



VITOR BEDOTTI RIBEIRO

**“FILTROS DIGITAIS PARA RECEPÇÃO COERENTE EM
112 GB/S DE SINAIS ÓPTICOS COM MODULAÇÃO
QPSK E MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO EM
POLARIZAÇÃO”**

**“DIGITAL FILTERS FOR OPTICAL SIGNAL
COHERENT DETECTION AT 112 GBIT/S BY USING
QPSK MODULATION AND POLARIZATION
MULTIPLEXING”**

CAMPINAS
2012

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
DMO/FEEC

VITOR BEDOTTI RIBEIRO

“FILTROS DIGITAIS PARA RECEPÇÃO COERENTE EM 112 GB/S DE SINAIS ÓPTICOS COM MODULAÇÃO QPSK E MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO EM POLARIZAÇÃO”

“DIGITAL FILTERS FOR OPTICAL SIGNAL COHERENT DETECTION AT 112 GBIT/S BY USING QPSK MODULATION AND POLARIZATION MULTIPLEXING”

Dissertação 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.

Dissertation submitted to the Faculty of Electrical and Computer Engineering, State University of Campinas for obtaining a Master's Degree in Electrical Engineering. Major: Telecommunications and Telematics.

Orientador: Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli

Tutor: Associate Professor Aldário Chrestani Bordonalli

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO DEFENDIDA PELO ALUNO, E ORIENTADA PELO PROF. DR.

Assinatura do orientador

CAMPINAS

2012

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

R354f

Ribeiro, Vitor Bedotti

Filtros digitais para recepção coerente em 112 Gb/s de sinais ópticos com modulação QPSK e multiplexação por divisão em polarização / Vitor Bedotti Ribeiro. --Campinas, SP: [s.n.], 2012.

Orientador: Aldário Chrestani Bordonalli

Coorientador: Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira.

Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Comunicações óticas. 2. Processamento digital de sinais. 3. Ótica coerente. 4. Modulação de fase. 5. Redes de alta velocidade. I. Bordonalli, Aldário Chestani, 1967-. II. Oliveira, Júlio César Rodrigues Fernandes de. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: Digital filters for optical signal coherent detection at 112 Gbit/s by using QPSK modulation and polarization multiplexing

Palavras-chave em Inglês: Optical communications, Digital signal processing, Optical coherent, Phase modulation, High-speed networks

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Mônica de Lacerda Rocha, Rui Fragassi Souza

Data da defesa: 31-08-2012

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Vitor Bedotti Ribeiro

Data da Defesa: 31 de agosto de 2012

Título da Tese: "Filtros Digitais para Recepção Coerente em 112 Gb/s de Sinais Ópticos com Modulação QPSK e Multiplexação por Divisão em Polarização"

Dr. Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira (Presidente):



Profa. Dra. Mônica de Lacerda Rocha:



Prof. Dr. Rui Fragassi Souza:



Dedico este trabalho aos meus pais e aos meus orientadores, por me fazerem persistir e por me corrigirem a visão nos momentos nebulosos.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, ao Prof. Dr. Aldário Bordonalli e ao Dr. Júlio Oliveira, pela orientação durante esse trabalho, cuja experiência e conhecimento foram guia para realização desse estudo.

Agradeço, também, aos colegas do grupo de processamento digital de sinais do CPqD, Julio Diniz, Eduardo Rosa, Victor Parahyba e Stenio Ranzini, que auxiliaram no desenvolvimento de alguns dos algoritmos apresentados nesse trabalho, e ao Adolfo Herbster, que ajudou na montagem do simulador.

Agradeço, também, aos colegas de transmissão óptica que realizaram os experimentos laboratoriais e testes de campo. São eles Reginaldo Silva, Edson Porto, Luis H. H. Carvalho, Claudio Florida, Glauco Simões, Eduardo Magalhães, Amauri Juriollo, Marcelo Lopes e Juliano Oliveira.

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

“Tudo na vida pode ser começado de novo para que a lei do progresso e do aperfeiçoamento se cumpra em todas as direções.”

Emmanuel.

RESUMO

As mudanças nos padrões de tráfego na internet forçam a constante evolução das redes ópticas, que, por serem sistemas com grande capacidade e se estenderam por milhares de quilômetros, são a principal aposta para suprir a demanda por banda. A solução adotada foi aumentar a eficiência espectral da transmissão, por meio do uso de formatos de modulação de alta ordem, como o PSK e o QAM, da detecção coerente e da multiplexação em polarização. Nessa dissertação, os conceitos de uma transmissão coerente digital e os principais algoritmos para a recepção e recuperação de sinal são apresentados, considerando o formato de modulação DP-QPSK com taxa agregada de 112 Gb/s. É proposto, também, um método de adaptação de ganho para o algoritmo de módulo constante (CMA), que acelera a convergência e torna a rotina que rastreia as mudanças no estado de polarização do sinal óptico mais rápido e robusto. Os algoritmos para cada funcionalidade foram testados individualmente em simulação. O melhor conjunto de algoritmos é analisado e configurações experimentais em *back-to-back* com carregamento de ruído ASE, em anel de recirculação óptico de 225 km com 80 canais DWDM e, também, em transmissão pela Rede Experimental de Alta Velocidade GIGA no trecho Campinas – São Paulo – Campinas. Para a configuração em *back-to-back*, o limite do sistema foi de 10,5 dB de OSNR. No anel de recirculação, foi possível a transmissão de 80 canais a 112 Gb/s, totalizando 8,96 Tbit/s por 2925 km e ocupando 50 GHz de banda, ou por 2475 km e ocupando 25 GHz. Na rede GIGA, o sistema se mostrou estável, com taxa de erro de bits bem inferior ao limite por mais de 3 horas de análise. O método de adaptação de ganho proposto conseguiu acompanhar mais de 20 Mrad/s e 3 Mrad/s de variação angular no estado de polarização para 34 dB e 15 dB de OSNR, respectivamente, enquanto o CMA sem adaptação de ganho falha a 10 Mrad/s e 1,5 Mrad/s nas mesmas condições. Os resultados demonstram a eficácia e a estabilidade dos algoritmos e a capacidade de recuperação do sinal em simulação, em experimentos laboratoriais ou em campo.

Palavras-chave: Transmissão óptica coerente, processamento de sinais, DP-QPSK

ABSTRACT

The changes in traffic patterns due to the Internet force the constant evolution of optical networks. These systems, designed to deliver high transmission capacity over thousands of kilometers, are the key solution to meet the demand for bandwidth. The recent tendency to provide wider bandwidth without changing the infrastructure already deployed has been to increase the spectral efficiency of transmission by using high order modulation formats, such as PSK and QAM, and employment coherent detection along with polarization multiplexing. In this work the concepts of optical digital coherent systems and the main algorithms for signal reception and recovery are presented, considering QPSK modulation format and polarization multiplexing (DP-QPSK) at 112 Gb/s. It is also proposed a method for adaptive adjustment of the constant modulus algorithm (CMA) gain, which accelerates the convergence and makes the algorithm faster and more robust to changes in the state of polarization of the optical signal. The algorithms for each function were tested individually in a simulation setup. The best set of algorithms were then obtained and applied in the receiver end of different experimental setups: back-to-back with ASE noise loading; 225-km optical recirculation loop with 80 DWDM channels; and a field transmission over part of the high-capacity experimental network GIGA (Campinas – São Paulo – Campinas). For the back-to-back setup, the system limit was achieved at 10.5 dB of OSNR. For the recirculation loop, it was possible to transmit up to 80 channels at 112 Gb/s, or 8.96 Tbit/s for overall system capacity, over 2925 km, considering 50-GHz bandwidth signal, or 2475 km for 25-GHz bandwidth signal. For the GIGA network, the system was stable with bit error rate well below the FEC threshold during the 3-hour analysis. The gain adaptation method proposed was able to track over 20 Mrad/s and 3 Mrad/s of angular rotation rate in the state of polarization for OSNRs of 34 dB and 15 dB, respectively, while the CMA without gain adaptation fails to track frequencies above 10 Mrad/s and 1.5 Mrad/s in the same conditions. The results show that the set of algorithms is effective, stable and capable of recovering the signal during simulation, laboratory experiments or field trials.

Keywords: Coherent optical transmission, Signal processing, DP-QPSK.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1. Polarizações ortogonais x e y e constelações da modulação DP-QPSK.....	35
Figura 2. Diagrama funcional detalhado do módulo transmissor integrado [5].	36
Figura 3. Diagrama funcional do MZM [7]......	38
Figura 4. Função de transferência de potência do MZM em função da tensão aplicada no modo <i>push-pull</i> (a) operando no ponto de quadratura e (b) operando no ponto de mínima transmitância.	40
Figura 5. Constelações das modulações OOK binário e BPSK.	40
Figura 6. Diagrama funcional do modulador IQ [7]......	41
Figura 7. Modulador IQ: (a) constelações	41
Figura 8. Diagrama funcional do modulador PM-Q.....	42
Figura 9. Representação do sinal óptico nos pontos de interesse no modulador PM-Q.....	43
Figura 10. Princípio da detecção coerente	44
Figura 11. Princípio da detecção coerente com componentes em fase e quadratura usando a Híbrida de 90° . ..	46
Figura 12. Princípio de funcionamento do <i>Polarization Beam Splitter</i>	47
Figura 13. Receptor coerente com diversidade de fase e polarização [5]......	48
Figura 14. Sequência de Algoritmos para sistema coerentes com diversidade de fase e polarização.	51
Figura 15. Constelações de um sistema DP-QPSK a 112 Gb/s com OSNR de 20 dB: (a) polarização X e (b) polarização Y com Híbrida 90° sem desvio e (c) polarização X e (d) polarização Y com Híbrida 90° com desvio de 12°	53
Figura 16. Representação gráfica da não ortogonalidade do sinal recebido.	55
Figura 17. Representação gráfica da ortogonalização com GSOP e LOP [12].	56
Figura 18. Representação gráfica do OFDE.	62
Figura 19. Representação gráfica do OFDE.	62
Figura 20. Recuperação de relógio com alimentação adiante.....	64
Figura 21. Recuperação de relógio com realimentação.	65
Figura 22. Recuperação de relógio com realimentação	66
Figura 23. Representação de uma transmissão coerente com multiplexação de polarização de dois sinais QPSK distintos: (a) sinal na saída do transmissor; componentes de polarização nas direções (b) X e (c) Y na entrada do receptor; e componentes (d) X e (e) Y pós-equalização.	67
Figura 24. Constelação de um sinal QPSK.....	69
Figura 25. Diagrama funcional do algoritmo CMA na configuração MIMO 2x2.....	69
Figura 26. Rotação da constelação QPSK devido ao desvio de frequência.	76
Figura 27. Diagrama funcional do estimador de fase Viterbi & Viterbi.....	79
Figura 28. Diagrama funcional do estimador de fase Viterbi & Viterbi considerando as duas polarizações. ..	80
Figura 29. Arranjo de simulação para um sistema coerente digital a 112 Gb/s.....	83
Figura 30. Ângulo entre as componentes I e Q para desvios da híbrida de 90° , após aplicação de GSOP e LOP com OSNR de (a) 38 dB e (b) 15 dB.....	87
Figura 31. Razão entre as potências de I e Q após aplicação do GSOP e LOP para desequilíbrios de potência de até 50% com OSNR de (a) 38 dB e (b) 15 dB.	87
Figura 32. Degradação da BER do sistema aplicando-se desequilíbrio de potência e desvios na híbrida de 90° para uma OSNR de (a) 38 dB e (b) 15 dB, sem o uso do GSOP e LOP.....	89
Figura 33. Degradação da BER do sistema aplicando desequilíbrio de potência e desvios na híbrida de 90° para OSNR=38 dB usando o (a) GSOP e (b) LOP.	89
Figura 34. Degradação da BER do sistema aplicando desequilíbrio de potência e desvios na híbrida de 90° para OSNR = 15 dB usando o (a) GSOP e (b) LOP.	89
Figura 35. Fator Q da constelação ao se usar o TDE e o FDE em um sistema sem efeitos da camada física e ruído.	90
Figura 36. Fator Q da constelação ao se usar o TDE e o FDE em um sistema com ruído ASE e sem efeitos da camada física, considerando-se a OSNR em (a) 35 e 30 dB, e (b) 20, 15 e 10 dB.....	91

Figura 37. Fator Q da constelação ao se usar o TDE e o FDE em um sistema com ruído ASE e com efeitos da camada física, considerando-se a OSNR em (a) 25 e 20 dB, e (b) 15 e 10 dB.....	92
Figura 38. Desempenho do algoritmo de Gardner para uma situação sem ruído, ao se variar o ponto de amostragem, considerando-se (a) o erro médio e a variância do TED, e o (b) fator Q.....	94
Figura 39. Desempenho do algoritmo de Gardner para uma situação com ruído, ao se variar o ponto de amostragem, considerando-se o fator Q para (a) 30 dB, (b) 25 dB, (c) 20 dB, (d) 15 dB e (e) 10 dB de OSNR, (f) o erro médio, (g) a variância do TED e (h) a variância do TED em detalhe ao redor de T/2.	95
Figura 40. Desempenho do Gardner com ruído ao variar o ponto de amostragem em relação ao fator Q para: (a) 30 dB, (b) 25 dB, (c) 20 dB, (d) 15 dB e (e) 10 dB de OSNR; (f) erro médio e (g,h) variância do TED.	96
Figura 41. MSE médio do CMA em função do número de iterações, para (a) 30 dB e (b) 25 dB de OSNR. ...	99
Figura 42. MSE médio do CMA em função do número de iterações, para (a) 20 dB e (b) 15 dB de OSNR. ...	99
Figura 43. MSE médio do CMA em função do número de iterações para 10 dB de OSNR.	99
Figura 44. Fator Q em função das simulações com sementes de ruído diferentes, para (a) 30 dB e (b) 25 dB de OSNR.	100
Figura 45. Fator Q em função das simulações com sementes de ruído diferentes, para (a) 20 dB e (b) 15 dB de OSNR.	100
Figura 46. Fator Q em função das simulações com sementes de ruído diferentes, para 10 dB de OSNR.	100
Figura 47. Fator Q em função da CD aplicada, para (a) 30 dB e (b) 25 dB de OSNR.	101
Figura 48. Fator Q em função da CD aplicada, para (a) 20 dB e (b) 15 dB de OSNR.	101
Figura 49. Fator Q em função da CD aplicada, para 10 dB de OSNR.	102
Figura 50. Fator Q dos CMAs em função da CD aplicada para 10 dB de OSNR sem o uso do Gardner.....	102
Figura 51. Fator Q dos CMAs em função da DGD aplicada para (a) 30dB e (b) 25dB de OSNR.	103
Figura 52. Fator Q em função da DGD aplicada, para (a) 20 dB e (b) 15 dB de OSNR.	103
Figura 53. Fator Q em função da DGD aplicada, para 10 dB de OSNR.	104
Figura 54. Fator Q em função da frequência angular de rotação da polarização, em (a) 30 dB e (b) 25 dB de OSNR.	105
Figura 55. Fator Q em função da frequência angular de rotação da polarização, para (a) 20 dB e (b) 15 dB de OSNR.	105
Figura 56. Fator Q em função da frequência angular de rotação da polarização, para 10 dB de OSNR.	106
Figura 57. (a) Valor e (b) erro de estimação do FO para a primeira configuração de teste, usando o FOE-TD e FOE-FD.	108
Figura 58. Erro de estimação do FO para a primeira configuração de teste na região de $\pm 3,25\text{GHz}$, usando o FOE-TD e FOE-FD.	109
Figura 59. Valor estimado do FO com a CD, para (a) o FOE-TD e (b) o FOE-FD.	109
Figura 60. Erro de estimação do FO com a CD, para (a) o FOE-TD e (b) o FOE-FD.	110
Figura 61. Erro de estimação do FO com a CD, para (a) o FOE-TD e (b) o FOE-FD, na região de $\pm 2\text{ GHz}$	110
Figura 62. Erro de estimação do FO em função do desvio de frequência, para (a) o FOE-TD e (b) o FOE-FD, tendo a OSNR como parâmetro.....	110
Figura 63. Erro de estimação do FOE-TD e do FOE-FD na região entre $\pm 2,5\text{GHz}$ em função do desvio de frequência, considerando a OSNR de (a) 30 dB, (b) 20 dB, (c) 15 dB e (d) 10 dB.	111
Figura 64. Erro de estimação do FOE-TD e do FOE-FD na região entre $\pm 2,5\text{GHz}$ em função do desvio de frequência, considerando a OSNR de (a) 30 dB, (b) 20 dB, (c) 15 dB e (d) 10 dB.	112
Figura 65. Fator de qualidade da constelação em relação à largura de linha, variando L e a OSNR ajustada para: (a) 100dB, (b) 30dB, (c) 15dB e (d) 10dB.....	114
Figura 66. Fator de qualidade da constelação em relação à FO aplicado, variando L e a largura de linha ajustada para: (a) 150kHz e (b) 500kHz.	114
Figura 67. Arranjo experimental do transmissor DP-QPSK.....	116
Figura 68. Arranjo experimental do receptor coerente digital.	117
Figura 69. Arranjo experimental em <i>back-to-back</i>	117
Figura 70. Resultado do sistema em B2B em relação a (a) BER e (b) fator Q ao variar a OSNR do sinal. ...	118
Figura 71. Constelações equivalentes às do sinal transmitido em B2B para uma das polarizações, com a variação da OSNR na entrada do receptor.	118
Figura 72. Diagrama do anel de recirculação de 225km.	120
Figura 73. Espectro dos sinais DP-QPSK a 112 Gb/s sem e com pré-filtragem de 25GHz.	121

Figura 74. Resultados de transmissão dos sinais DP-QPSK sem e com pré-filtragem: (a) BER e (b) fator Q em função da OSNR.....	121
Figura 75. Diagrama funcional da Rede Experimental de Alta Velocidade GIGA no trecho Campinas-São Paulo.....	122
Figura 76. Taxa de erro de bits em função do tempo para a transmissão na rede GIGA.....	123
Figura 77. Constelações dos eixos de polarização X e Y em cada etapa de processamento digital.	124
Figura 78. Análise da velocidade de convergência para os três tipos de CMA avaliados nesse trabalho, com base no erro médio quadrático em função no numero de iterações, para 15 dB de OSNR e sem rotação no estado de polarização.....	126
Figura 79. BER em função da frequência angular de rotação do estado de polarização para (a) 34dB e (b) 15dB de OSNR.....	126

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Taxa de Erro de Bit com diferentes desvios da Híbrida 90° em um sistema DP-QPSK sem efeitos de camada física e com 12 dB de OSNR.....	54
Tabela 2. Taxa de Erro de Bit com diferentes desequilíbrios de potência entre as componentes IQ em um sistema DP-QPSK sem efeitos de camada física e com 12 dB de OSNR.	54
Tabela 3. Parâmetros de Simulação.....	85
Tabela 4. Penalidade no Fator Q com a OSNR para o Gardner.	94
Tabela 5. Penalidade no fator Q para as frequências angulares consideradas	127

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- AD - analógico-digital
- AGC – automatic gain control (controle automático de ganho)
- ASE - amplified spontaneous emission (emissão espontânea amplificada)
- B2B - back-to-back (costas com costas)
- BER - bit error rate (taxa de erro de bit)
- BPSK - binary phase shift keying (chaveamento binário de fase)
- BSE - baud spaced equalizer (equalizador espaçado a taxa de símbolo)
- CD - chromatic dispersion (dispersão cromática)
- CM – constant modulus (módulo constante)
- CMA - constant modulus algorithm (algoritmo de módulo constante)
- CS - cycle slips (escorregamento de ciclo)
- DA – data aided (auxiliado por dados)
- DD-LMS - decision directed least mean square
- DGD - differential group delay (atraso diferencial de grupo)
- DP - dual polarization (dupla polarização)
- DPC - differential phase compensated (fase diferencial compensada)
- DP-QPSK - dual polarization quadrature phase-shift keying (chaveamento em quadratura de fase e em dupla polarização)
- DWDM - dense wavelength division multiplex (multiplexação por divisão em comprimento de onda denso)
- EDFA - erbium-doped fiber amplifier (amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio)
- FDE – frequency domain equalization (equalização no domínio da frequência)
- FEC – forward error correction (correção de erros adiante)
- FFPR - feed-forward phase recovery (recuperação de fase por alimentação adiante)
- FFT - fast fourier transform (transformada rápida de fourier)
- FIR - finite impulse response (resposta finita ao impulso)
- FO – frequency offset (desvio de frequência)
- FOE - frequency offset estimator (estimador do desvio de frequência)
- FOE-FD - frequency offset estimator-frequency domain (estimador do desvio de frequência – domínio do tempo)
- FOE-TD - frequency offset estimator-time domain (estimador do desvio de frequência – domínio da frequência)
- FSE - fractionally spaced equalizer (equalizador espaçado a taxa fracionada)

GA - gain adaptation (adaptação de ganho)

GSOP - Gram-Schmidt orthonormalization process (processo de ortonormalização de Gram-Schmidt)

I - in-phase (em fase)

IBI - interblock interference (interferência intrabloco)

IFFT - inverse fast fourier transform (transformada inversa rápida de Fourier)

IQ - in-phase and quadrature (em fase e quadratura)

LiNbO3 - Niobato de Lítio

LMS - least mean square

LO - local oscillator (oscilador local)

LOP – Löwdin orthonormalization process (processo de ortonormalização de Löwdin)

MGA - modified gain adaptation (adaptação de ganho modificada)

MIMO - multiple input multiple output (entrada múltipla, saída múltipla)

MLSE - maximum likelihood sequence estimation (estimação de sequência por maxiverossimilhança)

MSE - mean squared error (erro médio quadrático)

MZM - Mach-Zehnder Modulator

NDA – non data aided (não auxiliado por dados)

NRZ - non return to zero (não retorna a zero)

OEO - óptica-elétrica-óptica

OFDE - overlap frequency domain equalization (equalização no domínio da frequência por sobreposição)

OIF - optical internetworking forum

OOK - on-off keying (modulação de intensidade)

OPLL - optical phase-locked loop (laço de travamento de fase óptico)

OSNR - optical signal to noise ratio (relação sinal-ruído óptica)

PBC - polarization beam combiner (combinador de feixes polarizados)

PBS - polarization beam splitter (divisor de feixes polarizados)

PDS - processamento digital de sinais

PM - polarization multiplexing (multiplexação em polarização)

PMD - polarization mode dispersion (dispersão do modo de polarização)

PM-Q - polarization multiplexed-quadrature (modulador de quadratura multiplexador de polarização)

PRBS - pseudo-random binary sequence (sequência pseudo-aleatória)

PSK - phase-shift keying (chaveamento de fase)

PU - phase unwrapping (desembaraçador de fase)

Q – quadrature (quadratura)

QAM - quadrature amplitude modulation (modulação em quadratura e amplitude)

Q-Factor - quality factor (fator de qualidade)

QI - quadrature imbalance (desvio de quadratura)

QPSK - quadrature phase-shift keying (chaveamento em quadratura de fase)

ROADM - reconfigurable optical add-drop multiplexer (multiplexador adiciona-retira óptico reconfigurável)

SGD – stochastic gradient descent (gradiente descendente estocástico)

SNR – signal to noise ratio (relação sinal ruído)

TDE – time domain equalization (equalização no domínio do tempo)

TIA - transimpedance amplifier (amplificador de transimpedância)

VOA – variable optical attenuator (atenuador óptico variável)

WDM - wavelength division multiplex (multiplexação por divisão de comprimento de onda)

WSS - wavelength selective switch (chave seletora de comprimento de onda)

LISTA SÍMBOLOS

b/s - Bits por segundo (bits per second)
 Kb/s - Kilo bits por segundo (Kilo bits per second)
 Mb/s - Mega bits por segundo (Mega bits per second)
 Gb/s - Giga bits por segundo (Giga bits per second)
 Tb/s - Tera bits por segundo (Tera bits per second)
 dB - Decibel
 nm - Nanômetro (Nanometer)
 km - Quilômetro (Kilometer)
 dB/km - Decibel por Quilômetros (Decibel per Kilometer)
 Hz - Hertz [1/s]
 MHz - Mega-Hertz [1/s]
 GHz - Giga-Hertz [1/s]
 THz - Tera-Hertz [1/s]
 b/s/Hz - Eficiência espectral em bits por segundo por Hertz
 GBd - Giga Baud (Giga símbolos por segundo)
 dBm - Decibel com relação a 1mW
 E - Campo elétrico
 E_{cw} - Campo elétrico de luz contínua
 E_{lo} - Campo elétrico do oscilador local
 E_s - Campo elétrico do sinal
 P_s - Potência do campo elétrico do sinal
 P_{lo} - Potência do campo elétrico do oscilador local
 P_X - Potência óptica no eixo de polarização X
 P_Y - Potência óptica no eixo de polarização Y
 ω_s - Frequência angular do sinal
 φ_s - Fase inicial do sinal
 e_s - Componente de polarização do campo elétrico do sinal
 e_{lo} - Componente de polarização do campo elétrico do oscilador local
 φ_n - Ruído de fase
 δP - Ruído de amplitude do sinal
 τ - Intervalo de tempo
 $\Delta\varphi_{n_s}$ - Variação de fase aleatória
 $\Delta\nu_s$ - Largura de linha

V_{π} - Tensão para variação de 180° no modulador

E_{out} - Campo elétrico de saída.

