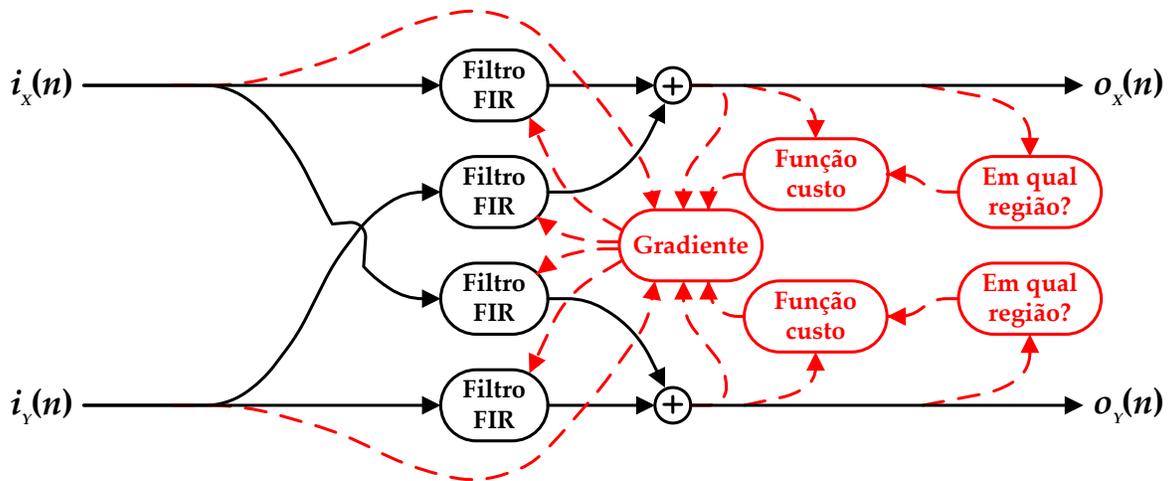


Figura 24 – Diagrama funcional do algoritmo RDE na configuração MIMO 2x2.

3.3.3 DD-LMS

Embora a utilização do algoritmo RDE resolva o problema de múltiplos módulos para o sinal PolMux-16QAM, existem outros métodos capazes de resolver o mesmo problema. No algoritmo de mínima média quadrática direcionado à decisão (DD-LMS), o sinal é decidido e com base nesta decisão, o sinal de erro é calculado, tentando forçar com que a saída seja o mais parecido possível com o sinal que se está esperando.

Na Figura 25 estão demonstradas as regiões de decisão para um sinal nos formatos BPSK, QPSK e 16QAM. Cada cor é uma região e os círculos brancos no interior das regiões indicam os símbolos decididos relativos a cada região.

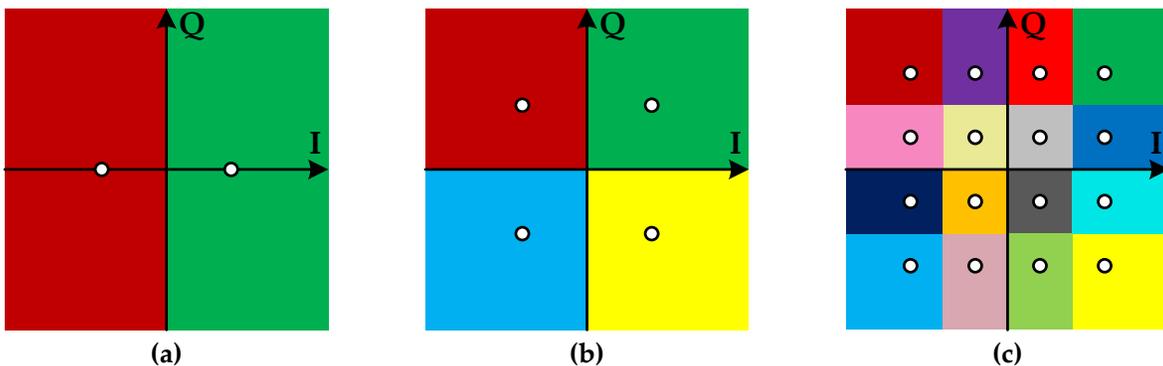


Figura 25 – Regiões de decisão para o algoritmo DD-LMS com os formatos: (a) BPSK, (b) QPSK e (c) 16QAM.

Assim, as funções-custo deste algoritmo são dadas por:

$$e_X(n) = o_X(n) - o_{dec,X}(n), \quad (3.40)$$

$$e_Y(n) = o_Y(n) - o_{dec,Y}(n), \quad (3.41)$$

nas quais $o_{dec,X}(n)$ e $o_{dec,Y}(n)$ são, respectivamente, os sinais após decisão, nas polarizações X e Y. Os gradientes do algoritmo são calculados por:

$$G_{XX}(n,k) = e_X(n+k) \cdot i_X^*(n+k), \quad (3.42)$$

$$G_{XY}(n,k) = e_X(n+k) \cdot i_Y^*(n+k), \quad (3.43)$$

$$G_{YX}(n,k) = e_Y(n+k) \cdot i_X^*(n+k), \quad (3.44)$$

$$G_{YY}(n,k) = e_Y(n+k) \cdot i_Y^*(n+k), \quad (3.45)$$

Os filtros são atualizados via (3.28), (3.29), (3.30) e (3.31), da mesma maneira que nos algoritmos CMA e RDE. Na Figura 26 está representado o diagrama funcional do algoritmo DD-LMS.

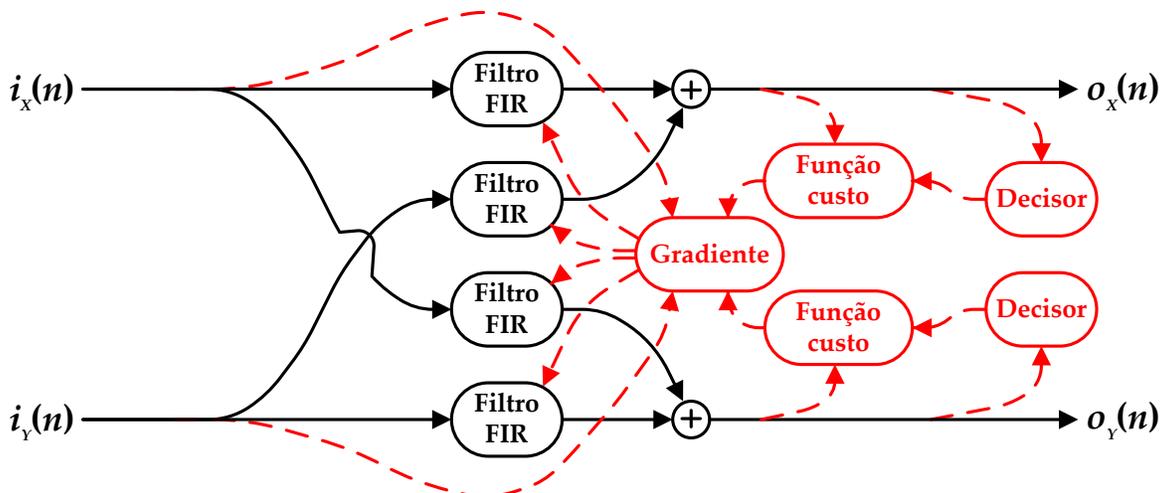


Figura 26 — Diagrama funcional do algoritmo DD-LMS na configuração MIMO 2x2.

Este algoritmo possui melhor desempenho em relação ao CMA e ao RDE, com maior velocidade de convergência e menor índice de perda de fontes. Entretanto, este equalizador necessita de um perfeito sincronismo de fase e frequência entre o sinal recebido e o oscilador local, pois, com a fase se alterando aleatoriamente ao longo do tempo, os sinais passarão por várias regiões de decisão diferentes, ocasionando na

divergência do algoritmo. Então, para se contornar o problema da sensibilidade à fase, corrigem-se a dessintonia em frequência e o ruído de fase após o equalizador, realimentando os erros de fase para o equalizador, tornando-o insensível à fase do sinal.

Com esta consideração, as funções custos para as duas polarizações são dadas por:

$$e_X(n) = o_X(n) - o_{dec,X}(n) \cdot \exp(j(n\Delta f_{FOE}(n) + \phi_{PE}(n))), \quad (3.46)$$

$$e_Y(n) = o_Y(n) - o_{dec,Y}(n) \cdot \exp(j(n\Delta f_{FOE}(n) + \phi_{PE}(n))), \quad (3.47)$$

nas quais, Δf_{FOE} é o desvio de frequência estimado e ϕ_{PE} é o desvio de fase estimado. Esta consideração de fase no algoritmo é como se as regiões de decisão girassem de acordo com o ruído de fase, evitando ambiguidades. Na Figura 27 está demonstrado um diagrama funcional do algoritmo DD-LMS com realimentação de fase.

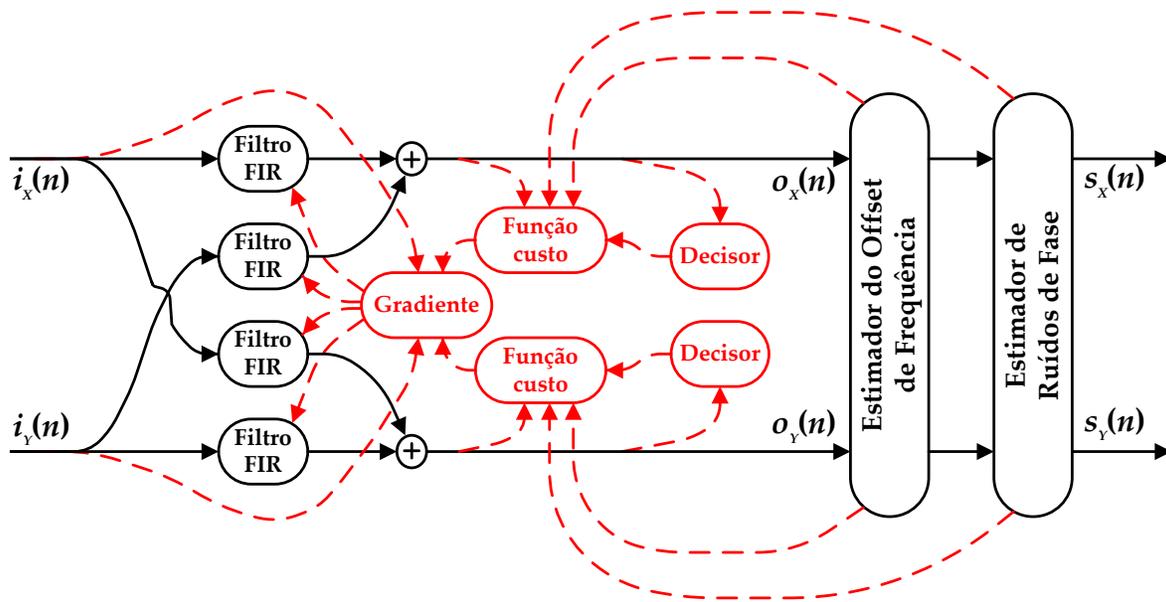


Figura 27 – Diagrama funcional do algoritmo DD-LMS na configuração MIMO 2x2, considerando realimentação de fase e frequência.

3.4 RECUPERAÇÃO DE PORTADORA

Em comunicações ópticas coerentes, o ruído de fase é considerado um dos fatores mais limitantes. O método tradicional de demodular sinais ópticos coerentes é utilizando laços de travamento de fase (PLL – *phase-locked loop*) ópticos ou elétricos [47]. Devido à alta taxa de dados, os PLLs têm sido implementados com componentes analógicos. PLLs são

sensíveis ao atraso presente no laço. Mesmo se o circuito projetado for capaz de reduzir o atraso de propagação para poucos períodos de símbolo, um PLL ainda terá grandes restrições quanto à largura de linha [47]–[49]. Deste modo, torna-se vantajoso utilizar um estimador e compensador de ruídos de fase de forma digital ao invés de um PLL óptico ou elétrico [50].

Na recepção intradina, o laser do oscilador local não está necessariamente casado com o laser do transmissor. Quando há uma diferença entre as frequências centrais do oscilador local e do sinal recebido, a fase do sinal recebido varia constantemente (desconsidera-se, aqui, o ruído de fase) ao longo do tempo com um valor proporcional a essa diferença de frequências. Esta diferença de frequências recebe o nome de dessintonia ou desvio de frequência.

Os algoritmos de correção de ruído de fase assumem que a média do ruído de fase é nula, ou seja, que não existem desvios de frequência na fase. Então, para que os algoritmos de estimação e compensação de fase funcionem devidamente, é necessário que a compensação do desvio de frequência seja realizada antes de se tentar estimar o ruído de fase do sinal.

Nesta seção, serão apresentados alguns algoritmos para realizar a estimação e compensação do ruído de fase. Os algoritmos de estimação e compensação de dessintonia em frequência serão apresentados no Capítulo 4.

3.4.1 ALGORITMO DE VITERBI-VITERBI

O formato de modulação PSK carrega a informação na fase do sinal óptico. Então, para se estimar o ruído de fase, é necessário que não haja informação contida no que se está tentando estimar. É possível eliminar a informação presente no sinal PSK ao se elevar, símbolo a símbolo, o sinal recebido à m -ésima potência (em que m é a ordem do formato de modulação) [31].

Nas Figuras 28 e 29, estão elucidadas a retirada da informação nas constelações, respectivamente, dos formatos BPSK e QPSK, antes e após se elevar a m -ésima potência.

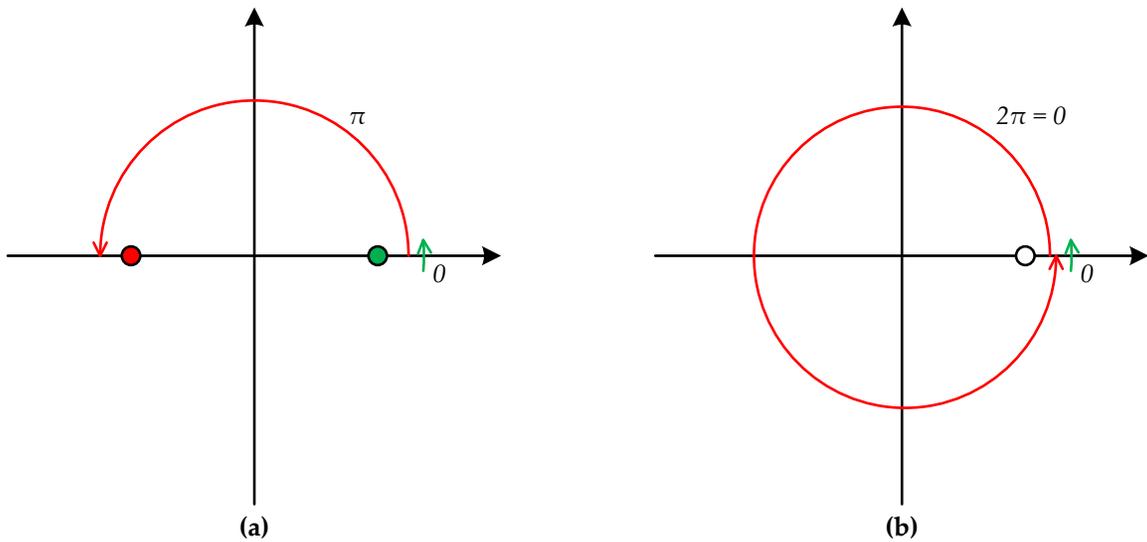


Figura 28 – Constelação BPSK: (a) antes de se elevar ao quadrado e (b) após se elevar ao quadrado.

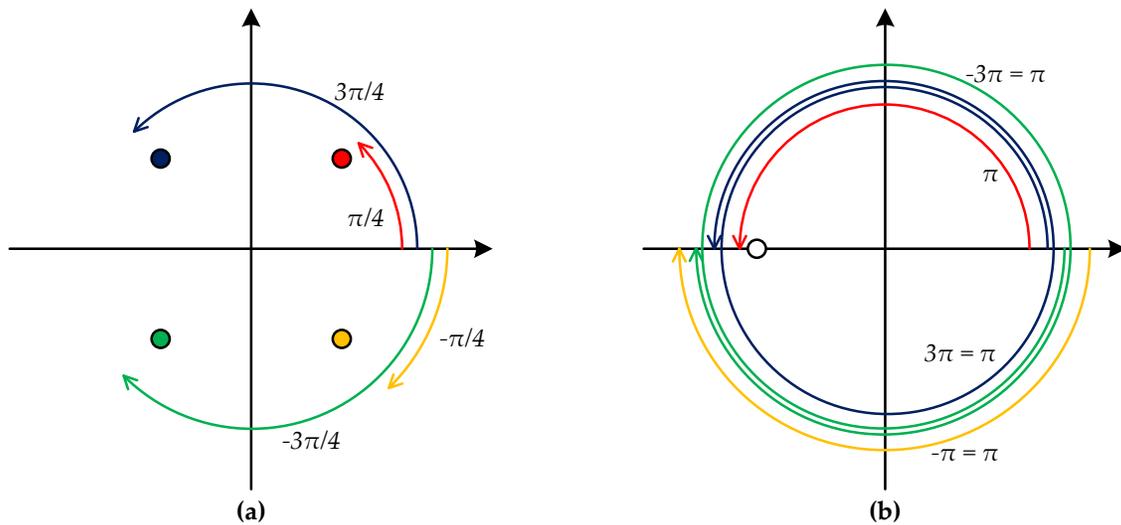


Figura 29 – Constelação QPSK: (a) antes de se elevar à quarta potência e (b) após se elevar à quarta potência.

Considerando que exista ruído aditivo e que o desvio de frequência foi totalmente compensado anteriormente, o sinal recebido pode ser representado por:

$$x(n) = |x(n)| \cdot \exp(j\phi_{env}(n) + j\phi_r(n)) + r(n), \quad (3.48)$$

em que $|x(n)|$ e $\phi_{env}(n)$ são as informações de amplitude e fase do sinal transmitido, respectivamente, sem ruídos. O termo $\phi_r(n)$ representa o ruído de fase e o termo $r(n)$

representa os ruídos aditivos. Ao ser elevado a m -ésima potência, o sinal recebido passa a ser dado por:

$$[x(n)]^M = |x(n)|^M \cdot \exp(jM\phi_{env}(n) + jM\phi_r(n)) + r_c(n), \quad (3.49)$$

em que r_c representa os termos cruzados entre sinal e ruído e, devido à propriedade da eliminação da informação, $\exp(j4\phi_{env}(n))=1$ para um sinal BSPK e $\exp(j4\phi_{env}(n))=-1$ para um sinal QPSK. A fase poderia ser estimada através do argumento do símbolo elevado à m -ésima potência. O ruído de fase estimado $\phi_{PE}(n)$ é, então, dado por:

$$\phi_{PE}(n) = \frac{1}{M} \arg\{[x(n)]^M\}. \quad (3.50)$$

Sabe-se que o ruído aditivo pode ser modelado por um sinal gaussiano de média nula que se soma ao sinal modulado. Já o ruído de fase pode ser modelado como um processo de Wiener [51], ou seja, um processo de incrementos gaussianos independentes. O ruído aditivo é um ruído com densidade de probabilidade gaussiana que é adicionado ao sinal, já o ruído de fase é um ruído a incrementos gaussianos independentes. Portanto, o ruído aditivo de uma amostra atual é independente do ruído aditivo presente em uma amostra anterior. Entretanto, a fase presente no sinal em uma amostra atual, a menos da informação, depende da fase do sinal anterior.

Na forma de (3.48), os ruídos aditivos seriam entendidos da mesma forma que os ruídos de fase, podendo causar escorregamentos de ciclo, o que pode ser fatal para a decodificação do sinal recebido. Entretanto, como o ruído aditivo possui média nula, uma média móvel dos valores de entrada elevados a M -ésima potência deve ser calculada:

$$\phi_{PE}(n) = \frac{1}{M} \arg\left(\sum_{k=0}^{N_{PE}-1} (x(n-k))^M\right), \quad (3.51)$$

em que N_{PE} é a quantidade de símbolos considerados para a média móvel.

Devido à operação argumento ser limitada ao intervalo entre $-\pi$ e π radianos, a estimação de fase também está limitada ao intervalo de $-\pi/M$ a π/M radianos, causando

ambiguidade na fase estimada. Para mitigar este problema e fazer com que o algoritmo de fase retorne valores de fase entre $-\infty$ e $+\infty$, utiliza-se o Desembaraço de fase (DF) [10],[11]:

$$DF(\phi_{PE}(n)) = \phi_{PE}(n) + \left(\frac{1}{2} + \frac{\phi_{PE}(n-1) - \phi_{PE}(n)}{2\pi/M} \right) \frac{2\pi}{M}, \quad (3.52)$$

Assim, o diagrama funcional do algoritmo de Viterbi-Viterbi está mostrado na Figura 30.

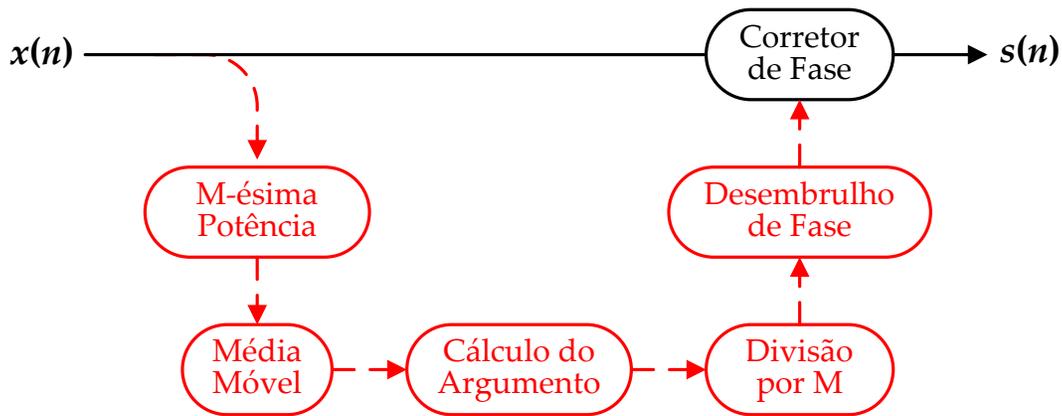


Figura 30 – Diagrama funcional do estimador de Viterbi-Viterbi.

3.4.2 DD-LMS ADAPTADO À FASE

Embora o algoritmo de Viterbi-Viterbi tenha bom desempenho para utilização com sinais PSK, ele é incapaz de recuperar a fase em sinais 16QAM e superiores. Para este formato de modulação, é possível se utilizar uma implementação realimentada de um algoritmo de mínima média quadrática normalizada adaptada para recuperação de fase e direcionada à decisão [32].

O laço de recuperação de fase utiliza o erro entre a saída do equalizador e o sinal decidido. A diferença para o DD-LMS comum é que a função de transferência encontrada atua apenas na fase do sinal. A regra de atualização da fase é dada por [32]

$$\phi_{PE}(n+1) = \phi_{PE}(n) - \mu_{PE} \cdot \text{imag}(s(n)e_{PE}^*(n)), \quad (3.53)$$

em que μ_{PE} é o passo de atualização, o operador "*" significa o complexo conjugado e $e(n)$ é o sinal de erro dado por

$$e_{PE}(n) = \frac{s(n)}{|s_{dec}(n)|} - \frac{s_{dec}(n)}{|s_{dec}(n)|}, \quad (3.54)$$

em que s_{dec} é o símbolo decidido após correção do erro de fase, e s é a entrada equalizada com o erro de fase corrigido, dada por

$$s(n) = x(n) \cdot \exp(-j\phi_{PE}(n)). \quad (3.55)$$

Na Figura 31, tem-se o diagrama funcional do DD-LMS adaptado à fase.