E_{in} - Campo elétrico de entrada

$V_i(t)$ - Tensão aplicada no MZM

P_{out} - Potência de saída

P_{in} - Potência de entrada

V_{op} - Componente de tensão DC de polarização do modulador

V_{mod} - Tensão de modulação do MZM

R - Responsividade do fotodetector

I – Corrente da fotodeteccção

$a(t)$ - Modulação em amplitude

$\varphi(t)$ - Modulação em fase

$\Delta\omega t$ – desvio de frequência

θ - Ângulo entre as componentes em fase e quadratura

s_1 - Componente em fase ortonormalizada

s_2 - Componente de quadratura ortonormalizada

r_1 - Componente em fase recebida no algoritmo

r_2 - Componente de quadratura recebida no algoritmo

g_1 - Componente em fase ortonormalizada pelo GSOP

g_2 - Componente em fase ortonormalizada pelo LOP

z – Eixo de propagação do campo elétrico na fibra óptica

β_0 - Constante de propagação na fibra

β_2 - Constante de dispersão cromática

β_3 - Constante de inclinação da dispersão cromática

α – Constante de atenuação na fibra óptica

D – Parâmetro de dispersão na fibra óptica

λ - Comprimento de onda

c - Velocidade da luz

T – Período

f – Frequência

\Re - Parte real do número complexo

μ - Ganho ou passo de adaptação

ε - Passo de adaptação dos algoritmos de adaptação de ganho

R_s - Taxa de símbolos

$\Delta\omega$ - Variação da frequência angular

$n[k]$ - Ruído balístico discreto

PU – Desembaraçador de fase (*Phase Unwrapping*)

SUMÁRIO

Agradecimentos.....	ix
Resumo.....	13
Abstract.....	15
Lista de Ilustrações.....	17
Lista de Tabelas.....	21
Lista de Abreviaturas e Siglas.....	23
Lista Símbolos.....	27
Sumário.....	29
1 Introdução.....	31
2 Sistemas coerentes Digitais.....	35
2.1 Transmissor.....	36
2.1.1 Laser.....	37
2.1.2 Modulador.....	38
2.2 Receptor.....	43
3 Processamento digital de sinais para redes ópticas coerentes digitais de alta velocidade.....	51
3.1 Normalização e Ortogonalização.....	52
3.1.1 Desequilíbrio de quadratura.....	53
3.1.2 Procedimento de Ortogonalização de Gram-Schmidt e Löwdin.....	54
3.2 Equalizador Estático.....	57
3.2.1 Propagação na Fibra.....	57
3.2.2 Equalização no Domínio do Tempo (TDE).....	59
3.2.3 Equalização no Domínio da Frequência (FDE).....	60
3.3 Recuperação do Tempo de Símbolo.....	63
3.3.1 Método de recuperação de temporização utilizando malha aberta.....	64
3.3.2 Método de recuperação de temporização utilizando realimentação.....	64
3.4 Equalizador Dinâmico.....	66
3.4.1 CMA e DPC-CMA.....	68
3.4.2 BSE-CMA e FSE-CMA.....	71
3.4.3 Adaptação de ganho.....	72
3.5 Estimador do Desvio de Frequência.....	74
3.5.1 Estimador de desvio de frequência baseado na diferença de fases consecutivas.....	75
3.5.2 Estimador de desvio de frequência baseado no espectro do sinal.....	77
3.6 Estimador de fase.....	78
4 Resultados de simulação.....	83
4.1 Ortonormalização.....	86

4.1.1	Desvio da Híbrida de 90°	86
4.1.2	Desequilíbrio de potência	87
4.1.3	Análise da taxa de erro de bits para os efeitos combinados	88
4.2	Equalizador Estático	90
4.3	Recuperação do Tempo de Símbolo	92
4.4	Equalizador Dinâmico	96
4.5	Estimador do Desvio de Frequência	106
4.6	Estimador de Fase	112
5	Verificação Experimental	115
5.1	Verificação em back-to-back	117
5.2	Verificação em anel de recirculação de 225 km	119
5.3	Verificação em transmissão na rede GIGA.....	122
5.4	Avaliação da Desempenho do CMA-GA e CMA-MGA	124
6	Conclusão, Principais Contribuições e Trabalhos Publicados	129
6.1	Principais contribuições	130
6.2	Publicações	131
	Bibliografia.....	133

1 INTRODUÇÃO

A Sociedade moderna tem grande parte de suas características moldadas pelo progresso tecnológico das telecomunicações. Milhões de pessoas usam, diariamente, a internet para ler e-mails e notícias, fazer compras, ver vídeos ou usar outra infinidade de serviços disponíveis. Desde a criação da rede mundial de computadores, o volume de tráfego sempre cresceu de forma acelerada, oferecendo serviços cada vez mais complexos e que demandam uma maior capacidade e qualidade da rede de telecomunicações. Essa demanda por banda incitou o desenvolvimento de novas tecnologias e equipamentos que, em um breve período, possibilitou um aumento exponencial na capacidade dos sistemas, além da diminuição do custo por bit transmitido.

As redes ópticas têm um papel fundamental nessa evolução por serem sistemas projetados para ter uma capacidade de transmissão elevada e capaz de atingir milhares de quilômetros. Atualmente, já foi demonstrado que é possível transmitir 20 Tb/s por quase sete mil quilômetros em uma única fibra [1]; contudo, no começo das comunicações ópticas, os sistemas operavam com taxas muito menores. É possível dividir a evolução das redes ópticas em três gerações. A primeira geração dos sistemas ópticos era, basicamente, composta de enlaces ponto a ponto, com fibras sem controle de dispersão e sem grande preocupação com as não linearidades. Essa geração operava com taxas de transmissão de, no máximo, alguns gigabits e, quando havia a necessidade de se repetir o sinal, era necessário o uso de regeneradores de conversão óptica-elétrica-óptica (OEO), de alto custo. A evolução no processo de produção das fibras ópticas, que permitiram atenuações tão baixas quanto 0,2 dB/km, o controle de dispersão e não linearidades, o aprimoramento dos filtros ópticos, o aparecimento de novos lasers e fotodetectores e, principalmente, a invenção dos amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio (EDFA – *Erbium-doped fiber amplifier*) marcaram o início da segunda geração dos sistemas ópticos e tornaram possível a comercialização dos sistemas com multiplexação por divisão em comprimento de onda (WDM – *wavelength division multiplex*). Nesses sistemas, é possível transmitir até 80 canais, considerando-se apenas a banda C da grade do WDM denso (DWDM – *dense*

WDM) do ITU-T [2]. As taxas de transmissão chegam até 40 Gb/s, sendo que 10 Gb/s é a velocidade mais comum nesses sistemas.

Novos perfis de tráfego na internet, como a distribuição de vídeo sobre demanda, as aplicações *peer-to-peer* e a computação em nuvem, requerem muito mais banda que as aplicações tradicionais. Essa mudança nas características do tráfego força um aumento na capacidade de transporte das redes ópticas atuais, que, hoje, tem uma banda limitada, principalmente, pelos amplificadores EDFA comerciais. A maneira escolhida para contornar esse problema foi aumentar a eficiência espectral da transmissão, por meio do uso de formatos de modulação digital, como o chaveamento de fase (PSK – *phase-shift keying*) e a modulação em quadratura da amplitude (QAM – *quadrature amplitude modulation*), detecção coerente e multiplexação em polarização. Essas características marcam a terceira geração de sistemas ópticos, a geração coerente, que se encontra na fase de instalação dos primeiros sistemas comerciais. Com o uso de modulações de alta ordem, consegue-se uma eficiência espectral muito maior que a da modulação usada nos sistemas anteriores, a modulação de intensidade (OOK – *on-off keying*), que tem uma eficiência espectral de 0,5 b/s/Hz. Usando o formato de chaveamento em quadratura da fase (QPSK – *quadrature phase-shift keying*), por exemplo, tem-se uma eficiência espectral de 1 b/s/Hz; já para um formato de 16-QAM, chega-se a 2 b/s/Hz. Ao fazer o uso da multiplexação em polarização (PM – *polarization multiplexing*) da transmissão em dupla polarização (DP – *dual polarization*), dobra-se a eficiência espectral pela propagação de dois sinais distintos na mesma banda de frequência.

Os sistemas coerentes atuais buscam transferir todas as características do sinal óptico para o domínio elétrico. Dessa forma, apesar de preferível, não haveria a necessidade de se ter o laser do oscilador local travado exatamente na mesma frequência e fase do laser de transmissão, pois a coerência pode ser atingida no domínio digital, por meio de algoritmos específicos para essa funcionalidade. Como toda informação do sinal óptico é transferida para o domínio elétrico, é possível, ainda, com o processamento digital de sinais (PDS), compensar ou minimizar os efeitos que degradam o sinal óptico que se propaga pela fibra, como a dispersão cromática (CD – *chromatic dispersion*) e dispersão do modo de polarização (PMD – *polarization mode dispersion*), entre outros.

Os módulos ópticos dessa geração vão se diferenciar principalmente pelas funcionalidades e características inseridas pelos algoritmos de PDS. A quantidade máxima de CD que se pode mitigar, o máximo valor de PMD, o máximo ruído de fase, o máximo desvio de frequência entre o sinal transmitido e o laser oscilador local e a mínima relação sinal-ruído óptica (OSNR – *optical signal to noise ratio*) são algumas características que dependem do tipo de implementação dos filtros digitais.

Esse trabalho estuda os principais algoritmos para a recepção coerente de um sistema de transmissão que emprega o formato de modulação QPSK e a multiplexação de polarização, batizado de DP-QPSK ou, ainda, PM-QPSK. As funcionalidades abordadas para a recuperação de sinal foram normalização e ortogonalização, compensação da dispersão cromática, recuperação de relógio, equalizador dinâmico e recuperação de portadora. Em particular, durante o estudo do equalizador dinâmico, foi proposto e testado um método original de adaptação de ganho para o algoritmo de módulo constante (CMA – *constant modulus algortihm*), que acelera a convergência e torna o algoritmo mais rápido e robusto às mudanças no estado de polarização do sinal óptico.

Assim sendo, no Capítulo 2, apresentam-se as estruturas do transmissor e do receptor do sistema a ser analisado e onde é feita uma introdução sobre a teoria dos sistemas coerentes digitais. No Capítulo 3, os principais algoritmos de PDS para sistemas coerentes são apresentados, considerando-se a ordem de aplicação dos mesmos. As características desses algoritmos na simulação de diferentes condições de operação do sistema, bem como a eficiência de cada um deles, são estudadas no Capítulo 4. Os algoritmos que apresentaram os melhores resultados durante a fase de simulação, para cada uma das funcionalidades de interesse, foram empregados em bloco para analisar os sinais oriundos da recepção coerente sistêmica em três configurações: transmissor-receptor (*back-to-back*), anel de recirculação de 225 km e sistema real instalado (Rede Experimental de Alta Velocidade GIGA). Os procedimentos e resultados dessa análise são apresentados no Capítulo 5. Por fim as conclusões desse trabalho são expostas no Capítulo 6.

2 SISTEMAS COERENTES DIGITAIS

Os sistemas coerentes para comunicações ópticas receberam considerável atenção entre as décadas de oitenta e noventa, por causa do aumento de sensibilidade e de robustez que podiam proporcionar ao receptor. Entretanto devido ao custo elevado e à alta complexidade dos componentes, e do surgimento do amplificador a fibra dopada com érbio (EDFA – erbium-doped fiber amplifier), os sistemas ópticos coerentes perderam seu principal atrativo na época [3]. Com o crescimento esperado do tráfego nas redes de dados na ordem de 50% ao ano, as operadoras planejam aumentar em dez vezes a capacidade de suas redes ao adotar os sistemas 100G DWDM [4]. Isso deve acontecer mantendo a compatibilidade com a grade de canais atual e também sem grandes mudanças na rede, dado que o custo/bit/s/km seja inferior aos canais 10G atuais [4]. Para guiar os desenvolvedores de tecnologias interessados nesse mercado e também para garantir a interoperabilidade, o *Optical Internetworking Forum* (OIF) definiu padrões de implementação desses sistemas, tais como o formato de modulação a ser usado, os módulos transmissor e receptor e suas funcionalidades, deixando margem para redução de custo e tamanho pelos fabricantes [4], [5], [6].

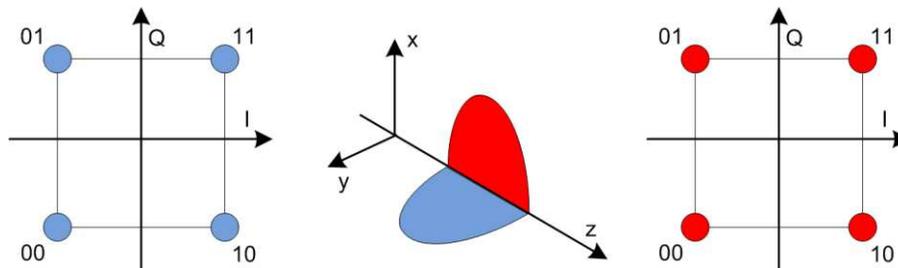


Figura 1. Polarizações ortogonais x e y e constelações da modulação DP-QPSK.

A modulação por chaveamento em quadratura de fase e em dupla polarização (DP-QPSK - *dual polarization quadrature phase-shift keying*) foi escolhida pela OIF como o padrão para os módulos 100G. Nesse modelo, dois sinais distintos, com polarizações ortogonais e mesmas frequências, são combinados com o propósito de dobrar a eficiência espectral, como mostrado na Figura 1. Cada polarização é modulada em fase e em

quadratura (IQ), mantendo-se o módulo do sinal constante e a fase variando entre $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$. Com isso, cada símbolo de cada polarização carrega dois bits de informação somando 4 bits por símbolo; o que possibilita a transmissão de 100 Gb/s no espaço de um canal DWDM. Para entender melhor os sistemas coerentes digitais, serão apresentados as estruturas do transmissor e do receptor coerente.

2.1 TRANSMISSOR

O transmissor, como mostrado na Figura 2, é um dispositivo opto-eletrônico composto basicamente por um laser de transmissão, um modulador de quadratura multiplexador de polarização (PM-Q – *polarization multiplexed-quadrature modulator*), um controlador *bias* e amplificadores de RF (*drivers*) para os sinais elétricos atingirem a amplitude necessária do modulador.

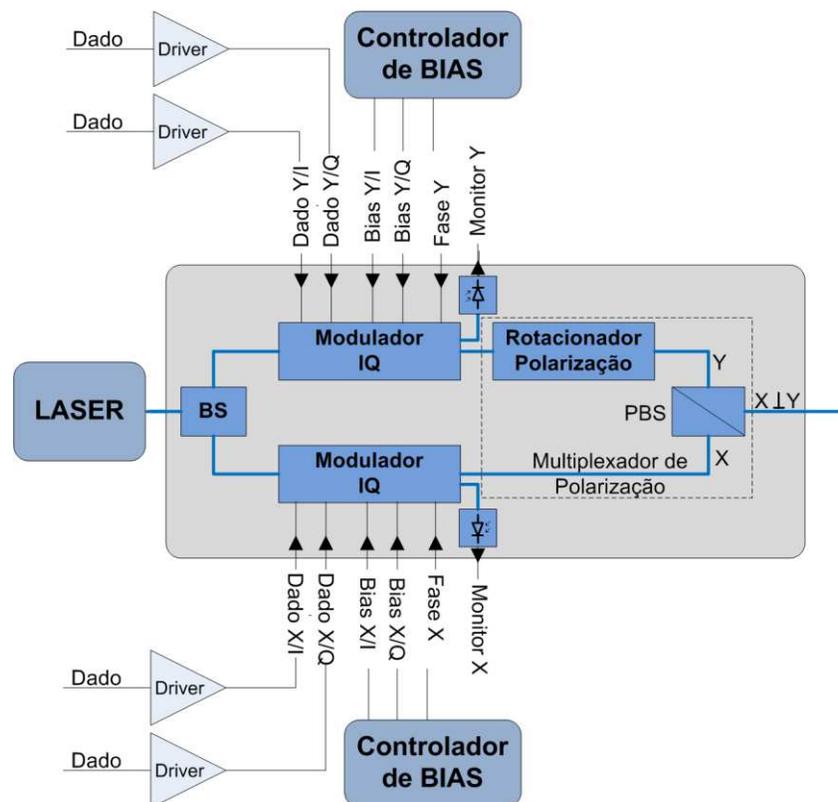


Figura 2. Diagrama funcional detalhado do módulo transmissor integrado [5].

Para entender melhor o transmissor, os principais componentes, o laser e o modulador PM-Q, serão apresentados a seguir.

2.1.1 LASER

O laser é uma fonte de luz que gera o sinal óptico a ser modulado e transmitido pela fibra óptica. Idealmente, esta seria uma fonte de luz com amplitude, fase e frequência fixas. Muitos estudos buscam aproximar o dispositivo real do ideal, principalmente porque os sistemas coerentes digitais são sensíveis ao ruído de fase e ao desvio de frequência dos lasers comerciais, especialmente quando empregam modulações de alta ordem com vários estados de fase distintos [7].

No transmissor, pode-se considerar o laser como uma fonte de luz contínua e podemos modelar o campo elétrico normalizado do laser ideal de forma análoga a [8] e [7] como

$$\mathbf{E}_{cw}(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot \mathbf{e}_s \quad (1)$$

onde $\sqrt{P_s}$ é a amplitude do campo, $\omega_s/2\pi$ é a frequência, φ_s é a fase inicial e \mathbf{e}_s é a polarização do campo. O índice “s” indica que é o laser de transmissão ou de sinal. Se os ruídos de fase $\varphi_{n_s}(t)$ e de amplitude $\delta P(t)$, são considerados na equação no campo elétrico, tem-se que:

$$\mathbf{E}_{cw}(t) = \sqrt{P_s + \delta P(t)} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_{n_s}(t))} \cdot \mathbf{e}_s \quad (2)$$

O ruído de fase é causado por emissões espontâneas de fótons que não estão em fase com os fótons de emissão estimulada na cavidade do dispositivo. Esse é um processo aleatório e pode-se considerar que em um intervalo de tempo τ temos uma variação de fase aleatória dada por:

$$\Delta\varphi_{n_s}(t) = \varphi_{n_s}(t) - \varphi_{n_s}(t - \tau) \quad (3)$$

e a variância de $\Delta\varphi_{n_s}(t)$ é relacionada à largura de linha ($\Delta\nu_s$) por meio de [7], [9] e [10]:

$$\langle \Delta\varphi_{n_s}^2(\tau) \rangle = 2\pi\Delta\nu_s|\tau| \quad (4)$$

Considerando-se (4), fica claro que a incerteza de fase cresce proporcionalmente com a largura de linha e o intervalo de tempo de observação. Como no receptor coerente há a necessidade de estimação da fase para a recuperação do símbolo, a largura de linha e os intervalos de estimação não estão ligados diretamente ao desempenho do sistema.

2.1.2 MODULADOR

O modulador, em sistemas ópticos, é um dispositivo capaz de realizar a modulação de uma portadora (laser) por um sinal contendo informação. Em uma modulação de alta velocidade, é desejável que o modulador tenha baixa perda de inserção, não introduza frequências de gorjeio no sinal, tenha ampla largura de banda eletro-óptica e alta razão de extinção. O modulador mais comum e que cumpre esses requisitos de forma satisfatória é o modulador do tipo *Mach-Zehnder* (MZM) [11], normalmente construído por guias de onda em um substrato de niobato de lítio ($LiNbO_3$). No MZM, o índice de refração do material varia com o campo elétrico aplicado. Dessa maneira, um sinal elétrico pode modular o índice de refração do guia de onda, que por sua vez altera a velocidade de propagação do sinal óptico. Aplicando níveis de tensão apropriados, é possível criar interações construtivas e destrutivas ou mesmo alterar a fase do sinal. A Figura 3 apresenta o diagrama funcional de um modulador *Mach-Zehnder*.

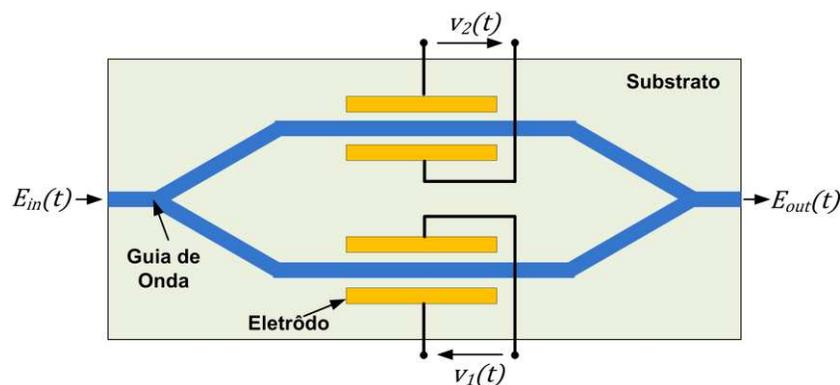


Figura 3. Diagrama funcional do MZM [7].

O MZM é composto, basicamente, por dois moduladores de fase. No modulador de fase, V_π é a tensão necessária para o deslocamento de fase ser igual a π . Se apenas um modulador de fase é considerado, o campo de saída se relaciona ao da entrada, desconsiderando o deslocamento de fase constante do modulador, como:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot e^{j\frac{V_i(t)}{V_\pi}\pi} \quad (5)$$

onde $V_i(t)$ é a tensão aplicada entre os eletrodos do modulador de fase. O MZM pode ser configurado para funcionar no modo *push-pull* onde o deslocamento de fase aplicado em um caminho óptico é o negativo do outro caminho óptico. Isso é obtido aplicando as tensões $V_1(t) = -V_2(t) = \frac{V(t)}{2}$. Nessa configuração o campo de saída se relaciona ao da entrada como [7]:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{V(t)}{2V_\pi}\pi\right) \quad (6)$$

Ao elevar a equação (6) ao quadrado, tem-se que a função de transferência de potência para o MZM:

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{V(t)}{V_\pi}\pi\right) \quad (7)$$

Da forma como foi definido $V(t)$, quando $V(t) = 0$ tem-se o ponto de máxima transmitância e, quando $V(t) = \mp V_\pi$ tem-se o ponto de mínima transmitância. Geralmente, os MZM são configurados em dois pontos de operação. O ponto de operação mais comum, usado para modulação de amplitude OOK, é no ponto de quadratura ($V_{op} = -V_\pi/2$), onde V_{op} é a componente DC da tensão de *bias* e a tensão de modulação $V_{mod}(t)$, variando V_π , como mostrado na Figura 4-(a). Quando se deseja usar o MZM para modulação de fase, o ponto de operação é o ponto de mínima transmitância, ou seja $V_{op} = -V_\pi$ com $V_{mod}(t)$ variando com amplitude de $2V_\pi$, como representado na Figura 4-(b).

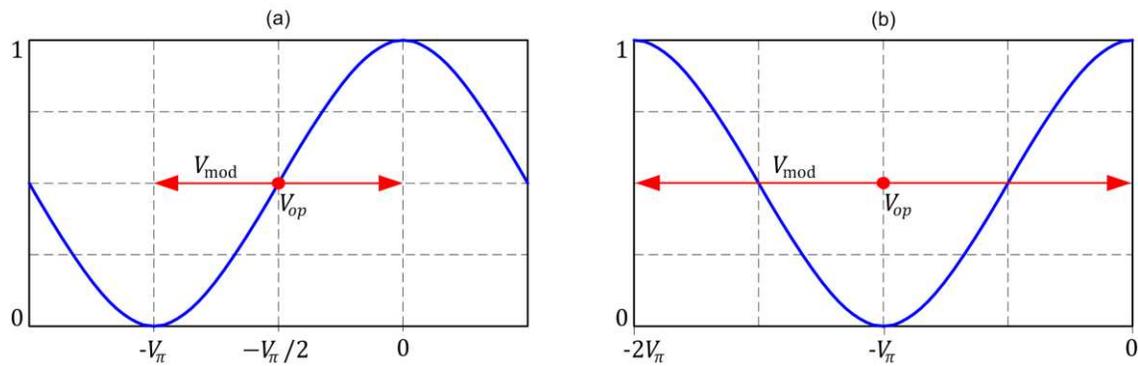


Figura 4. Função de transferência de potência do MZM em função da tensão aplicada no modo *push-pull* (a) operando no ponto de quadratura e (b) operando no ponto de mínima transmitância.

Com o MZM nas configurações citadas acima, obtém-se, diretamente, as modulações de chaveamento de amplitude (OOK – *on-off keying*) e de chaveamento binário de fase (BPSK – *binary phase-shift keying*), mostradas na Figura 5. A modulação OOK carrega a informação na amplitude do sinal óptico, enquanto a modulação BPSK carrega a informação na fase do sinal. As duas modulações têm a mesma potência óptica média, entretanto, a BPSK tem uma vantagem de 3dB em relação à OSNR mínima necessária na recepção, se comparado a um caso com a modulação OOK. Isso se deve à diferença entre os dois pontos da constelação para o OOK equivaler à energia do sinal E_s , e no caso do BPSK a distância entre os pontos da constelação é de $\sqrt{2}E_s$. Quanto maior a distância entre os pontos da constelação em relação a E_s , menor a probabilidade do ruído causar um erro na estimação do símbolo transmitido.

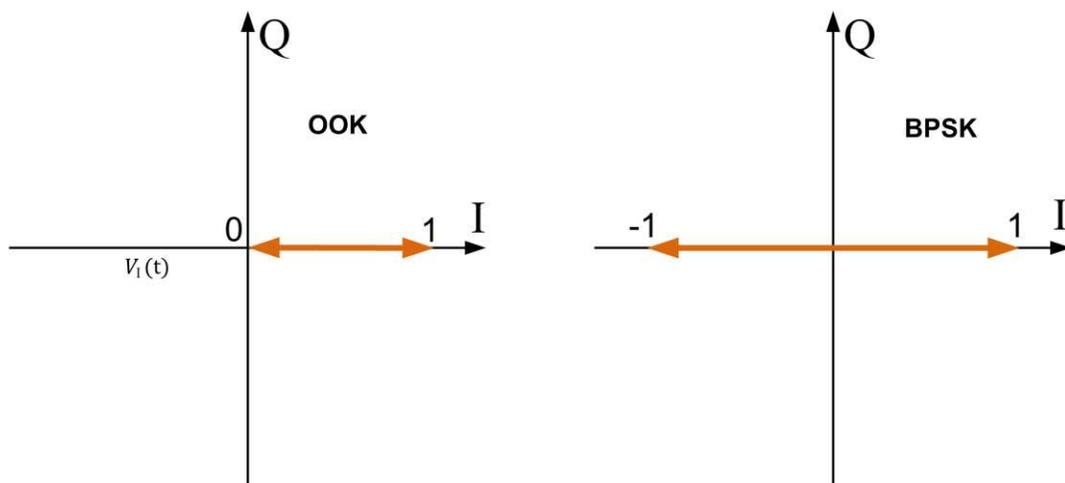


Figura 5. Constelações das modulações OOK binário e BPSK.

Outra estrutura que é de fundamental interesse nesse trabalho é o modulador IQ (*In-phase and Quadrature*). Uma das composições possíveis para a construção do dispositivo é usando três MZM aninhados como representado pelo diagrama funcional da Figura 6. Nele o sinal de entrada $E_{in}(t)$ é dividido igualmente entre os braços I (*in-phase*) e Q (*quadrature*) e são modulados por um MZM operando no ponto de mínima transmitância (Figura 4-(b)); depois, por meio da tensão $V_{phase}(t)$, realiza-se uma rotação de fase relativa de $\pi/2$ entre I e Q. Com essa estrutura, conseguem-se manipular vários formatos de modulação, como o QPSK e o QAM.

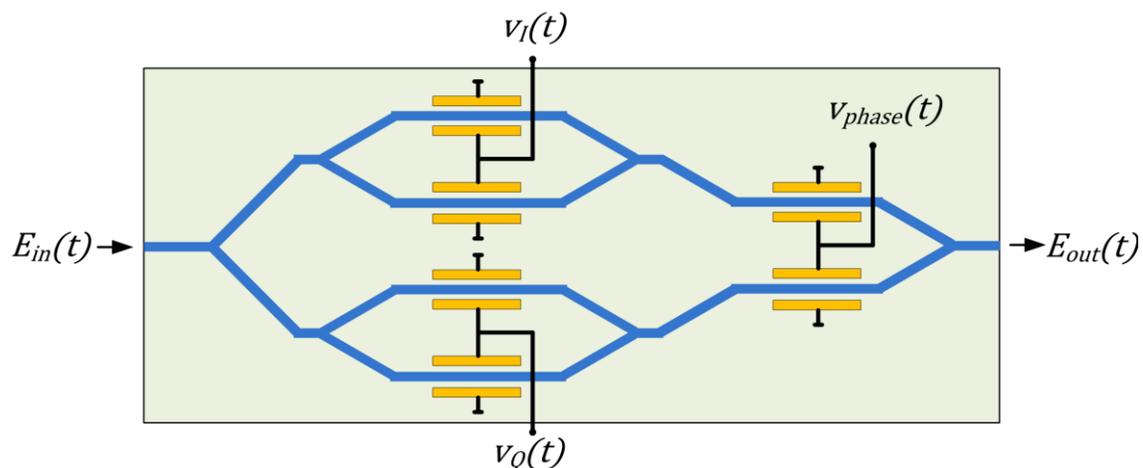


Figura 6. Diagrama funcional do modulador IQ [7].

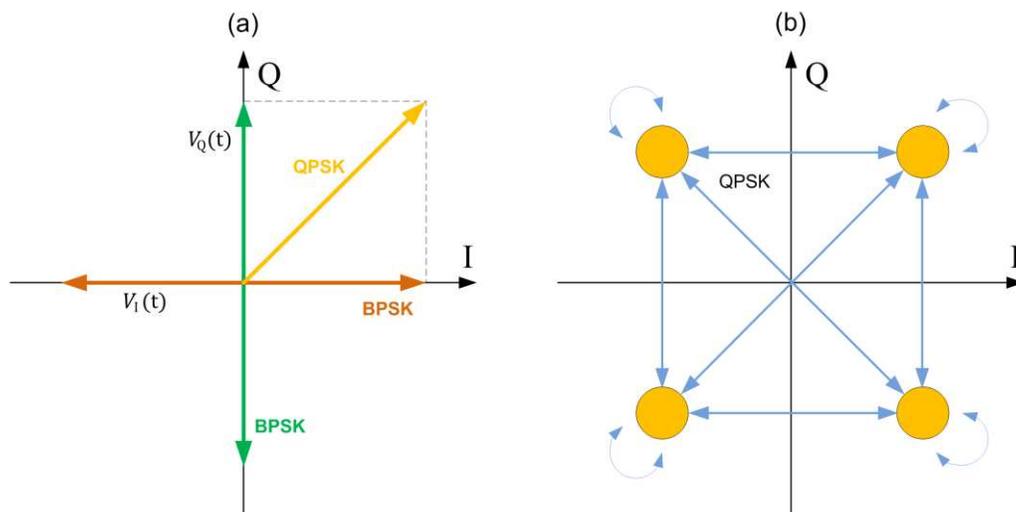


Figura 7. Modulador IQ: (a) constelações

A Figura 7-(a) exibe o plano complexo IQ. A modulação BPSK nos caminhos ópticos I e Q ao serem recombinados com uma diferença de fase de $\frac{\pi}{2} rad$ gera a constelação QPSK da Figura 7-(b) com os possíveis cruzamentos ao passar de um símbolo para os outros, indicados pelas setas azuis.

Combinando-se dois moduladores IQ juntamente com um girador de polarização de 90° e um combinador de feixes polarizados (PBC – *polarization beam combiner*), tem-se a estrutura do modulador PM-Q apresentado na Figura 8. Nesse modelo, diferentemente do modulador IQ apresentado na Figura 6, o ponto de operação e a tensão de modulação são aplicados em eletrodos diferentes na estrutura. Com isso, é possível eliminar componentes eletrônicos de alto custo como o *bias-tee*, além de facilitar o projeto e controle nas placas de circuito impresso.

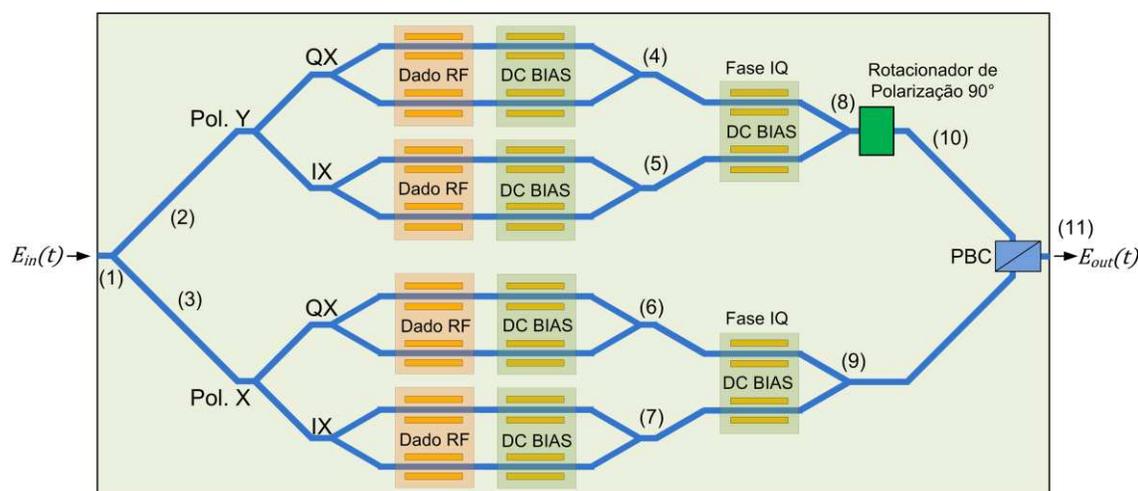


Figura 8. Diagrama funcional do modulador PM-Q

As constelações nos pontos (1) até (11) da Figura 8 são apresentadas na Figura 9. No ponto (1) é representado o laser que tem um ponto constante no eixo I por ser uma fonte de luz contínua; nos pontos (2) e (3) a representação é a mesma do ponto (1) porque o sinal do laser foi somente dividido em duas partes iguais e a diferença de potência foi desconsiderada.

Os sinais ópticos são novamente divididos e cada um deles é modulado em BPSK, onde se obtém as constelações nos pontos (4-7). Os sinais de cada braço das polarizações X e Y são sofrem rotação de fase de 90° entre si e são novamente combinados gerando a

constelação QPSK nos pontos (8,9). Até esse ponto, os sinais apresentarão a mesma polarização e, para gerar o sinal DP-QPSK, o sinal óptico do braço Y sofre rotação na polarização de 90° , formando (10). Este é combinado com sinal óptico do braço X, resultando em dois sinais ópticos ortogonais com modulação QPSK. O sinal resultante (11) é apresentado na Figura 9.

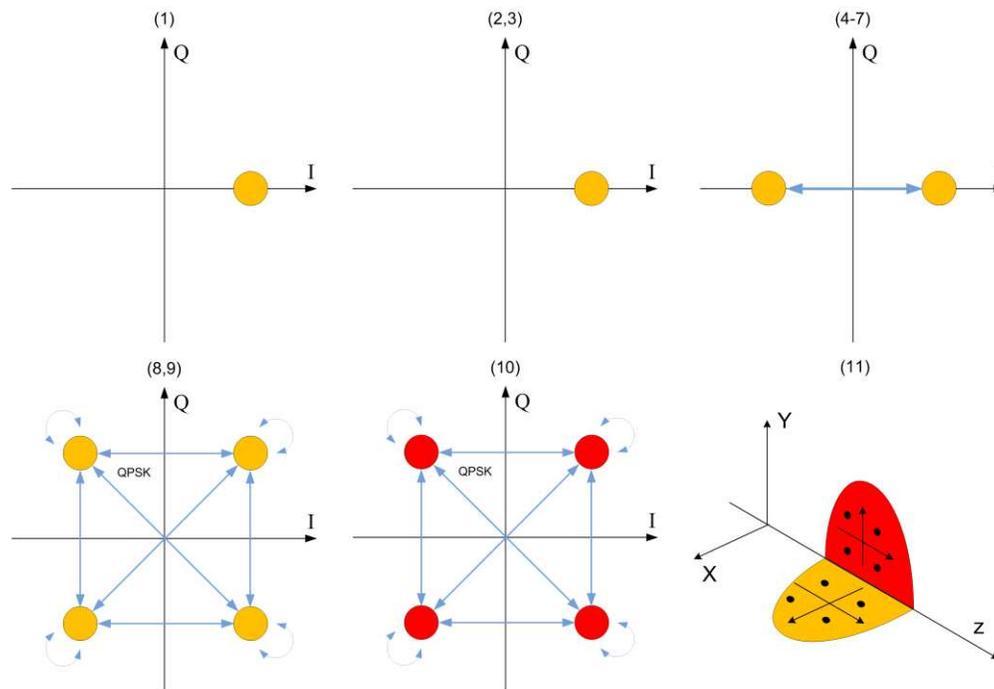


Figura 9. Representação do sinal óptico nos pontos de interesse no modulador PM-Q

Com as principais estruturas de geração do sinal DP-QPSK definidas, o próximo passo é apresentar o conceito e a estrutura do receptor coerente.

2.2 RECEPTOR

A detecção coerente de um sinal óptico implica no batimento do sinal transmitido com o sinal óptico de um laser oscilador local (LO – *local oscillator*). Há três categorias de recepção coerente quanto à fase e à frequência do sinal: homódino, heteródino e intradino. Teoricamente, no receptor homódino, o laser LO e o laser de sinal têm a mesma frequência e a diferença de fase entre os dois é zero (ou múltiplo de 2π). A vantagem do receptor homódino é ter a melhor sensibilidade; sendo até 3 dB superior ao heteródino. Entretanto, a

realização prática para o travamento de fase e frequência nesse receptor é complicada e de alto custo. No receptor heteródino, o laser de sinal e o laser oscilador local têm frequências distintas e isso é fácil de realizar fisicamente, não há necessidade de travamento de frequência e fase entre os lasers; entretanto sua sensibilidade é inferior. Outra desvantagem para esse tipo de receptor é que os componentes têm necessidade de uma maior largura de banda, pois o sinal não está em banda base. No receptor intradino, a diferença de frequência entre os lasers não é zero, mas é muito próxima disso, com um desvio máximo podendo ser compensado digitalmente. Esse tipo de receptor é o mais estudado e desenvolvido para os novos sistemas coerentes; por isso, apresentar-se-ão o conceito e a estrutura do receptor intradino, considerando diversidade de polarização e subsistemas para recuperação de sinal no domínio digital.

De forma semelhante a (1), o campo elétrico normalizado ideal para o oscilador local (LO) é definido como:

$$\mathbf{E}_{lo}(t) = \sqrt{P_{lo}} \cdot e^{j(\omega_{lo}t + \varphi_{lo})} \cdot \mathbf{e}_{lo} \quad (8)$$

Na seção anterior, as estruturas de modulação foram avaliadas e, ao considerar o campo elétrico na saída do modulador IQ, ou mesmo ainda, pensando no modulador PM-Q, o campo elétrico em cada polarização poderia ser escrito como [7].

$$\mathbf{E}_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot a(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \mathbf{e}_s \quad (9)$$

onde $a(t)$ indica a componente de modulação em amplitude e $\varphi(t)$ a componente de modulação de fase do laser. O princípio da detecção coerente é o batimento do laser de sinal com o laser do LO, que pode ser realizado em um acoplador de 3 dB, como mostrado na Figura 10.

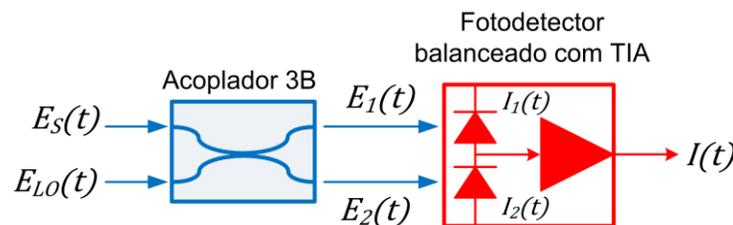


Figura 10. Princípio da detecção coerente

Na saída do acoplador de 3 dB, as componentes do batimento entre E_s e E_{lo} , E_1 e E_2 têm diferença de fase entre si de 180° , que é uma característica do acoplador de 3 dB. Os dois sinais são fotodetectados por fotodetectores balanceados, de forma que as correntes resultantes do batimento são proporcionais à responsividade do fotodetector e ao quadrado do campo elétrico incidente [7]:

$$I_1(t) = \frac{1}{2}R \cdot [E_s(t) + jE_{lo}(t)] \cdot [E_s(t) + jE_{lo}(t)]^* \quad (10)$$

$$I_2(t) = \frac{1}{2}R \cdot [jE_s(t) + E_{lo}(t)] \cdot [jE_s(t) + E_{lo}(t)]^*$$

onde R é a responsividade dos fotodetectores e " * " o complexo conjugado. Substituindo-se (8) e (9) em (10), tem-se:

$$I_1(t) = \frac{1}{2}RP_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{lo} + R\sqrt{P_sP_{lo}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{lo} \cdot \text{sen}[\Delta\omega t + \varphi(t)] \quad (11)$$

$$I_2(t) = \frac{1}{2}RP_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{lo} - R\sqrt{P_sP_{lo}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{lo} \cdot \text{sen}[\Delta\omega t + \varphi(t)]$$

Considerando $I_1(t)$ e $I_2(t)$, observa-se que o primeiro termo da equação é proporcional à potência do laser de sinal e à componente de amplitude de modulação ao quadrado. Geralmente esse termo é pequeno em relação aos outros, pois é esperado que $P_s \ll P_{lo}$. O segundo termo é um nível DC, proporcional à potência do LO. O terceiro termo é o termo de interesse, pois apresenta todas as características de modulação e batimento: $\sqrt{P_sP_{lo}}$, chamado de ganho coerente; $a(t)$ é a modulação de amplitude, $\varphi(t)$ a modulação em fase, $\Delta\omega t$ é o desvio de frequência (FO – *Frequency Offset*) entre os lasers; e $e_s e_{lo}$, o termo proporcional ao alinhamento dos eixos de polarização dos lasers. Na estrutura dos fotodetectores balanceados, a corrente resultante é dada por $I(t) = I_1(t) - I_2(t)$ e, então:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_sP_{lo}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{lo} \cdot \text{sen}[\Delta\omega t + \varphi(t)] \quad (12)$$

No entanto, o acoplador de 3 dB, em sistemas com modulação em fase não fornece combinações de sinal suficientes para recuperar as duas componentes I e Q; assim sendo, para esses sistemas o acoplador de 3 dB é substituído por híbridas de 90°. Elas possibilitam o batimento do laser de sinal e o laser do LO, mantendo as componentes de fase e quadratura nas saídas. A híbrida de 90°, nesse tipo de receptor, deve possuir duas entradas, uma para o sinal e outra para o oscilador local, e quatro saídas com defasagens de 90° uma em relação a outra, como mostra a relação a seguir:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{out_1}(t) \\ \mathbf{E}_{out_2}(t) \\ \mathbf{E}_{out_3}(t) \\ \mathbf{E}_{out_4}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_s(t) + \mathbf{E}_{lo}(t) \\ \mathbf{E}_s(t) + j\mathbf{E}_{lo}(t) \\ \mathbf{E}_s(t) - \mathbf{E}_{lo}(t) \\ \mathbf{E}_s(t) - j\mathbf{E}_{lo}(t) \end{bmatrix} \quad (13)$$

A detecção coerente com as componentes de fase e quadratura usando a Híbrida 90° é ilustrada na Figura 11.

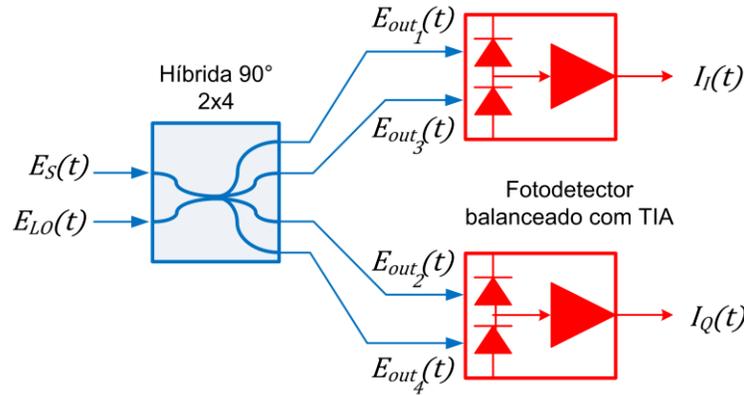


Figura 11. Princípio da detecção coerente com componentes em fase e quadratura usando a Híbrida de 90°

Tendo como referência a estrutura da Figura 11, as correntes das componentes em fase e quadratura podem ser escritas como em (14). Nota-se que a componente em fase usa os sinais de saída da híbrida 90° E_{out_1} e E_{out_3} , enquanto que a componente em quadratura usa os sinais, E_{out_2} e E_{out_4} , que tem diferença de fase de 180° entre si.

$$I_I(t) = R \cdot E_{out_1}(t) \cdot E_{out_1}^*(t) - R \cdot E_{out_3}(t) \cdot E_{out_3}^*(t) \quad (14)$$

$$I_Q(t) = R \cdot E_{out_2}(t) \cdot E_{out_2}^*(t) - R \cdot E_{out_4}(t) \cdot E_{out_4}^*(t)$$

Substituindo-se (8), (9) e (13) em (14), tem-se que as correntes $I_I(t)$ e $I_Q(t)$ podem ser escritas como:

$$I_I(t) = 2R\sqrt{P_s P_{l_0}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{l_0} \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi(t)] \quad (15)$$

$$I_Q(t) = 2R\sqrt{P_s P_{l_0}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{l_0} \cdot \text{sen}[\Delta\omega t + \varphi(t)]$$

De (15), observa-se, como era esperado, que as componentes em fase e quadratura estão defasadas de 90° . Nas formulações anteriores utilizam-se sinais ideais; por isso as contribuições dos ruídos foram omitidas. A principal contribuição de ruído na modulação de fase é o ruído de fase dos lasers $\varphi_n(t)$, cuja variância foi definida em (3) e a proporcionalidade da variância em relação à largura de linha do laser em (4). Adicionando o termo de ruído de fase a (15) tem-se:

$$I_I(t) = 2R\sqrt{P_s P_{l_0}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{l_0} \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi(t) + \varphi_n(t)] \quad (16)$$

$$I_Q(t) = 2R\sqrt{P_s P_{l_0}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{l_0} \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi(t) + \varphi_n(t)]$$

No receptor coerente com diversidade de polarização, é necessário separar de forma apropriada a informação nas componentes de polarização ortogonais X e Y. Para isso, faz-se uso de um divisor de feixe polarizador (PBS – *polarizing beam splitter*), um componente óptico passivo que separa componentes ortogonais de polarização, como ilustra a Figura 12.

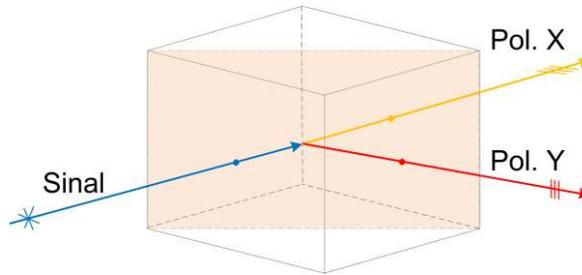


Figura 12. Princípio de funcionamento do *Polarization Beam Splitter*.

Acoplado-se adequadamente dois PBSs e duas híbridas de 90° com detecção balanceada, tem-se o receptor coerente com diversidade de polarização e fase [5]. O

receptor é ilustrado na Figura 13. A parte da entrada óptica até a conversão opto-elétrica (*front-end*) é referenciada em tom escuro e a parte eletrônica em claro. O sinal óptico transmitido tem suas componentes de polarização ortogonais separadas, as quais sofrem batimento com as mesmas componentes de polarização oriundas do laser LO nas híbridas de 90°. Os sinais de saída das híbridas em fase e quadratura para cada polarização são fotodetectados e, posteriormente, um amplificador de transimpedância (TIA – *transimpedance amplifier*) e um circuito de controle automático de ganho (AGC – *automatic gain control*) convertem a fotocorrente para uma tensão correspondente de saída. Esses sinais elétricos são amostrados por conversores analógico-digital (ADC – *analog-to-digital converter*) de alta velocidade, com a informação resultante sendo processada digitalmente para recuperação do sinal.

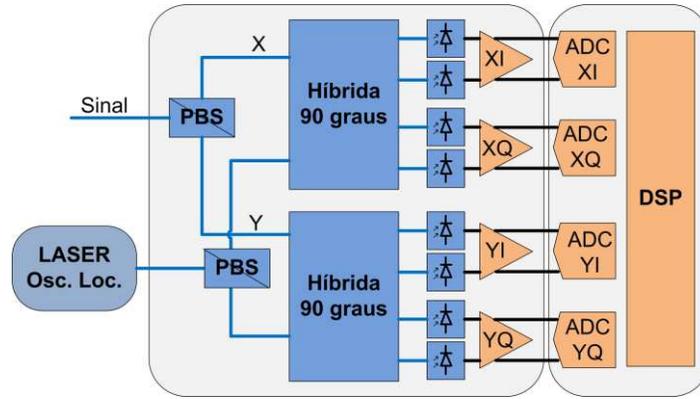


Figura 13. Receptor coerente com diversidade de fase e polarização [5].

$$I_{X_I}(t) = 2R \sqrt{P_{X_S} P_{X_{lo}}} \cdot a(t) \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi(t) + \varphi_n(t)]$$

$$I_{X_Q}(t) = 2R \sqrt{P_{X_S} P_{X_{lo}}} \cdot a(t) \cdot \text{sen}[\Delta\omega t + \varphi(t) + \varphi_n(t)]$$

$$I_{Y_I}(t) = 2R \sqrt{P_{Y_S} P_{Y_{lo}}} \cdot a(t) \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi(t) + \varphi_n(t)]$$

$$I_{Y_Q}(t) = 2R \sqrt{P_{Y_S} P_{Y_{lo}}} \cdot a(t) \cdot \text{sen}[\Delta\omega t + \varphi(t) + \varphi_n(t)]$$

(17)

De forma semelhante a (16), no receptor coerente, as correntes antes do TIA para cada componente de polarização são dadas em (17), onde P_X e P_Y são as potências ópticas nos eixos de polarização ortogonais X e Y. Uma vez que foram apresentados os conceitos do transmissor, receptor e da modulação DP-QPSK, o próximo capítulo apresenta os principais algoritmos para sistemas coerentes digitais, sua implementação e os efeitos físicos que eles se propõem a compensar ou estimar.

3 PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS PARA REDES ÓPTICAS COERENTES DIGITAIS DE ALTA VELOCIDADE

Os receptores coerentes intradinos transferem todas as características do sinal óptico (amplitude, polarização, frequência e fase) para o domínio elétrico. Nesses receptores, há batimento do laser de sinal com o laser do oscilador local, sendo que a fase e a frequência dos lasers não são as mesmas. Por isso, há a necessidade de se alcançar a coerência no domínio digital ao realizar a estimação de fase e frequência com algoritmos de processamento digital de sinais (PDS ou, em inglês, DSP – *digital signal processing*).

Uma vez que as características do sinal óptico estão disponíveis no domínio elétrico, é possível, ainda, compensar efeitos degradantes da camada física, como, por exemplo, a dispersão cromática e a dispersão dos modos de polarização, por meio de filtragem elétrica digital. Nesta seção, apresentar-se-ão os principais algoritmos usados na recepção coerente digital de alta velocidade, considerando o esquema de transmissão DP-QPSK. Várias estruturas, sequências e algoritmos foram propostos na literatura para a comunicação óptica coerente, utilizando o DP-QPSK [12].

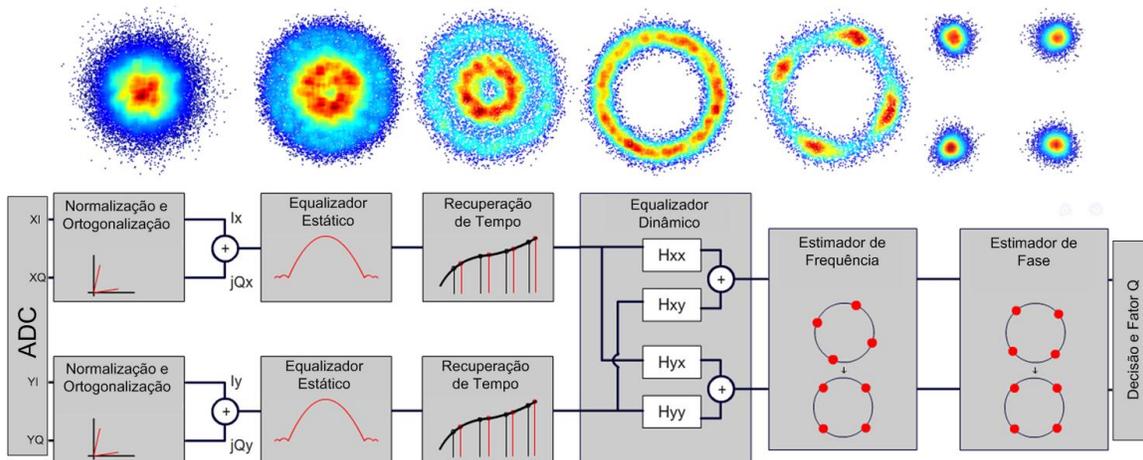


Figura 14. Sequência de Algoritmos para sistema coerentes com diversidade de fase e polarização.

A Figura 14 ilustra a sequência de algoritmos usualmente empregada em unidades de PDS e que também foi utilizada neste trabalho. Na Figura 14, os algoritmos estão divididos em blocos que representam as principais funcionalidades. O bloco “Normalização e Ortogonalização” compensa distorções na híbrida de 90° e diferenças de potência entre as componentes em fase e quadratura. Os algoritmos mais usados para isso são os algoritmos de Gram-Schmidt e Löwdin [13]. O bloco “Equalizador Estático” faz a compensação da dispersão cromática (CD – *chromatic dispersion*) acumulada durante a transmissão, seja no domínio do tempo [14] ou no domínio da frequência [15]. O bloco “Recuperação de Tempo” usa o algoritmo de Gardner [16] para recuperar o tempo de símbolo. O bloco “Equalizador Dinâmico” é responsável por separar os eixos de polarização, bem como equalizar e acompanhar possíveis variações no estado do canal. Os algoritmos normalmente utilizados nesse bloco são o Constant Modulus Algorithm, o Least Mean Square (LMS) ou o Decision Directed LMS (DD-LMS); todos na configuração MIMO 2x2 (Multiple Input Multiple Output) usando quatro filtros de resposta finita ao impulso (Finite Impulse Response – FIR) [12], [17], como mostrado na Figura 14.