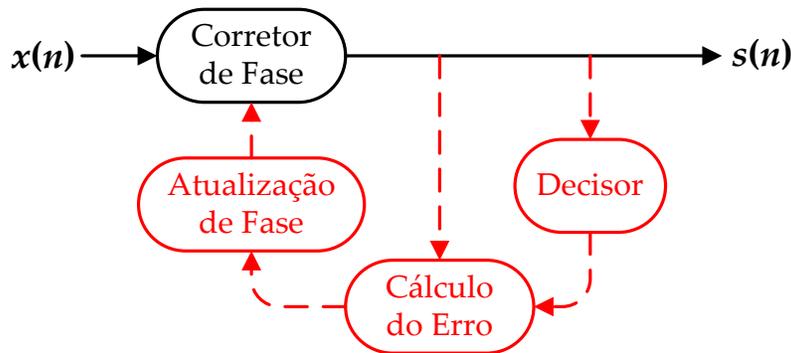


Figura 31 – Diagrama funcional do algoritmo DD-LMS adaptado à fase.

3.5 ESTIMAÇÃO DE DISPERSÃO CROMÁTICA

Existem diferentes abordagens para se realizar a compensação da dispersão cromática, como o TDE e o FDE. Para uma equalização precisa, estes dois métodos, que foram previamente elucidados na Seção 3.1, necessitam da informação da quantidade de dispersão cromática que foi acumulada no sinal recebido após transmissão via fibra óptica.

Devido ao comportamento dinâmico das redes ópticas, é impossível se conhecer previamente a dispersão cromática a ser compensada. Assim, faz-se necessária a utilização de estimadores de dispersão cromática em conjunto com os equalizadores, tornando-os adaptáveis.

Vários algoritmos foram propostos para se alcançar uma correta estimação sem a utilização de sequências de treinamento [52]–[55]. Será elucidado aqui o método mais recente de estimação de dispersão cromática [33]. Este é um método não-auxiliado por dados, baseado na variância do detector de erros de temporização de Gardner (GTED)

[28]. O algoritmo realiza uma varredura através de valores possíveis de dispersão cromática, utilizando a variância dos valores obtidos pelo GTED como função-custo. Uma das principais vantagens deste método é o fato de que a sincronização de símbolos é necessária, portanto, é mínimo o aumento de complexidade para adicionar o recurso de estimação de dispersão cromática.

Na Figura 32, estão mostradas, em vermelho, as alterações ao esquema de compensação de dispersão cromática e recuperação de sincronismo.

O algoritmo consiste em uma varredura através de possíveis valores de CD. Ou seja, o algoritmo controla o bloco de compensação de CD, variando a CD a ser compensada. A cada valor de CD, N_B blocos de N_A amostras são equalizados e, posteriormente, passados pelo bloco de recuperação de sincronismo. Para cada bloco de N_A amostras, serão gerados $N_A/2$ valores na saída do GTED. Assim, para cada bloco, é calculado um valor da variância dessas $N_A/2$ saídas.

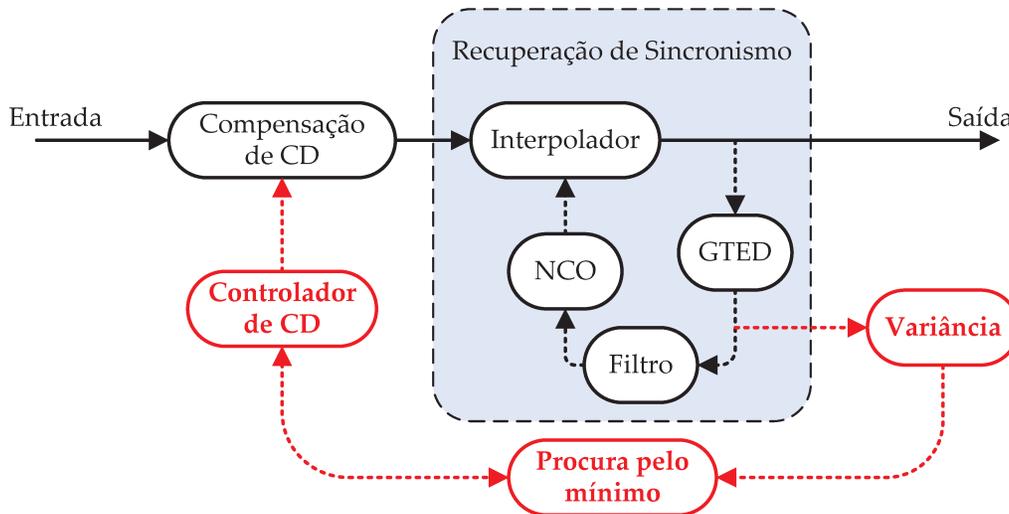


Figura 32 – Diagrama funcional do estimador de dispersão cromática.

A função-custo para cada valor de CD consiste em somar as variâncias encontradas para os M blocos, sendo dada por:

$$e_{CDE}(n) = \sum_{d=1}^{N_B} \left(\frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^{N/2} \{ [e_g(k) - \tilde{e}_g(k)]^2 \} \right), \quad (3.56)$$

em que e_g é o sinal erro de Gardner, conforme equação (3.13), e \tilde{e}_g é a média de $N/2$ valores de e_g . Assim, ao final da varredura, procura-se o menor valor encontrado através da função-custo. A dispersão cromática estimada é o valor de CD relativo a este mínimo, como ilustrado na Figura 33.

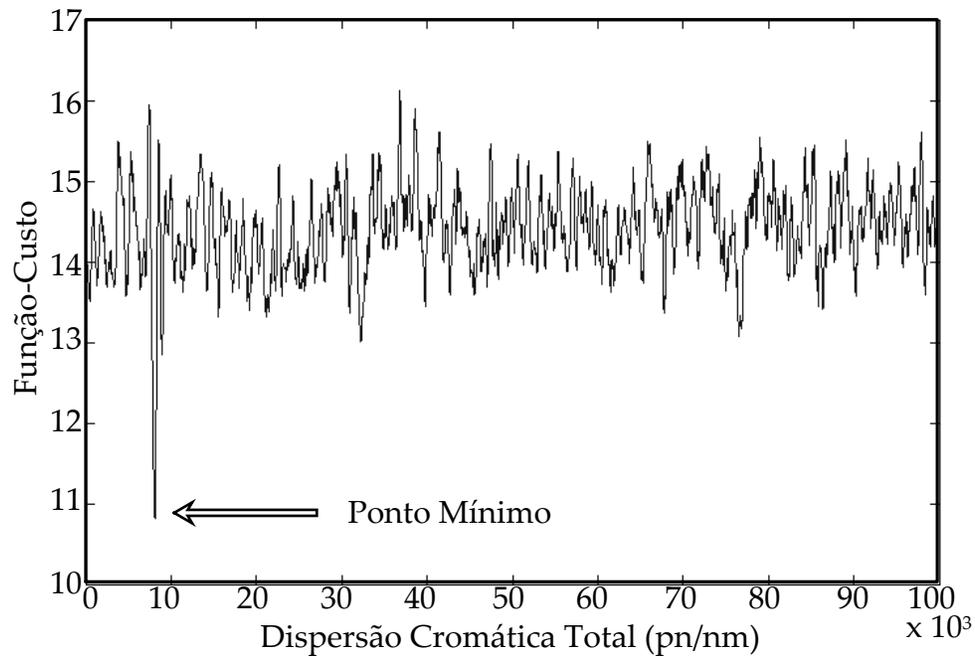


Figura 33 — Curva típica da função-custo do estimador de dispersão cromática.

4

ESTIMADOR DE DESVIO DE FREQUÊNCIA

RECEPTORES coerentes intradinos transferem todas as características do sinal óptico para o domínio elétrico através do batimento entre o sinal recebido e um oscilador local. Entretanto, como as fases e as frequências centrais de operação diferem entre os lasers, além da amplitude, polarização e fase, o sinal recebido também terá a informação da diferença entre as fases e frequências do laser do transmissor e do oscilador local. Assim, para se alcançar a coerência do sinal, faz-se necessário a estimação e compensação dos ruídos de fase e desvios de frequência. A estes processos, dá-se o nome de recuperação de portadora.

Existem diversos métodos para realizar a estimação do desvio de frequência, entretanto, os mais precisos possuem intervalo de estimação limitado, intervalo este que não atende o pior caso de desvio de frequência para lasers padronizados pela OIF. Deste modo, é utilizado um esquema em que, primeiramente, um algoritmo com baixa precisão, porém, de amplo intervalo de estimação, realiza uma estimativa grosseira e, então, um algoritmo mais preciso estima o desvio de frequência residual.

Neste capítulo, serão apresentadas as causas do desvio de frequência, bem como o comportamento deste ao longo do tempo. Serão apresentados, também, os métodos de estimação e compensação de desvio de frequência menos precisos e os mais refinados.

Por fim, será proposto um método aprimorado para se estimar de forma grosseira o desvio de frequência. Esse método possui maior tolerância à filtragem do sinal óptico e baixa complexidade computacional, com possibilidade de reutilização de dados obtidos de outros algoritmos presentes no processamento digital do sinal recebido.

4.1 COMPORTAMENTO DO DESVIO DE FREQUÊNCIA

Devido ao laser do oscilador local e o laser do transmissor possuírem diferentes fases e frequências centrais, desprezando as interferências inter-simbólicas e os ruídos aditivos e de fase, o sinal elétrico recebido após a híbrida de $90^\circ 2 \times 2$, em uma das polarizações, seria:

$$z(n) = x(n) \cdot \exp[j(\phi_{TX} - \phi_{RX}) + j2\pi n T_A (f_{TX} - f_{RX})], \quad (4.1)$$

em que $x(n)$ é o sinal gerado pelo modulador, ϕ_{TX} e ϕ_{RX} são, respectivamente, as fases iniciais do laser do transmissor e do oscilador local, T_A é o período de amostragem e $\Delta f = f_{TX} - f_{RX}$ é o desvio de frequência entre os dois lasers.

Percebe-se, então, que o desvio de frequência entre os lasers faz com que a constelação de sinais recebidos gire em uma frequência proporcional ao seu valor. A variação entre as fases de símbolos consecutivos, $\Delta\phi$, desprezando-se o ruído de fase, é dada por:

$$\Delta\phi = 2\pi T_s \Delta f, \quad (4.2)$$

Segundo as especificações da OIF, os lasers para sistemas ópticos com espaçamento de canais de 50 GHz devem ter uma precisão em fim de vida de pelo menos $\pm 2,5$ GHz [15]. Isto significa que, no pior caso, o FO pode chegar a ± 5 GHz.

Em lasers comerciais para comunicações ópticas coerentes, a frequência de operação varia ao longo do tempo. Foram realizados dois experimentos em laboratório para

verificar o comportamento do desvio de frequência entre dois lasers DFB. Na Figura 34, está demonstrado o esquema do experimento.

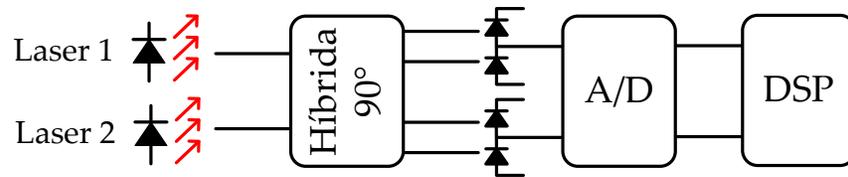


Figura 34 – Esquema do experimento de verificação do comportamento do desvio de frequência ao longo do tempo.

Neste experimento, foram utilizados dois lasers, o laser 1, emulando o laser do transmissor e o laser 2, emulando um oscilador local. No primeiro experimento, foram adquiridos 1000 conjuntos de dados com 80 mil amostras cada um, ao longo de, aproximadamente, 3 minutos. Todos os dados foram tratados, medindo-se o desvio de frequência médio de cada conjunto. Verificou-se, a partir de um histograma (Figura 35), que o desvio de frequência variou, aproximadamente, 300 MHz, em torno de um valor médio.

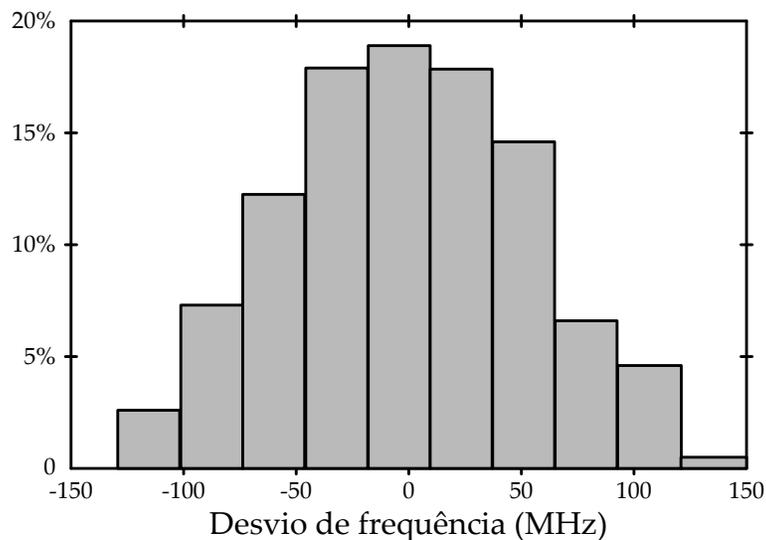


Figura 35 – Histograma do desvio de frequência de 1000 medições ao longo de 3 minutos.

No segundo experimento, adquiriu-se apenas um conjunto de dados, com 5,6 milhões de amostras. Este experimento representa o sinal recebido ao longo de 0,1 ms com

uma taxa de amostragem de 56 bilhões de amostras por segundo. A variação do desvio de frequência ao longo deste conjunto de dados foi medida e está presente na Figura 36.

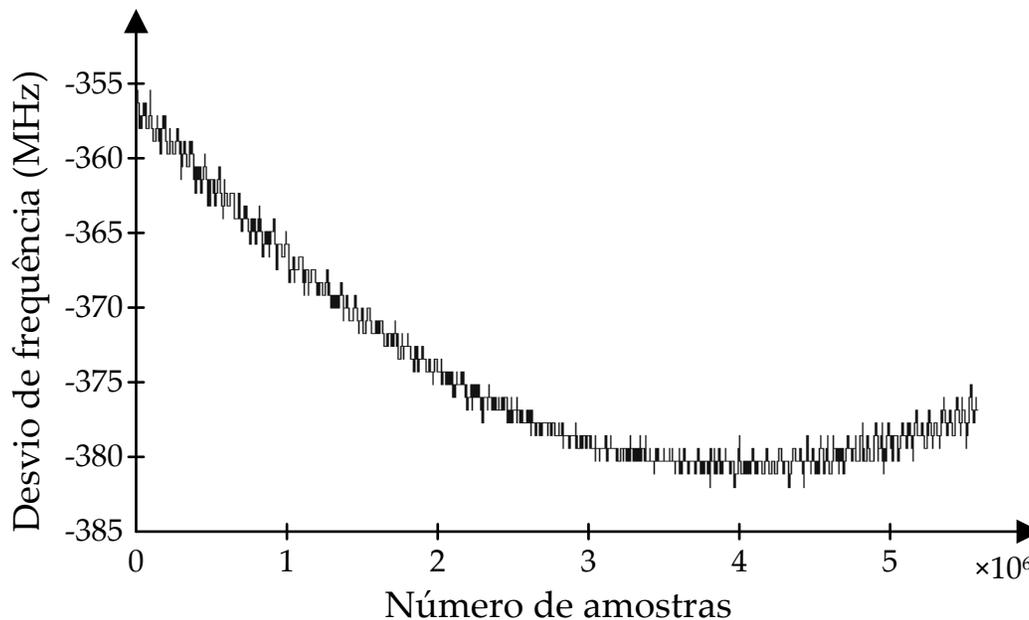


Figura 36 – Desvio de frequência medido ao longo do tempo

A partir deste gráfico, foi verificado que, no intervalo de tempo de 0,1 ms, o desvio de frequência foi capaz de variar 25 MHz. Assim, é necessário que o desvio de frequência seja compensado dinamicamente.

4.2 ESTIMAÇÃO REFINADA DO DESVIO DE FREQUÊNCIA

Os métodos de estimação e compensação de ruído de fase levam em consideração que o desvio de frequência presente no sinal é nulo. Assim, quanto maior o desvio de frequência presente no sinal, maior a degradação do desempenho dos algoritmos de estimação e compensação de fase, podendo causar escorregamentos de ciclo.

Deste modo, faz-se necessário a utilização de métodos de estimação de desvio de frequência com alta precisão, realizando uma estimação refinada. Quanto à topologia do método a ser utilizado, existem duas maneiras de se realizar a implementação, em uma malha aberta ou em um sistema realimentado. Estes dois esquemas de implementação estão mostrados na Figura 37.

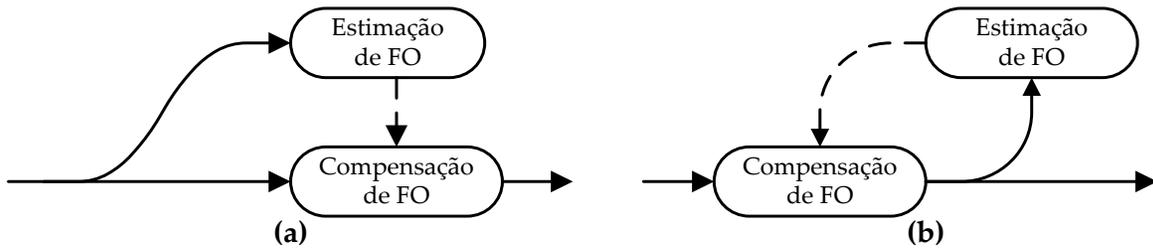


Figura 37 – Implementações de um estimador refinado de desvio de frequência: (a) Sistema em malha aberta e (b) Sistema realimentado.

Na implementação em malha aberta, o desvio de frequência é estimado a partir de um sinal não compensado. Desta forma, os valores de desvio estimados em um instante de tempo não influenciam a estimação nos instantes de tempo seguintes. Por outro lado, na implementação utilizando realimentação, o desvio de frequência é estimado a partir de um sinal compensado, assim, o que se deve estimar é, na verdade, a variação do desvio de frequência em relação à estimação anterior. Embora este segundo modo de implementação possua menor tolerância a erros de medição, podendo levar a uma situação de divergência, é possível reduzir a complexidade computacional ao se utilizar o sistema realimentado.

A seguir serão mostrados alguns métodos de estimação e compensação do desvio de frequência.

4.2.1 ALGORITMO SIMPLES DE M -ÉSIMA POTÊNCIA

Dado um formato de modulação BPSK ou QPSK, é possível notar que [12]:

$$\left[z(n)z^*(n-1) \right]^M \propto e^{Mj\Delta\phi(n)}, \quad (4.3)$$

em que $z(n)$ é o símbolo recebido, $\Delta\phi(n) = \phi(n) - \phi(n-1)$ é a diferença de fase entre dois símbolos consecutivos e M é a ordem do formato de modulação ($M = 2$ para BPSK e $M = 4$ para QPSK). Desprezando-se ruídos aditivos, $M\Delta\phi$ tem uma distribuição de probabilidade circularmente gaussiana, devido ao ruído de fase do laser, com média

$2M\pi\Delta fT_A$ (T_A é o período de símbolo), tal que a função densidade de probabilidade é da forma:

$$pdf(M\Delta\phi) = \frac{e^{\kappa \cos(M\Delta\phi - 2M\pi\Delta fT_A)}}{2\pi I_0(\kappa)}, \quad (4.4)$$

em que $pdf(M\Delta\phi)$ é a função de densidade de probabilidade que indica a distribuição da probabilidade do ruído de fase, κ é uma constante relacionada à largura de linha do laser e $I_0(\kappa)$ é uma função de Bessel modificada de ordem zero. Com a função densidade de probabilidade, pode-se estimar o parâmetro de interesse usando a técnica de máxima verossimilhança, que dá uma estimativa de Δf como segue:

$$\Delta f_{FOE}(n) = \frac{1}{2M\pi T_A} \arg \left[\sum_{n=1}^{N_{FOE}} (z(n)z^*(n-1))^2 \right], \quad (4.5)$$

em que N_{FOE} é a ordem do estimador de desvio de frequência. Na Figura 38, está demonstrado um diagrama esquemático da implementação do estimador.

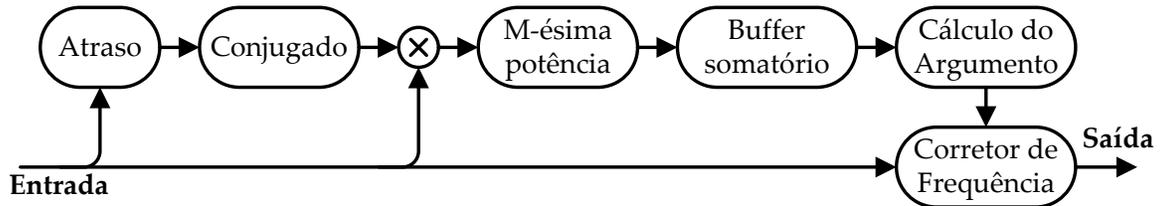


Figura 38 – Diagrama de blocos para implementação do estimador de m -ésima potência simples.

Devido à ambiguidade de fase ao se elevar o sinal à M , os estimadores baseados na m -ésima potência estão limitados a:

$$\Delta f_{MAX} = \pm \frac{1}{2MT_A}, \quad (4.6)$$

Assim, para um sinal QPSK, com taxa de 28 bilhões de símbolos por segundo, o desvio de frequência que poderá ser estimado está limitado à $\pm 3,5$ GHz.

4.2.2 ALGORITMO RECURSIVO DE M -ÉSIMA POTÊNCIA

Alternativamente, outro estimador pode ser obtido ao se inverter a ordem das operações, e, iterativamente, estimar o desvio de frequência [13]:

$$\Delta f_{FOE}(n) = [1 - \mu] \Delta f_{FOE}(n-1) + \mu_{FOE} \frac{\arg \left\{ \sum_{k=0}^{N_{FOE}-1} [z(k+n)z^*(k+n-1)]^M \right\}}{2M\pi T_A}, \quad (4.7)$$

em que μ_{FOE} é um fator de convergência e $\Delta f_{FOE}(n)$ é a n -ésima estimativa da frequência.

Na Figura 39, está mostrado um diagrama esquemático da implementação do estimador.