Após a equalização dinâmica, o bloco “Estimador de Frequência” realiza a estimação do desvio de frequência entre o laser de sinal e o laser oscilador local, seja no domínio do tempo [18] ou no domínio da frequência [19]. A estimação de fase (bloco “Estimador de Fase”) é realizada por meio do algoritmo de recuperação de fase por alimentação adiante (FFPE - *feed-forward phase recovery*), de acordo com [20]. Em seguida, é feita a decisão dos símbolos em cada polarização e calculada a taxa de erro de bits (BER - *bit error rate*), a partir do fator de qualidade da constelação (Q-Factor). O primeiro algoritmo a ser introduzido realiza a ortogonalização dos sinais para compensar imperfeições no receptor coerente e é apresentado a seguir.

3.1 NORMALIZAÇÃO E ORTOGONALIZAÇÃO

O receptor com diversidade de fase e polarização mapeia os campos ópticos em um conjunto de sinais elétricos através do batimento do sinal recebido com o do oscilador local [21]. Para atingir a diversidade de fase e polarização, o *front end* contém um par de híbridas de 90°; [12], como ilustrado na Figura 13. Imperfeições nas híbridas de 90° e

descasamento na responsividade dos fotodetectores causam desequilíbrio de quadratura (*QI* – *quadrature imbalance*) entre as componentes IQ. O desequilíbrio de quadratura se manifesta por meio do aparecimento de um nível DC indesejável e de desvios de amplitude e fase entre as componentes IQ. Diversos algoritmos foram propostos para compensar imperfeições no *front end* [13], sendo o procedimento de ortonormalização de Gram-Schmidt (GSOP - *Gram-Schmidt orthonormalization process*) e o procedimento de ortonormalização de Löwdin (LOP – *Löwdin orthonormalization process*) os mais populares [12] e [13]. Inicialmente, o desequilíbrio de quadratura e o impacto que esse efeito causa será caracterizado para um sistema de transmissão coerente digital DP-QPSK a 112 Gb/s. Em seguida os métodos de ortonormalização GSOP e LOP serão apresentados.

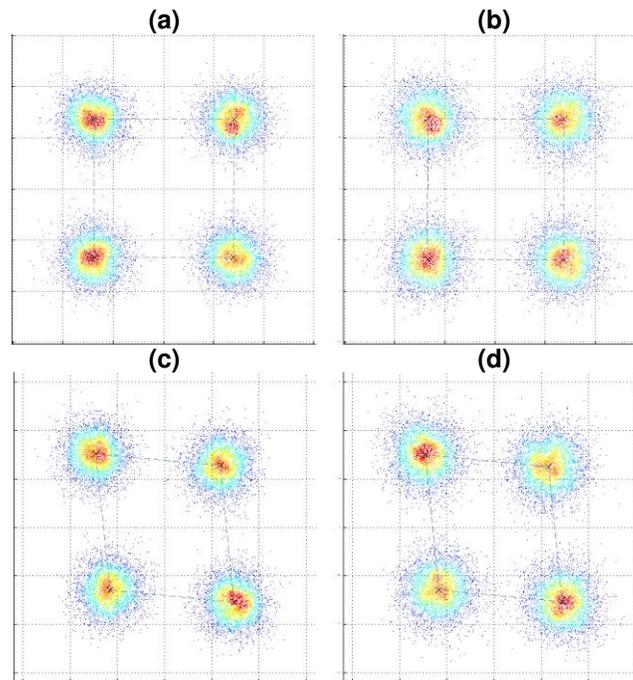


Figura 15. Constelações de um sistema DP-QPSK a 112 Gb/s com OSNR de 20 dB: (a) polarização X e (b) polarização Y com Híbrida 90° sem desvio e (c) polarização X e (d) polarização Y com Híbrida 90° com desvio de 12°.

3.1.1 DESEQUILÍBRIO DE QUADRATURA

Para ilustrar o efeito de QI no sistema, foi realizada uma simulação sem nenhum efeito de camada física, considerando-se apenas o ruído ASE dos amplificadores e imperfeições no *front end*. A Figura 15 ilustra o efeito de um desvio de fase de certo valor

em graus na híbrida de 90° , quando o sistema simulado conta com 20 dB de OSNR. É fácil perceber como as componentes IQ estão desbalanceadas e como distorcem a constelação, o que, obviamente, penalizará o sistema.

Para mensurar o impacto na taxa de erro de bits com o desvio da Híbrida de 90° a BER foi calculada a partir do fator Q da constelação para vários valores de desvio. Os resultados são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1. Taxa de Erro de Bit com diferentes desvios da Híbrida 90° em um sistema DP-QPSK sem efeitos de camada física e com 12 dB de OSNR.

ERRO	0°	3°	6°	9°	12°	15°
BER	6×10^{-5}	8×10^{-5}	1×10^{-4}	2×10^{-4}	4×10^{-4}	1×10^{-3}

Pelos resultados apresentados na Tabela 1, verifica-se que a penalidade inserida por desvios na híbrida não podem ser descartados. A degradação do sistema seria mais evidenciada caso a simulação fosse realizada com baixos níveis de ruído, pois este acaba sendo predominante. É interessante analisar a penalidade próxima ao limite do sistema em relação ao ruído. O desequilíbrio de potência entre as componentes IQ também afeta o desempenho do sistema como mostra a tabela abaixo.

Tabela 2. Taxa de Erro de Bit com diferentes desequilíbrios de potência entre as componentes IQ em um sistema DP-QPSK sem efeitos de camada física e com 12 dB de OSNR.

ERRO	0%	10%	20%	30%	40%	50%
BER	6×10^{-5}	3×10^{-4}	4×10^{-3}	9×10^{-3}	5×10^{-2}	7×10^{-2}

Analisando os dados da Tabela 2, pode-se perceber que o sistema sofre penalidade considerável. Para compensar esses efeitos no receptor, os algoritmos GSOP e LOP serão apresentados.

3.1.2 PROCEDIMENTO DE ORTOGONALIZAÇÃO DE GRAM-SCHMIDT E LÖWDIN

Para uma híbrida 90° imperfeita, o ângulo entre as componentes em fase e quadratura pode ser expresso por $\pi/2 - 2\theta$, como ilustrado na Figura 16. Os sinais recebidos, considerando as componentes I e Q, podem ser escritos por

$r_1 = t_1 \cos \theta + t_2 \sin \theta$ e $r_2 = t_2 \cos \theta + t_1 \sin \theta$ onde t_1 e t_2 são os sinais originalmente ortogonais antes da Híbrida 90° . Nesse caso a matriz de correlação pode ser escrita como [12]:

$$R = \begin{pmatrix} 1 & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & 1 \end{pmatrix} \quad (18)$$

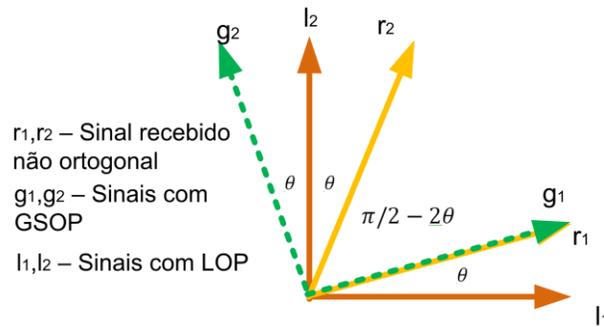


Figura 16. Representação gráfica da não ortogonalidade do sinal recebido.

Os algoritmos de ortogonalização consistem, geralmente, de procedimentos de manipulação da matriz a fim de recuperar a ortogonalidade dos sinais. O GSOP normaliza a componente em fase, enquanto gira e normaliza a componente em quadratura, como ilustra a Figura 17. Na Figura 17 a componente em fase recebida, r_1 é normalizada pelo algoritmo, gerando g_1 ; já a componente de quadratura, r_2 , é normalizada e girada, obtendo-se assim g_2 . A ortonormalização pelo GSOP utiliza-se do coeficiente de correlação entre os sinais [22], dados por:

$$s_1 = \frac{r_1}{\sqrt{P_1}} \quad (19)$$

$$\hat{s}_2 = r_2 = -\frac{\rho r_1}{P_1} \quad (20)$$

$$s_2 = \frac{\hat{s}_2}{\sqrt{P_2}} \quad (21)$$

onde s_1 e s_2 representam, respectivamente, as componentes em fase e quadratura ortonormalizadas e são estimativas das componentes originais t_1 e t_2 . P_1 e P_2 representam as potências médias das componentes recebidas e $\rho = E\{r_1 \cdot r_2\}$ é o coeficiente de correlação entre elas. A matriz de ortogonalização do GSOP [23] é mostrada a seguir:

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-\langle r_1 r_2 \rangle}{r_2^2} & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\sin 2\theta & 1 \end{pmatrix} \quad (22)$$

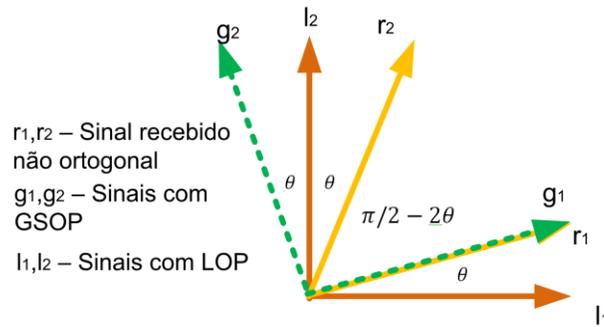


Figura 17. Representação gráfica da ortogonalização com GSOP e LOP [12].

A idéia básica no procedimento de ortogonalização de Löwdin é criar um conjunto de vetores que seja o mais próximo possível do conjunto original (ortogonal), no sentido de mínimo erro quadrático médio [24]. Para isto, é utilizada a matriz de transformação relacionada à matriz de correlação dada por $L = R^{-1/2}$ e representada a seguir [25]:

$$L = \begin{pmatrix} \frac{\cos \theta}{\cos 2\theta} & \frac{-\tan \theta}{2\cos \theta} \\ \frac{\cos 2\theta}{-\tan \theta} & \frac{2\cos \theta}{\cos 2\theta} \end{pmatrix} \quad (23)$$

Ao contrário do GSOP, o LOP provoca a rotação dos dois vetores de θ graus, cada um para uma direção como ilustrado da Figura 17. Na Figura 17 as componentes em fase e quadratura recebidas, r_1 e r_2 , são normalizadas e giradas, gerando g_1 e g_2 , respectivamente. Por se tratar de um método simétrico, o LOP tenta distribuir o impacto do ruído de quantização nas duas componentes.

Considerado a sequência de algoritmos apresentada na Figura 14, após a ortogonalização, os sinais são processados pelo bloco “Equalizador Estático”, que será visto a seguir.

3.2 EQUALIZADOR ESTÁTICO

O equalizador de canal estático é responsável por compensar a dispersão cromática. Dispersão cromática é o nome dado ao fenômeno no qual diferentes componentes espectrais viajam a velocidades diferentes em uma fibra óptica. Isso significa que, se for transmitida uma sequência de pulsos por uma fibra óptica, eles poderão se alargar temporalmente ao ponto de causar interferência interssimbólica, dificultando a interpretação do sinal. Isso diminui a distância de transmissão viável sem a necessidade de regeneração ou compensação da dispersão (DCF). A CD pode ser compensada tanto no domínio óptico quanto no domínio elétrico. No domínio óptico, a compensação pode ser feita utilizando fibras de compensação de dispersão ou filtros de equalização óptica, como, por exemplo, filtros interferométricos e fibras com grades de Bragg [8]. Entretanto, a compensação óptica possui certas desvantagens, entre elas grande perdas (no caso de DCFs), degradação do desempenho, necessidade de amplificação óptica e tamanho dos equipamentos. Portanto, compensar digitalmente a dispersão em fibras pode ser viável para simplificar a rede, mesmo aumentando a complexidade do receptor. A seguir, apresentam-se alguns conceitos sobre propagação na fibra óptica, dentro do contexto de compensação da CD.

3.2.1 PROPAGAÇÃO NA FIBRA

Desprezando a fase inicial e o ruído de fase, o campo elétrico do sinal, propagando na direção z , pode ser descrito por [7]:

$$E_S(z, t) = x(z, t) \cdot e^{j(\omega_s t - \beta_0 z)} \quad (24)$$

onde:

$$x(z, t) = \sqrt{P_s} \cdot a(z, t) \cdot e^{j\varphi(z, t)} \quad (25)$$

é uma função que representa a variação lenta no tempo e a dependência complexa da localização do campo elétrico monocromático, com constante de propagação β_0 e

frequência angular ω_s . Em (25), $a(z, t)$, representa a variação em amplitude e, $e^{j\varphi(z,t)}$, a variação de fase em função do tempo e localização.

A evolução de $x(z, t)$ ao longo da fibra óptica pode ser descrita pela equação não-linear de Schrödinger [7].

$$\frac{\partial x(z,t)}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} x(z, t) + j\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 x(z,t)}{\partial t^2} + j\frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 x(z,t)}{\partial t^3} - j\gamma |x(z, t)|^2 x(z, t) \quad (26)$$

onde o primeiro termo refere-se à atenuação α , o segundo e o terceiro à dispersão cromática, proporcionais às constantes de propagação que qualificam a CD β_2 e β_3 ; o quarto termo refere-se às não-linearidades de Kerr. Ao se considerar somente a dispersão cromática, tem-se que

$$\frac{\partial x(z,t)}{\partial z} = j\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 x(z,t)}{\partial t^2} + j\frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 x(z,t)}{\partial t^3} \quad (27)$$

O segundo termo refere-se à taxa de crescimento/decaimento da CD (β_3). Ao considerar somente o valor da dispersão para um comprimento de onda na frequência central do canal, o efeito pode ser aproximado de forma razoável por [26]:

$$\frac{\partial x(z,t)}{\partial z} = j\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 x(z,t)}{\partial t^2} \quad (28)$$

Utilizando-se a definição da dispersão da fibra (D), pode-se escrever que [7]:

$$D = \frac{-2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (29)$$

E substituindo-se (29) em (28), chega-se a:

$$\frac{\partial x(z, t)}{\partial z} = j\frac{D\lambda^2}{4\pi c} \frac{\partial^2 x(z, t)}{\partial t^2} \quad (30)$$

A abordagem convencional para se solucionar (30) é tomar a sua transformada de Fourier e obter a função de transferência no domínio da frequência $G(z, \omega)$, de maneira que [14]:

$$G(z, \omega) = e^{\left(j\frac{D\lambda^2 z}{4\pi c}\omega^2\right)} \quad (31)$$

Uma vez conhecida a função de transferência da CD, pode-se utilizar um filtro do tipo “passa-tudo” $1/G(z, \omega)$ para a sua compensação. Vários métodos para a equalização digital da CD foram propostos. Os dois mais usados são o processo de equalização no domínio da frequência (FDE – *frequency domain equalization*) [15], [27]- [28] usando os métodos de sobreposição e salvar (*overlap-save*) ou de sobreposição e adicionar (*overlap-add*) [22], e o processo de equalização no domínio do tempo (TDE – *time domain equalization*) [14]. Há ainda outros métodos, como o equalizador de sub-banda [29], o filtro anti-aliasing com estimadores de maxiverossimilhança (MLSE – *maximum likelihood sequence estimation*) [30] e, ainda, é possível estimar a dispersão cromática acumulada na transmissão através dos algoritmos adaptativos cegos de estimação de CD [31]- [32].

3.2.2 EQUALIZAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO (TDE)

Para a equalização no domínio do tempo (TDE – *time domain equalization*), aplicando a transformada rápida inversa de Fourier (IFFT – *inverse fast fourier transform*) à (31), obtém-se [14]:

$$g(z, t) = \sqrt{\frac{jc}{D\lambda^2 z}} \cdot e^{\left(j\frac{\pi c}{D\lambda^2 z}t^2\right)} \quad (32)$$

Ao se inverter o sinal no argumento da exponencial de (32), obtém-se a resposta impulsiva g_c para o filtro de compensação da CD. A compensação da CD é alcançada convolucionando g_c a um sinal de entrada que sofreu o efeito da CD. Assim, g_c é escrita como [14]:

$$g_c(z, t) = \sqrt{\frac{jc}{D\lambda^2 z}} \cdot e^{(-j\phi(t))} \text{ onde: } \phi(t) = \frac{\pi c}{D\lambda^2 z} t^2 \quad (33)$$

A equação apresenta várias limitações, como, por exemplo, é infinita em duração e é do tipo não causal. Para ser possível amostrar o sinal, é necessário truncar a resposta ao impulso para uma duração finita. Se T é o período de amostragem, a sobreposição ocorrerá

em frequências superiores à frequência de Nyquist, dada por $\omega_n = \pi/T$ e a resposta impulsiva pode ser considerada como um vetor girante com frequência dada por:

$$\omega = \frac{\partial\left(\frac{\pi c}{D\lambda^2 z} t^2\right)}{\partial t} = \frac{2\pi c}{D\lambda^2 z} t \quad (34)$$

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

$$-\frac{|D|\lambda^2 z}{2cT^2} \leq t \leq \frac{|D|\lambda^2 z}{2cT^2} \quad (35)$$

Desse modo, considerando que a resposta seja de duração finita, esta pode ser implementada digitalmente através de um filtro de resposta finita ao impulso (FIR). Esse filtro não é recursivo e pode ser realizado usando uma linha de atraso discreta. Os coeficientes a_k da linha de atraso podem ser calculados como [14]:

$$a_k = \sqrt{\frac{jcT^2}{D\lambda^2 z}} \cdot e\left(-j\frac{\pi cT^2}{D\lambda^2 z} k^2\right) \quad (36)$$

O cálculo do tamanho do filtro pode ser definido como:

$$-\left\lfloor\frac{N}{2}\right\rfloor \leq k \leq \left\lfloor\frac{N}{2}\right\rfloor \text{ e } N = 2 \cdot \left\lfloor\frac{|D|\lambda^2 z}{2cT^2}\right\rfloor + 1 \quad (37)$$

Os coeficientes a_k formam uma base para a compensação da CD usando um filtro FIR. Deve-se atentar para o fato de que se trata de uma aproximação, em que o filtro vai tentar corrigir um valor de dispersão constante no trecho de frequência limitado por [14]:

$$-\frac{0,5}{T} \leq f \leq \frac{0,5}{T} \quad (38)$$

3.2.3 EQUALIZAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA (FDE)

Para a equalização no domínio da frequência (FDE – *frequency domain equalization*), é possível usar o método de sobreposição da FDE (OFDE – *overlap FDE*) [15], [28], em que o sinal de entrada é separado em blocos sobrepostos de tamanho N_c e

tamanho de sobreposição N_e . A cada bloco é aplicada a transformada rápida de Fourier (FFT - *fast Fourier transform*), de modo que o bloco FDE multiplique o sinal de entrada no domínio da frequência pelos coeficientes fixos calculados usando a função de transferência no domínio da frequência da equação [28]:

$$g(f) = e^{j\frac{\pi cLDf^2}{f_c^2}} \quad (39)$$

onde L é a distância de transmissão, f é a frequência em banda base do sinal e f_c é a frequência central do sinal óptico. A frequência f deve estar limitada conforme mostra a inequação:

$$-\frac{F_s}{2} \leq f \leq \frac{F_s}{2} \quad (40)$$

onde F_s é a frequência de amostragem do conversor AD. Posteriormente uma IFFT é aplicada ao resultado da multiplicação do sinal de entrada com os coeficientes da função de transferência. Os N_e símbolos de cada lado do bloco N_e são descartados após a IFFT; portanto, os N_0 símbolos restantes que representam os símbolos sem interferência intrabloco (IBI - *Interblock interference*) são extraídos e compõem o sinal equalizado [28]. A Figura 18 ilustra esse processo de divisão do sinal amostrado no domínio do tempo, conversão para o domínio da frequência, compensação de CD (FDE), reconversão para o domínio do tempo, considerando a sobreposição entre os blocos.

A Figura 19 ilustra a compensação da dispersão cromática através do método FDE. Os paralelogramos e retângulos representam os símbolos transmitidos. Os símbolos afetados pela CD são mostrados como paralelogramos, porque a velocidade de grupo de um sinal óptico aumenta com a diminuição da frequência. Os símbolos em cinza correspondem a símbolos da FFT de outros blocos que causam a IBI. Ao compensar a dispersão cromática, os paralelogramos viram retângulos.

Os símbolos correspondentes a outros blocos devem ser cortados para suprimir a IBI; portanto N_e deve ser calculado como [15]:

$$N_e > F_s T(f_{max}) = \frac{cLDF_s f_{max}}{f_c^2} \quad (41)$$

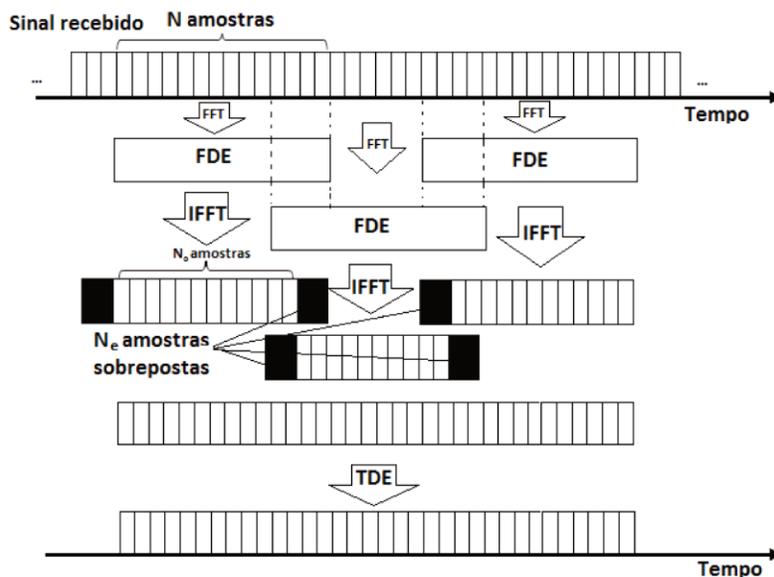


Figura 18. Representação gráfica do OFDE.

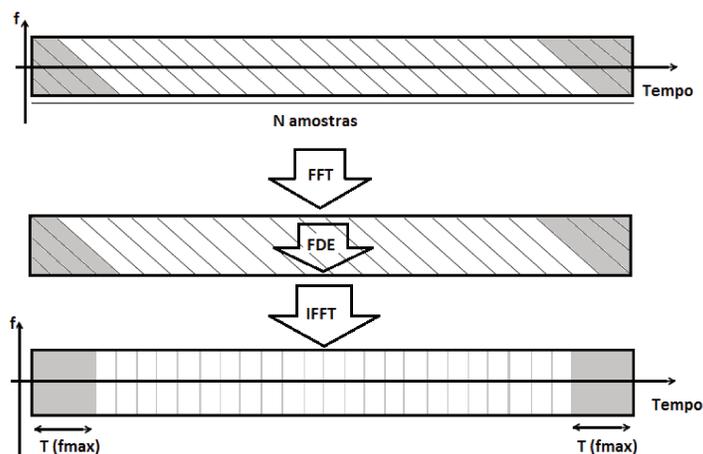


Figura 19. Representação gráfica do OFDE.

onde f_{max} é a frequência da borda do sinal transmitido (ou seja, quando o sinal ocupa F_t Hz, f_{max} é igual a $F_t/2$). Quando há um deslocamento (*offset*) em frequência decorrente da diferença entre as frequências do laser de sinal e do oscilador local, a distribuição do sinal em banda-base sofre um deslocamento proporcional ao *offset*. Portanto, para garantir que não haja IBI, o cálculo de N_e se torna [28]:

$$N_e > F_s T(f_{max}) = \frac{cLDF_s(\frac{F_t}{2} + \Delta F)}{f_c^2} \quad (42)$$

onde ΔF é o desvio em frequência.

3.3 RECUPERAÇÃO DO TEMPO DE SÍMBOLO

O esquema de recepção coerente requer que o receptor esteja, de alguma forma, sincronizado ao transmissor. Conseqüentemente, a recuperação digital de relógio se torna parte essencial entre os algoritmos para processamento digital de sinais ópticos [12]. Tanto a fase quanto a frequência de relógio devem ser recuperadas para uma detecção adequada do sinal. Existem algoritmos não auxiliados por dados (NDA – *non-data aided*) [16] e outros auxiliados por dados (DA – *data aided*) [33] que podem desempenhar a função de recuperação do tempo do símbolo. Como nos sistemas atuais 100G a tendência é a de utilização de algoritmos NDA [3], já que esses apresentam bom desempenho na recuperação do tempo de símbolo; os métodos DA não serão discutidos nessa seção.

Quanto ao tipo de amostragem, as técnicas de recuperação de temporização podem ser síncronas, quando o amostrador está sincronizado ao sinal que está sendo recebido, ou assíncronas, quando a amostragem não depende do que está sendo recebido, o relógio local é fixo e a taxa de símbolos recebida pode ser diferente [34]. A utilização de amostragem assíncrona permite uma realização totalmente digital do recuperador de temporização, diminuindo os custos com conversores AD controláveis, como se faz necessário na amostragem síncrona.

Com um interpolador, é possível calcular valores intermediários entre amostras do sinal e corrigir o período e o tempo inicial de amostragem, de forma assíncrona. Desse modo, esquemas de recuperação em malha aberta, com alimentação adiante (*feedforward*), conforme a Figura 20, podem ser utilizados. Outras opções são os sistemas em malha fechada, com realimentação (*feedback*), conforme [34]. A seguir, uma implementação de cada um desses tipos será apresentada.

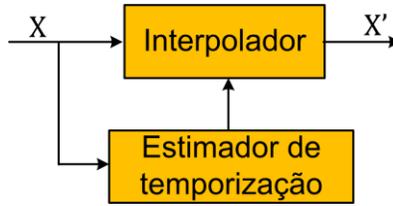


Figura 20. Recuperação de relógio com alimentação adiante.

3.3.1 MÉTODO DE RECUPERAÇÃO DE TEMPORIZAÇÃO UTILIZANDO MALHA ABERTA

Um exemplo de algoritmo com alimentação adiante para a recuperação de temporização será apresentado na sequência [35]. O sinal de saída do bloco de compensação de CD é dividido em blocos de L símbolos, e a cada bloco aplica-se a equação:

$$\hat{t} = \frac{-T}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{m=0}^{NL-1} z^2(m) e^{-j2\pi m/N} \right\} \quad (43)$$

onde \hat{t} é o erro estimado de temporização, $z(m)$ é um bloco do sinal de entrada X e T é o período de amostragem e N é o número de amostras por símbolo desse sinal. Com o erro de temporização calculado, basta alimentar o interpolador com o erro calculado para que os dados sejam corrigidos, como é ilustrado na Figura 20, onde X representa o sinal com amostragem assíncrona e X' representa o sinal interpolado com erro de temporização corrigido. Apesar de esse método ser de malha aberta e ter uma resposta direta do erro de temporização, ele necessita do conhecimento da taxa de símbolos e de, pelo menos, quatro amostras por símbolo. Por esses motivos, é preferível utilizar os métodos de malha fechada

3.3.2 MÉTODO DE RECUPERAÇÃO DE TEMPORIZAÇÃO UTILIZANDO REALIMENTAÇÃO

Um bom exemplo de detector para recuperação de temporização em malha fechada foi o esquema proposto por Gardner [16], conforme mostra a Figura 21. O algoritmo necessita de apenas duas amostras por símbolo para estimação do erro de tempo, e o algoritmo requer baixo esforço computacional.

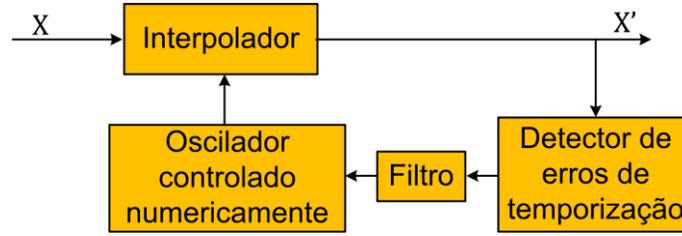


Figura 21. Recuperação de relógio com realimentação.

O sinal de erro do algoritmo proposto por Gardner pode ser derivado da propriedade de módulo constante nos sinais PSK. Nesse caso em uma transição entre símbolos da constelação, o valor no meio do caminho entre um símbolo e outro, em média, deve ser zero na ausência de erro de tempo de amostragem. Na presença de erro de amostragem, o valor do erro é diferente de zero e proporcional ao de amostragem. O algoritmo, portanto, tenta maximizar o módulo do sinal recebido, diferenciando o sinal de saída do interpolador. Se no tempo entre dois símbolos não há transição, não há informação de tempo, e as amostras intermediárias são ignoradas. Caso haja uma transição o algoritmo determina, através dos símbolos intermediários, qual direção seguir. O cálculo do erro é dado por [16]:

$$e(n) = \Re \left\{ X'(n) \frac{d\bar{X}'(n)}{dn} \right\} \quad (44)$$

$$e(n) = \Re \left\{ X'(n) \left[\bar{X}' \left(n + \frac{1}{2} \right) - \bar{X}' \left(n - \frac{1}{2} \right) \right] \right\}$$

onde n é o índice do sinal de saída do interpolador (X') e o valor $n - 1/2$ indica a amostra intermediária entre dois símbolos. Para o sinal de erro ser causal, ajusta-se o tempo e define-se o sinal de erro de Gardner como:

$$e_{Gardner}(n) = \Re \left\{ X' \left(n - \frac{1}{2} \right) \left[\bar{X}'(n) - \bar{X}'(n-1) \right] \right\} \quad (45)$$

Após ser calculado, o sinal de erro passa por um filtro do tipo passa-baixa, denominado filtro do laço (*loop*) e descrito por:

$$e_{loop}(n) = \mu_1 e_{Gardner}(n) + (1 - \mu_1) e_{loop}(n-1) \quad (46)$$

onde μ_1 é passo de adaptação ou coeficiente de “memória” da média móvel exponencial. A resposta da equação de Gardner, após passar pelo filtro “passa-baixa” (ou seja, em média) tem a forma de uma curva S, mostrada na Figura 22.

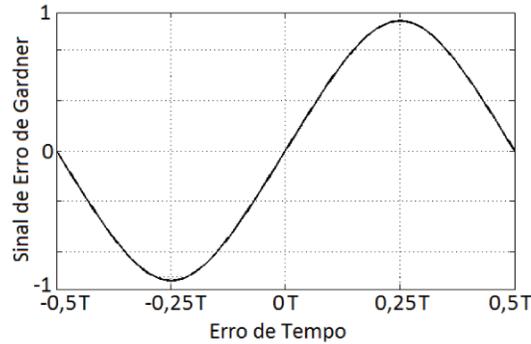


Figura 22. Recuperação de relógio com realimentação

Após o filtro do laço, o sinal de erro passa por um oscilador controlado numericamente (NCO – *number controlled oscillator*), que ajusta o interpolador com a temporização estimada por meio de:

$$\hat{\tau}(n + 1) = \hat{\tau}(n) - \mu_2 e_{loop}(n) \quad (47)$$

onde μ_2 é o passo de ajuste do interpolador. Com esta equação, quando o sinal de erro de Gardner for positivo, a temporização estimada diminui, e quando for negativo, a temporização estimada aumenta, de maneira a haver a convergência para o ponto onde o sinal de erro de Gardner é nulo. Como o algoritmo de Gardner foi desenvolvido para sinais PSK, certamente haverá uma penalidade para sinais QAM que, por sua vez, ainda não foi analisada. Alguns autores relataram problemas no detector de Gardner em sistemas DP-QPSK na presença de CD e PMD, e mostraram algumas soluções [31], [36]- [37].

3.4 EQUALIZADOR DINÂMICO

O Equalizador Dinâmico é o bloco que utiliza algum tipo de algoritmo para encontrar, de forma adaptativa, um filtro digital, cuja resposta seja a resposta inversa do

canal de comunicação. Por serem adaptativos, os filtros podem ser usados para canais variantes no tempo, uma característica de sistemas de transmissão com fibra óptica [14]. Normalmente, o equalizador dinâmico usa filtros de resposta finita ao impulso, por serem mais estáveis e simples de realizar em microeletrônica. Considerando a transmissão coerente com multiplexação de polarização, o equalizador dinâmico tem duas funcionalidades principais.

A primeira funcionalidade se refere à demultiplexação de polarização, onde cada eixo de polarização contém informações distintas, como ilustra a Figura 23-(a)

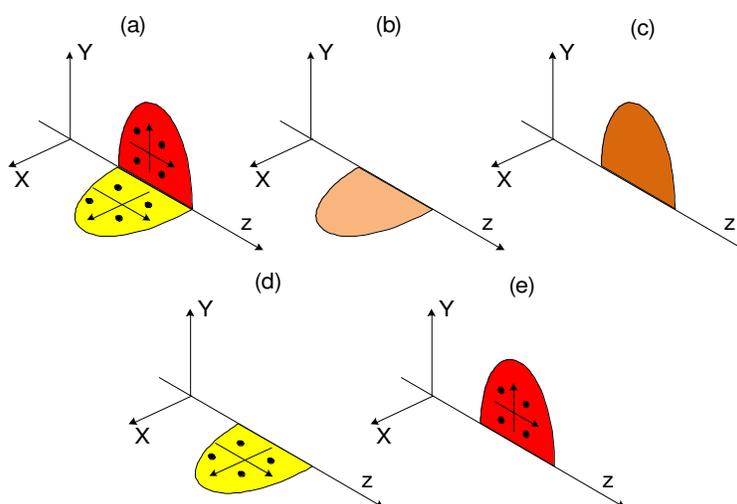


Figura 23. Representação de uma transmissão coerente com multiplexação de polarização de dois sinais QPSK distintos: (a) sinal na saída do transmissor; componentes de polarização nas direções (b) X e (c) Y na entrada do receptor; e componentes (d) X e (e) Y pós-equalização.

No receptor coerente, as polarizações do sinal enviado são divididas entre as componentes de polarizações ortogonais, denominadas X e Y. Entretanto, em decorrência da propagação na fibra, o estado de polarização no receptor varia com o tempo e, por isso, a informação em cada componente de polarização recebida é uma mistura das informações enviadas em cada polarização, como mostrado na Figura 23 (b) e (c). O equalizador dinâmico vai separar a mistura das polarizações, gerando sinais independentes, como mostrados na Figura 23 (d) e (e). A estrutura de equalizador usada para a demultiplexação é de duas entradas e duas saídas com quatro filtros FIR complexos.

A segunda funcionalidade do equalizador dinâmico é compensar quaisquer dispersões presentes no sinal. Os efeitos dispersivos mais comuns presentes nesse tipo de

sistema são: a dispersão cromática (residual quando a maior parte é compensada no bloco equalizador estático), a dispersão do modo de polarização (PMD – *polarization mode dispersion*) e a dispersão resultante das filtragens óptica e elétrica.

Os algoritmos LMS e o DD-LMS, por levarem em consideração a fase do sinal, necessitam que o mesmo apresente baixo ruído de fase e pequeno desvio de frequência. Caso contrário, pode ocorrer degradação severa do sistema ou, ainda, o sinal pode não ser equalizado pelos algoritmos. O LMS, por ser um algoritmo supervisionado, ainda necessita de uma sequência de treinamento que utilize maior largura de banda. O DD-LMS é um algoritmo cego, que se baseia na decisão do símbolo de saída do equalizador para calcular os filtros. A desvantagem desse algoritmo aparece com ruído muito alto, pois erros de decisão penalizam severamente o desempenho [14].

O CMA se diferencia do LMS e do DD-LMS, pois é um algoritmo cego que, por não considerar a fase do sinal, apresenta maior robustez ao ruído de fase e ao desvio de frequência. O CMA também tem bom desempenho com baixa OSNR. Algumas desvantagens do CMA são a velocidade de convergência inferior em relação às velocidades do LMS e do DD-LMS [14], a aleatoriedade das fases relativas dos sinais de saída nas polarizações X e Y e a maior susceptibilidade a perdas de fonte, em relação ao LMS.

3.4.1 CMA E DPC-CMA

O CMA é um algoritmo que se baseia no critério de módulo constante (CM – *constant modulus*) para a equalização do sinal. Em outras palavras, ele considera que o sinal transmitido apresenta um módulo constante, o que é verdade em um sinal QPSK, como indicado na Figura 24, e penaliza qualquer desvio em relação ao módulo. O interessante é que o CMA é capaz de equalizar de forma sub-ótima alguns sinais com vários níveis, como o 16-QAM [38].

Considerando o critério CM, a função de custo (erro) para o algoritmo é definida para os sinais das polarizações X e Y, respectivamente, por [12]:

$$e_x[k] = |x_{out}[k]|^2 - \frac{E[|\mathbf{x}[k]_{in}|^4]}{E[|\mathbf{x}[k]_{in}|^2]} \quad (48)$$

$$e_y[k] = |y_{out}[k]|^2 - \frac{E[|y[k]_{in}|^4]}{E[|y[k]_{in}|^2]}$$

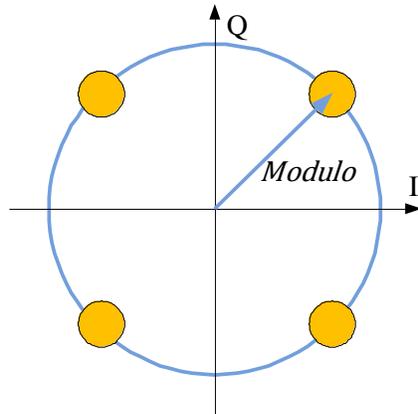


Figura 24. Constelação de um sinal QPSK.

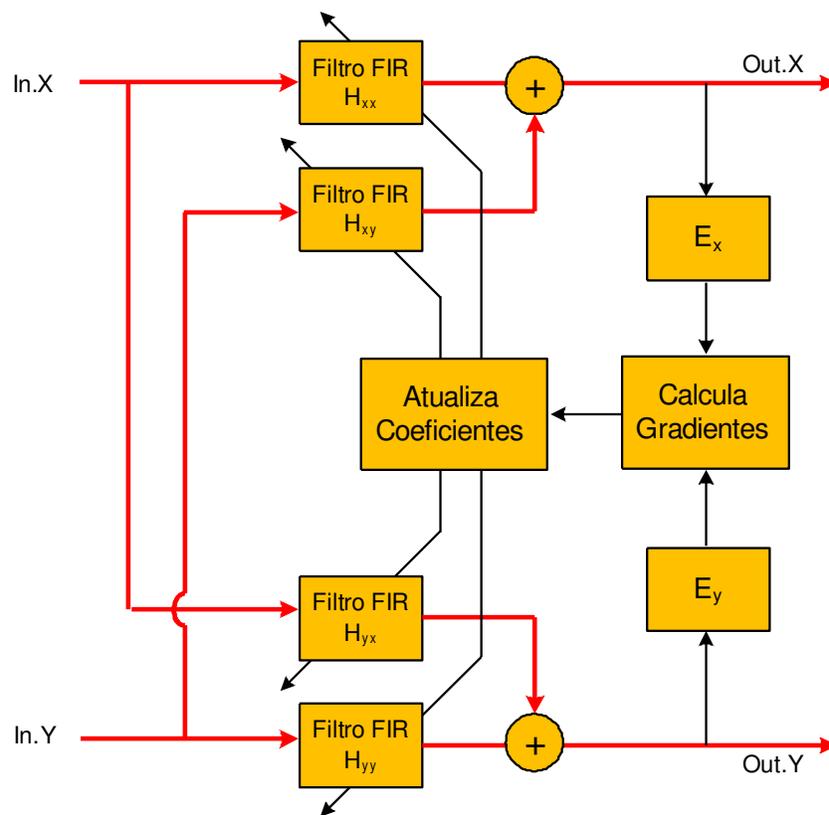


Figura 25. Diagrama funcional do algoritmo CMA na configuração MIMO 2x2.

onde $x_{out}[k]$ e $y_{out}[k]$ são os dados de saída do CMA. Em (48), \mathbf{x}_{in} , \mathbf{y}_{in} são os vetores de entrada em cada polarização dados por:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}[k]_{in} &= \{x[k], x[k-1], x[k-2], \dots, x[k-L+1]\} \\ \mathbf{y}[k]_{in} &= \{y[k], y[k-1], y[k-2], \dots, y[k-L+1]\}\end{aligned}\quad (49)$$

onde L é o numero de coeficientes (*taps*) dos filtros FIR. Na Figura 25 é apresentado o diagrama funcional do CMA na configuração MIMO 2x2 [12]. As saídas $x_{out}[k]$ e $y_{out}[k]$ são calculadas a partir da convolução discreta dos filtros FIR com os sinais de entrada por meio de:

$$\begin{aligned}x_{out}[k] &= \sum_{i=1}^L h_{xx}[k]_i \cdot x[k-i+1] + h_{xy}[k]_i \cdot y[k-i+1] \\ y_{out}[k] &= \sum_{i=1}^L h_{yx}[k]_i \cdot x[k-i+1] + h_{yy}[k]_i \cdot y[k-i+1]\end{aligned}\quad (50)$$

ou, alternativamente:

$$\begin{aligned}x_{out}[k] &= \mathbf{h}_{xx}[k] \cdot \mathbf{x}[k]_{in}^T + \mathbf{h}_{xy}[k] \cdot \mathbf{y}[k]_{in}^T \\ y_{out}[k] &= \mathbf{h}_{yx}[k] \cdot \mathbf{x}[k]_{in}^T + \mathbf{h}_{yy}[k] \cdot \mathbf{y}[k]_{in}^T\end{aligned}\quad (51)$$

Ao fazer o gráfico da função de custo versus os coeficientes do filtro, tem-se a superfície de custo do critério CM. O CMA, como um algoritmo baseado no gradiente descendente estocástico (SGD – *stochastic gradient descent*), tenta minimizar a função de custo CM, começando em um ponto da superfície e seguindo a trajetória indicada pelo gradiente da superfície de custo. Usando o método do gradiente para a atualização dos coeficientes dos filtros e levando em consideração o critério CM, é possível concluir que os filtros são atualizados por [14]:

$$\begin{aligned}\mathbf{h}_{xx}[k+1] &= \mathbf{h}_{xx}[k] - \mu \cdot \mathbf{g}_{xx}[k] \\ \mathbf{h}_{xy}[k+1] &= \mathbf{h}_{xy}[k] - \mu \cdot \mathbf{g}_{xy}[k] \\ \mathbf{h}_{yx}[k+1] &= \mathbf{h}_{yx}[k] - \mu \cdot \mathbf{g}_{yx}[k] \\ \mathbf{h}_{yy}[k+1] &= \mathbf{h}_{yy}[k] - \mu \cdot \mathbf{g}_{yy}[k]\end{aligned}\quad (52)$$

onde μ é o passo de adaptação (ganho) e \mathbf{g} são os gradientes da função de custo do CMA, dados por:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{g}_{xx}[k] &= \mathbf{e}_x[k] \cdot x_{out}[k] \cdot \mathbf{x}[k]_{in}^* \\
 \mathbf{g}_{xy}[k] &= \mathbf{e}_x[k] \cdot x_{out}[k] \cdot \mathbf{y}[k]_{in}^* \\
 \mathbf{g}_{yx}[k] &= \mathbf{e}_y[k] \cdot y_{out}[k] \cdot \mathbf{x}[k]_{in}^* \\
 \mathbf{g}_{yy}[k] &= \mathbf{e}_y[k] \cdot y_{out}[k] \cdot \mathbf{y}[k]_{in}^*
 \end{aligned} \tag{53}$$

No CMA, a fase entre cada polarização não é levada em consideração, e as polarizações apresentam fases relativas arbitrárias. Por esse motivo, é necessário usar estimadores de fase independentes. O CMA com fase diferencial compensada (DPC-CMA - *differential phase compensated CMA*) [17] é uma modificação que corrige a diferença de fase relativa entre as polarizações. Desta forma, é possível usar somente um estimador de fase para os dois sinais ou, ainda, um estimador conjunto de fase para melhorar a robustez ao ruído. Para corrigir a diferença de fase entre as polarizações, introduz-se um termo na atualização dos coeficientes do filtro:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{h}_{xx}[k+1] &= \mathbf{h}_{xx}[k] - \mu \left(\mathbf{g}_{xx}[k] + j \frac{1}{2} \Delta\varphi[k] \cdot \mathbf{h}_{xx}[k] \right) \\
 \mathbf{h}_{xy}[k+1] &= \mathbf{h}_{xy}[k] - \mu \left(\mathbf{g}_{xy}[k] + j \frac{1}{2} \Delta\varphi[k] \cdot \mathbf{h}_{xy}[k] \right) \\
 \mathbf{h}_{yx}[k+1] &= \mathbf{h}_{yx}[k] - \mu \left(\mathbf{g}_{yx}[k] - j \frac{1}{2} \Delta\varphi[k] \cdot \mathbf{h}_{yx}[k] \right) \\
 \mathbf{h}_{yy}[k+1] &= \mathbf{h}_{yy}[k] - \mu \left(\mathbf{g}_{yy}[k] - j \frac{1}{2} \Delta\varphi[k] \cdot \mathbf{h}_{yy}[k] \right)
 \end{aligned} \tag{54}$$

onde $\Delta\varphi[k]$ é calculado por:

$$\Delta\varphi[k] = \left\{ \left[(\arg(x_{out}[k]) - \arg(y_{out}[k])) - \frac{\pi}{4} \right] \bmod \left(\frac{\pi}{2} \right) \right\} - \frac{\pi}{4} \tag{55}$$

3.4.2 BSE-CMA E FSE-CMA

Os equalizadores, como o CMA, podem ser realizados com filtros FIR espaçados à taxa de símbolos (BSE - *baud spaced equalizer*) ou ainda a taxas fracionadas (FSE - *fractionally spaced equalizer*), superiores à taxa de símbolo; por exemplo, duas amostras

por símbolo, ou seja, espaçados de $T/2$. Uma análise detalhada pode ser encontrada em [38]. Em geral os FSE são mais robustos a erro de tempo de amostragem em comparação ao BSE. No entanto, se considerarmos os dois tipos de equalizadores, com o mesmo número de coeficientes, o BSE é capaz de tolerar mais dispersão e isso vai ser apresentado no Capítulo 4.

3.4.3 ADAPTAÇÃO DE GANHO

A escolha do ganho μ dos algoritmos baseados no método do gradiente, como as duas versões apresentadas do CMA, é um compromisso entre a velocidade de convergência e o erro residual em regime, causado por oscilações do equalizador em torno do ponto ótimo. Portanto, ao aumentar o valor de μ , visando melhorar a velocidade de convergência, penaliza-se o desempenho do algoritmo em termos do erro quadrático médio [14]. Uma alternativa para contornar essa limitação é empregar métodos de adaptação de ganho (ou passo de adaptação) [39], [40], [41]. Esses métodos conseguem manter o ganho alto durante a convergência, aumentando assim a sua velocidade, e reduzi-lo durante a operação em regime, minimizando o erro.

De forma geral, esses métodos assumem o valor de ganho levando em conta características locais da função. Almeida e outros propuseram um método para adaptação de parâmetros em algoritmos de otimização estocásticos [41]. A idéia principal no algoritmo é que, se adaptações sucessivas em \mathbf{g}_i (que é componente de \mathbf{g}) têm a mesma direção, então a velocidade nesse eixo deve ser acelerada. Da mesma forma, se adaptações em \mathbf{g}_i têm direções opostas, então a velocidade deve diminuir. Neste trabalho, esse método é chamado de CMA com adaptação de ganho (CMA-GA – *gain adapted CMA*). A primeira mudança está relacionada ao ganho μ (um escalar fixo para todas as componentes) que se torna um vetor, $\mathbf{p}[k]$, ajustável em cada iteração. Sendo assim, a regra de atualização dos coeficientes do filtro passa ser calculada de acordo com:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{h}_{xx}[k + 1] &= \mathbf{h}_{xx}[k] - \mathbf{p}_{xx}[k] \cdot \mathbf{g}_{xx}[k] \\
 \mathbf{h}_{xy}[k + 1] &= \mathbf{h}_{xy}[k] - \mathbf{p}_{xy}[k] \cdot \mathbf{g}_{xy}[k] \\
 \mathbf{h}_{yx}[k + 1] &= \mathbf{h}_{yx}[k] - \mathbf{p}_{yx}[k] \cdot \mathbf{g}_{yx}[k] \\
 \mathbf{h}_{yy}[k + 1] &= \mathbf{h}_{yy}[k] - \mathbf{p}_{yy}[k] \cdot \mathbf{g}_{yy}[k]
 \end{aligned} \tag{56}$$

O vetor de ganho $\mathbf{p}[k]$ é calculado da seguinte forma:

$$\mathbf{p}[k] = \mathbf{p}[k - 1] \cdot \left(1 + \varepsilon \frac{\mathbf{g}[k - 1] \cdot \mathbf{g}[k]}{\mathbf{g}[k] \cdot \mathbf{g}[k]} \right)_{\Re} \quad (57)$$

sendo que ε corresponde à velocidade de atualização dos parâmetros e \Re refere-se a parte real das variáveis. Como as estimativas em tempo real de $\mathbf{g}[k]$ são ruidosas, é preferível usar uma média exponencial móvel para os valores de $\mathbf{g}[k]$. Para evitar valores negativos de ganho, o coeficiente de adaptação foi limitado a $1/2$, de modo que:

$$\mathbf{p}[k] = \mathbf{p}[k - 1] \cdot \max \left(\frac{1}{2}, \left(1 + \varepsilon \frac{\langle \mathbf{g}[k - 1] \rangle \cdot \mathbf{g}[k]}{\langle \mathbf{g}[k] \rangle \cdot \mathbf{g}[k]} \right) \right)_{\Re} \quad (58)$$

O algoritmo foi projetado para trabalhar com funções reais de gradientes, e, por esse motivo, ou se considera a parte real do gradiente complexo, ou separa-se o CMA complexo em componentes reais (em fase) e componentes imaginárias (em quadratura). Os coeficientes de cada filtro no domínio real são atualizados de acordo com:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{xx_I}[k + 1] &= \mathbf{h}_{xx_I}[k] - \mathbf{p}_{xx_I} \cdot \mathbf{g}_{xx_I}, & \mathbf{h}_{xx_Q}[k + 1] &= \mathbf{h}_{xx_Q}[k] - \mathbf{p}_{xx_Q} \cdot \mathbf{g}_{xx_Q} \\ \mathbf{h}_{xy_I}[k + 1] &= \mathbf{h}_{xy_I}[k] - \mathbf{p}_{xy_I} \cdot \mathbf{g}_{xy_I}, & \mathbf{h}_{xy_Q}[k + 1] &= \mathbf{h}_{xy_Q}[k] - \mathbf{p}_{xy_Q} \cdot \mathbf{g}_{xy_Q} \\ \mathbf{h}_{yx_I}[k + 1] &= \mathbf{h}_{yx_I}[k] - \mathbf{p}_{yx_I} \cdot \mathbf{g}_{yx_I}, & \mathbf{h}_{yx_Q}[k + 1] &= \mathbf{h}_{yx_Q}[k] - \mathbf{p}_{yx_Q} \cdot \mathbf{g}_{yx_Q} \\ \mathbf{h}_{yy_I}[k + 1] &= \mathbf{h}_{yy_I}[k] - \mathbf{p}_{yy_I} \cdot \mathbf{g}_{yy_I}, & \mathbf{h}_{yy_Q}[k + 1] &= \mathbf{h}_{yy_Q}[k] - \mathbf{p}_{yy_Q} \cdot \mathbf{g}_{yy_Q} \end{aligned} \quad (59)$$

Nessas condições, as funções gradientes são calculadas como:

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{xx_I}[k + 1] &= e_x[k] \cdot (x_{out_I}[k] \cdot \mathbf{x}_{in_I}[k] + x_{out_Q}[k] \cdot \mathbf{x}_{in_Q}[k]) \\ \mathbf{g}_{xx_Q}[k + 1] &= e_x[k] \cdot (x_{out_Q}[k] \cdot \mathbf{x}_{in_I}[k] - x_{out_I}[k] \cdot \mathbf{x}_{in_Q}[k]) \\ \mathbf{g}_{xy_I}[k + 1] &= e_x[k] \cdot (x_{out_I}[k] \cdot \mathbf{y}_{in_I}[k] + x_{out_Q}[k] \cdot \mathbf{y}_{in_Q}[k]) \\ \mathbf{g}_{xy_Q}[k + 1] &= e_x[k] \cdot (x_{out_Q}[k] \cdot \mathbf{y}_{in_I}[k] - x_{out_I}[k] \cdot \mathbf{y}_{in_Q}[k]) \\ \mathbf{g}_{yx_I}[k + 1] &= e_y[k] \cdot (y_{out_I}[k] \cdot \mathbf{x}_{in_I}[k] + y_{out_Q}[k] \cdot \mathbf{x}_{in_Q}[k]) \\ \mathbf{g}_{yx_Q}[k + 1] &= e_y[k] \cdot (y_{out_Q}[k] \cdot \mathbf{x}_{in_I}[k] - y_{out_I}[k] \cdot \mathbf{x}_{in_Q}[k]) \\ \mathbf{g}_{yy_I}[k + 1] &= e_y[k] \cdot (y_{out_I}[k] \cdot \mathbf{y}_{in_I}[k] + y_{out_Q}[k] \cdot \mathbf{y}_{in_Q}[k]) \\ \mathbf{g}_{yy_Q}[k + 1] &= e_x[k] \cdot (y_{out_Q}[k] \cdot \mathbf{y}_{in_I}[k] - y_{out_I}[k] \cdot \mathbf{y}_{in_Q}[k]) \end{aligned} \quad (60)$$

O cálculo dos vetores de ganho é o mesmo que o de (58). A partir do método de adaptação de ganho proposto por [41], este trabalho propôs, pela primeira vez, um método

modificado batizado de CMA com adaptação modificada de ganho (CMA-MGA – *modified gain adapted* CMA) [40]. No CMA-MGA, diferentemente do CMA-GA, não se usa um ganho para cada componente de cada gradiente e sim um ganho global adaptativo $\mu[k]$ para todos os gradientes. O cálculo do passo de adaptação é baseado no método do CMA-GA; entretanto, ele é a solução em média quadrática de um sistema linear que indica se os coeficientes estão sendo atualizados na mesma direção ou não. O cálculo de $\mu[k]$ é realizado por meio de:

$$\mu[k] = \mu[k - 1] \cdot \{1 + \varepsilon(w_{xx}[k] + w_{xy}[k] + w_{yx}[k] + w_{yy}[k])\} \quad (61)$$

Na equação (61), ε é taxa de aprendizado, ψ é um coeficiente para o ajuste fino do algoritmo que depende da OSNR e $w[k]$ é dado por.

$$w[k] = \psi + \frac{(\langle \mathbf{g}[k] \cdot \mathbf{g}[k] \rangle)(\mathbf{g}[k - 1] \cdot \mathbf{g}[k]^T)}{(\langle \mathbf{g}[k] \cdot \mathbf{g}[k] \rangle)(\langle \mathbf{g}[k] \cdot \mathbf{g}[k] \rangle)^T} \quad (62)$$

Os métodos de adaptação de ganho melhoram uma das deficiências do CMA em comparação com outros algoritmos, como o LMS ou DD-LMS, que é a velocidade de convergência e erro em regime. Esses métodos foram testados experimentalmente e os resultados serão apresentados na Seção 5.4. Após o CMA, que equaliza e separa as polarizações, os sinais seguem para o bloco “Estimador do Desvio de Frequência” (FOE – *frequency offset estimator*).