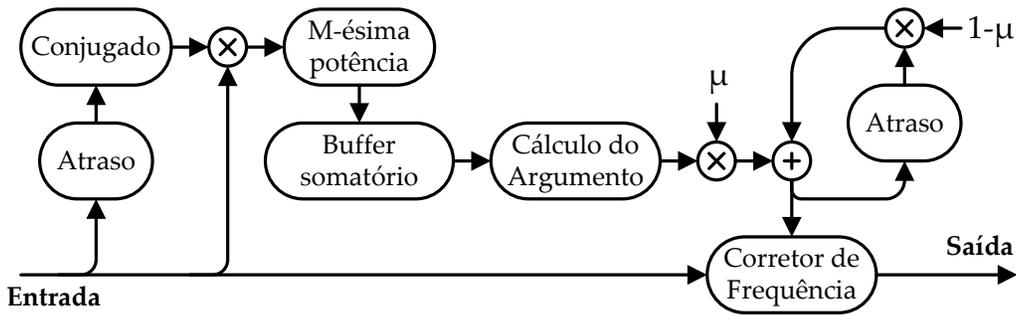


Figura 39 – Diagrama de blocos para implementação do estimador de m -ésima potência recursivo.

Para aumentar a robustez do algoritmo, pode-se fazer a estimação do desvio de frequência aplicando a fórmula às duas polarizações, simultaneamente. Com isto, o desvio de frequência pode ser calculado como:

$$\Delta f_{FOE}(n) = [1 - \mu] \Delta f_{FOE}(n-1) + \mu_{FOE} \frac{\arg \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \left[[z_X(k+n)z_X^*(k+n-1)]^M + [z_Y(k+n)z_Y^*(k+n-1)]^M \right] \right\}}{2M\pi T_A}. \quad (4.8)$$

4.2.3 ALGORITMO DA M -ÉSIMA POTÊNCIA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Outra implementação possível do estimador de desvio de frequência é utilizar este estimador no domínio da frequência [14].

$$\begin{aligned} \Delta f_{FOE}(n) &= \underset{\Delta f_{FOE}}{\operatorname{argmax}} \sum_{k=1}^N \left\{ [z(k)]^M \exp(-2Mj\pi n \Delta f_{FOE} T_A) \right\} = \\ &= \frac{1}{2M\pi T_A} \left(\operatorname{argmax} \operatorname{FFT}(z^M) \right). \end{aligned} \quad (4.9)$$

Esta equação parte do princípio de que, no momento que se eleva o sinal a m -ésima potência, está-se retirando a informação do sinal, transformando, assim, o espectro do sinal apenas em uma portadora em banda base. Esta portadora é deslocada em frequência proporcionalmente ao desvio de frequência presente no sinal. Então, basta se observar o pico do espectro de x^M , através de transformadas de Fourier. Na prática, o número de pontos utilizados deve ser grande o suficiente para resultar numa estimativa precisa. A precisão, δf , deste método é dada por:

$$\delta f = \frac{1}{MT_A N_{FOE}}, \quad (4.10)$$

em que, neste caso, N_{FOE} é a ordem da FFT. Assim, para um sinal QPSK, a uma taxa de transmissão de 28 bilhões de símbolos por segundo e uma FFT de ordem 256, a precisão será de aproximadamente 27,3 MHz. A Figura 40 mostra a implementação deste método. Na Figura 41 está presente um gráfico exemplificando um sinal na saída do bloco de FFT para o caso de um desvio de frequência de -1 GHz.

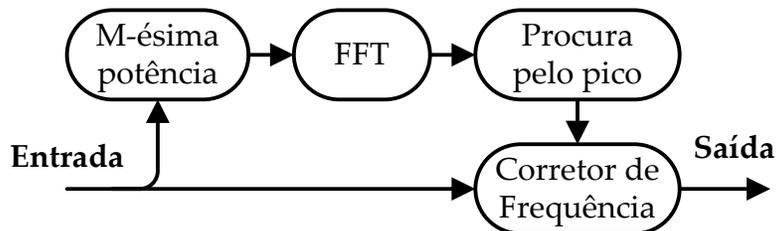


Figura 40 – Diagrama de blocos para implementação do estimador de m -ésima potência no domínio da frequência.

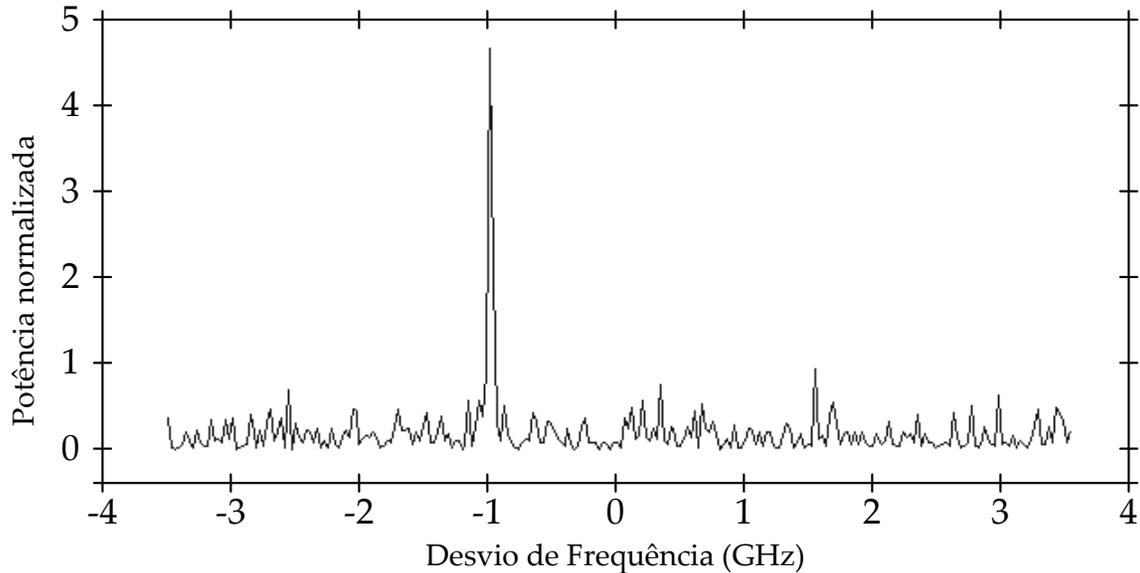


Figura 41 – Saída da FFT, com um desvio de frequência $\Delta f = -1\text{GHz}$.

Para se melhorar a precisão do estimador, sem a necessidade de se elevar a ordem da FFT utilizada, é possível empregar uma estrutura realimentada com utilização de subamostragem. Ao se subamostrar o sinal, o período entre os símbolos aumenta, melhorando a precisão. Entretanto, o limite máximo de estimação cai na mesma proporção, justificando-se, assim, a necessidade de utilização de realimentação. Deve-se estimar o desvio de frequência sem a subamostragem, e, após isto, começar a subamostrar o sinal utilizando a realimentação. A precisão do novo estimador subamostrado é dada por:

$$\delta f = \frac{1}{HMT_A N_{FOA}}, \quad (4.10)$$

em que H é o fator de subamostragem do sinal. O desvio máximo a ser estimado é:

$$\Delta f_{MAX} = \pm \frac{1}{2HMT_A}. \quad (4.11)$$

Assim, para um sinal QPSK com taxa de transmissão de 28 bilhões de símbolos por segundo, ordem da FFT de 256 e fator de subamostragem igual a 32, melhora-se a precisão do estimador de 27,3 MHz para apenas 854,5 kHz. Por outro lado, o desvio de frequência

máximo também cai de $\pm 3,5$ GHz para $\pm 109,37$ MHz. Ao se utilizar a realimentação, o estimador passa a ter que estimar apenas a variação do desvio de frequência, que, entre blocos consecutivos, será pequena, não fazendo da redução do limite de estimação, um problema. A Figura 42 mostra a implementação deste novo método com realimentação e subamostragem.

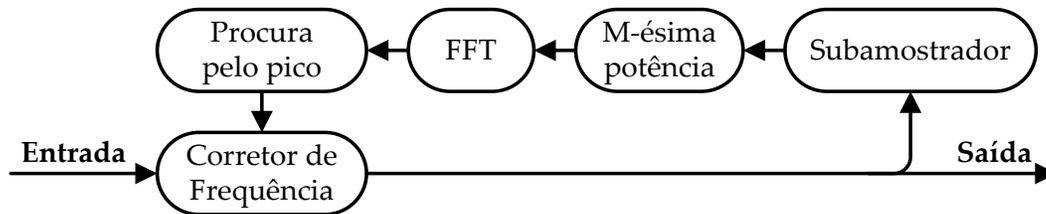


Figura 42 – Diagrama de blocos para implementação do estimador de m -ésima potência no domínio da frequência realimentado e com subamostragem.

4.3 ESTIMAÇÃO GROSSEIRA DO DESVIO DE FREQUÊNCIA

Em lasers DFB comerciais a precisão em fim de vida pode chegar a até $\pm 2,5$ GHz [15]. Assim, o desvio de frequência pode chegar a ± 5 GHz no pior caso (no qual os lasers estão deslocados ao máximo da especificação, mas com sinais opostos). Entretanto, para sinais PolMux-QPSK operando à taxa de transmissão de informação de 100 Gb/s, os estimadores de desvio de frequência refinados, baseados na m -ésima potência, são limitados a desvios de, no máximo, $\pm 3,5$ GHz, falhando em identificar aqueles fora desta faixa.

Existem métodos de se estimar de forma grosseira o desvio de frequência, com intervalo de estimação maior que o dos algoritmos de m -ésima potência. É possível se utilizar, em conjunto, o estimador grosseiro e o estimador refinado para o desvio de frequência, de modo que o estimador grosseiro necessite apenas estimar um desvio de frequência e compensá-lo, de modo que o desvio residual esteja dentro do intervalo de estimação do algoritmo de m -ésima potência. Duas diferentes formas de se implementar o estimador de desvio de frequência estão mostradas nas Figuras 43 e 44.

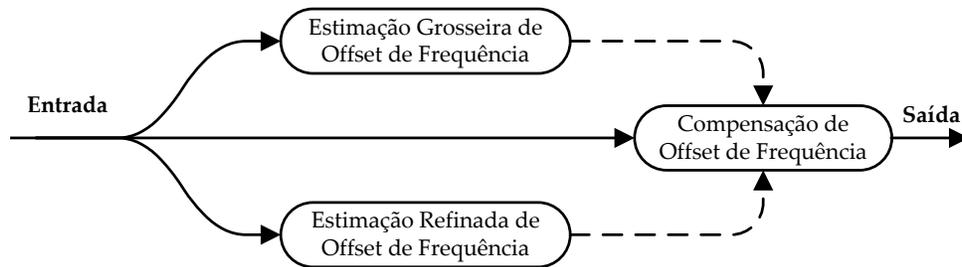


Figura 43 – Estimações grosseira e refinada de FO implementadas em paralelo.

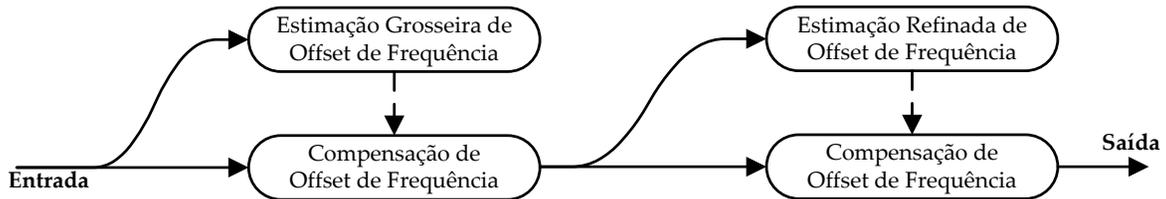


Figura 44 – Estimações grosseira e refinada de FO implementadas em série.

Na implementação em paralelo [19], o desvio de frequência estimado pelo estimador grosseiro serve para eliminar a ambiguidade presente na estimação do desvio pelo estimador refinado, tendo a vantagem de se utilizar apenas um bloco de compensação de FO. Entretanto, um circuito lógico adicional é necessário.

Já na implementação sequencial [35], o algoritmo de estimação refinada de FO trabalha com um sinal pré-compensado, devendo este apenas estimar o desvio de frequência residual. Embora seja necessário um bloco compensador de FO a mais que no método em paralelo, a compensação grosseira de FO não necessita ser imediatamente anterior à estimação refinada. Assim, é possível que a compensação grosseira de FO seja um dos primeiros blocos na sequência do processamento digital do sinal, reduzindo penalidades com o compensador de CD e com o algoritmo de recuperação de sincronismo [56].

Existem vários algoritmos propostos na literatura para implementação de um estimador grosseiro de FO. Os algoritmos são baseados em pré-decisão [16], auxiliados por medição de taxa de erro de bit (BER) [17], baseados em um parâmetro obtido através do algoritmo de estimação de relógio, o máximo erro de fase [18], e baseados na simetria do espectro recebido [19], sendo, este último, o que apresenta melhores resultados.

Nas próximas seções, será detalhado o método baseado na simetria do espectro [19], como também será proposto um novo método [34]–[36], baseado no espectro do sinal, porém, robusto à assimetria do espectro do sinal recebido.

4.3.1 MÉTODO BASEADO NA SIMETRIA DO ESPECTRO

Neste método, o espectro do sinal é temporariamente guardado em uma memória *buffer* [19]. Quando a diferença de potência medida dos dois lados do espectro $|P_+ - P_-|$ for maior que um limiar predeterminado, então, as componentes de frequência do espectro são deslocadas ciclicamente ao longo do eixo de frequência, fazendo a próxima medição da diferença se tornar menor. Esta medição de potência e deslocamento cíclico continua até que a diferença de potência esteja abaixo do limiar. O desvio de frequência Δf_{WRFOE} é então obtido através da fórmula:

$$\Delta f_{WRFOE} = \frac{Od}{N_{FOE}T_A}. \quad (4.12)$$

Em (4.12), d é o deslocamento espectral e O é o fator de sobreamostragem. O diagrama de blocos do algoritmo está apresentado na Figura 45. Na Figura 46, estão ilustradas as partes do espectro que devem ser consideradas para este método.

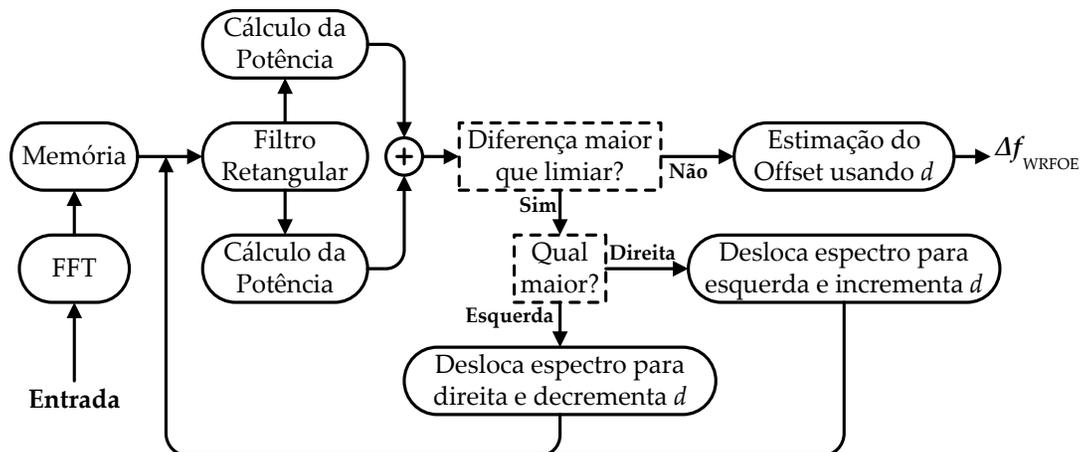


Figura 45 – Diagrama de blocos da implementação de Nakagawa.

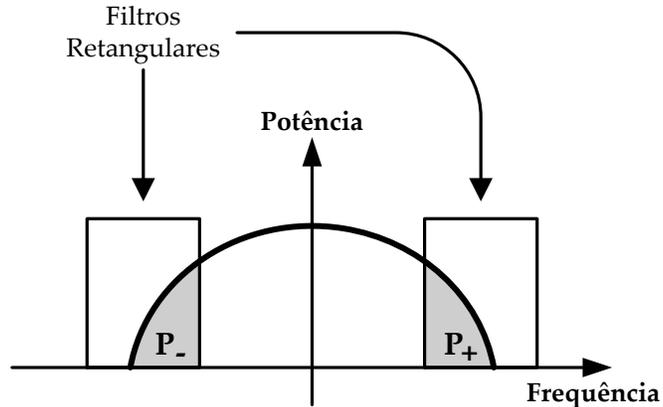


Figura 46 – Espectro ilustrativo da diferença de frequências.

A precisão do estimador é afetada pela frequência de corte dos filtros passa-baixas do receptor, pois estes causam assimetria no espectro recebido. Assim, este método não é robusto à filtragem do sinal, funcionando melhor com sinais NRZ não filtrados opticamente e eletricamente. Como este método não retorna um valor preciso de desvio de frequência, ele pode ser usado como um estimador grosso, deixando a parte fina de estimação para o estimador de m -ésima potência [12], [14].

4.4 COMPENSADOR DE DESVIO DE FREQUÊNCIA

Uma vez estimado o desvio de frequência no sinal recebido, deve-se corrigi-lo. Para executar essa correção, é necessário se impor um desvio de frequência contrário ao estimado no sinal recebido. Um desvio de frequência implica em um incremento constante na fase do sinal. Para se conhecer o valor do incremento de fase que se deve considerar,

$$\Delta\phi(k) = 2\pi T_A \Delta f_{FOE}(k). \quad (4.14)$$

Assim, multiplica-se cada símbolo recebido por $\exp(-jk\Delta\phi(k))$, de forma que:

$$s_X(k) = o_X(k) \exp(-jk\Delta\phi(k)), \quad (4.15)$$

$$s_Y(k) = o_Y(k) \exp(-jk\Delta\phi(k)). \quad (4.16)$$

A vantagem deste método é a possibilidade de uma realização eficiente do ponto de vista de *hardware*.

5

ESTIMADOR PROPOSTO, SIMULAÇÕES E EXPERIMENTOS

NESTE capítulo, será apresentado o estimador de desvio de frequência, de amplo intervalo de estimação, proposto. Este estimador será avaliado através de simulações e experimentos. Estas simulações e experimentos compreendem a transmissão do sinal óptico em sistemas coerentes utilizando os formatos de modulação PolMux-BPSK, PolMux-QPSK e PolMux-16QAM.

5.1 ESTIMADOR DE DESVIO DE FREQUÊNCIA PROPOSTO

O algoritmo proposto se baseia no princípio de que um desvio entre as frequências dos lasers local e do transmissor causa um deslocamento proporcional no espectro de banda básica do sinal recebido [34]–[36]. Esta assimetria do espectro pode ser medida através da razão entre a potência presente em cada um dos dois lados do espectro do sinal. A relação entre a razão das potências e o desvio de frequência Δf_{WRFOE} foi determinada,

$$\Delta f_{WRFOE} = \alpha \cdot \log_{10} \left(\frac{P_+}{P_-} \right) = \alpha \cdot (\log_{10}(P_+) - \log_{10}(P_-)). \quad (4.13)$$

Nesta equação, P_+ e P_- são as potências de cada lado do espectro (mostrado na Figura 47) e α é uma constante de ajuste do estimador, previamente determinada e depende do tipo e da frequência de corte do filtro passa-baixas do receptor. Esta relação simples leva a um esquema de algoritmo com alimentação direta, capaz de estimar um amplo intervalo de desvios de frequência com erro de estimação bem abaixo de 3,5 GHz para um sinal PolMux-QPSK a 112 Gb/s. Após esse algoritmo, a estimação pode ser refinada por um algoritmo de m -ésima potência [12]–[14]. Na Figura 48 está mostrado um diagrama de blocos do método proposto. O espectro é obtido através de uma transformada rápida de Fourier (FFT) do sinal recebido.

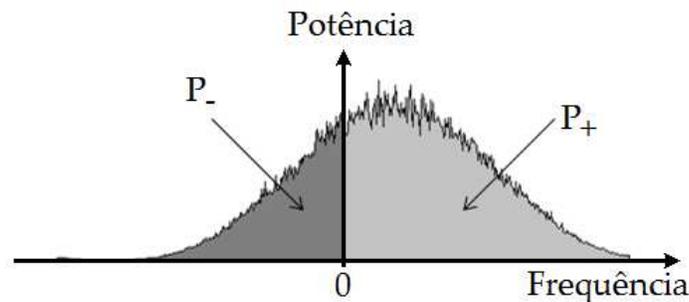


Figura 47 – Espectro de potência do sinal recebido com $\Delta f > 0$, mostrando os dois lados do espectro.

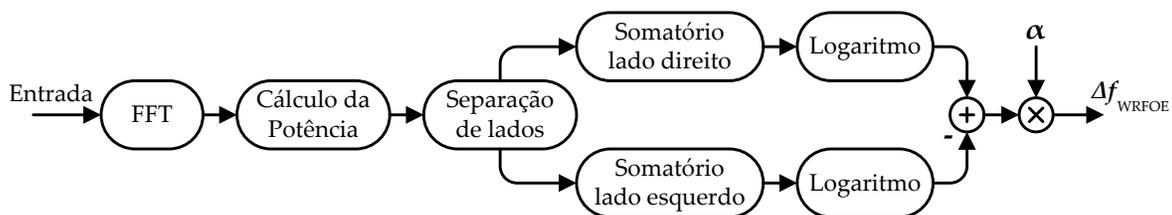


Figura 48 – Diagrama de blocos do estimador proposto.

Para melhorar a precisão do estimador, as duas polarizações são consideradas ao se calcular o espectro de potência. Uma média móvel é aplicada sobre espectros adquiridos sucessivamente, para reduzir o impacto do ruído. O somatório das componentes de cada lado do espectro leva a P_+ e a P_- . Então, o desvio de frequência pode ser obtido

aplicando-se (4.13). Como o método retorna um valor de FO para uma simples relação de potência, o tempo de convergência necessário para estimar o FO depende apenas do número de médias feitas.

Uma desvantagem do estimador de FO baseado no espectro é a penalidade imposta pela baixa frequência de corte dos filtros passa-baixas após a detecção do sinal [19]. A Tabela 1 resume os efeitos de filtros com bandas diferentes no espectro do sinal recebido. As transformadas discretas de Fourier dos sinais foram deslocadas de $N_{FOE}/2$, em que N_{FOE} é o tamanho da FFT, para melhor entendimento.

Tabela 1 – Comparação de espectros de sinais filtrados eletricamente

Frequência de corte	Filtro passa-baixa	Espectro de potência do sinal recebido		
		$\Delta f = -5$ GHz	$\Delta f = 0$ GHz	$\Delta f = +5$ GHz
28 GHz				
25 GHz				
20 GHz				
16 GHz				

Como a filtragem elétrica induz uma assimetria no espectro do sinal, isto pode impactar na estimação de FO. Filtragem óptica tem um impacto similar, mas pode ser mais degradante com a possibilidade do número e da banda dos filtros ópticos mudarem com a reconfiguração da rede. Resultados simulados e experimentais mostram que o método proposto é robusto tanto para filtragem elétrica quanto para filtragem óptica. Tais resultados serão demonstrados e analisados neste capítulo.

5.2 SIMULAÇÕES

O método proposto foi avaliado através de simulações na presença de filtragem elétrica e óptica em um sistema PolMux-QPSK a 112 Gb/s. Foi considerado um transmissor PolMux-QPSK, um amplificador óptico, um anel de recirculação com filtro ópticos de 50 GHz de banda e um receptor coerente com diversidade de polarização.