3.5 ESTIMADOR DO DESVIO DE FREQUÊNCIA

Em sistemas de recepção coerente, o sinal recebido é o batimento entre o sinal enviado pelo transmissor e o de um oscilador local. Para a perfeita detecção desse sinal, seria necessário que o laser do oscilador local estivesse casado em fase e em frequência com o laser do transmissor. Porém, obter esse casamento apenas operando na camada física é uma tarefa complicada, por conta dos ruídos de fase dos lasers e da dificuldade e do alto custo de se manter o oscilador local e o transmissor operando exatamente na mesma fase. Felizmente, consegue-se estimar e compensar as diferenças entre as fases e frequências dos lasers no domínio digital, ao se realizar a recuperação da portadora.

O erro de fase, se não for compensado, faz com que a constelação de sistemas com formato de modulação M-QAM ou M-PSK sofra rotações a cada símbolo. Para limiares de decisão fixos, essas rotações impedem a correta estimação do símbolo. Os algoritmos convencionais de estimação de fase têm pouca tolerância ao desvio de frequência (FO – *frequency offset*), por isso, há a necessidade de que a diferença entre as frequências dos lasers seja compensada antes de se tentar estimar a fase do sinal.

Uma possibilidade para realizar o travamento do laser do oscilador local ao laser do sinal é realizar um controle sobre a frequência do laser LO. Entretanto é preferível estimar o desvio de frequência e compensá-lo em uma abordagem intradina [42], através de algoritmos. Para realizar esta função, Leven e outros [42] propuseram um estimador baseado em diferenças de fases consecutivas. Mais tarde, Hoffmann e outros [43] propuseram melhorias nesse algoritmo, e uma implementação no domínio da frequência foi apresentada [44], [12].

O intervalo de estimação desses algoritmos é limitado a $\pm R_s/2m$, onde R_s é a taxa de símbolos e m é o número de estados da constelação. Assim, para um sistema DP-QPSK a 112 Gb/s, o limite de estimação é de $\pm 3,5$ GHz.

Lasers DFB comerciais devem ter uma precisão no fim de vida de 2,5 GHz [4]. Por causa disso, no pior caso, será possível ter um desvio de frequência de até 5 GHz. Para contornar esse problema, alguns algoritmos de amplo intervalo foram propostos [19], [45], [46], [47], [48].

A seguir, são apresentados alguns algoritmos de compensação do desvio de frequência.

3.5.1 ESTIMADOR DE DESVIO DE FREQUÊNCIA BASEADO NA DIFERENÇA DE FASES CONSECUTIVAS

Esse método de estimação do desvio de frequência se baseia na diferença de fase consecutiva entre dois símbolos de um sinal modulado QPSK. Considerando somente as componentes da polarização X, pode-se representar o sinal amostrado como:

$$I_{X_I}[k] = 2R \sqrt{P_{X_S} P_{X_{Lo}}} \cdot A[k] \cdot \cos[\Delta\omega[k] + \varphi_0[k] + \varphi_n[k]] \quad (63)$$

$$I_{X_Q}[k] = 2R \sqrt{P_{X_S} P_{X_{Lo}}} \cdot A[k] \cdot \sin[\Delta\omega[k] + \varphi_0[k] + \varphi_n[k]]$$

onde $A[k] = a[k] \cdot e^{j\varphi[k]}$ é a envoltória complexa normalizada (modulação), $\Delta\omega[k]$, $\varphi_0[k]$, $\varphi_n[k]$ representam, respectivamente, o desvio de frequência, fase inicial e ruído de fase dos lasers. Portanto podemos escrever o sinal resultante para representação no plano complexo das componentes em fase e quadratura como:

$$x[k] = I_{X_I}[k] + jI_{X_Q}[k]$$

$$x[k] = 2R \sqrt{P_{X_S} P_{X_{Lo}}} \cdot A[k] \cdot e^{j(\Delta\omega[k] + \varphi_0[k] + \varphi_n[k])} \quad (64)$$

$$x[k] = 2R \sqrt{P_{X_S} P_{X_{Lo}}} \cdot a[k] \cdot e^{j\phi}$$

onde $\phi = \varphi[k] + \Delta\omega[k] + \varphi_0[k] + \varphi_n[k]$. A frequência angular $\Delta\omega[k]$ é diretamente proporcional ao desvio de frequência entre o laser de sinal e o laser de transmissão. Consequentemente, a constelação QPSK, considerando somente $\Delta\omega[k]$, irá sofrer uma rotação proporcional e no sentido do sinal do desvio de frequência, como ilustra a Figura 26.

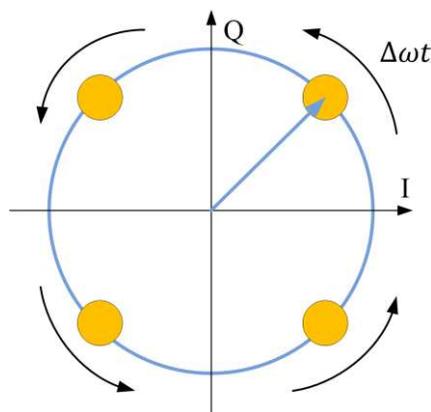


Figura 26. Rotação da constelação QPSK devido ao desvio de frequência.

Portanto, em média, dois símbolos consecutivos irão apresentar diferença de fase proporcional a $\Delta\omega[k]$. Em um sinal QPSK, podemos notar que [12]:

$$x[k]x[k-1]^* \propto e^{4j\Delta\phi[k]} \quad (65)$$

onde $x[k]$ é o sinal recebido e $\Delta\phi[k] = \phi[k] - \phi[k-1]$ é a diferença de fase entre os símbolos. Desprezando os ruídos aditivos, $4\Delta\phi[k]$ tem uma distribuição de probabilidade circularmente gaussiana, devido ao ruído de fase do laser, com média $8\pi\Delta f T_{symb}$, onde $\Delta f = \Delta\omega/2\pi$ e T_{symb} é o tempo de símbolo, tal que, é possível estimar o parâmetro de interesse usando a técnica de máxima verossimilhança, que dá a estimativa da diferença entre as frequências dos lasers, como segue [42], [12]:

$$\Delta f = \frac{1}{8\pi T_{symb}} \arg \left\{ \sum_{k=1}^N (x[k]x[k-1]^*)^4 \right\} \quad (66)$$

Alternativamente, outro estimador pode ser obtido ao se reverter a ordem das operações e, iterativamente, estimar o desvio de frequência por meio de uma média exponencial das estimativas [43]:

$$\Delta f[k] = (1 - \mu)\Delta f[k-1] + \mu \frac{\arg\{\sum_{k=1}^N (x[k]x[k-1]^*)^4\}}{8\pi T_{symb}} \quad (67)$$

onde μ é um fator de convergência e $\Delta f[k]$ é a k -ésima estimativa do desvio de frequência. Para aumentar a robustez a ruídos do algoritmo, é possível fazer a estimação de frequência nas duas polarizações simultaneamente.

3.5.2 ESTIMADOR DE DESVIO DE FREQUÊNCIA BASEADO NO ESPECTRO DO SINAL

Considerando um sinal com formato de modulação m-PSK, percebeu-se que, ao se elevar o sinal amostrado no receptor à m -ésima potência, ter-se-ia média não nula. Espectralmente, isso significa que aparecerá um impulso na frequência zero (nível DC). No caso em que há desvio de frequência, esse impulso deverá estar deslocado proporcionalmente ao desvio. A partir disso, é possível realizar a estimação do desvio de

frequência ao verificar o quanto esse pico está deslocado, utilizando, assim, uma abordagem no domínio da frequência [44].

$$\Delta f = \arg \max_{\Delta f} \sum_{k=1}^N x^4[k] e^{8j\pi k \Delta f T_{symp}} \quad (68)$$

$$\Delta f = \frac{\arg \max FFT_N(x^4)}{8\pi T_{symp}}$$

Uma vez estimado o desvio de frequência, é necessário corrigi-lo, incrementando a fase a cada símbolo recebido. Para se conhecer o valor do incremento de fase a ser considerado, utiliza-se [12]:

$$\Delta\phi[k] = 2\pi T_{symp} \Delta f[k] \quad (69)$$

Assim, deve-se multiplicar cada símbolo recebido por $e^{jk\Delta\phi[k]}$. Após a correção do desvio de frequência dos lasers, é possível estimar com maior robustez a fase do sinal; como será visto na próxima seção.

3.6 ESTIMADOR DE FASE

O ruído de fase presente nos lasers é um dos maiores limitantes em uma transmissão coerente, pois os conceitos clássicos de *Optical Phase-Locked Loop* (OPLL) são extremamente difíceis de realizar na prática considerando uma transmissão coerente em altas taxas. Isso se deve à largura de linha dos lasers e à alta instabilidade do OPLL ao tempo de atraso na realimentação, onde poucos nanosegundos de atraso podem deixar o controle instável [18]. Dessa forma, é vantajoso substituir o OPLL por um estimador de fase digital [49]. Na realização dessa estimação, algoritmos com alimentação adiante são

preferíveis, por serem intrinsecamente mais tolerantes à largura de linha dos lasers e por serem de mais fácil realização paralela em um circuito eletrônico.

O algoritmo que será estudado para a estimação de fase foi proposto em [20]. A Figura 27 ilustra o diagrama funcional do algoritmo.

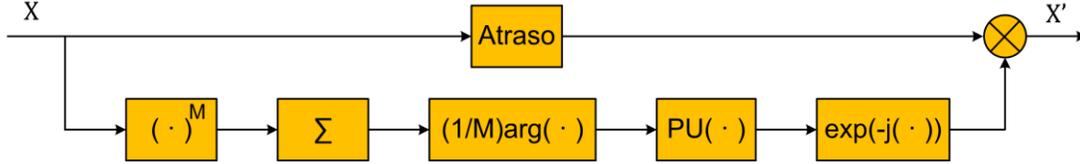


Figura 27. Diagrama funcional do estimador de fase Viterbi & Viterbi.

O sinal recebido pode ser representado como em (64) e, nessa etapa, só serão considerados o ruído de fase, o ruído aditivo ASE dos amplificadores e o ruído balístico e térmico dos fotodetectores. Assumindo-se que o desvio de frequência foi compensado no bloco de estimação de frequência (considerando uma compensação ideal), então:

$$x[k] = 2R \sqrt{P_{X_s} P_{X_{lo}}} \cdot A[k] \cdot e^{j\varphi_n[k]} + n[k] \quad (70)$$

$$x[k] = 2R \sqrt{P_{X_s} P_{X_{lo}}} \cdot a[k] \cdot e^{j\varphi[k]} \cdot e^{j\varphi_n[k]} + n[k]$$

onde $n[k]$ representa o ruído ASE e o ruído balístico e $\varphi_n[k]$ é o ruído de fase. O sinal é inicialmente elevado à m-ésima potência para a remoção da dependência dos dados com a modulação. Para a modulação QPSK, $M=4$ e, então:

$$(x[k])^4 = \left(2R \sqrt{P_{X_s} P_{X_{lo}}} \cdot A[k] \cdot e^{j\varphi_n[k]} + n[k] \right)^4 \quad (71)$$

$$(x[k])^4 = \left(2R \sqrt{P_{X_s} P_{X_{lo}}} \right)^4 \cdot a^4[k] \cdot e^{j4\varphi[k]} \cdot e^{j4\varphi_n[k]} + n^4[k]$$

onde $e^{j4\varphi[k]} = 1$ para um sinal QPSK. Em seguida, o sinal resultante passa por um filtro retangular passa-baixa para mitigar o ruído aditivo do sinal. O argumento do sinal é dividido por $M=4$ e, então, tem-se o ângulo estimado da fase do sinal:

$$\psi[k] = \frac{1}{4} \cdot \arg \left(\sum_{i=0}^{N-1} (x[k-i])^4 \right) \quad (72)$$

A operação do argumento é limitada ao intervalo $]-\pi, \pi]$; portanto a estimação da fase $\psi[k]$ assume valores entre $-\pi/M$ e π/M , ou seja para o caso da modulação QPSK: $-\pi/4$ e $\pi/4$. Para mitigar essa ambiguidade e permitir que a fase possa excursionar entre $-\infty$ e $+\infty$ utiliza-se o algoritmo *Phase Unwrapping* (PU) [50], [51].

$$PU(\cdot) = (\cdot) + \left(\frac{1}{2} + \frac{\psi[k-1] - (\cdot)}{2\pi/M} \right) \frac{2\pi}{M} \quad (73)$$

Em uma transmissão com multiplexação em polarização, em geral, usa-se estimadores de fase independentes para cada polarização, principalmente pela ambiguidade de fase na saída do algoritmo CMA. Entretanto, usando o DPC-CMA, por exemplo, que compensa a diferença de fase relativa entre as polarizações, é possível usar um estimador médio entre as duas polarizações. Dessa forma, aumenta-se a tolerância ao ruído na estimação de fase [17]. A Figura 28 ilustra o algoritmo do estimador de fase modificado para a estimação de fase média nas polarizações X e Y.

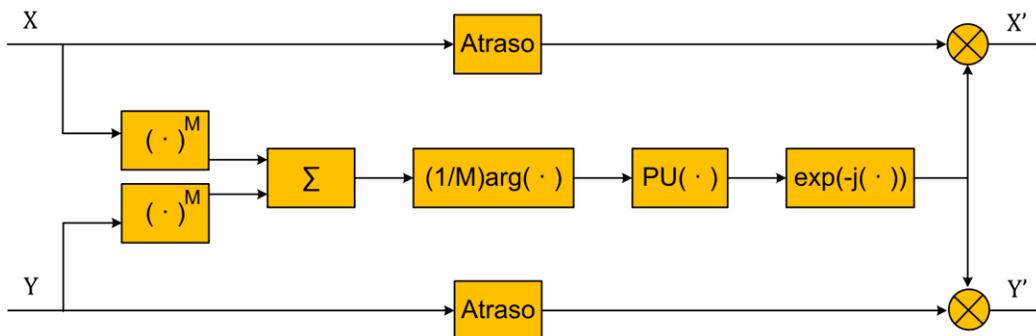


Figura 28. Diagrama funcional do estimador de fase Viterbi & Viterbi considerando as duas polarizações.

Como a principal modificação é o argumento a ser calculado considerando-se as duas polarizações, a estimação da fase do sinal fica da forma:

$$\psi[k] = \frac{1}{4} \cdot \arg \left(\sum_{i=0}^{N-1} ((x[k-i])^4 + (y[k-i])^4) \right) \quad (74)$$

Após a estimação de fase, os dados estão prontos para decisão e decodificação. Com o algoritmo estimador de fase, completa-se o conjunto básico de algoritmos para a mitigação dos efeitos de camada física, recuperação de relógio e da portadora, que são necessários para uma transmissão coerente digital com diversidade de polarização. Em sequência, no Capítulo 4, os algoritmos serão avaliados em simulação e, posteriormente, no Capítulo 5, o melhor conjunto será avaliado através de dados experimentais.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para avaliar os algoritmos apresentados no Capítulo 3, foi elaborado um arranjo de simulação composto pelo transmissor DP-QPSK a 112 Gb/s, anel de recirculação e receptor coerente, com tratamento digital dos sinais realizado no programa Matlab. A Figura 29 ilustra o sistema montado no simulador.

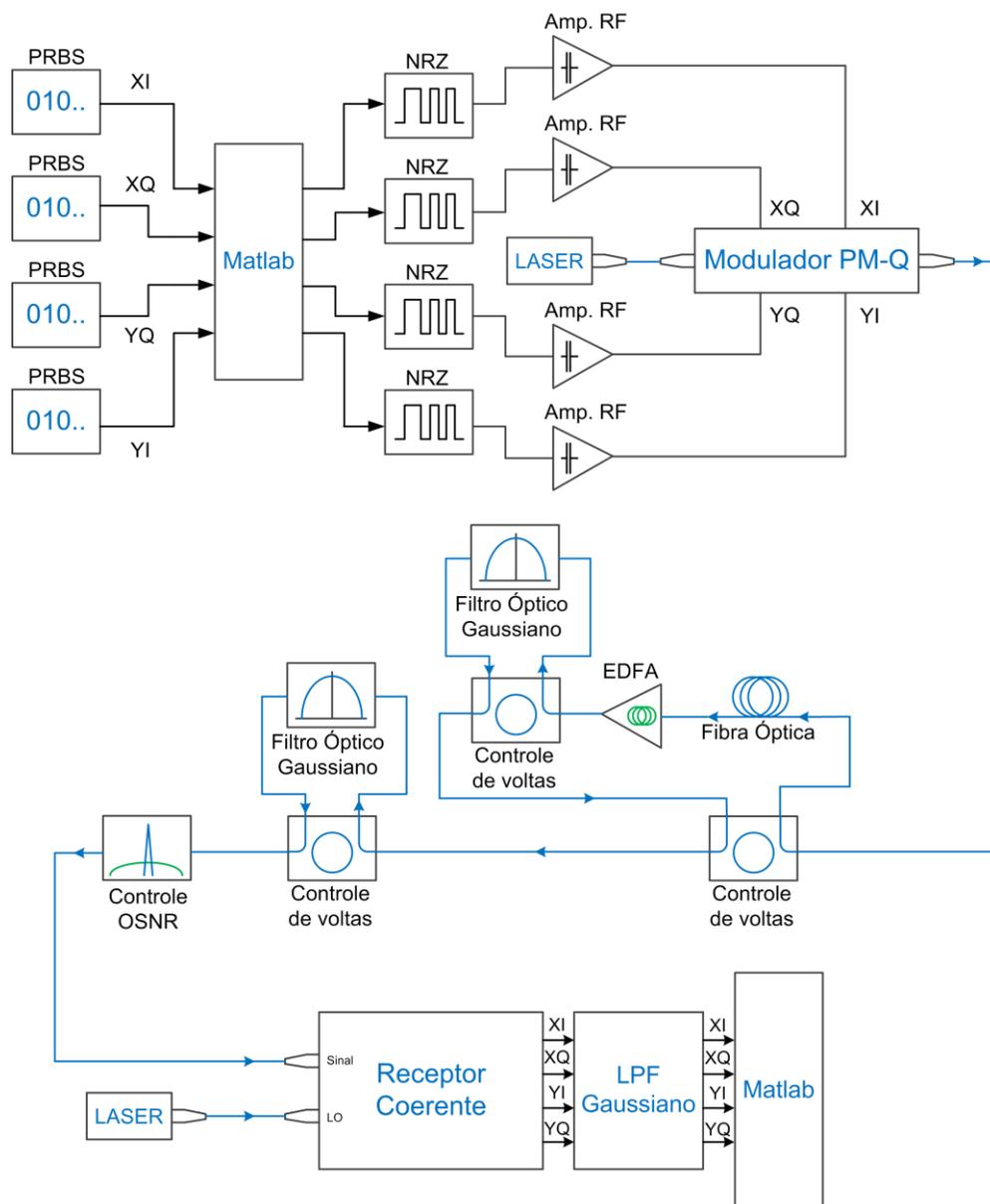


Figura 29. Arranjo de simulação para um sistema coerente digital a 112 Gb/s.

Quatro geradores de sequências binárias pseudo-aleatórias (PRBS - *pseudo-random binary sequence*) com ordem configurável geram a sequência de dados. Os dados gerados são salvos no ambiente do Matlab e depois passam por um gerador de pulsos que não retornam a zero (NRZ - *non return to zero*). Os sinais codificados em NRZ são amplificados por amplificadores de sinais de RF para que suas amplitudes elétricas sejam compatíveis com as tensões de polarização do modulador ($2V_{\pi}$). O sinal óptico gerado pelo laser é modulado no modulador PM-Q (com estrutura interna igual aquela apresentada na Figura 8), gerando um sinal DP-QPSK que entra no anel de recirculação.

O anel de recirculação é composto por um controlador de voltas, fibra óptica monomodo (SMF - *singlemode fiber*), um EDFA, para compensar a perda no anel, e um filtro óptico com controle de voltas, para simular a passagem do sinal por multiplexadores reconfiguráveis de adição e retirada de canais (ROADMs - *reconfigurable optical add-drop multiplexers*). Após a propagação no anel de recirculação, foi colocado um segundo filtro óptico com controle de voltas, que, caso fosse desejado, poderia simular outros ROADMs ou, apenas, uma filtragem óptica (uma passagem). Em seguida, o sinal passa por um controlador de OSNR e sofre o batimento com o oscilador local no receptor coerente, que vai transferir as características do sinal do domínio óptico para o domínio elétrico. Os quatro sinais elétricos XYIQ na saída do receptor são filtrados eletricamente com banda de 30 GHz para caracterizar a filtragem elétrica que acontece no osciloscópio usado nos experimentos. Os sinais elétricos após os filtros são processados no Matlab.

Nesse arranjo de simulação, é possível fazer o controle de muitos parâmetros da simulação. Quando possível, as configurações de cada componente foram ajustadas para serem semelhantes à de um arranjo experimental equivalente que utiliza componentes comerciais. Os parâmetros que podem ser controlados, bem como os valores padrões usados na simulação, são apresentados na Tabela 3.

Com o simulador, foi gerado um conjunto de testes para cada algoritmo estudado. No teste individual de cada algoritmo, muitas funcionalidades do simulador foram desabilitadas ou ainda não foram usadas para facilitar a análise ou ainda isolar efeitos de interesse.

Tabela 3. Parâmetros de Simulação.

Simulador	Valor	Unidade
Taxa de Bits	112	Gb/s
Tamanho da Sequência	65000	Bits
Amostras por bit	4	
Voltas no anel de recirculação	1	
Desvio de Frequência (FO)	2	GHz
Banda LPF Gaussiano	30	GHz
OSNR no receptor (Máxima)	44	dB
Filtragem óptica por volta	1	
Filtragem óptica no RX	0	

PRBS	Valor	Unidade
Ordem	31	

Laser Sinal	Valor	Unidade
Frequência	193,4	THz
Potência	15	dBm
Largura de Linha	500	kHz

Laser LO	Valor	Unidade
Frequência	193,4+FO	THz
Potência	15	dBm
Largura de Linha	500	kHz

Modulador	Valor	Unidade
Perda de Inserção	9,5	dB
Razão de Extinção	28	dB
PDL	1	dB

Fibra Óptica	Valor	Unidade
Coefficiente CD	16,75	ps/(nm.km)
Inclinação CD	0,075	ps/(nm ² .km)
Atenuação	0,2	dB/km
Coefficiente PMD	0,1	ps/km ^{1/2}
Não Linearidades	Sim	
Tipo de PMD	Estocástica	

Receptor	Valor	Unidade
Desvio da Híbrida de 90°	2	Graus
Descasamento de potência	0	%
Frequência de Corte	22	GHz
Corrente de Escuro dos fotodetectores	10	nA
Responsividade dos fotodetectores	1	A/W
Figura de ruído do TIA + AGC	6	dB

EDFA	Valor	Unidade
Figura de ruído	6	dB
Ganho	20	dB
AGC	Sim	

A ordem de testes vai seguir a sequência de algoritmos proposta para o tratamento dos sinais recebidos; sendo assim os primeiros testes vão avaliar o desempenho dos algoritmos de ortogonalização GSOP e LOP.

4.1 ORTONORMALIZAÇÃO

O desempenho dos algoritmos quanto à ortogonalização é avaliado segundo o erro quadrático médio do ângulo entre as componentes em relação ao ideal (90 graus). Quanto à normalização, verificou-se o desequilíbrio de potência final de uma componente em relação a outra em termos percentuais. Por fim, os algoritmos podem ser avaliados de forma geral através do cálculo do fator de qualidade (Q) da constelação e, por consequência, a taxa de erro de bits (BER).

Por especificação dos fabricantes, o erro da híbrida deve ser no máximo de 5° [5]. Já o descasamento de potência entre as componentes é devido a diversos fatores, como responsividade dos fotodetectores, diferenças no TIA e AGC, etc.

Com o objetivo de analisar os algoritmos em condições de operações normais e extremas, foram utilizados cinco valores de erro de ortogonalidade para a híbrida de 90° (0°, 2,5°, 5°, 7,5° e 10°) e seis valores de desequilíbrio de potência (0, 10, 20, 30, 40 e 50%). Por simplicidade, o desequilíbrio de potência em simulação foi realizado modificando-se somente a responsividade dos fotodetectores. Foram analisadas duas situações do sistema em relação à OSNR: 38 e 15 dB. Para analisar isoladamente o algoritmo de ortogonalização, o sinal óptico não passa pelo laço e nem pelo filtro óptico, somente pelo controle de OSNR. A largura de linha dos lasers e o desvio de frequência foram colocados como ideais (zero). Com isso, é possível calcular a BER somente aplicando os algoritmos de ortogonalização.

4.1.1 DESVIO DA HÍBRIDA DE 90°

Nessa análise os algoritmos vão ser testados considerando somente o erro de ortogonalidade na híbrida de 90°. A Figura 30 mostra os resultados ao se aplicarem o GSOP e LOP para compensar desvios da híbrida de até 10°. Os dois algoritmos compensam os

desvios da híbrida de forma bem satisfatória, com erros menores que $0,035^\circ$ e $0,045^\circ$, respectivamente, para a simulação com 38 e 15 dB de OSNR em relação à quadratura entre I e Q.

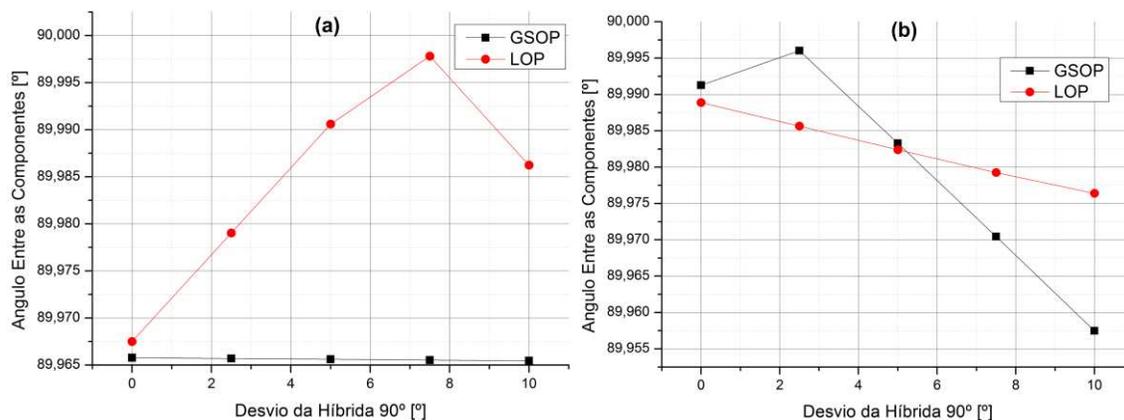


Figura 30. Ângulo entre as componentes I e Q para desvios da híbrida de 90° , após aplicação de GSOP e LOP com OSNR de (a) 38 dB e (b) 15 dB.

4.1.2 DESEQUILÍBRIO DE POTÊNCIA

A próxima análise é em relação a diferença de potência entre as componentes I e Q. A diferença aplicada ao simulador foi de até 50% e os resultados para os dois algoritmos são apresentados na Figura 31.

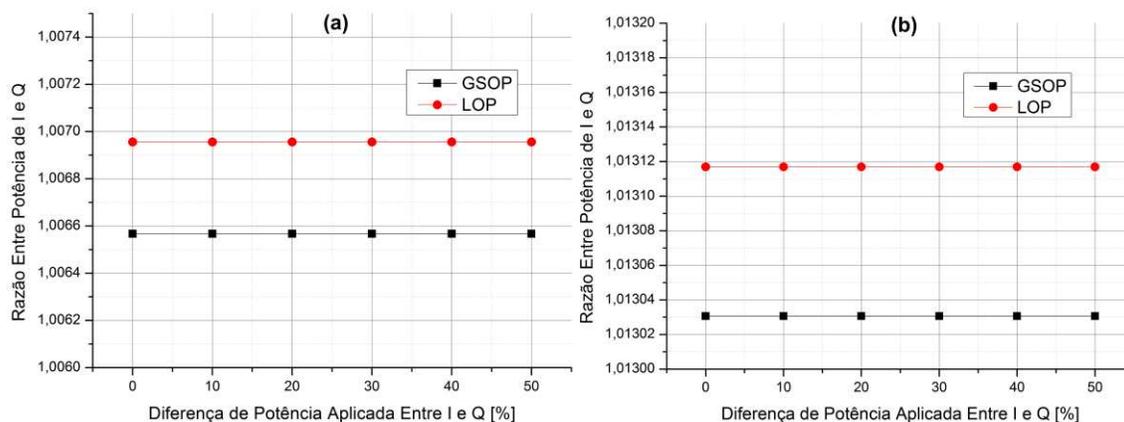


Figura 31. Razão entre as potências de I e Q após aplicação do GSOP e LOP para desequilíbrios de potência de até 50% com OSNR de (a) 38 dB e (b) 15 dB.

No caso do desequilíbrio de potência os dois algoritmos foram capazes de equilibrarem a potência entre as componentes com erro inferior a 1,31% e 1,30% para LOP e GSOP, respectivamente, com OSNR de 15 dB, e 0,7% e 0,66% para LOP e GSOP,

respectivamente, com OSNR de 38 dB. Os erros apresentados são muito baixos considerando a variação aplicada de até 50%.

4.1.3 ANALISE DA TAXA DE ERRO DE BITS PARA OS EFEITOS COMBINADOS

Um estudo interessante é o de se observar como os efeitos combinados do desequilíbrio de potência e desvio da híbrida em relação a 90° afetam a BER calculada a partir do fator Q da constelação. A Figura 32 apresenta a BER (em escala logarítmica) ao se aplicar desequilíbrios de potência de até 50% e desvios de até 10° para a híbrida.

Analisando a Figura 32 (a), vê-se que a BER inicial vai aproximadamente a 1E-35 quando não há nenhum efeito degradante, vai para 1E-8 considerando somente o desequilíbrio de potência, e 1E-9 somente com o desvio da híbrida. Com os dois efeitos combinados, a degradação leva a uma BER de 1E-5. A diferença em relação à BER inicial é grande, pois os níveis de ruído são muito baixos, o que deixa em evidência os efeitos do desequilíbrio de potência e desvio da híbrida. Na Figura 32 (b), tem-se um comportamento semelhante; entretanto, como o ruído mascara os efeitos degradantes, a diferença de BER não é tão evidenciada. Mas, da mesma forma, a BER aumenta de aproximadamente 1E-8 para valores próximos de 1E-4.

Na Figura 33 e na Figura 34, têm-se os resultados para o mesmo cenário que o da Figura 32, mas usando os algoritmos de ortonormalização. Na Figura 33, são expostos os resultados para o algoritmo GSOP e LOP em relação à BER, com OSNR igual a 38 dB, e, na Figura 34 os resultados para a OSNR igual a 15 dB. O GSOP sofre pequena penalidade com o desvio da híbrida e com a diferença de potência entre I e Q, com uma variação máxima de 0,5E-35 e 0,1E-8 na taxa da BER, respectivamente, para as OSNRs de 38 e 15 dB. Entretanto o LOP sofre grande penalidade em relação à BER, onde a taxa varia de aproximadamente 1E-35 a 1E-17 na Figura 33 (b), considerando somente o desvio na híbrida e varia de 1E-8 para 1E-7 na Figura 34 (b). O LOP, mesmo compensando o desvio da ortogonalidade, piora a qualidade da constelação. Pode-se complementar também que os dois algoritmos sofrem penalidade mínima ao compensar a diferença de potência entre as componentes IQ.

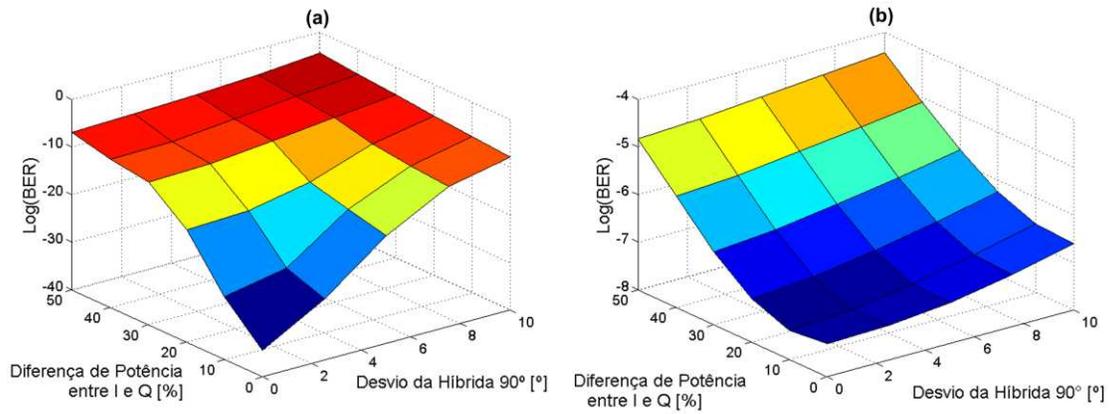


Figura 32. Degradação da BER do sistema aplicando-se desequilíbrio de potência e desvios na híbrida de 90° para uma OSNR de (a) 38 dB e (b) 15 dB, sem o uso do GSOP e LOP.

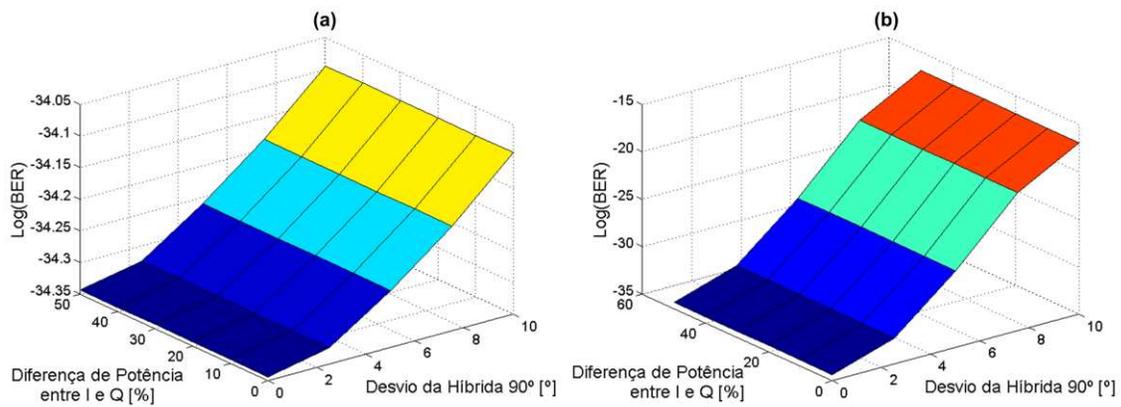


Figura 33. Degradação da BER do sistema aplicando desequilíbrio de potência e desvios na híbrida de 90° para OSNR=38 dB usando o (a) GSOP e (b) LOP.

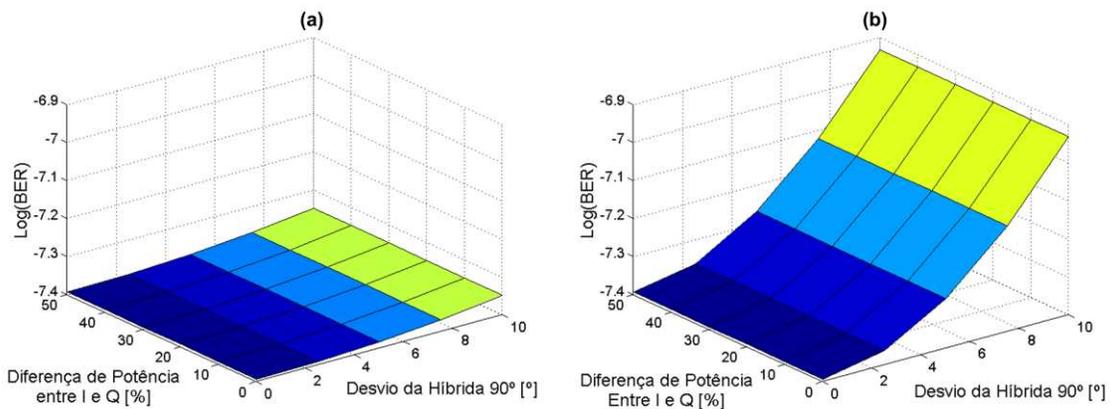


Figura 34. Degradação da BER do sistema aplicando desequilíbrio de potência e desvios na híbrida de 90° para OSNR = 15 dB usando o (a) GSOP e (b) LOP.

Considerando os resultados apresentados, o GSOP demonstra melhor desempenho na função de ortonormalizador por dois motivos: melhor desempenho em relação à BER e menor custo computacional, como apresentado do capítulo anterior.

4.2 EQUALIZADOR ESTÁTICO

Para avaliar a capacidade dos algoritmos de compensação de dispersão cromática na reversão dos efeitos da CD sobre um sinal PM-QPSK, vai ser analisado o fator Q da constelação para valores de CD total de 5.000 ps/nm até 50.000 ps/nm, em passos de 5.000 ps/nm, considerando somente uma passagem pelo anel de recirculação do simulador; para isso o parâmetro de dispersão da fibra foi ajustado a cada iteração. No primeiro teste, todos os efeitos que degradam o sinal foram desconsiderados, menos a dispersão cromática imposta pela fibra. Após a transmissão, os equalizadores no domínio do tempo e no domínio da frequência foram usados para compensar a CD total. Para essa configuração de teste, foram gerados 20 dados com sementes aleatórias diferentes, com OSNR próxima a 100 dB.

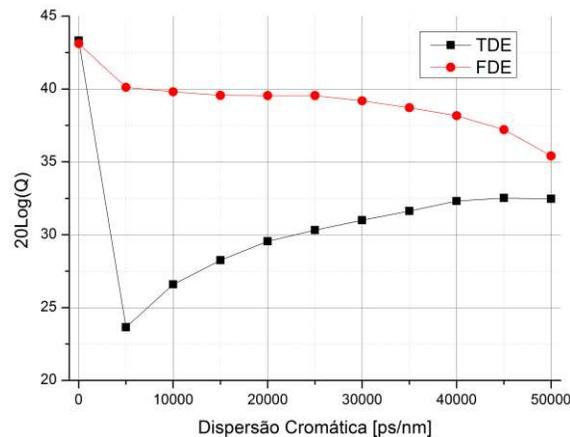


Figura 35. Fator Q da constelação ao se usar o TDE e o FDE em um sistema sem efeitos da camada física e ruído.

O resultado do primeiro teste é apresentado na Figura 35. Pela figura vê-se que o TDE tem pior desempenho quando o valor de dispersão é menor, por usar menos coeficientes, ver (37); dessa forma, ele é menos preciso para modelar a resposta da CD. Ao

umentar o coeficiente de CD, o TDE aumenta sua precisão, com tendência a ficar no nível de qualidade do FDE. Nos testes, o FDE foi usado com uma FFT fixa de tamanho igual 1024 e, por isso, apresentou desempenho melhor com pouca dispersão, sofrendo uma leve queda de qualidade com o aumento da CD. No teste sem ruído, o FDE se mostra superior ao TDE para os valores de CD de até 50.000 ps/nm. Pela Figura 35, pode-se notar, também, a penalidade inserida ao se usar os algoritmos, pois, com 0 ps/nm de CD, os filtros não são usados e o fator Q é bem superior aos demais.

No segundo teste foi adicionado somente ruído dos amplificadores. Os resultados são apresentados na Figura 36. Os níveis de ruído óptico aplicados equivalem a valores de OSNR de 35, 30 dB, Figura 36 (a), e 20, 15, 10 dB, Figura 36 (b). A dispersão foi variada de 0 a 50.000 ps/nm, em passos de 5.000 ps/nm. Pela figura, percebe-se que, para níveis baixos de ruído, o comportamento do TDE em relação ao FDE é similar ao da Figura 35, como esperado; entretanto, com níveis de ruído mais elevados, o pior desempenho do TDE para baixa dispersão acaba sendo quase insignificante. Além disso, o TDE apresenta desempenho igual ou levemente superior ao FDE a partir de 20.000 ps/nm para os valores considerados.

Na Figura 36 (a) e (b) no ponto onde a dispersão cromática é zero o TDE não foi usado, pois, como pode ser visto em (36) e (37) o parâmetro D é zero, e isso causa uma descontinuidade em (36) e no número de *taps* é zero. Já o FDE continuou a ser usado, entretanto foi realizada somente a operação de FFT e IFFT, uma vez que os coeficientes de dispersão têm somente valores 1 e isso explica a diferença entre os resultados na Figura 36.

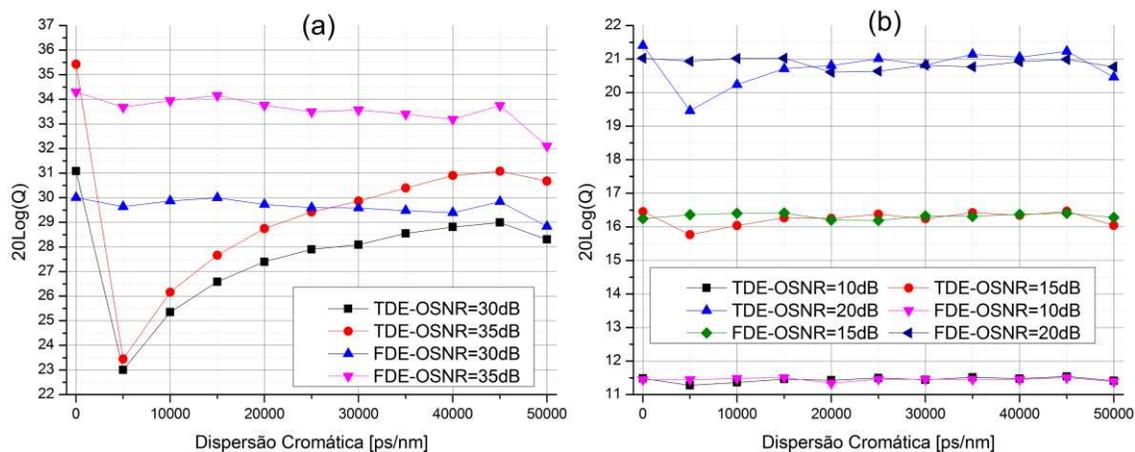


Figura 36. Fator Q da constelação ao se usar o TDE e o FDE em um sistema com ruído ASE e sem efeitos da camada física, considerando-se a OSNR em (a) 35 e 30 dB, e (b) 20, 15 e 10 dB.

No terceiro teste, todos os efeitos de camada física da transmissão óptica no simulador (CD, PMD, ASE, etc) foram incluídos. Por isso, os algoritmos de ortonormalização (GSOP), recuperação de relógio (Gardner), equalizador dinâmico (CMA) e recuperação de portadora (FOE e Viterbi & Viterbi) foram usados para completa recuperação do sinal transmitido. Foi realizada somente uma volta no anel de recirculação de 100 km com ROADM, e a quantidade total de dispersão cromática variada por meio do parâmetro de CD associado a fibra.

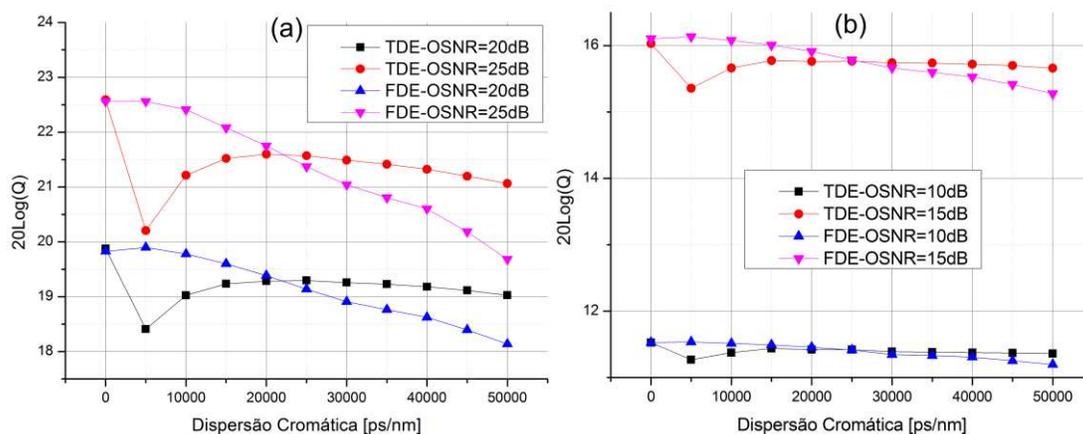


Figura 37. Fator Q da constelação ao se usar o TDE e o FDE em um sistema com ruído ASE e com efeitos da camada física, considerando-se a OSNR em (a) 25 e 20 dB, e (b) 15 e 10 dB.

Na Figura 37, apresentam-se os resultados do terceiro teste, para a mesma faixa de variação da dispersão, porém, para valores de OSNR de (a) 25 e 20 dB e (b) 15 e 10 dB. A mesma tendência apresentada no segundo teste se manteve, onde, até 20.000 ps/nm de CD, o FDE é melhor que o TDE e, após esse valor total de CD, o TDE passa a ser melhor que o FDE para todas as OSNR testadas. O desempenho muito inferior do TDE para valores baixos de dispersão se manteve, como esperado. Após o equalizador estático, o próximo algoritmo é o de recuperação do tempo de símbolo; que será estudado na próxima seção.

4.3 RECUPERAÇÃO DO TEMPO DE SÍMBOLO

Como a amostragem do sinal é assíncrona, é necessário que o tempo de símbolo correto seja recuperado. O algoritmo a ser testado é o algoritmo de Gardner, apresentado no Capítulo 3. Para se verificar o algoritmo, três testes serão conduzidos:

- **Primeiro**, realizar uma simulação com 128 amostras por símbolo, sem efeitos da fibra e amplificadores, e variar o instante de amostragem no simulador para cada um dos 128 instantes de amostragem, analisando o desempenho do algoritmo de Gardner na recuperação do tempo de símbolo;
- **Segundo**, realizar uma simulação com 128 amostras por símbolo, sem efeitos da fibra, mas com ruído ASE, e variar o instante de amostragem no simulador para cada um dos 128 instantes de amostragem, analisando o desempenho do algoritmo de Gardner na recuperação do tempo de símbolo.
- **Terceiro**, realizar uma simulação com 128 amostras por símbolo, sem efeitos da fibra, mas com ruído ASE e desvio na frequência de amostragem em relação à frequência do sinal transmitido de até 0,1%, analisando o desempenho do algoritmo de Gardner na recuperação do tempo de símbolo com desvio na frequência de amostragem em relação a duas amostras por símbolo.

A Figura 38 apresenta os resultados para o primeiro caso de teste. Para esse teste, foi variado o ponto de amostragem 128 vezes, de 0 até 1 tempo de símbolo (T), iniciando-se em um ponto de amostragem qualquer (por isso, o ponto de transição ($T/2$) não aparece exatamente no centro do gráfico). É possível notar na Figura 38-(a) que o erro médio calculado aumenta proporcionalmente ao erro de amostragem em relação ao tempo de símbolo ideal. Entretanto, ao se passar pelo centro do símbolo, há uma inversão no sinal do erro. Também, a variância do erro muda muito durante essa transição. Isso indica que, quando o erro de amostragem é alto, no ponto de inflexão, o erro e a variância também o são, de maneira que se faz necessário um ajuste apropriado na banda do filtro de realimentação do erro do algoritmo. Sem ruído vê-se, pelo gráfico da Figura 38-(b), que praticamente não há penalidade em relação ao fator Q final da constelação, indicando que o algoritmo consegue recuperar o tempo de símbolo de forma satisfatória, o qual é muito penalizado caso não seja usada a estimação que ele proporciona.

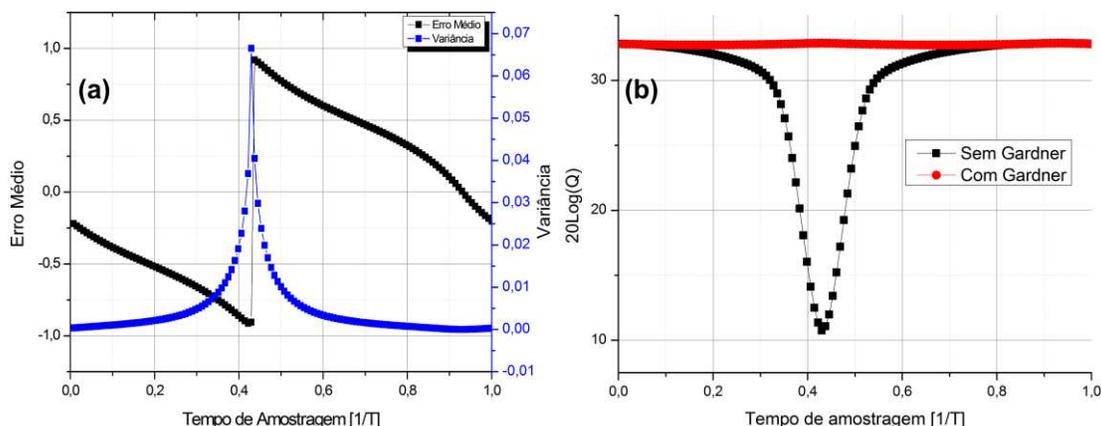


Figura 38. Desempenho do algoritmo de Gardner para uma situação sem ruído, ao se variar o ponto de amostragem, considerando-se (a) o erro médio e a variância do TED, e o (b) fator Q .

O teste dois é a repetição do teste um, entretanto, introduzindo-se ruído ao sinal. Os resultados são apresentados na Figura 39, onde o algoritmo foi avaliado da mesma maneira que no teste anterior, considerando-se, nesse caso, valores de OSNR de (a) 30 dB, (b) 25 dB, (c) 20 dB, (d) 15 dB e (e) 10 dB. Com o aumento do ruído, o algoritmo de Gardner continua a estimar corretamente o tempo de símbolo, com penalidades muito baixas em relação ao fator Q da constelação. A Tabela 4 mostra a penalidade máxima de acordo com os resultados dos gráficos de (a) a (e) da Figura 39, respectivamente.

Tabela 4. Penalidade no Fator Q com a OSNR para o Gardner.