Em todas as simulações, o desvio de frequência foi variado entre -5 GHz e +5 GHz, ajustando simultaneamente o oscilador local e o laser do transmissor em um intervalo de $\pm 2,5$ GHz, em torno de 193,4 THz. O sinal foi corrompido pelo ruído do amplificador e pelo ruído de fase dos lasers, ambos com largura de linha de 500 kHz. A relação sinal-ruído óptica (OSNR – *optical signal-to-noise ratio*) foi definida em 15 dB (para uma resolução de 0,1 nm do analisador de espectro óptico). Para cada simulação, foram transmitidos 32768 símbolos, com duas amostras por símbolo. Para estas simulações, o único bloco dos algoritmos de processamento digital de sinais considerado foi o bloco de estimação de baixa precisão de desvio de frequência.

5.2.1 TOLERÂNCIA À FILTRAGEM ELÉTRICA

Ao receber o sinal óptico, este passa por uma filtragem elétrica nos ADCs do receptor. Estas filtragens podem ocasionar uma assimetria no espectro do sinal. Para avaliar a tolerância a este tipo de filtragem, foram utilizados filtros gaussianos de quarta ordem, após o receptor com diversidade de polarização, modelando a filtragem elétrica.

Foram utilizados geradores de sequências pseudo-aleatórias para criar quatro sequências descorrelacionadas com taxa de símbolos de 28 GBd (I_x , Q_x , I_y e Q_y). Os sinais destes geradores passaram através de um modulador com capacidade de gerar o formato de modulação PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ. Um EDFA foi colocado na saída deste modulador com propósito de controlar o nível de ruído na saída do modulador. A saída deste amplificador foi ligado a um receptor coerente com diversidade de polarização. Filtros gaussianos de quarta ordem com frequências de corte de 16, 20, 25 e 28 GHz foram considerados após os fotodetectores para simular o efeito da filtragem elétrica presente na conversão optoeletrônica do sinal. O esquema de simulação está mostrado na Figura 49.

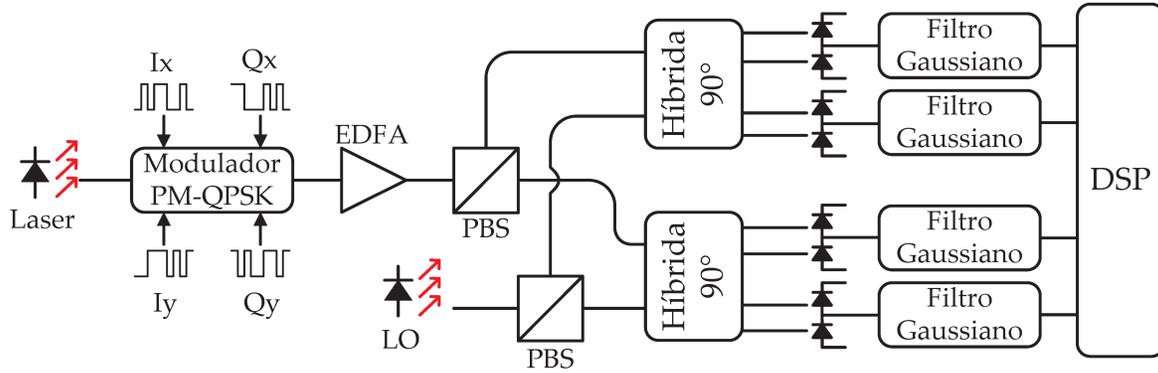


Figura 49 – Diagrama da simulação para avaliação da tolerância à filtragem elétrica.

O tamanho do bloco da FFT utilizada foi $N_{FOE} = 128$ e o parâmetro α , utilizado pelo algoritmo, foi de 14,3 GHz, para o NRZ. A Figura 50 mostra os resultados da simulação para o método proposto, para filtragem elétrica.

É possível se perceber que a filtragem elétrica afeta suavemente a estimação de frequência de amplo intervalo, mesmo quando um filtro passa-baixas é empregado. O erro de estimação atinge 1 GHz, no pior caso.

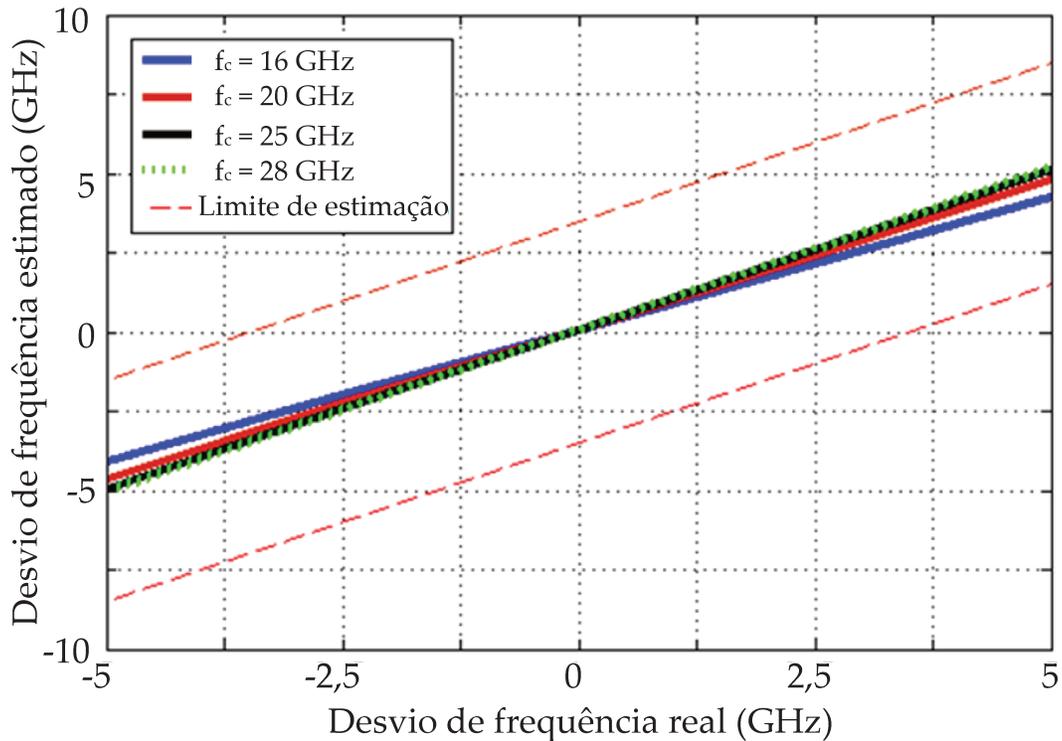


Figura 50 – Desempenho do estimador proposto com diferentes filtros passa-baixas do receptor.

5.2.2 TOLERÂNCIA À FILTRAGEM ÓPTICA

Ao longo da transmissão do sinal óptico, este passa por vários dispositivos ópticos que filtram o sinal. Estas filtragens podem ocasionar uma assimetria no espectro do sinal. Para avaliar a tolerância a este tipo de filtragem, utilizaram-se filtros gaussianos de segunda ordem com banda de 44 GHz, modelando filtros ópticos presentes em ROADMs comerciais em operação na grade de 50 GHz.

Foram utilizados geradores de sequências pseudo-aleatórias para criar quatro sequências decorrelacionadas em 28 GBd (I_x , Q_x , I_y e Q_y). Os sinais destes geradores passaram através de um modulador com capacidade de gerar o formato de modulação PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ ou RZ. Um EDFA foi colocado na saída deste modulador com propósito de controlar o nível de ruído na saída do modulador. A saída deste amplificador foi ligada a um laço de recirculação com um filtro gaussiano. Cada volta neste laço de recirculação representa uma passagem através de um ROADM. Por fim, foi utilizado um receptor com diversidade de polarização. O esquema de simulação está mostrado na Figura 51.

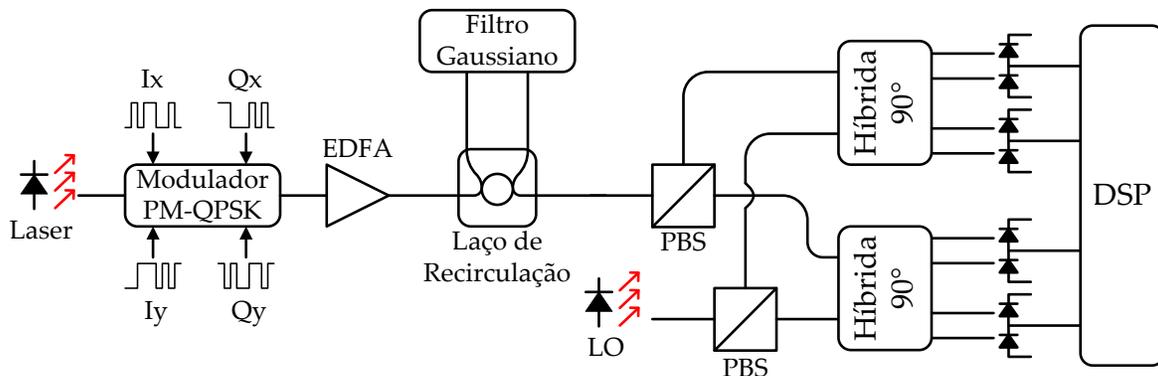


Figura 51 – Diagrama da simulação para avaliação da tolerância à filtragem óptica.

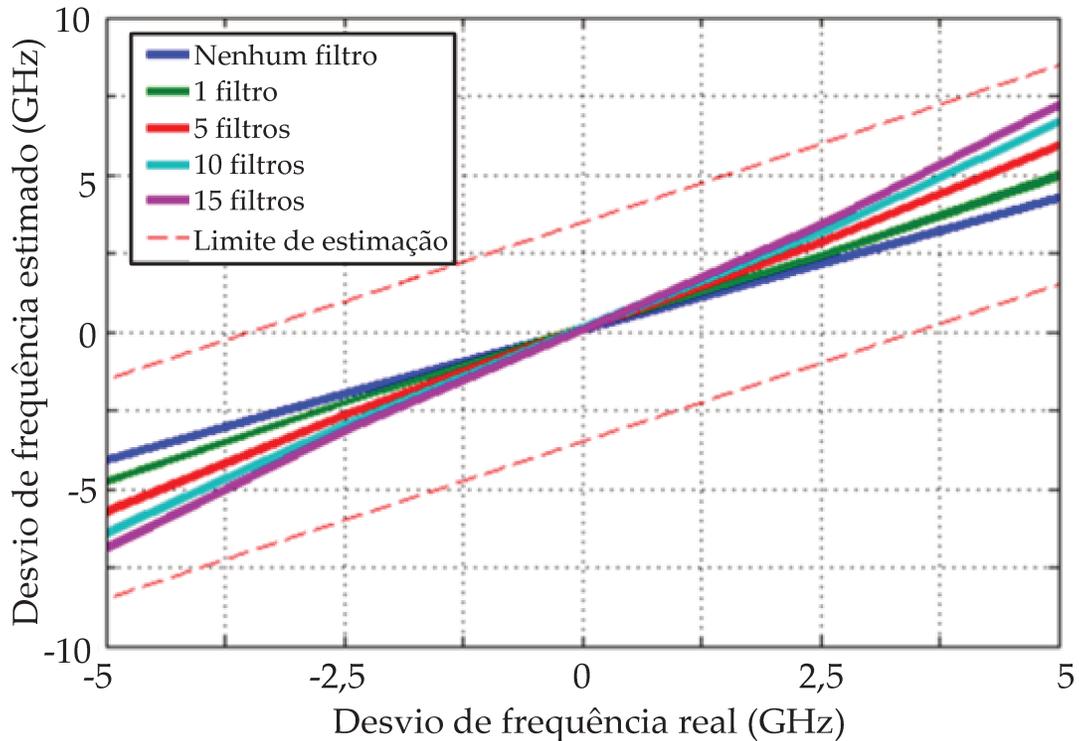


Figura 52 — Desempenho do estimador para PolMux-QPSK a 112 Gb/s com formato de pulso NRZ, ao passar por filtros ópticos 50 GHz cascateados, tendo o número de filtros como parâmetro.

5.3 EXPERIMENTOS

Para validar o método proposto, alguns experimentos foram realizados. Para avaliar as tolerâncias à filtragem elétrica e filtragem óptica, um sistema PolMux-QPSK a 112 Gb/s foi considerado. Para avaliar a sensibilidade quanto ao formato de modulação e aos diferentes tipos de formato de pulso, foram considerados os esquemas de modulação PolMux-BPSK a 56 Gb/s, PolMux-QPSK a 112 Gb/s e PolMux-16QAM a 224 Gb/s, em conjunto com os formatos de pulso NRZ e RZ 50%. Por fim, para se avaliar a tolerância ao ruído óptico, foi considerado um sistema PolMux-BPSK a 56 Gb/s, com formato de pulso NRZ. Este formato de modulação foi o escolhido por apresentar menor OSNR necessária para uma taxa de erros de bits aceitável.

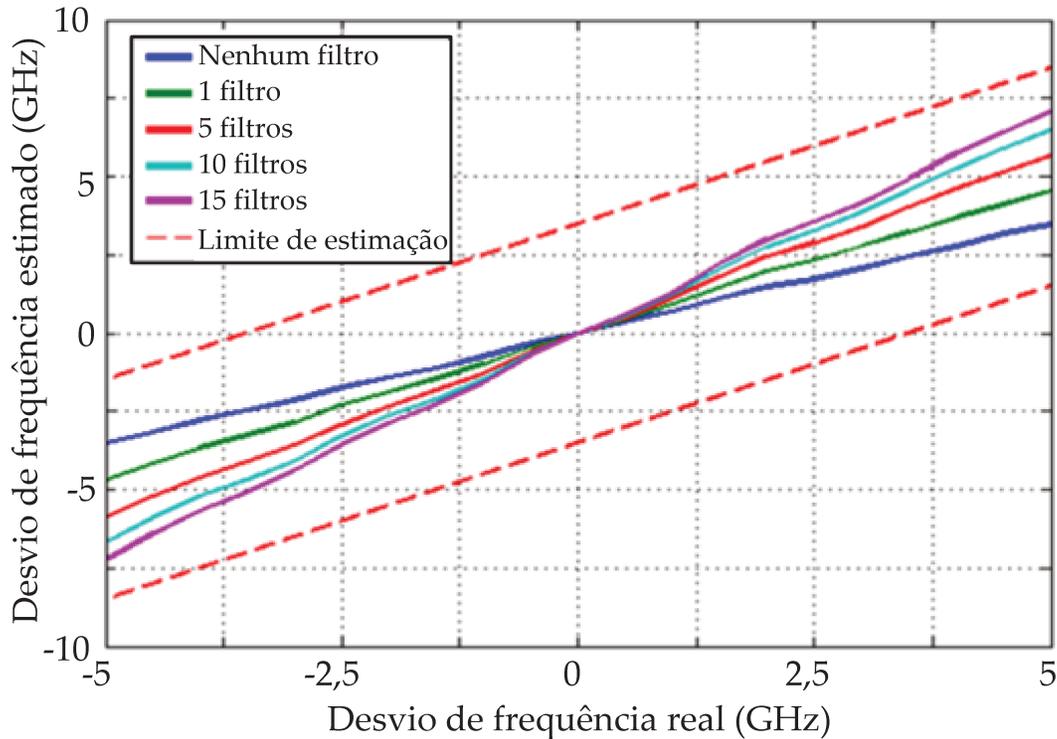


Figura 53 — Desempenho do estimador para PolMux-QPSK a 112 Gb/s com formato de pulso RZ 50%, ao passar por filtros ópticos 50 GHz cascatedos, tendo o número de filtros como parâmetro.

5.3.1 TOLERÂNCIA À FILTRAGEM ELÉTRICA

Para avaliar o desempenho do algoritmo de estimação grosseira de desvio de frequência com filtragem elétrica, foi realizado um experimento acoplando-se diretamente o transmissor ao receptor (*back-to-back*). Um sinal a uma taxa de transmissão de informação de 100 Gb/s foi considerado juntamente com 12% de cabeçalhos para roteamento e códigos corretores de erro, formando um sinal a 112 Gb/s de dados. O formato de modulação PolMux-QPSK, foi gerado por meio da associação de um laser sintonizável e um modulador com diversidade de polarização, este alimentado por quatro linhas de um gerador de seqüências aleatórias de bits à taxa de 28 GBd. A saída deste modulador foi amplificada por um EDFA e ligada diretamente a um receptor coerente com diversidade de polarização. Então, o sinal resultante foi amostrado por dois osciloscópios de tempo real sincronizados, operando com taxa de amostragem de 80 bilhões de amostras por segundo, e precedidos de filtros passa-baixas ajustáveis em frequências de corte de 16 e

30 GHz. O sinal digitalizado foi processado, após toda coleta de dados, por um computador pessoal (*off-line*). O desvio de frequência foi ajustado manualmente, variando-se o oscilador local sintonizável. A montagem experimental está mostrada na Figura 54.

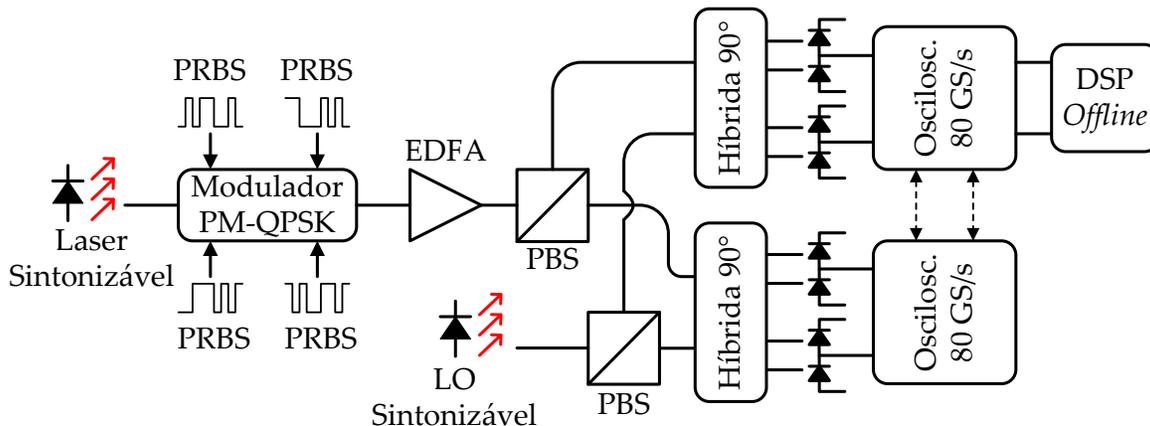


Figura 54 – Experimento para avaliação de tolerância à filtragem elétrica.

A OSNR foi definida em 20 dB (com 0,1 nm de resolução) controlando a potência do laser de bombeio do EDFA, antes do receptor coerente intradino. O desvio de frequência foi variado em um intervalo de $\pm 5,25$ GHz, e com as frequências de corte dos osciloscópios fixadas em 16 e 30 GHz. O valor de α adotado foi de 14,5 GHz e o tamanho do bloco FFT foi $N_{FOE} = 128$. Foram adquiridas 40 mil amostras para cada valor de desvio de frequência. Neste caso, utilizou-se também, o estimador de desvio de frequência baseado na simetria espectral (Seção 4.3.1), para fins de comparação. Os resultados para filtragem elétrica na configuração *back-to-back* estão mostrados na Figura 55.

É possível se observar que o método proposto sofre menos penalidades referentes à estimação do desvio de frequência se comparado às de trabalhos anteriores [19], quando se limita a frequência de corte dos filtros passa-baixas, apresentando, portanto, robustez à filtragem elétrica.

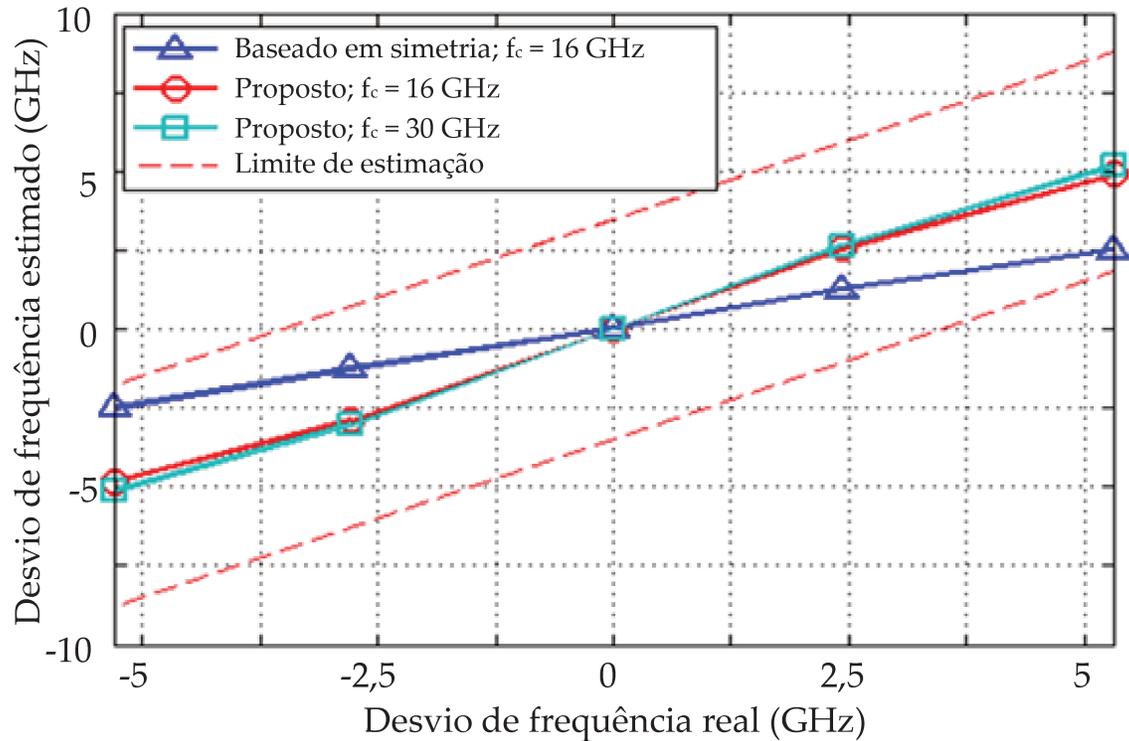


Figura 55 - Desempenho dos estimadores grosseiros de desvio de frequência para PolMux-QPSK, utilizando diferentes frequências de corte dos filtros passa-baixas.

5.3.2 TOLERÂNCIA À FILTRAGEM ÓPTICA

Para avaliar o desempenho do algoritmo proposto com filtragem óptica, realizou-se um experimento empregando um anel de recirculação com EDFAs, 295 km de fibra monomodo e um ROADM operando na grade de 50 GHz (Figura 56).

Realizaram-se medições sem o anel de recirculação (*back-to-back*) e com o mesmo, considerando-se cinco voltas no anel, totalizando uma transmissão através de 1475 km de fibra monomodo. O desvio de frequência foi variado em um intervalo de ± 6 GHz, com a frequência de corte dos osciloscópios definida em 30 GHz. O tamanho do bloco da FFT utilizado foi $N_{FOE} = 128$ e o parâmetro α utilizado foi de 14,5 GHz. Foram adquiridas 40 mil amostras para cada valor de desvio de frequência.

Para medir penalidades em BER impostas por grandes desvios de frequência, os dados experimentais foram processados utilizando a sequência completa de algoritmos de processamento digital de sinais, como a mostrada na Figura 15. Para compensação de

dispersão cromática, utilizou-se a implementação no domínio da frequência, compensando um valor de dispersão cromática previamente medido laboratorialmente. O algoritmo de recuperação de sincronismo utilizado foi a implementação de Gardner, o algoritmo de separação de fontes utilizado foi o CMA, e os algoritmos de recuperação de frequência e fase utilizados foram a implementação no domínio da frequência do algoritmo de m-ésima potência e o algoritmo de Viterbi-Viterbi, respectivamente.

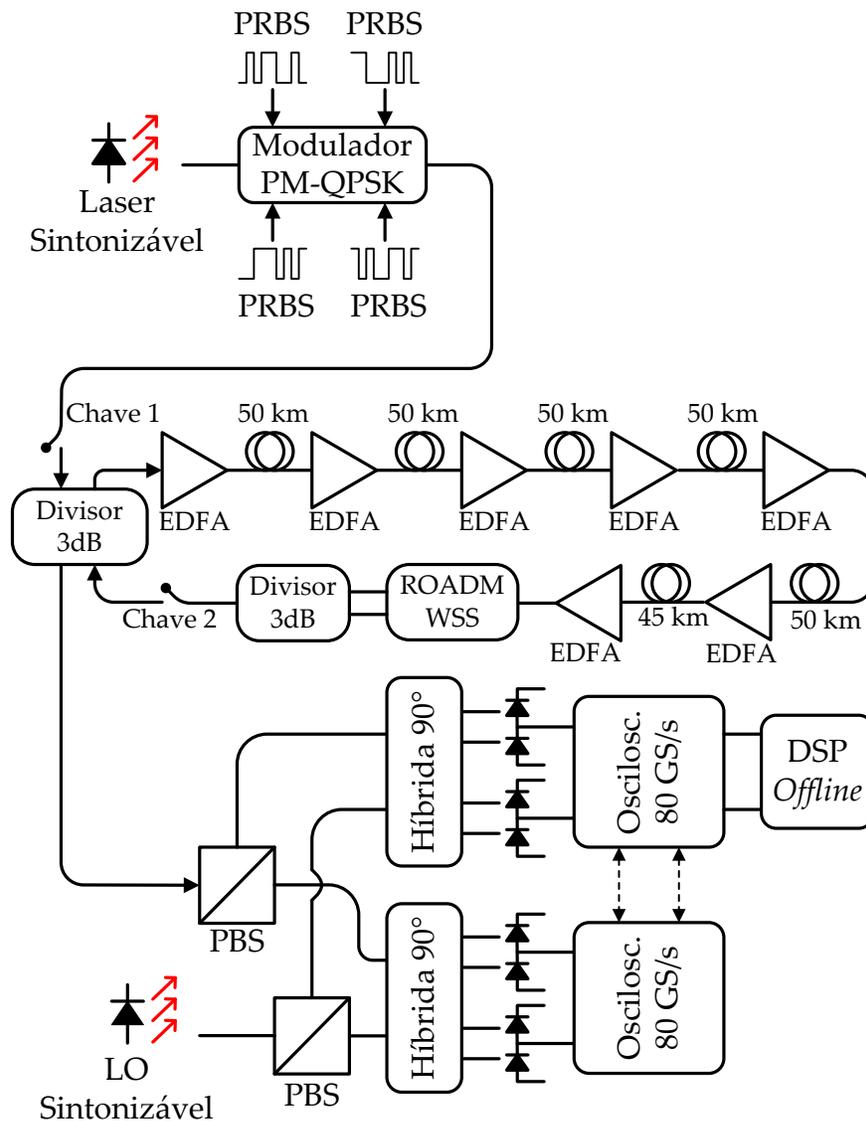


Figura 56 — Diagrama do experimento para avaliação do método quanto à tolerância à filtragem óptica.

O algoritmo proposto foi utilizado como um estimador primário de desvio de frequência, utilizando a informação da FFT advinda do sinal recebido, disponível no algoritmo de compensação de dispersão cromática. Na Figura 57 estão mostrados os resultados experimentais do algoritmo na presença de filtragem óptica. Na Figura 58, está mostrado o desempenho em BER do sistema com o desvio de frequência e na presença de filtragem óptica.

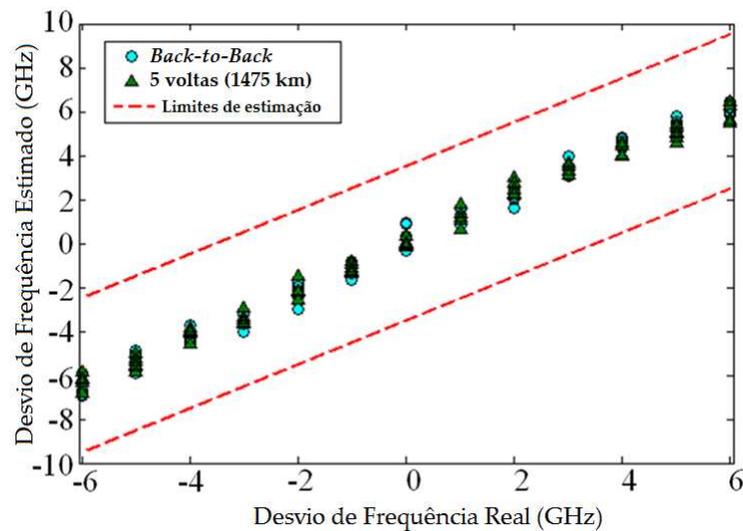


Figura 57 – Desempenho experimental do estimador de FO proposto, através de voltas no anel de recirculação com ROADMs operando na grade de 50 GHz.

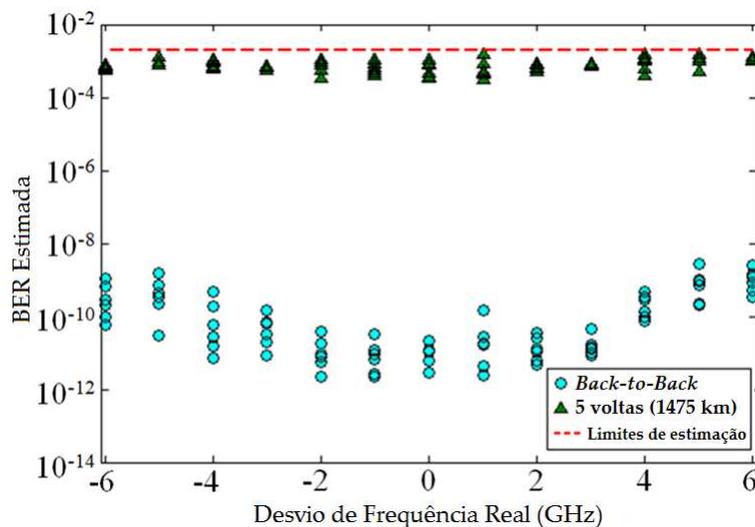


Figura 58 – Desempenho em BER para o funcionamento sistêmico através de voltas no anel de recirculação com ROADMs operando na grade de 50 GHz.

Como se observam nas Figuras 57 e 58, o estimador proposto também possui alta tolerância à filtragem óptica. O erro de estimação sempre foi menor que o limite de $\pm 3,5$ GHz, deixando a estimação refinada para o estimador de m -ésima potência. Após transmissão no anel de recirculação, os dados recebidos foram corrompidos pelo ruído do amplificador, com OSNR próxima a 15 dB (com 0,1 nm de resolução do analisador de espectro óptico), enquanto que, no experimento em *back-to-back*, a OSNR estava em aproximadamente 35 dB. Na Figura 58, percebe-se que, quando se aumenta o valor absoluto do desvio de frequência, há uma considerável penalidade em BER para o experimento em *back-to-back*, devido a limitações de banda do receptor. Entretanto, após a transmissão na fibra óptica, quando a OSNR estava baixa o suficiente, de modo que o sistema estava operando próximo ao limite de correção dos códigos FEC (ou seja, $BER = 2 \times 10^{-3}$), a penalidade introduzida pelos ruídos do amplificador superou a penalidade devido às limitações de banda, tornando-se imperceptível alguma penalidade devida ao desvio de frequência elevado. Neste caso, as penalidades no desempenho do sistema foram primariamente afetadas pelo ruído do amplificador.

5.3.3 SENSIBILIDADE A FORMATOS DE MODULAÇÃO E FORMATOS DE PULSO

Para se avaliar o desempenho do método proposto em utilização com diferentes formatos de modulação e diferentes formatos de pulso, alguns experimentos foram realizados. Foi utilizado um filtro óptico na saída do sinal, representando a realização de pré-filtragem, e outro filtro óptico no receptor, representando filtros presentes em ROADMs. Na Figura 59, está representado o diagrama dos experimentos.

Utilizou-se como base a frequência de operação de 193,4 THz para os lasers do transmissor e do receptor. Assim, variaram-se as frequências dos dois lasers em torno deste valor. No laser do transmissor, foram utilizados os valores de desvio de frequência do laser do transmissor, $\Delta f_{TX} = [0 ; 0,5 ; 2,5]$ GHz. Para o laser LO, os valores de desvio de frequência utilizados foram $\Delta f_{RX} = [0 ; \pm 0,5 ; \pm 1,5 ; \pm 2,5]$ GHz. Assim o desvio de frequência resultante, $\Delta f = \Delta f_{TX} - \Delta f_{RX}$, assumiu valores entre -2,5 GHz e 5 GHz.

Os formatos de modulação utilizados foram o PolMux-BPSK, o PolMux-QPSK e o PolMux-16QAM. Os formatos de pulso utilizados foram o NRZ e o RZ com 50% de ciclo de trabalho. Para cada formato de modulação, realizaram-se seis conjuntos de experimentos.

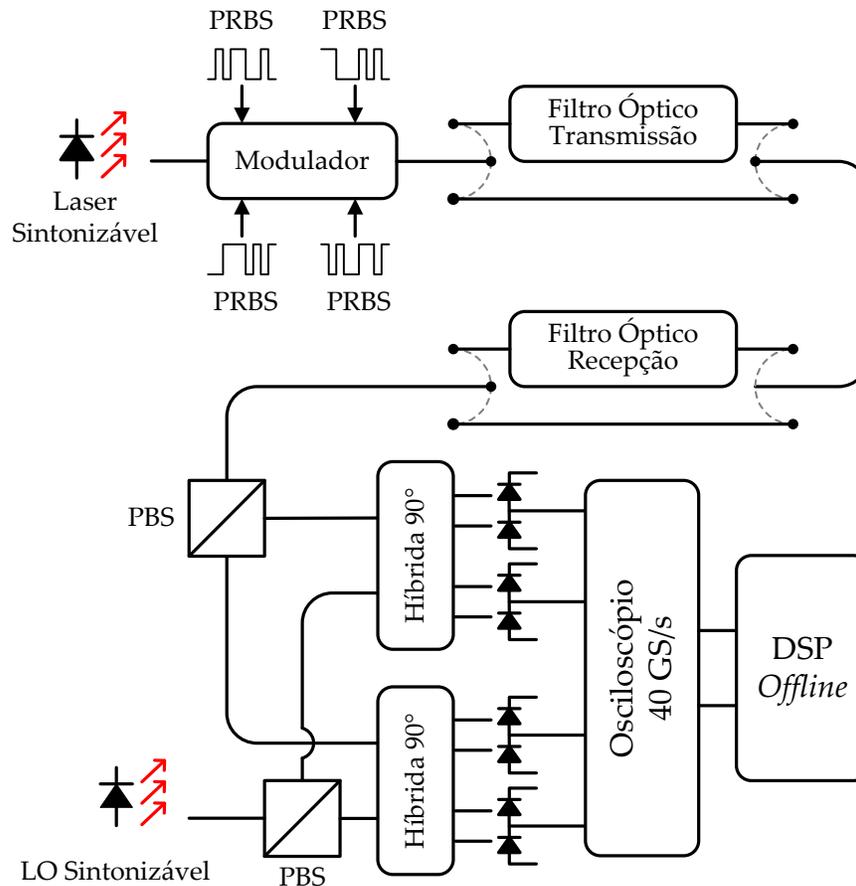


Figura 59 – Diagrama do experimento para avaliação do método quanto à tolerância à filtragem óptica.

Para o formato de pulso NRZ, realizaram-se dois conjuntos de experimentos, ambos sem pré-filtragem. O primeiro deles, sem a utilização de um filtro óptico na recepção e o segundo, com um filtro óptico de 37,5 GHz na recepção. Para o formato de pulso RZ 50%, foram realizados quatro conjuntos de experimentos, sendo eles a combinação de ausência de pré-filtragem e presença de pré-filtragem de 25 GHz, e a ausência de filtragem na recepção e presença de filtragem de 37,5 GHz na recepção. A pré-filtragem foi utilizada neste experimento para se verificar a funcionalidade do método proposto em sinais

limitados em banda no transmissor [57]. As relações sinal-ruído ópticas utilizadas foram 10, 12 e 24 dB para os formatos PolMux-BPSK, PolMux-QPSK e PolMux-16QAM, respectivamente, medidas com resolução de 0,1 nm no analisador de espectro óptico. A Figura 60 sumariza, de forma simplificada, os experimentos realizados.

Utilizaram-se, para adquirir os experimentos, quatro entradas de um osciloscópio de 40 bilhões de amostras por segundo e frequência de corte de 16 GHz. Para medir penalidades em BER impostas por grandes desvios de frequência, os dados experimentais foram processados utilizando a sequência completa de algoritmos de processamento digital de sinais, como mostrada na Figura 15. O algoritmo de recuperação de sincronismo utilizado foi a implementação de Gardner e o algoritmo de separação de fontes utilizado foi o DD-LMS, utilizando a realimentação de fase proveniente dos algoritmos de recuperação de portadora. Os algoritmos de recuperação de frequência e fase utilizados foram a implementação no domínio da frequência do algoritmo de m -ésima potência e o DD-LMS adaptado para recuperação de fase, respectivamente.

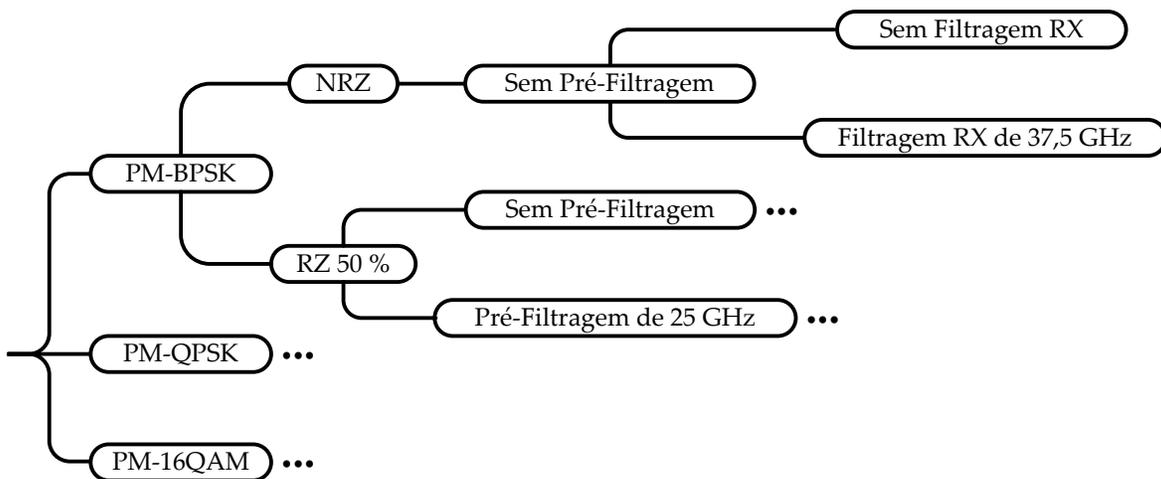


Figura 60 — Experimentos realizados para avaliar a sensibilidade a formatos de modulação e formatos de pulso. As reticências indicam repetição de parâmetros.

Devido ao grande volume de dados obtidos, os resultados mais relevantes foram dispostos na Tabela 2. Os gráficos relativos a esses resultados estão discriminados no Apêndice A.

Tabela 2 – Resultados experimentais sobre a sensibilidade do algoritmo a diferentes formatos de modulação e de pulso.

Formato de Modulação	Formato de Pulso	Pré-Filtragem	Filtragem Receptor	Erro máximo de estimação	BER Mínima		BER Máxima	
					Estimada	Contada	Estimada	Contada
PolMux-BPSK	NRZ	N/A	N/A	1,001 GHz	1,507e-4	1,888e-4	1,669e-3	2,064e-3
			37,5 GHz	2,015 GHz	1,411e-4	1,775e-4	2,252e-4	2,920e-4
	RZ 50%	N/A	N/A	1,809 GHz	2,839e-5	3,300e-5	1,022e-4	1,127e-4
			37,5 GHz	2,221 GHz	2,922e-5	3,091e-5	4,823e-5	6,726e-5
		25 GHz	N/A	2,765 GHz	1,301e-4	1,683e-4	2,513e-4	2,803e-4
			37,5 GHz	3,175 GHz	1,19e-4	1,324e-4	2,746e-4	3,158e-4
PolMux-QPSK	NRZ	N/A	N/A	0,957 GHz	5,850e-4	8,413e-4	1,045e-3	1,558e-3
			37,5 GHz	1,023 GHz	4,591e-4	6,327e-4	9,653e-4	1,439e-3
	RZ 50%	N/A	N/A	0,998 GHz	1,236e-4	1,761e-4	2,782e-4	4,159e-4
			37,5 GHz	1,326 GHz	1,655e-4	2,396e-4	3,427e-4	5,030e-4
		25 GHz	N/A	2,827 GHz	6,393e-4	9,031e-4	1,013e-3	1,362e-3
			37,5 GHz	2,9 GHz	4,756e-4	6,907e-4	9,653e-4	1,388e-3
PolMux-16QAM	NRZ	N/A	N/A	0,632 GHz	2,159e-3	3,071e-3	6,450e-3	6,801e-3
			37,5 GHz	0,904 GHz	3,717e-3	3,656e-3	6,455e-3	7,767e-3
	RZ 50%	N/A	N/A	1,224 GHz	3,669e-4	7,228e-4	1,078e-3	1,771e-3
			37,5 GHz	1,341 GHz	3,502e-4	4,715e-4	1,511e-3	2,578e-3
		25 GHz	N/A	2,947 GHz	3,715e-4	6,830e-4	1,114e-3	1,168e-3
			37,5 GHz	2,910 GHz	5,280e-4	5,497e-4	1,623e-3	2,041e-3

É possível se observar na Tabela 2 que o estimador proposto se comportou dentro do esperado para todos os formatos de modulação, tendo o erro de estimação ficado sempre menor que o limite de $\pm 3,5$ GHz, deixando a estimação refinada para o estimador de m -ésima potência. A partir da Tabela 2, também é possível se observar que o erro de estimação tende a aumentar com a presença de pré-filtragem.

5.3.4 SENSIBILIDADE A RUÍDOS ADITIVOS

Para se avaliar o desempenho do método proposto em utilização com diferentes níveis de ruído, foi realizado um experimento em *back-to-back*, com formato de modulação PolMux-BPSK, taxa de símbolos de 28 GBd, e OSNR variável. Na Figura 61, está representado o diagrama deste experimento.

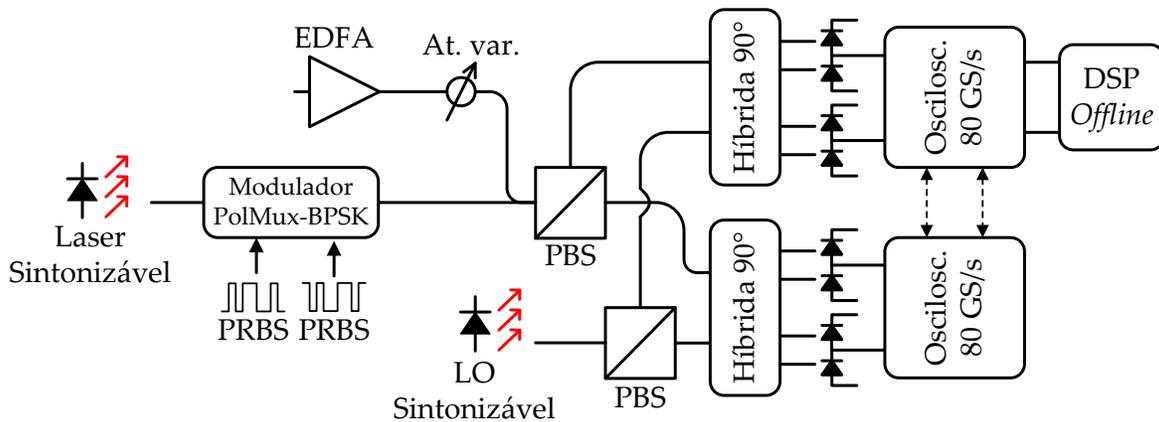


Figura 61 – Diagrama do experimento para avaliação do método quanto aos ruídos aditivos.

A relação entre o sinal e o ruído do sinal recebido foi variada por meio da utilização de um EDFA com um atenuador variável em paralelo ao sinal óptico modulado. Os valores de OSNR utilizados no experimento foram 10, 13, 15, 19 e 22 dB. Não foram utilizados filtros ópticos e a banda elétrica do osciloscópio utilizado foi definida como 16 GHz. Os valores de desvio de frequência utilizados foram $\Delta f = 0$ (representado, nos resultados, por círculos verdes), $\Delta f = 2$ GHz (círculos vermelhos) e $\Delta f = 5$ GHz (círculos azuis). Os dados adquiridos no osciloscópio foram tratados de maneira *offline* em um computador pessoal. Os valores de desvio de frequência estimados por meio do método proposto de estimação grosseira estão mostrados na Figura 62. Os valores dos desvios de frequência estimados através da combinação do método de estimação grosseira e do método de estimação refinada estão mostrados na Figura 63. A curva de taxa de erros estimada versus OSNR está mostrada na Figura 64. É possível se perceber uma pequena inclinação nos resultados, à medida que a OSNR vai aumentando. Entretanto, esta oscilação é pequena o suficiente, não sendo capaz de fazer o estimador refinado de desvio de frequência convergir para um valor errôneo. A curva de taxa de erros versus OSNR não sofre grandes penalidades com o aumento do desvio de frequência.

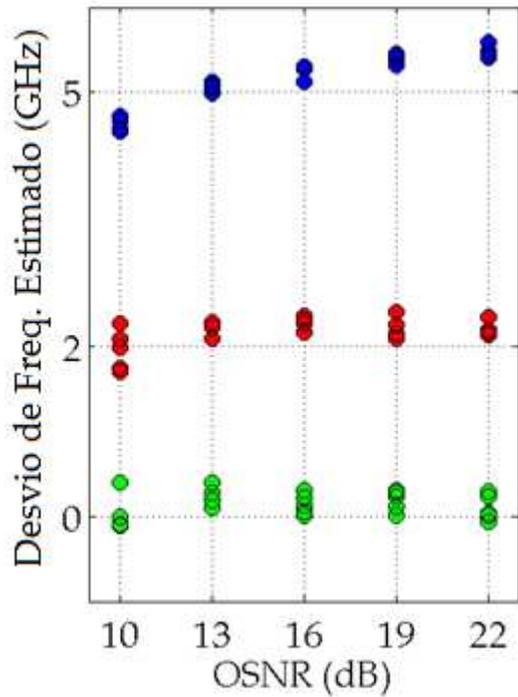


Figura 62 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para diversos níveis de ruído.

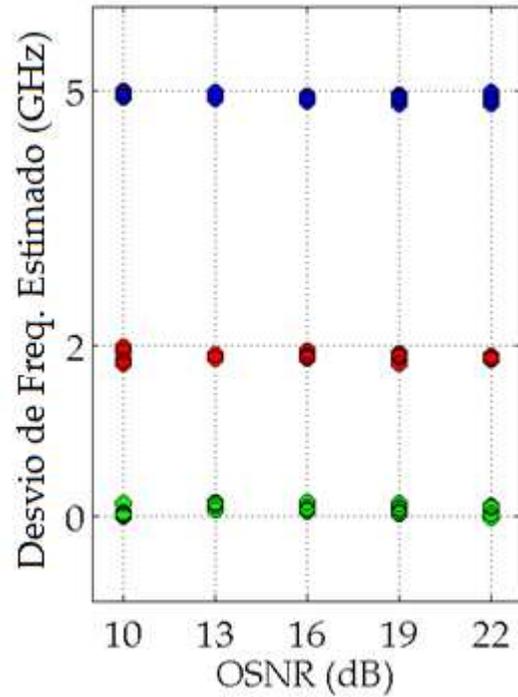


Figura 63 — Desvio de frequência final estimado através do da combinação do método proposto com o método de m -ésima potência para diversos níveis de ruído.

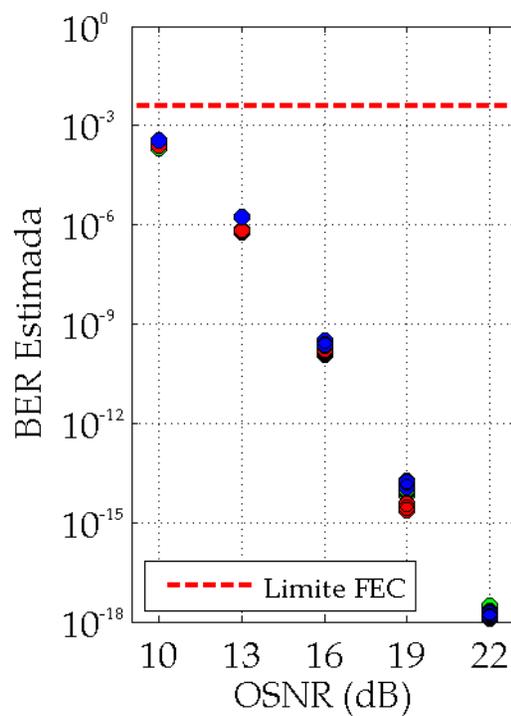


Figura 64 — Taxa de erros para PolMux-BPSK, com diferentes níveis de ruído.

6

CONCLUSÕES

FOI proposto um método simples e inovador, com alimentação direta, cego e baseado no espectro do sinal recebido, para estimar um largo intervalo de desvios de frequência, com menor complexidade que a de outras técnicas também baseadas em espectro. Simulações indicaram que o algoritmo proposto possui alta tolerância tanto para filtragem elétrica quanto para óptica, mesmo quando se utilizou sinais de diferentes formatos de modulação e formatos de pulso RZ, os quais apresentam espectro mais largo do que sinais com formato de pulso NRZ. Se o receptor utilizar o estimador proposto para gerar uma estimativa grosseira do desvio de frequência e, então, utilizar um método de m -ésima potência para obter uma estimativa refinada do desvio de frequência, o receptor será capaz de compensar um amplo intervalo de dessintonias de frequências sem se preocupar com a filtragem do sinal. Como o método proposto é um estimador baseado no espectro do sinal recebido, este método poderá ser utilizado com qualquer formato de modulação de única portadora.

O desempenho do estimador de desvios de frequência foi analisado por meio de simulações e de alguns experimentos. Analisou-se o desempenho do método proposto em

sistemas coerentes utilizando os formatos de modulação, PolMux-BPSK, PolMux-QPSK e PolMux-16QAM, tanto com o formato de pulso NRZ, quanto com o RZ.

6.1 CONTRIBUIÇÕES

A seguir, serão enumeradas as principais contribuições deste trabalho.

- 1) Foi realizada uma densa pesquisa bibliográfica acerca do estado da arte dos algoritmos para processamento digital de sinais ópticos coerentes com formatos de modulação PolMux-BPSK, PolMux-QPSK e PolMux-16QAM.
- 2) Foi apresentado e demonstrado o funcionamento de um novo algoritmo de estimação preliminar de desvio de frequência, que resolve, com baixa complexidade computacional, o problema de dessintonia entre os lasers do oscilador local e do transmissor.

6.2 PUBLICAÇÕES REFERENTES À DISSERTAÇÃO

Alguns dos resultados obtidos foram publicados em duas conferências internacionais e em uma revista de relevância internacional. Abaixo, encontram-se listadas as três publicações:

- 1) J. C. M. Diniz, E. S. Rosa, V. B. Ribeiro, J. C. R. F. Oliveira e A. C. Bordonalli, “Wide-range frequency offset estimator for DSP-based optical coherent receivers”, *Anais da 2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*, Natal, RN, Brasil, pp. 710-713, 2011.
- 2) J. C. M. Diniz, E. S. Rosa, V. B. Ribeiro, R. da Silva, E. P. da Silva, A. F. Herbster, A. C. Bordonalli e J. C. R. F. de Oliveira, “Simple feed-forward wide-range frequency offset estimator for optical coherent receivers”. *Anais da European Conference and Exhibition on Optical Communication*, Genebra, Suíça, artigo Tu.3.A.4, 2011.

- 3) J. C. M. Diniz, J. C. R. F. de Oliveira, E. S. Rosa, V. B. Ribeiro, V. E. S. Parahyba, R. da Silva, E. P. da Silva, L. H. H. de Carvalho, A. F. Herbster e A. C. Bordonalli. "Simple feed-forward wide-range frequency offset estimator for optical coherent receivers", *Optics Express*, vol. 19, pp. B323-B328, 2011.

REFERÊNCIAS

- [1] S. Betti, G. de Marchis e E. Iannone, *Coherent Optical Communication Systems*. Nova Iórque, NY, EUA: John Wiley & Sons, 1995.
- [2] O.K. Tonguz, R.E. Wagner, "Equivalence between preamplified direct detection and heterodyne receivers". *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 3-9, pp. 835–837, Setembro de 1991.
- [3] G.P. Agrawal, *Fiber-Optic Communications Systems*. 3ª edição. Rochester, NY, EUA: John Wiley & Sons, 2002.
- [4] J.M. Kahn e K.P. Ho, "Ultimate spectral efficiency limits in DWDM systems". *Anais do OptoElectronics and Communications Conference*. Yokohama, Japão, Julho de 2002.
- [5] J.M. Kahn e K.P. Ho, "Spectral efficiency limits and modulation/detection techniques for DWDM systems". *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 10-2, pp. 259–272, Março e Abril de 2004.
- [6] L.G. Kazovsky, "Homodyne phase-shift-keying systems: Past challenges and future opportunities". *Anais do Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, artigo OTuL3 Fevereiro de 2005.
- [7] Optical Internetworking Forum, OIF. "100G Ultra Long Haul DWDM Framework Document", OIF, 2009. Acessado em 26 de Agosto de 2013. Disponível em: <http://www.oiforum.com/public/documents/OIF-FD-100G-DWDM-01.0.pdf>
- [8] P.J. Winzer, R. Essiambre, "Advanced optical modulation formats". *Proceedings of the IEEE*, vol 94-5, pp. 952–985, Maio de 2006.
- [9] M. Seimetz, *High-order modulation for optical fiber transmission*. Springer series in Optical Sciences, vol. 143, Springer, 2009.
- [10] S.J. Savory, "Digital filters for coherent optical receivers", *Optics Express*, vol. 16-2, pp. 804-817, Fevereiro de 2008.
- [11] S.J. Savory, "Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16-5, pp. 1164-1179, Setembro e Outubro de 2010.

- [12] A. Leven, N. Kaneda, U.-V. Koc, and Y.-K. Chen, "Frequency Estimation in Intradynce Reception", *IEEE Photonic Technology Letters*, vol. 19-6, pp. 366-368, Março de 2007.
- [13] S. Hoffmann, S. Bhandare, T. Pfau, O. Adamczyk, C. Wördehoff, R. Peveling, M. Porrmann e R. Noé, "Frequency and Phase Estimation for Coherent QPSK Transmission with Unlocked DFB Lasers", *IEEE Photonic Technology Letters*, vol. 20-18, pp. 1569-1571, Setembro de 2008.
- [14] M. Morelli e U. Mengali, "Feedforward frequency estimation for PSK: A tutorial review", *European Transactions on Telecommunications*, vol. 9-2, pp. 103-116, Setembro de 1998.
- [15] Optical Internetworking Forum, OIF. "Integrable Tunable Laser Assembly MSA" (OIF-ITLA-MSA-01.2), 2008. Acessado em 26 de Agosto de 2013. Disponível em: <http://www.oiforum.com/public/documents/OIF-ITLA-MSA-01.2.pdf>
- [16] L. Li, Z. Tao, S. Oda, T. Hoshida e J.C. Rasmussen, "Wide-Range, Accurate and Simple Digital Frequency Offset Compensator for Optical Coherent Receivers", em *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and The National Fiber Optic Engineers Conference*, artigo OWT4, Fevereiro de 2008.
- [17] Z. Li, X. Chen, W. Zhou, H. Zhu, X. Zhou e Z. Zhang, "Wide-Range and Fast-Convergence Frequency Offset Estimator by BER-Aiding for Optical Coherent Receivers", em *Asia Communications and Photonics Conference and Exhibition*, artigo ThT2, Novembro de 2009.
- [18] S. Zhang, L. Xu, J. Yu, M. F. Huang, P. Y. Kam, C. Yu e T. Wang, "Dual-Stage Cascaded Frequency Offset Estimation for Digital Coherent Receivers", *IEEE Photonic Technology Letters*, vol. 22-6, pp. 401-403, Março de 2010.
- [19] T. Nakagawa, K. Ishihara, T. Kobayashi, R. Kudo, M. Matsui, Y. Takatori e M. Mizoguchi, "Wide-Range and Fast-Tracking Frequency Offset Estimator for Optical Coherent Receivers", em *European Conference and Exhibition on Optical Communication*, artigo We.7.A.2, Setembro de 2010.
- [20] S. Tibuleac e M. Filer, "Transmission Impairments in DWDM Networks With Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28-4, pp. 557-568, Fevereiro de 2010.
- [21] E. Ip e J. M. Kahn, "Power Spectra of Return-to-Zero Optical Signals", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24-3, pp. 1610-1619, Março de 2006.
- [22] S. Haykin, *Sistemas de Comunicação*, 4ª edição, São Paulo, SP, Brasil: John Wiley & Sons, 2001.

- [23] M. Doi, M. Sugiyama, K. Tanaka e M. Kawai, "Advanced LiNbO₃ Optical Modulators for Broadband Optical Communications", *IEEE J. Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 12-4, pp. 745–750, Julho-Agosto de 2006.
- [24] D. van den Borne, *Robust optical transmission systems: modulation and equalization*, Eindhoven, Holanda: Technische Universiteit Eindhoven, 2008.
- [25] A.O. dal Forno, A. Paradisi, F.S. Viana, R. Passy e J.P. von der Weid, "Statistical analysis of DGD in PMD emulators with random mode-coupling lengths", em *Microwave and Optoelectronics Conference SBMO/IEEE MTT-S, APS and LEOS-IMOC'99 International*. pp. 458-461 vol. 2, Agosto de 1999.
- [26] A.O. dal Forno, A. Paradisi, R. Passy e J.P. von der Weid, "Experimental and theoretical modeling of polarization-mode dispersion in single-mode fibers", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12-3, pp. 296-298, Março de 2000.
- [27] K. Ishihara, T. Kobayashi, R. Kudo, Y. Takatori, A. Sano, W. Yamada, H. Masuda, M. Matsui, M. Mizoguchi e Y. Miyamoto, "Frequency-domain equalisation without guard interval for optical transmission systems" *Electronics Letters*, vol. 44-25, pp. 1480-1482, Dezembro de 2008.
- [28] F.M. Gardner, "A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 34-5, pp. 423–429, Maio de 1986.
- [29] I. Fatadin e S.J. Savory, "DSP techniques for 16-QAM coherent optical systems", em *2010 IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series*, pp. 22-23, Julho de 2010.
- [30] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. 5ª edição. Englenwood Cliffs, NJ, EUA: Prentice-Hall, 2001.
- [31] A.J. Viterbi e A.M. Viterbi, "Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Application to Burst Digital Transmission", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 29-4, pp. 543–551, Julho de 1983.
- [32] I. Fatadin, D. Ives e S.J. Savory, "Blind Equalization and Carrier Phase Recovery in a 16-QAM Optical Coherent System", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27-15, pp. 3042-3049, Agosto de 2009.
- [33] J.C.M. Diniz, S.M. Ranzini, V.B. Ribeiro, E.C. Magalhães, E.S. Rosa, V.E.S. Parahyba, L.V. Frans, E.E. Ferreira e J.C.R.F. Oliveira, "Hardware-efficient chromatic dispersion estimator based on parallel Gardner timing error detector", em *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, Anaheim, CA, EUA, Fevereiro de 2013.

- [34] J.C.M. Diniz, E.S. Rosa, V.B. Ribeiro, R. Silva, E.P. Silva, A.F. Herbster, A.C. Bordonalli e J.C.R.F. Oliveira, "Simple Feed-Forward Wide-Range Frequency Offset Estimator for Optical Coherent Receivers", em *European Conference and Exposition on Optical Communications*, artigo Tu.3.A.4, Genebra, Suíça, Setembro de 2011.
- [35] J.C.M. Diniz, J.C.R.F. de Oliveira, E.S. Rosa, V.B. Ribeiro, V.E.S. Parahyba, R. da Silva, E.P. da Silva, L.H.H. de Carvalho, A.F. Herbster e A.C. Bordonalli, "Simple feed-forward wide-range frequency offset estimator for optical coherent receivers", *Optics Express*, vol. 19, pp. B323-B328, Dezembro de 2011.
- [36] J.C.M. Diniz, E.S. Rosa, V.B. Ribeiro, J.C.R.F. Oliveira e A.C. Bordonalli, "Wide-range frequency offset estimator for DSP-based optical coherent receivers", em *2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*, pp. 710-713, Outubro de 2011
- [37] R. Kudo, T. Kobayashi, K. Ishihara, Y. Takatori, A. Sano, E. Yamada, H. Masuda, M. Mizoguchi e Y. Miyamoto, "Single carrier transmission with two-stage overlap frequency domain equalisation for long-haul optical systems", *Electronics Letters*, vol. 45-3, pp. 180-182, Janeiro de 2009.
- [38] K. Mueller e M. Müller, "Timing recovery in digital synchronous data receivers", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 24-5, pp. 516-531, Maio de 1976.
- [39] U. Mengali e A.N. d'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*. Nova Iorque, NY, EUA: Plenum Press, 1997.
- [40] M. Oerder, H. Meyr, "Digital filter and square timing recovery", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 36-5, pp. 605-612, Maio de 1988.
- [41] H. Sun e K.-T. Wu, "A Novel Dispersion and PMD Tolerant Clock Phase Detector for Coherent Transmission Systems", em *Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, artigo OMJ4, Março de 2011.
- [42] D. Zibar, J.C.R.F. Oliveira, V.B. Ribeiro, J.C.M. Diniz, A. Paradisi, K.J. Larsen e I.T. Monroy, "Experimental Investigation of Digital Compensation of DGD for 112 Gb/s PDM-QPSK Clock Recovery" em *European Conference and Exhibition on Optical Communication, (ECOC)*, artigo Tu.6.A.4, Setembro de 2011.
- [43] X. Zhou e X. Chen, "Parallel implementation of all-digital timing recovery for high-speed and real-time optical coherent receivers", *Optics Express*, vol. 19-10, pp. 9282-9295, Abril de 2011.
- [44] F.M. Gardner, "Interpolation in digital modems—Part I: fundamentals", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 41-3, pp. 501-507, Março de 1993.

- [45] L. Erup, F.M. Gardner e R.A. Harris, "Interpolation in digital modems—Part II: implementation and performance", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 41-6, pp. 998-1008, Junho de 1993.
- [46] C.W. Farrow, "A continuously variable digital delay element", em *IEEE International Symposium Circuits and Systems*, Espoo, Finlândia, vol. 3, pp. 2641–2645, Junho de 1988.
- [47] E. Ip e J. Kahn, "Feedforward carrier recovery for coherent optical communications", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25-9, pp. 2675–2692, Setembro 2007.
- [48] J.R. Barry e J.M. Kahn, "Carrier synchronization for homodyne and heterodyne detection of optical quadriphase-shift keying", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 10-12, pp. 1939–1951, Dezembro de 1992.
- [49] E. Ip e J.M. Kahn, "Carrier synchronization for 3- and 4-bit-per-symbol optical transmission," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23-12, pp. 4110–4124, Dez. 2005.
- [50] R. Noé, "Phase noise-tolerant synchronous QPSK/BPSK basebandtype intradyne receiver concept with feedforward carrier recovery", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23-2, pp. 802–802, Fevereiro de 2005.
- [51] F. Munier, E. Alpman, T. Eriksson, A. Svensson e H. Zirath, "Estimation of phase noise for QPSK modulation over AWGN channels," em *GigaHertz 2003 Symposium*, Linköping, Sweden, Nov. 4–5, 2003.
- [52] D. Wang, C. Lu, A.P.T. Lau e S. He, "Adaptive chromatic dispersion compensation for coherent communication systems using delay-tap sampling technique", *IEEE Photonic Technology Letters*, vol. 23-14, Julho de 2011.
- [53] S.M. Ranzini, V.B. Ribeiro, J.C.R.F. Oliveira, V.V. Nascimento, E.C. Magalhães e E.S. Rosa, "Accurate blind chromatic dispersion estimation in long-haul 112Gbit/s PM-QPSK WDM Coherent Systems", em *SPPCom 2012*, artigo SpTh2B, Junho de 2012.
- [54] F.N. Hauske, M. Kushnerov, B. Spinnler e B. Lankl, "Optical Performance Monitoring in Digital Coherent Receivers", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27-16, pp. 3623-3631. Agosto de 2009.
- [55] Q. Sui, A.P.T. Lau e C. Lu, "Fast and Robust Chromatic Dispersion Estimation Using Auto-Correlation of Signal Power Waveform for DSP based-Coherent Systems", em *Optical Fiber Conference (OFC)*, artigo OW4G.3, Março de 2012.
- [56] T. Tanimura, T. Hoshida, S. Oda, H. Nakashima, M. Yuki, Z. Tao, L. Liu e J.C. Rasmussen, "Digital clock recovery algorithm for optical coherent receivers operating independent of laser frequency offset", *European Conference on Optical Communication*, Setembro de 2008.

-
- [57] E. P. Silva, "Transmissão óptica com recepção coerente e alta eficiência espectral via sequências de pulsos RZ e pré-filtragem óptica em canais limitados em banda", dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, FEEC/UNICAMP, Campinas, 21 de outubro de 2013.

APÊNDICE A

Nesta seção, estão apresentados os resultados dos experimentos que avaliam o desempenho do método proposto nesta dissertação para a estimação de frequência grosseira e de amplo intervalo de estimação, quando da utilização de diferentes formatos de modulação e diferentes formatos de pulso, em conjunto com diferentes filtragens.

Foram utilizados os formatos de modulação PolMux-BPSK, PolMux-QPSK e PolMux-16QAM com formatos de pulso NRZ e RZ com 50% de ciclo de trabalho. Todos os experimentos foram realizados com taxa de símbolos de 28 GBd. Para cada formato de modulação, realizaram-se seis conjuntos de experimentos. As relações sinal-ruído ópticas utilizadas foram 10, 12 e 24 dB para os formatos PolMux-BPSK, PolMux-QPSK e PolMux-16QAM, respectivamente, medidas com resolução de 0,1 nm no analisador de espectro óptico. O diagrama dos experimentos está representado na Figura 59. A Figura 60 sumariza, de forma simplificada, os experimentos realizados.

A.1 FORMATO POLMUX-BPSK

O primeiro conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-BPSK foi com o formato de pulso NRZ e sem filtragens ópticas na transmissão e na recepção.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 65, 66, e 67. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 1,001 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $1,888 \times 10^{-4}$ e $2,064 \times 10^{-3}$.

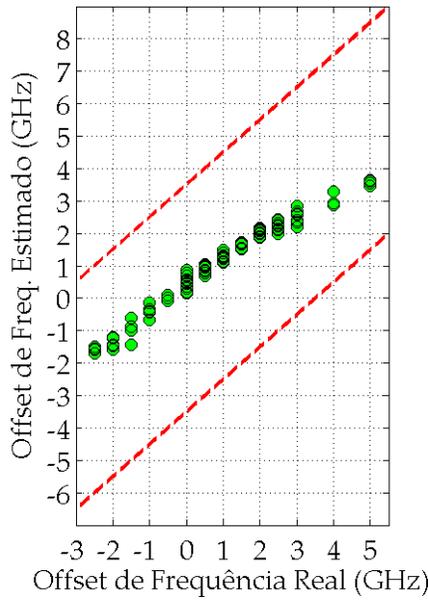


Figura 65 — Offset de frequência estimado através do método proposto para PolMux-BPSK com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.

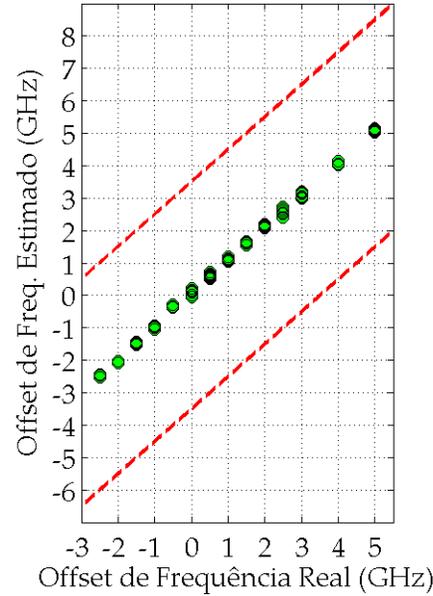


Figura 66 — Desvio de frequência final estimado através do método de m -ésima potência para PolMux-BPSK com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.

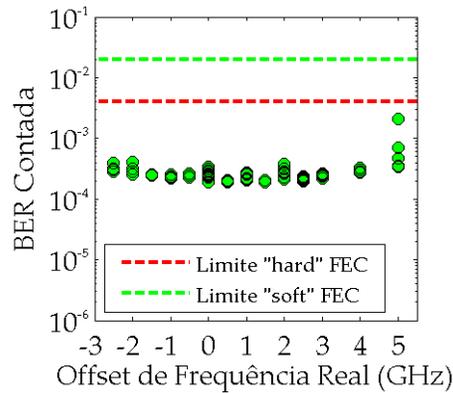


Figura 67 — Taxa de erros para PolMux-BPSK com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.

O segundo conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-BPSK foi com o formato de pulso NRZ e sem pré-filtragem, mas com filtragem óptica na recepção de 37,5 GHz.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 68, 69, e 70. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 2,015 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $1,775 \times 10^{-4}$ e $2,920 \times 10^{-4}$.

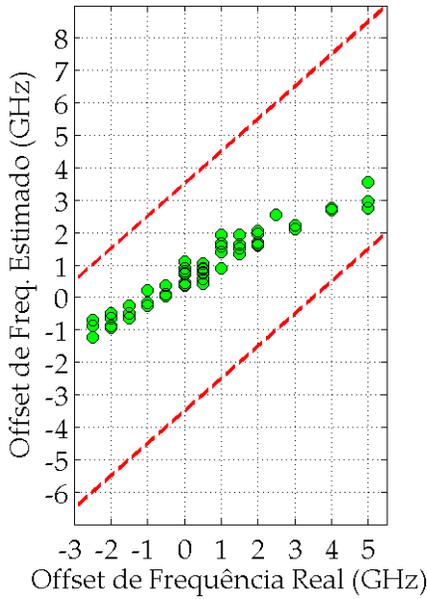


Figura 68 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ 50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.

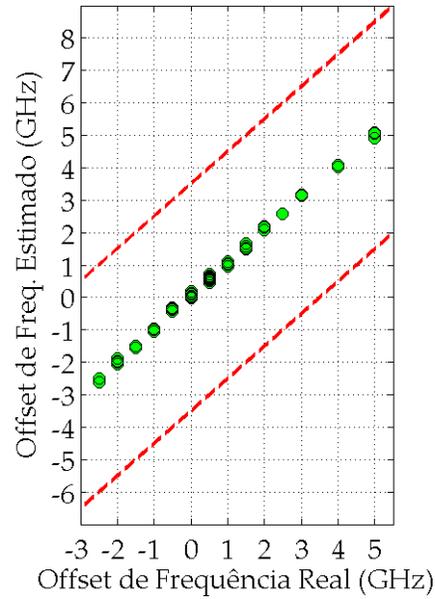


Figura 69 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.

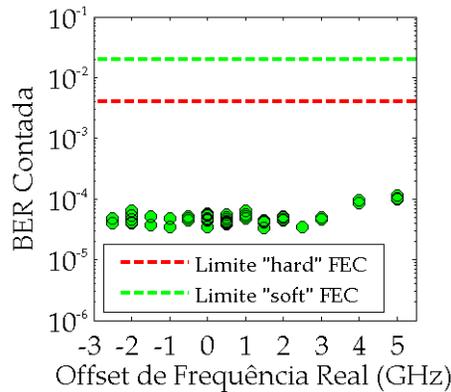


Figura 70 — Taxa de erros para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.

O terceiro conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-BPSK foi com o formato de pulso RZ com ciclo de operação de 50% e sem filtragens ópticas na transmissão e na recepção.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 71, 72 e 73. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 1,809 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $3,3 \times 10^{-5}$ e $1,127 \times 10^{-4}$.

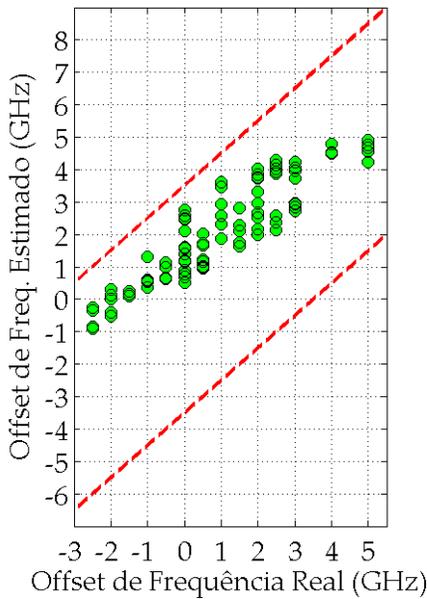


Figura 71 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ 50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.

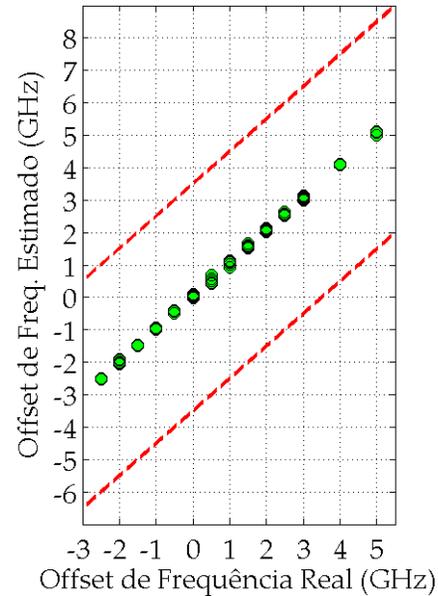


Figura 72 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.

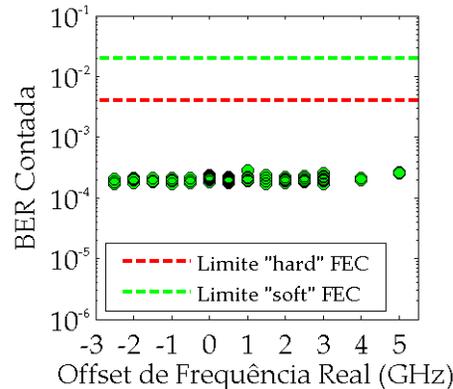


Figura 73 — Taxa de erros para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.

O quarto conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-BPSK foi com o formato de pulso RZ com ciclo de operação de 50% e sem pré-filtragem, mas com filtragem óptica na recepção de 37,5 GHz.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 74, 75 e 76. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 2,221 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $3,091 \times 10^{-5}$ e $6,726 \times 10^{-5}$.

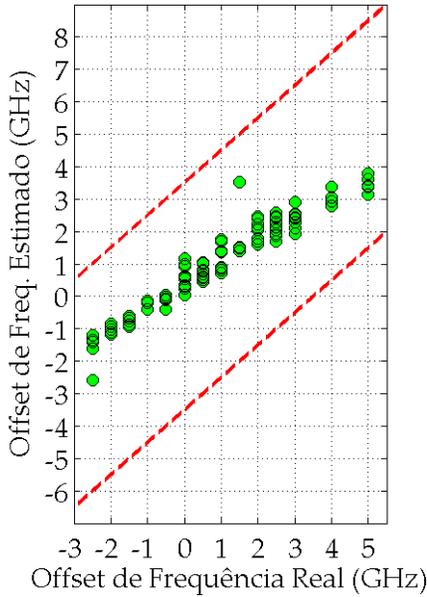


Figura 74 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-BPSK com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.

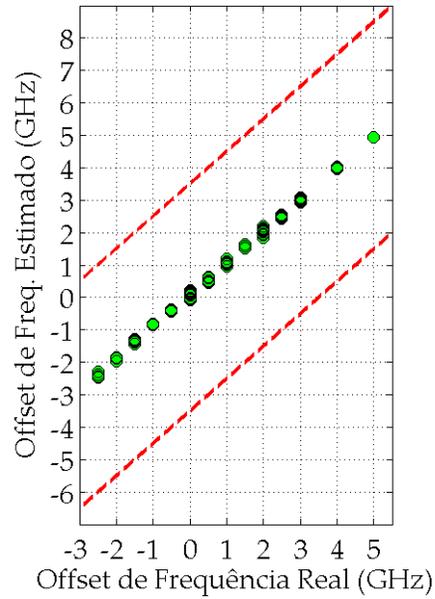


Figura 75 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-BPSK com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.

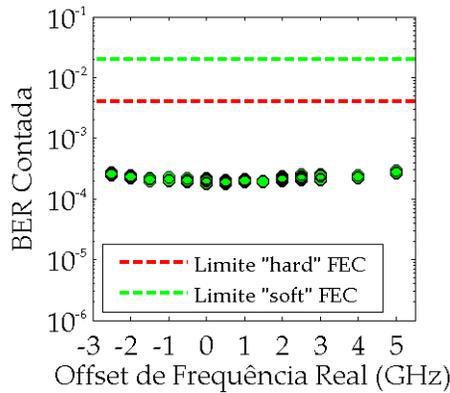


Figura 76 — Taxa de erros para PolMux-BPSK com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.

O quinto conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-BPSK foi com o formato de pulso RZ com ciclo de operação de 50% e sem filtragem óptica na recepção, mas com pré-filtragem de 25 GHz.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 77, 78 e 79. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 2,765 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $1,683 \times 10^{-4}$ e $2,803 \times 10^{-4}$.

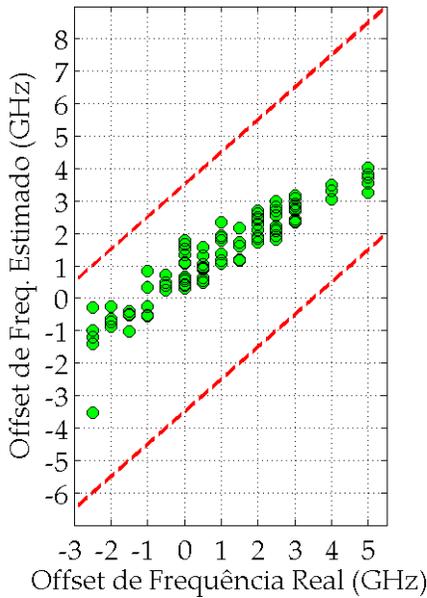


Figura 77 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

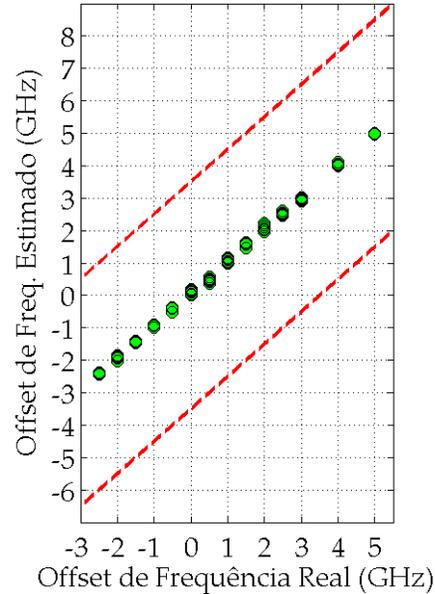


Figura 78 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

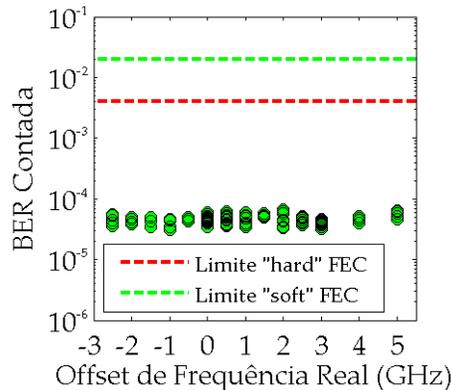


Figura 79 — Taxa de erros para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

O sexto conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-BPSK foi com o formato de pulso RZ com ciclo de operação de 50% e com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica na recepção de 37,5 GHz.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas nas Figuras 80, 81 e 82. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 3,175 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $1,324 \times 10^{-4}$ e $3,158 \times 10^{-4}$.

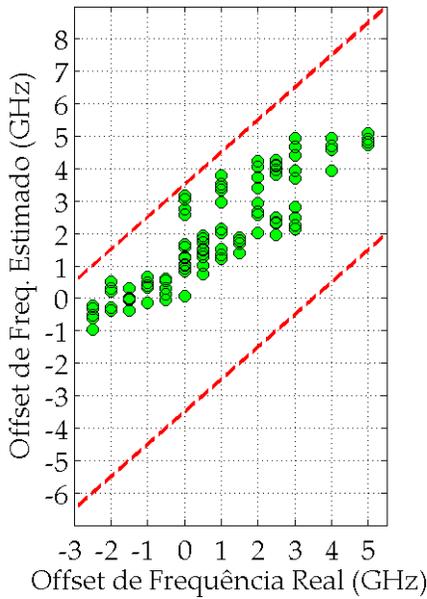


Figura 80 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

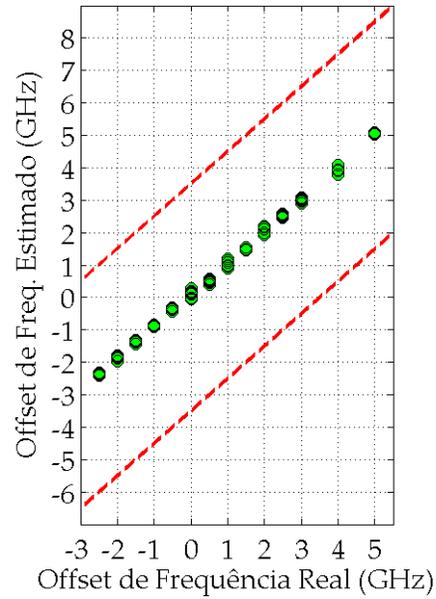


Figura 81 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

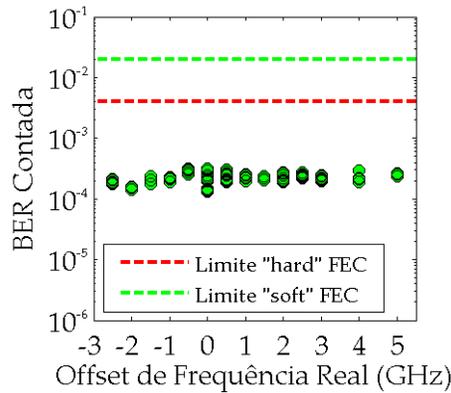


Figura 82 — Taxa de erros para PolMux-BPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

A.2 FORMATO PDM-QPSK

O primeiro conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-QPSK foi com o formato de pulso NRZ e sem filtragens ópticas na transmissão e na recepção.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 83, 84 e 85. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 0,957 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $8,413 \times 10^{-4}$ e $1,558 \times 10^{-3}$.

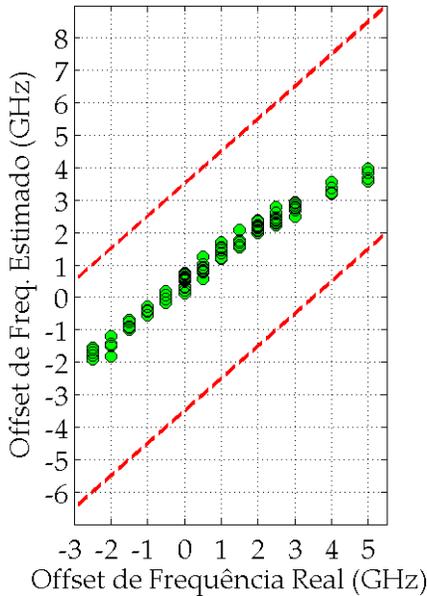


Figura 83 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.

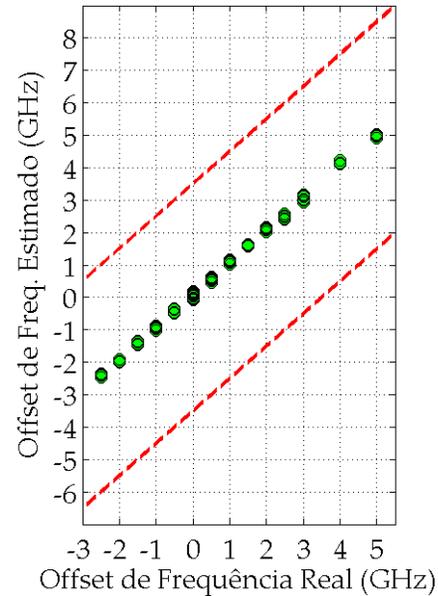


Figura 84 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.

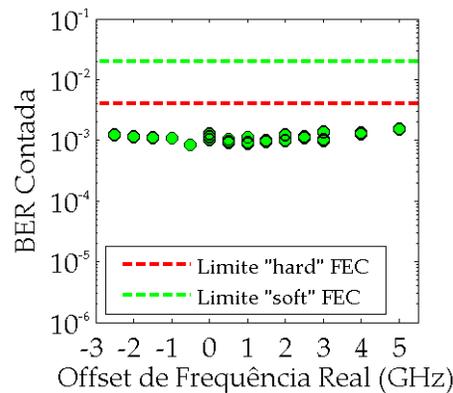


Figura 85 — Taxa de erros para PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.

O segundo conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-QPSK foi com o formato de pulso NRZ e sem pré-filtragem, mas com filtragem óptica na recepção de 37,5 GHz.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 86, 87 e 88. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 1,023 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $6,327 \times 10^{-4}$ e $1,439 \times 10^{-3}$.

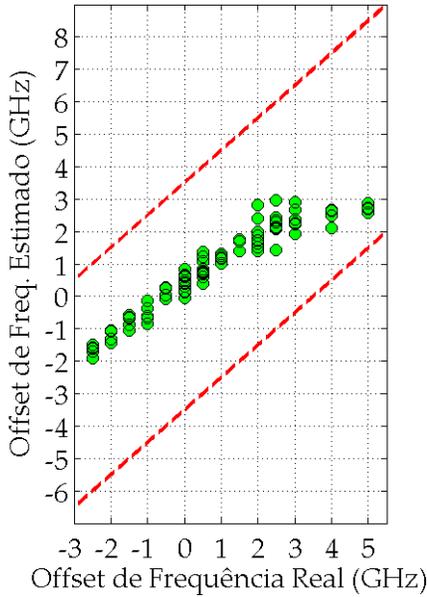


Figura 86 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ 50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.

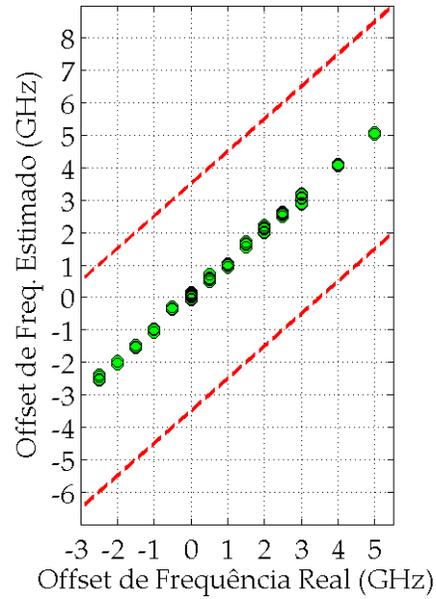


Figura 87 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ 50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.

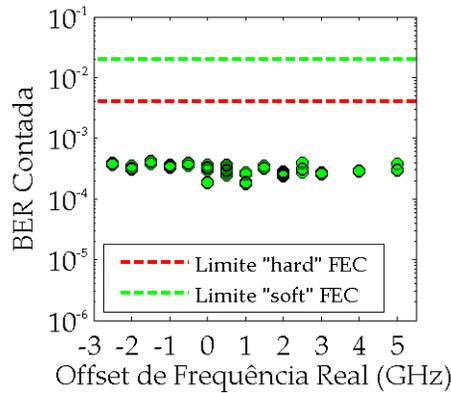


Figura 88 — Taxa de erros para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ 50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.

O terceiro conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-QPSK foi com o formato de pulso RZ com ciclo de operação de 50% e sem filtragens ópticas na transmissão e na recepção.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 89, 90 e 91. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 0,998 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $1,7161 \times 10^{-4}$ e $4,159 \times 10^{-4}$.

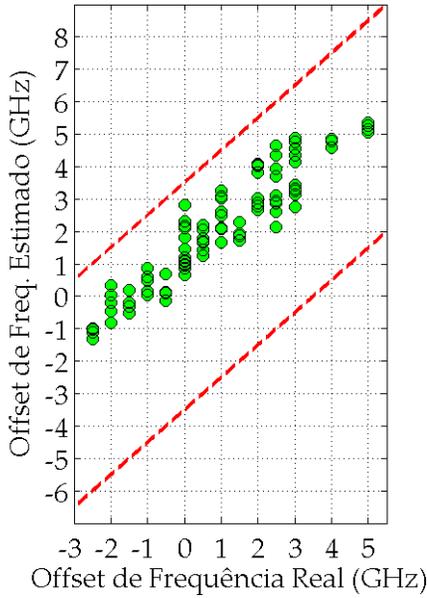


Figura 89 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ 50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.

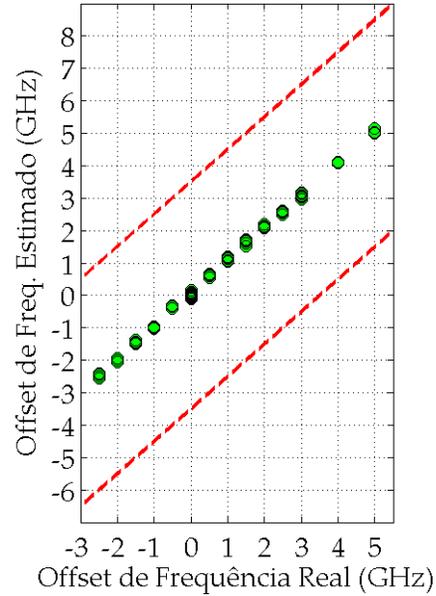


Figura 90 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ 50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.

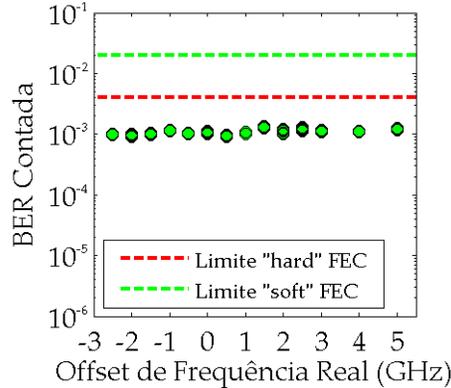


Figura 91 — Taxa de erros para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ 50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.

O quarto conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-QPSK foi com o formato de pulso RZ com ciclo de operação de 50% e sem pré-filtragem, mas com filtragem óptica na recepção de 37,5 GHz.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 92, 93 e 94. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 1,326 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $2,396 \times 10^{-4}$ e $5,030 \times 10^{-4}$.

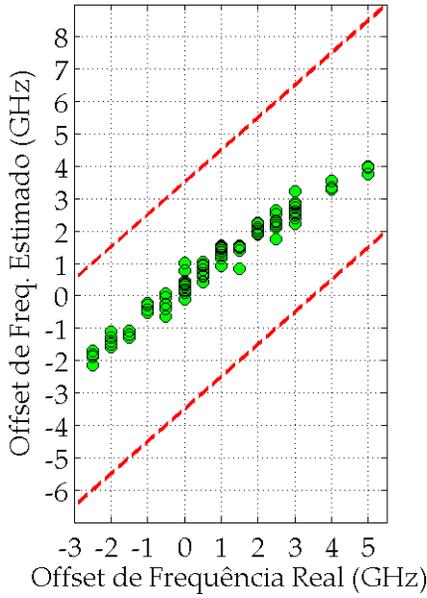


Figura 92 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.

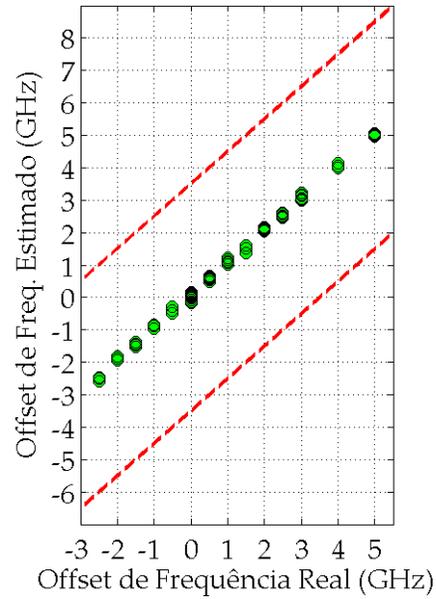


Figura 93 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.

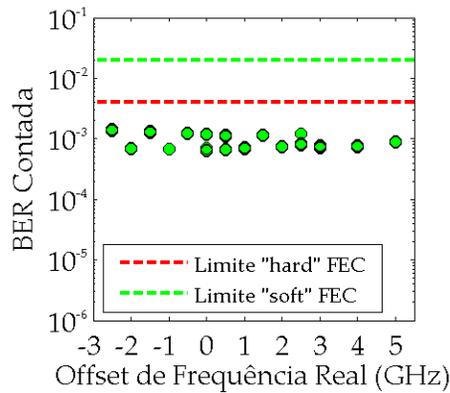


Figura 94 – Taxa de erros para PolMux-QPSK com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.

O quinto conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-QPSK foi com o formato de pulso RZ com ciclo de operação de 50% e sem filtragem óptica na recepção, mas com pré-filtragem de 25 GHz.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 95, 96 e 97. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 2,827 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $9,031 \times 10^{-4}$ e $1,362 \times 10^{-3}$.

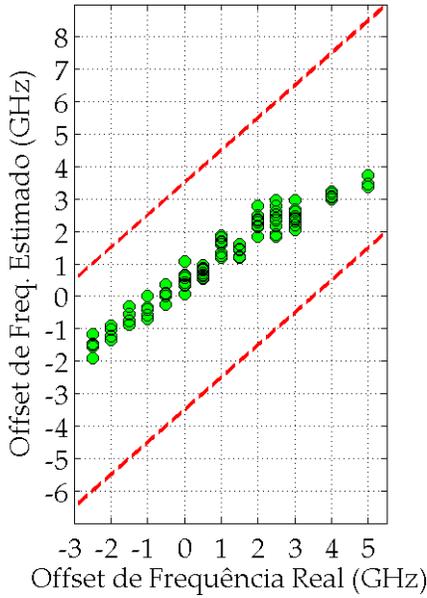


Figura 95 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

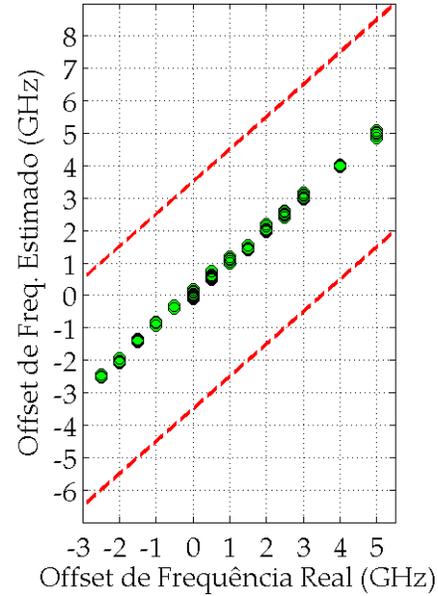


Figura 96 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

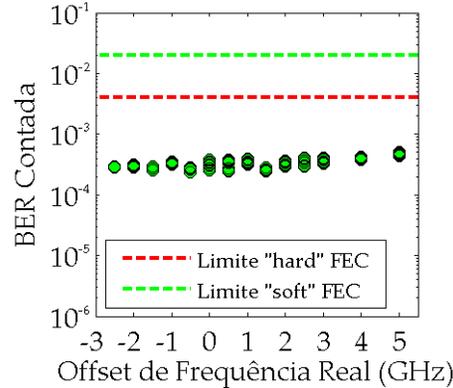


Figura 97 — Taxa de erros para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

O sexto conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-QPSK foi com o formato de pulso RZ com ciclo de operação de 50% e com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica na recepção de 37,5 GHz.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 98, 99 e 100. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 2,9 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $6,907 \times 10^{-4}$ e $1,388 \times 10^{-3}$.

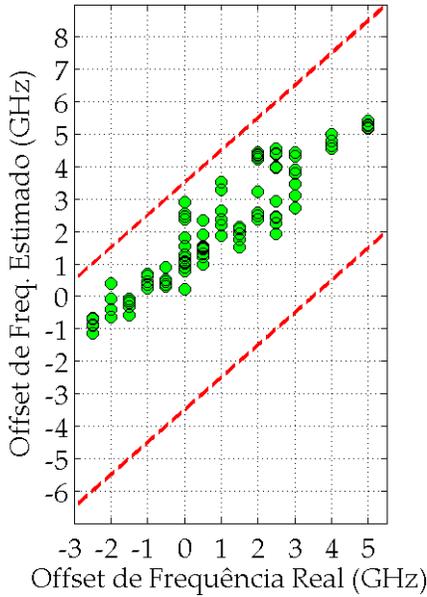


Figura 98 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

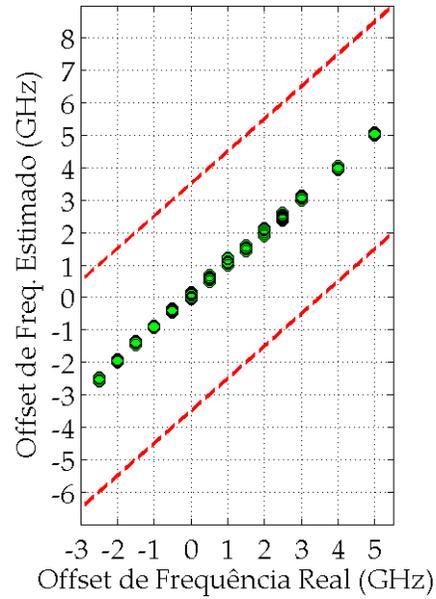


Figura 99 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

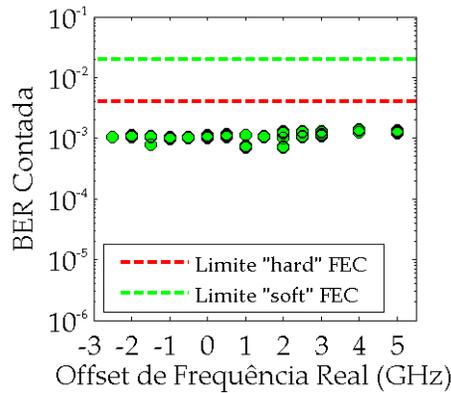


Figura 100 — Taxa de erros para PolMux-QPSK com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

8.2.1.1 FORMATO PDM-16QAM

O primeiro conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-16QAM foi com o formato de pulso NRZ e sem filtragens ópticas na transmissão e na recepção.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 101, 102 e 103. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 0,632 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $3,071 \times 10^{-3}$ e $6,801 \times 10^{-3}$.

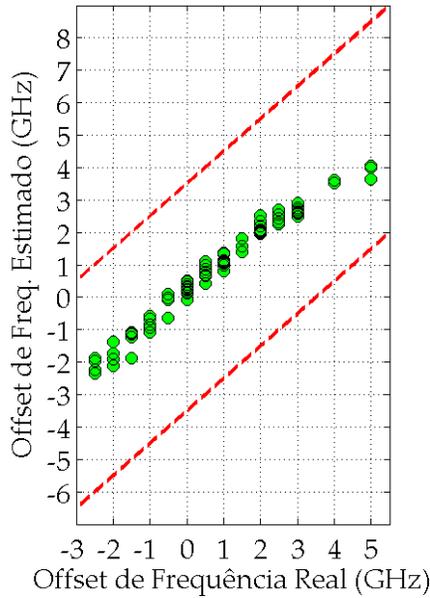


Figura 101 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-16QAM com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.

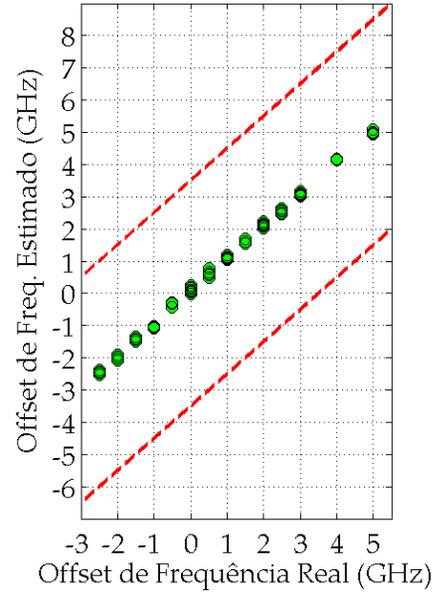


Figura 102 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-16QAM com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.

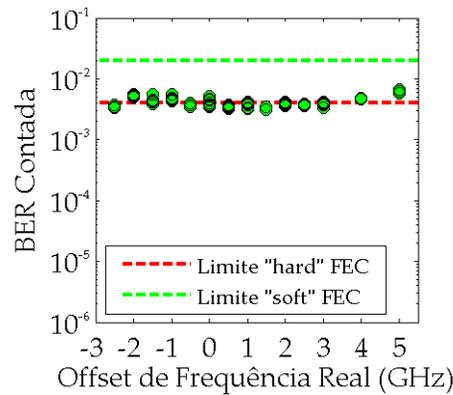


Figura 103 — Taxa de erros para PolMux-16QAM com formato de pulso NRZ e sem filtragem óptica na recepção.

O segundo conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-16QAM foi com o formato de pulso NRZ e sem pré-filtragem, mas com filtragem óptica na recepção de 37,5 GHz.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 104, 105 e 106. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 0,904 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $3,656 \times 10^{-3}$ e $7,767 \times 10^{-3}$.

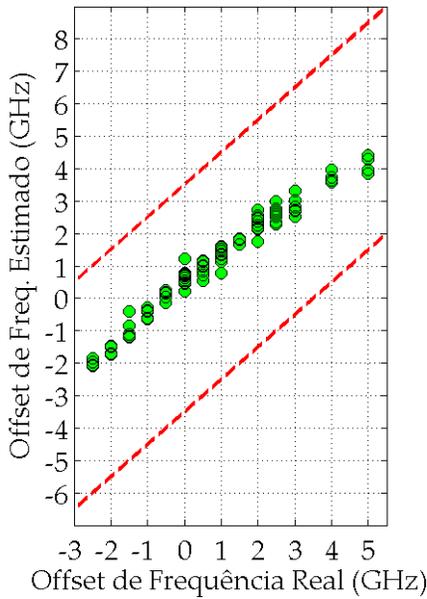


Figura 104 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.

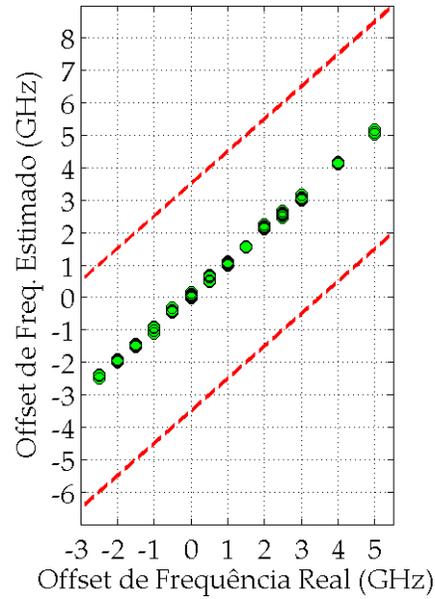


Figura 105 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.

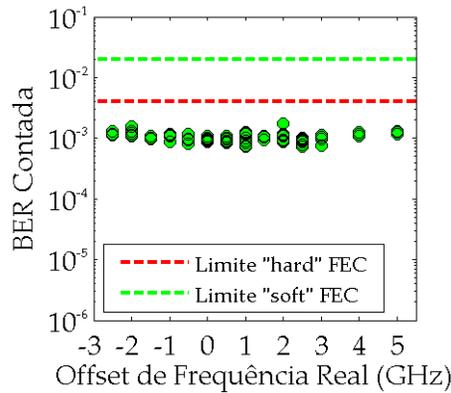


Figura 106 — Taxa de erros para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e sem filtragem óptica na recepção.

O terceiro conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-16QAM foi com o formato de pulso RZ com ciclo de operação de 50% e sem filtragens ópticas na transmissão e na recepção.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 107, 108 e 109. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 1,224 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $7,228 \times 10^{-4}$ e $1,771 \times 10^{-3}$.

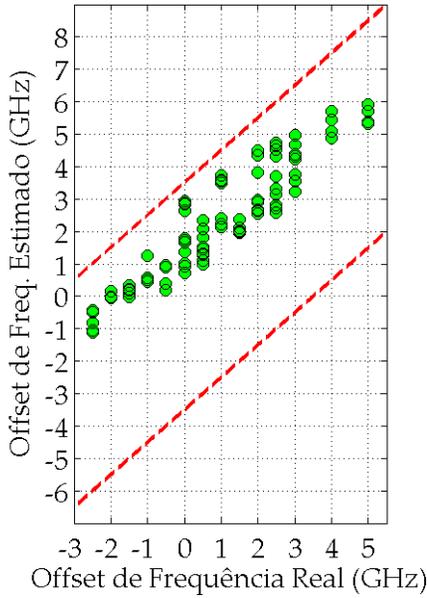


Figura 107 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.

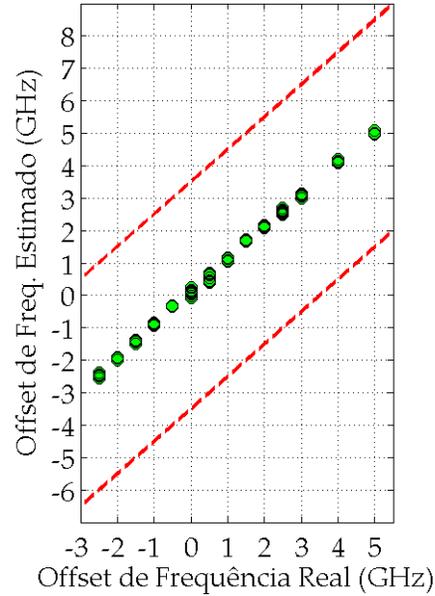


Figura 108 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.

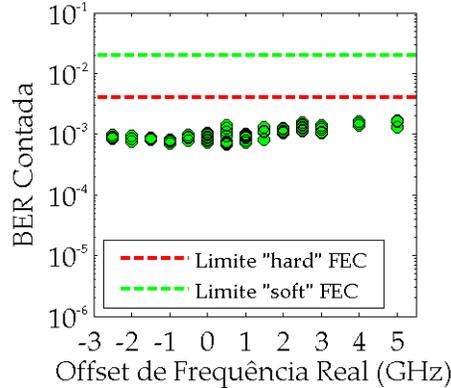


Figura 109 — Taxa de erros para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e sem filtragem óptica na recepção.

O quarto conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-16QAM foi com o formato de pulso RZ com ciclo de operação de 50% e sem pré-filtragem, mas com filtragem óptica na recepção de 37,5 GHz.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 110, 111 e 112. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 1,341 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $4,715 \times 10^{-4}$ e $2,578 \times 10^{-5}$.

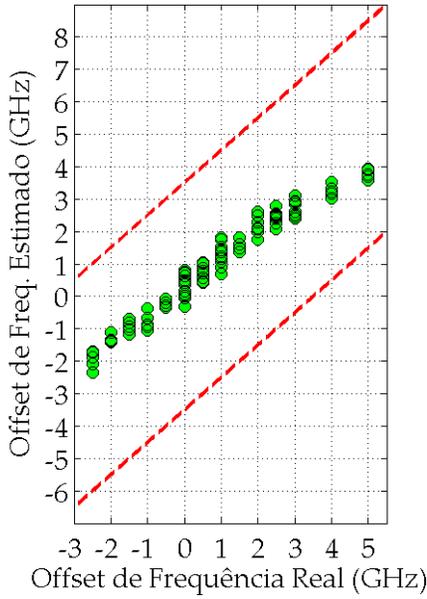


Figura 110 – Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-16QAM com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.

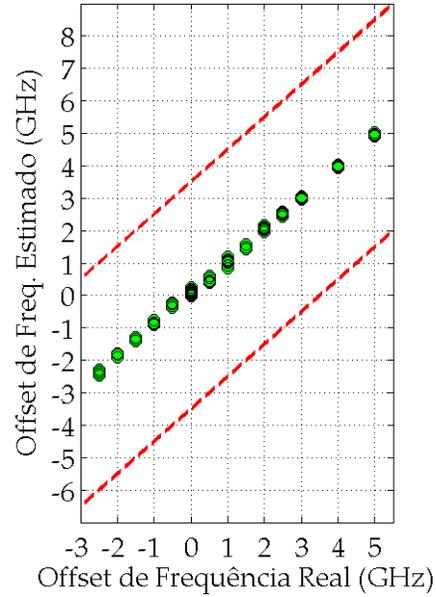


Figura 111 – Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-16QAM com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.

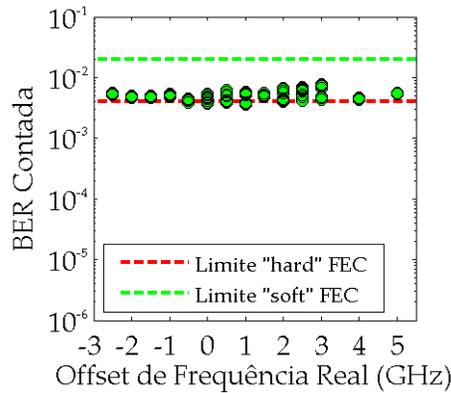


Figura 112 – Taxa de erros para PolMux-16QAM com formato de pulso NRZ sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz na recepção.

O quinto conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-16QAM foi com o formato de pulso RZ com ciclo de operação de 50% e sem filtragem óptica na recepção, mas com pré-filtragem de 25 GHz.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 113, 114 e 115. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 2,947 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $6,830 \times 10^{-4}$ e $1,168 \times 10^{-3}$.

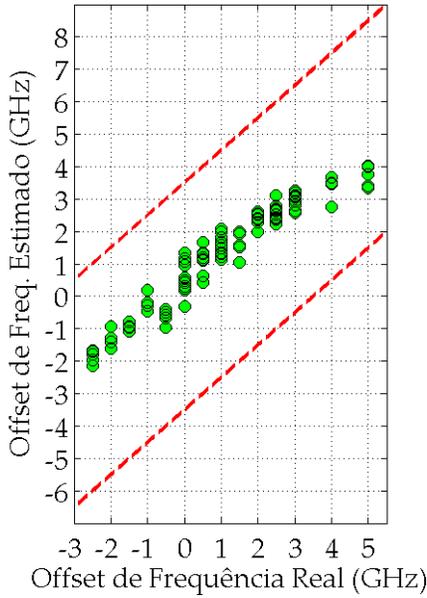


Figura 113 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

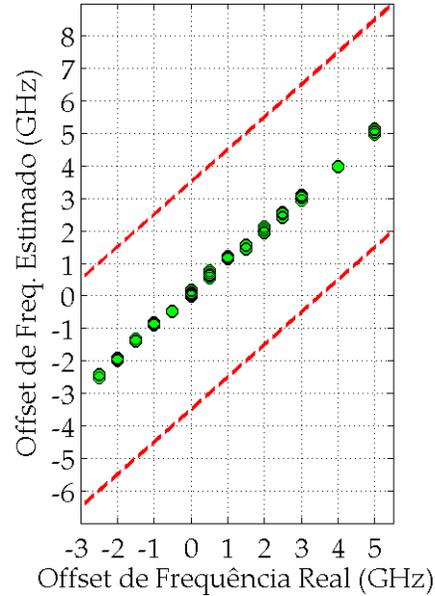


Figura 114 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

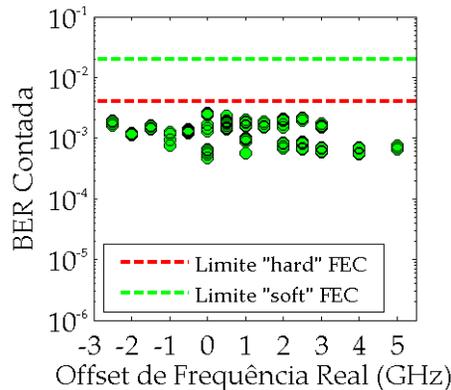


Figura 115 — Taxa de erros para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% sem pré-filtragem e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

O sexto conjunto de experimentos para o formato de modulação PolMux-16QAM foi com o formato de pulso RZ com ciclo de operação de 50% e com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica na recepção de 37,5 GHz.

Os resultados para estes experimentos estão mostrados nas Figuras 116, 117 e 118. O erro máximo de estimação com o estimador proposto foi de 2,910 GHz, tendo BER variando no intervalo entre $5,497 \times 10^{-4}$ e $2,041 \times 10^{-3}$.

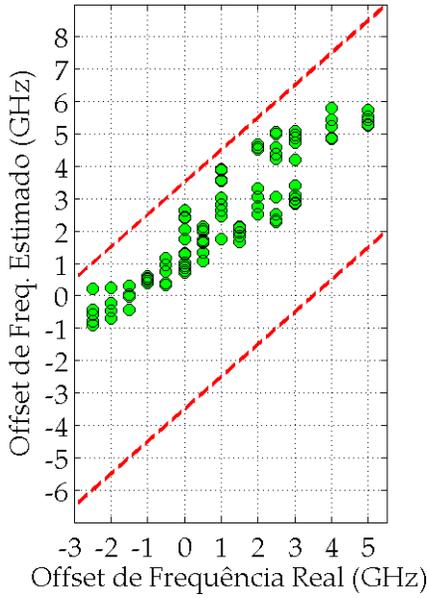


Figura 116 — Desvio de frequência estimado através do método proposto para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

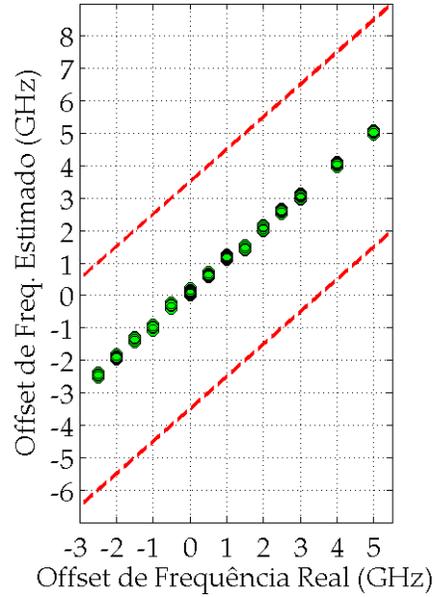


Figura 117 — Desvio de frequência final estimado através do método de m-ésima potência para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.

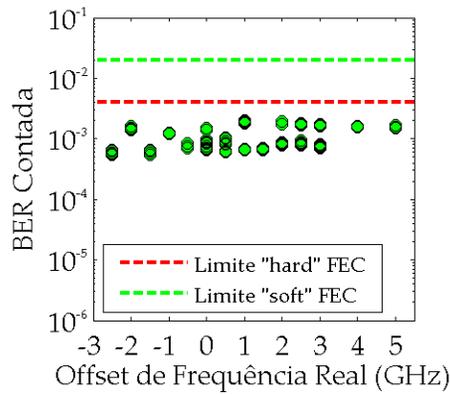


Figura 118 — Taxa de erros para PolMux-16QAM com formato de pulso RZ50% com pré-filtragem de 25 GHz e com filtragem óptica de 37,5 GHz.