OSNR [dB]	30	25	20	15	10
Penalidade Fator Q	1,043	1,07	1,0789	1,0827	1,089

O erro médio calculado no TED do algoritmo é praticamente o mesmo para todos os valores de OSNR, como pode ser observado na Figura 39 (f). A variância, no entanto, apresenta mudança perto da região de tempo de símbolo de $T/2$, como apresentado na Figura 39-(g) e, em detalhe, em torno de $T/2$, na Figura 39-(h), onde essa aumenta mais para OSNR menores. Isso ocorre, pois na região de $T/2$ o erro médio é grande, e o sinal do erro fica variando, indicando o sentido em que o algoritmo deve seguir na interpolação para compensar o erro de amostragem. Entretanto a variância fora dessa região crítica é praticamente igual.

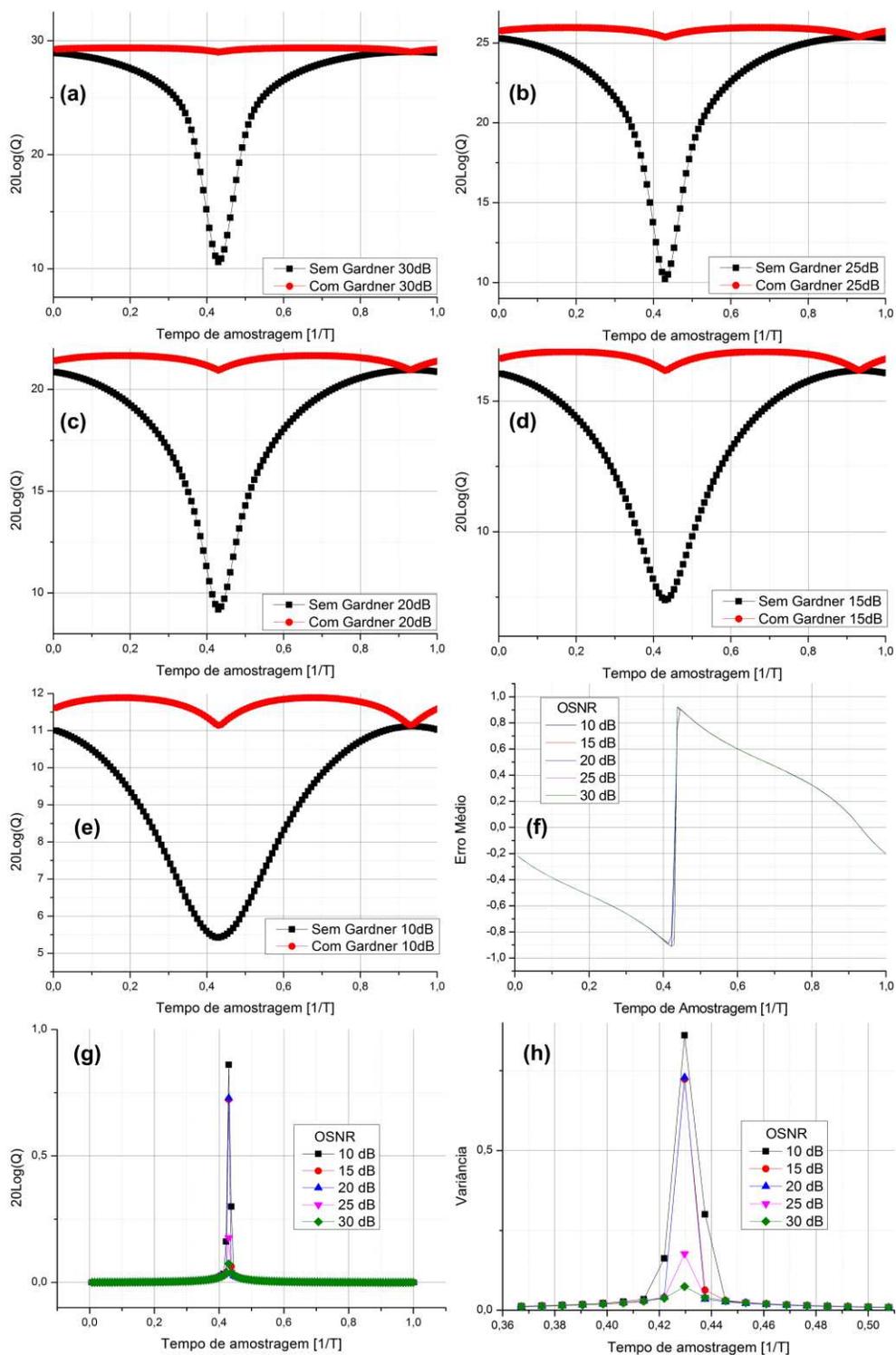


Figura 39. Desempenho do algoritmo de Gardner para uma situação com ruído, ao se variar o ponto de amostragem, considerando-se o fator Q para (a) 30 dB, (b) 25 dB, (c) 20 dB, (d) 15 dB e (e) 10 dB de OSNR, (f) o erro médio, (g) a variância do TED e (h) a variância do TED em detalhe ao redor de $T/2$.

Para o caso do terceiro teste, onde foi aplicado um desvio de até 0,1% na frequência de símbolos do transmissor em relação à frequência de amostragem, obtiveram-se os resultados para o fator Q apresentados na Figura 40, considerando-se os valores de OSNR de 30 dB, 25 dB, 20 dB, 15 dB e 10 dB. O algoritmo compensa de forma satisfatória até 0,06% de desvio de relógio, sofrendo uma penalidade aproximada de 2,2 dB no fator Q com 10 e 15 dB de OSNR. Como em um sistema é esperado um desvio muito menor que 0,06%, para as condições do teste, o algoritmo de Gardner é robusto o suficiente.

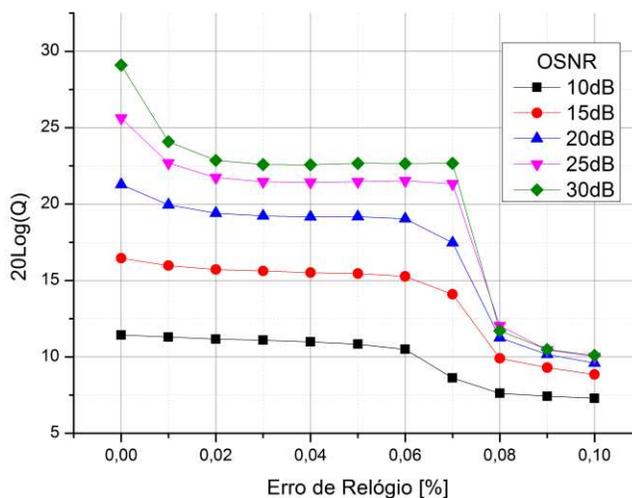


Figura 40. Desempenho do Gardner com ruído ao variar o ponto de amostragem em relação ao fator Q para: (a) 30 dB, (b) 25 dB, (c) 20 dB, (d) 15 dB e (e) 10 dB de OSNR; (f) erro médio e (g,h) variância do TED.

O algoritmo de Gardner ainda é influenciado pelo resíduo de CD e, também, pela PMD. Entretanto, a penalidade não será analisada nesse trabalho e estudos mais específicos [52], [53], detalham melhor o problema. Após a recuperação de relógio realizada pelo algoritmo de Gardner, são realizadas a demultiplexação das polarizações, a equalização dinâmica e a mitigação da PMD no bloco equalizador dinâmico por meio do algoritmo CMA e suas variantes.

4.4 EQUALIZADOR DINÂMICO

Até essa etapa do processamento do sinal amostrado pelo conversor AD, este sinal foi ortonormalizado, foi compensada a dispersão cromática e houve, também, a recuperação

de relógio. Nesse estágio, os sinais XYIQ contêm misturas da informação enviada nas polarizações ortogonais X e Y, resíduos de CD, efeitos da PMD e outros efeitos dispersivos. A função do equalizador dinâmico é separar as informações das polarizações em duas direções distintas e equalizar o sinal. Para testar o algoritmo na presença de ruído, resíduos de CD, PMD de primeira ordem (DGD – differential group delay) e variação angular no tempo do estado de polarização do sinal os seguintes testes devem ser realizados:

- **Primeiro**, analisa-se o equalizador dinâmico considerando o impacto no sistema ao se variar a OSNR por meio do ruído ASE inserido pelos amplificadores; utilizou-se um cenário ideal durante o teste, onde todos os efeitos da fibra foram desconsiderados, não foram incluídos o ruído de fase ou o desvio de frequência e os transmissores e receptores foram ideais;
- **Segundo**, analisa-se o equalizador dinâmico considerando o impacto no sistema ao se variar a OSNR por meio do ruído ASE inserido pelos amplificadores e ao adicionar dispersão cromática até 500 ps/nm; utilizou-se um cenário onde todos os demais efeitos da fibra foram desconsiderados, não foram incluídos o ruído de fase ou o desvio de frequência e os transmissores e receptores foram ideais;
- **Terceiro**, analisa-se o equalizador dinâmico considerando o impacto no sistema ao se variar a OSNR por meio do ruído ASE inserido pelos amplificadores e ao adicionar DGD até 200 ps; utilizou-se um cenário onde todos os demais efeitos da fibra foram desconsiderados, não foram incluídos o ruído de fase ou o desvio de frequência e os transmissores e receptores foram ideais;
- **Quarto**, analisa-se o equalizador dinâmico considerando o impacto no sistema ao se variar a OSNR por meio do ruído ASE inserido pelos amplificadores e ao se aplicar uma variação angular de até 10.000 krad/s no estado de polarização; utilizou-se um cenário onde todos os demais efeitos da fibra foram desconsiderados, não foram incluídos o ruído de fase ou o desvio de frequência e os transmissores e receptores foram ideais.

O CMA foi testado em quatro versões: a primeira considera o CMA com espaçamento dos coeficientes na taxa de símbolo, o equalizador espaçado pela taxa de símbolo (BSE-CMA – *baud spaced equalizer CMA*); a segunda versão considera o BSE-DPCCMA; a terceira, considera o CMA com espaçamento na metade da taxa de símbolo ($T/2$), o equalizador espaçado fracionalmente (FSE-CMA – *fractionally spaced equalizer CMA*); a quarta, considera o FSE-DPCCMA.

O BSE-DPCCMA foi configurado para operar com comprimento de filtro igual a 13, que é um número usado e recomendado por outros grupos [14]. Já o FSE-CMA foi configurado para operar com 14 coeficientes, uma vez que o FSE requer número par de coeficientes. Todas as versões usam passo de adaptação de 0,001 e os primeiros 45.000 símbolos iniciais são descartados, para garantir convergência antes do cálculo do fator Q. Os dados do primeiro teste foram processados pelas quatro versões do CMA e, para cada uma das versões, o erro quadrático médio (MSE – *mean squared error*) foi obtido. O MSE dos algoritmos para cada valor de OSNR testado foi obtido por meio da soma dos erros de 10 simulações com sementes aleatórias de ruído diferentes e uma suavização usando a função $smooth(MSE, 500)$ do Matlab. Os resultados são apresentados na Figura 41, Figura 42 e Figura 43.

Pelos resultados, pode-se concluir que o FSE tem velocidade de convergência superior à do BSE e que a adição do termo de correção relativa de fase entre as polarizações do CMA (DPCCMA) não altera a velocidade de convergência. Quando a OSNR é alta, o FSE e o BSE tem um mesmo nível (mínimo) de MSE, mas quando o nível de ruído aumenta, o BSE apresenta menores valores.

Ainda para as simulações do primeiro teste, foi realizado o cálculo do fator Q da constelação para cada semente de ruído aleatória para cada valor de OSNR. Os resultados são apresentados na Figura 44, Figura 45 e Figura 46. Pelos resultados, pode-se concluir que o BSE-CMA tem o mesmo desempenho que o BSE-DPCCMA e que o FSE-CMA tem o mesmo desempenho que o FSE-DPCCMA, indicando que a modificação (DPC) não influi no fator Q diretamente. O DPC somente vai apresentar ganho quando se considera um estimador de fase conjunto, como mostra [17]. Pelos gráficos, é possível observar que o

FSE apresenta melhor desempenho para todos os valores de OSNR em comparação com o BSE.

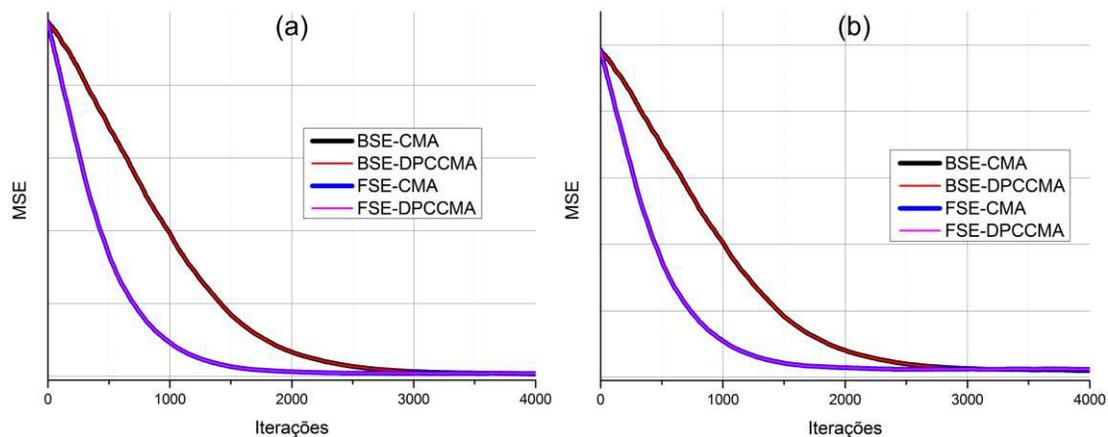


Figura 41. MSE médio do CMA em função do número de iterações, para (a) 30 dB e (b) 25 dB de OSNR.

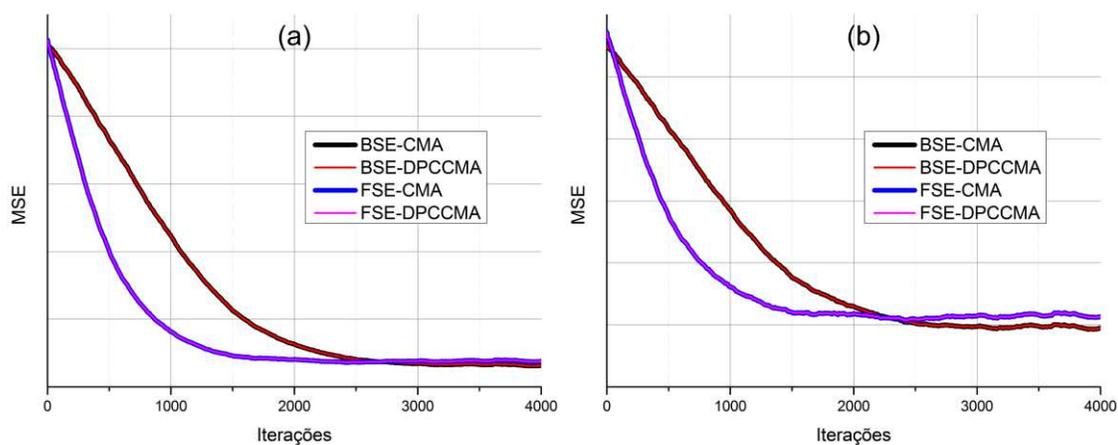


Figura 42. MSE médio do CMA em função do número de iterações, para (a) 20 dB e (b) 15 dB de OSNR.

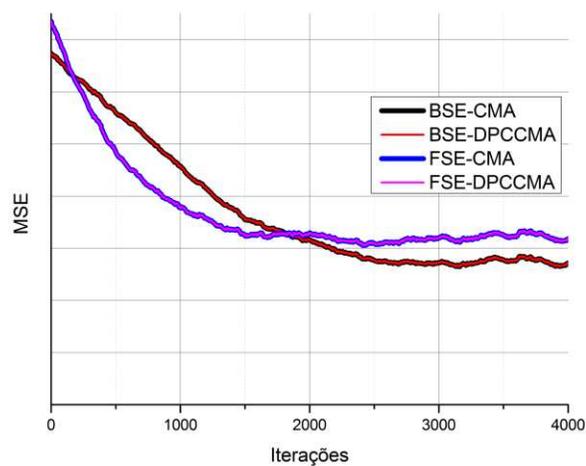


Figura 43. MSE médio do CMA em função do número de iterações para 10 dB de OSNR.

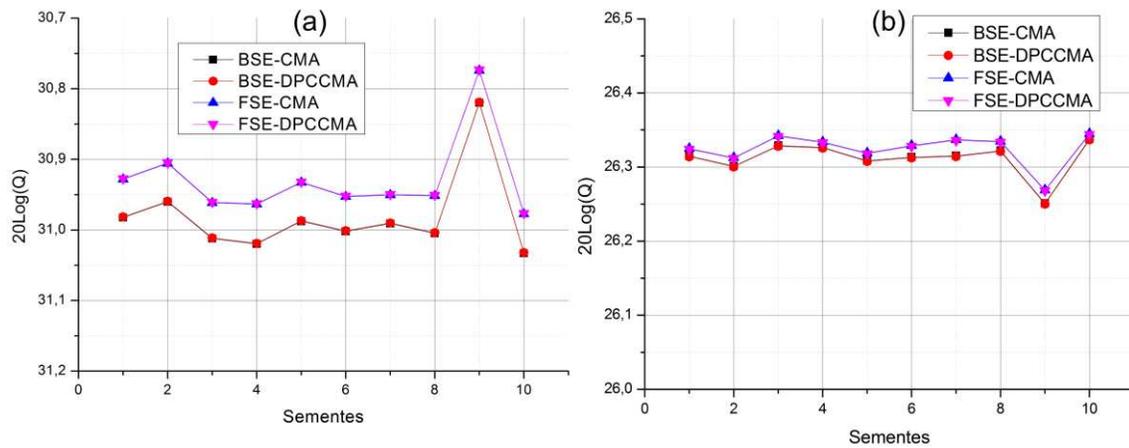


Figura 44. Fator Q em função das simulações com sementes de ruído diferentes, para (a) 30 dB e (b) 25 dB de OSNR.

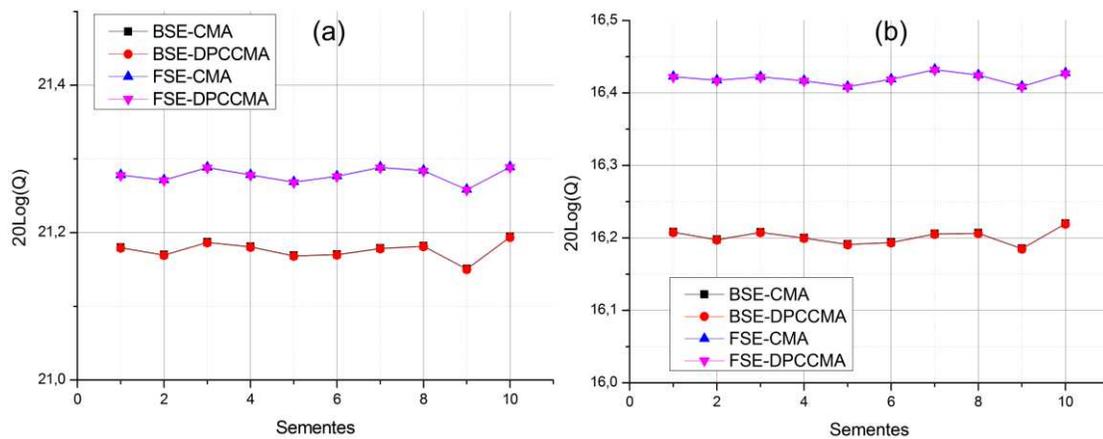


Figura 45. Fator Q em função das simulações com sementes de ruído diferentes, para (a) 20 dB e (b) 15 dB de OSNR.

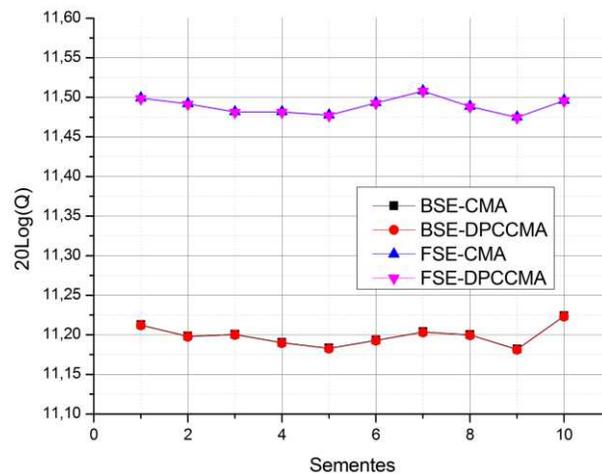


Figura 46. Fator Q em função das simulações com sementes de ruído diferentes, para 10 dB de OSNR.

No segundo teste, os CMAs foram avaliados em relação à tolerância a dispersão cromática e os resultados são ilustrados nas Figura 47, Figura 48 e Figura 49. Com o aumento da CD no sistema, aplicada ao CMA a penalidade do FSE-DPCCMA é pequena se comparada à do BSE-CMA. Isso se deve porque, usando o algoritmo de Gardner como recuperador de relógio, este tem o desempenho severamente degradado com a presença de CD. Como o FSE-CMA é muito mais robusto a erros em relação ao tempo de amostragem, por ter características de recuperação de relógio, este tem desempenho bem superior, como indica [54]. É possível notar que, quando o nível de ruído é maior, o BSE-CMA tende a apresentar maior penalidade para valores mais baixos de dispersão.

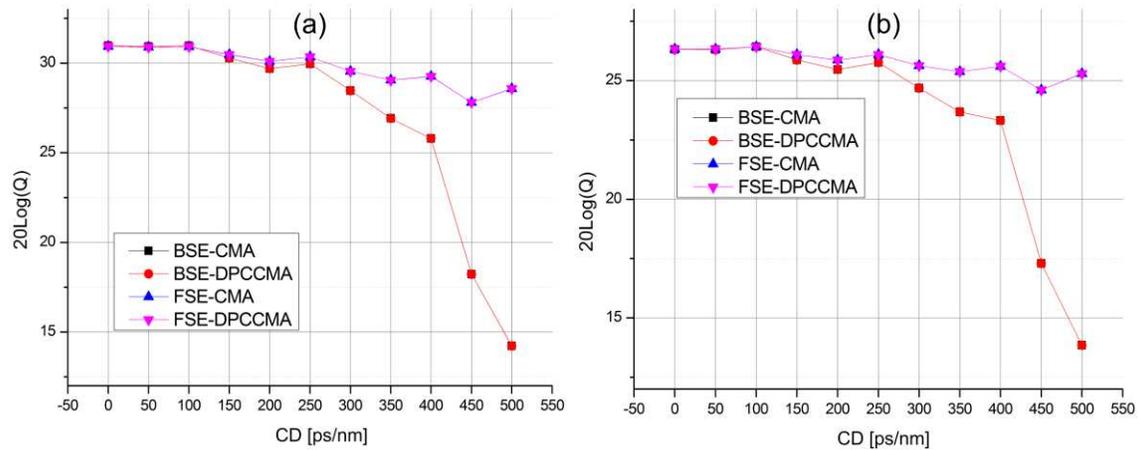


Figura 47. Fator Q em função da CD aplicada, para (a) 30 dB e (b) 25 dB de OSNR.

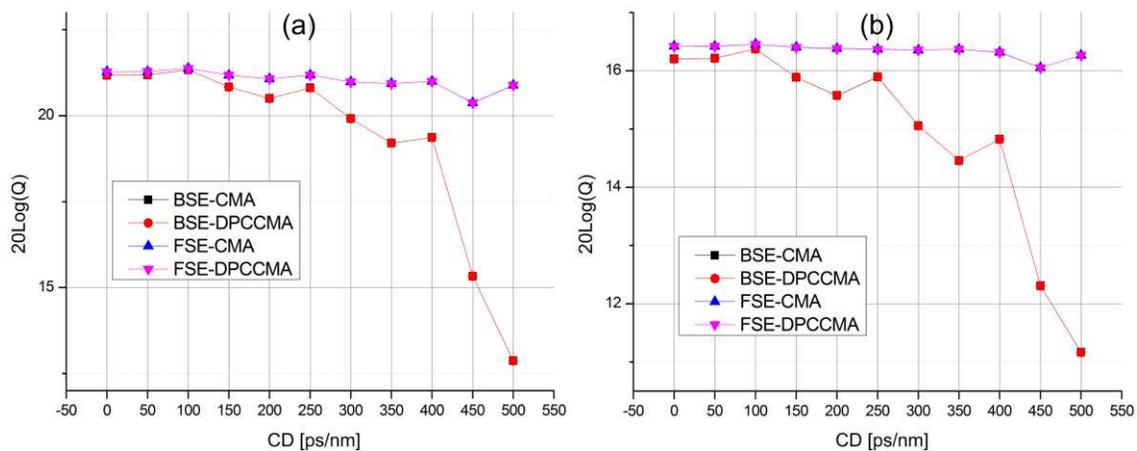


Figura 48. Fator Q em função da CD aplicada, para (a) 20 dB e (b) 15 dB de OSNR.

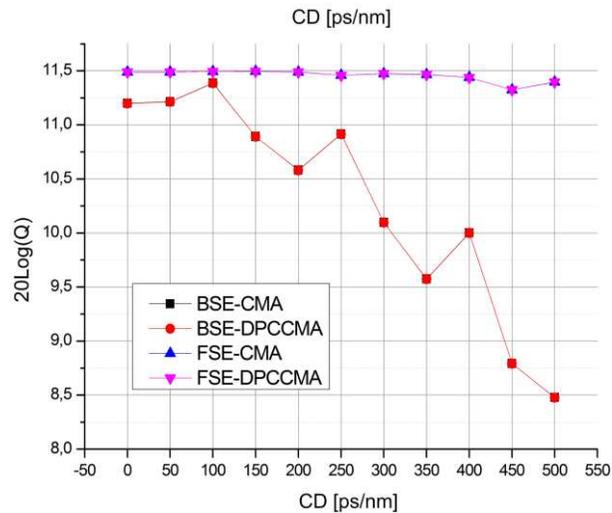


Figura 49. Fator Q em função da CD aplicada, para 10 dB de OSNR.

Na simulação, considerou-se a amostragem assíncrona e, por isso, se o algoritmo de Gardner não for utilizado, o tempo de símbolo provavelmente não vai ser o ideal. Entretanto, para visualizar a perda de desempenho do BSE e do FSE com a CD, não foi usado o algoritmo de Gardner e o resultado obtido é apresentado na Figura 50. Observa-se que o FSE-CMA apresenta fator Q bem superior devido à robustez aos erros de amostragem. No entanto, tanto o FSE-CMA como o BSE-CMA apresentam penalidade muito pequena para valores de CD de até 500 ps/nm. Caso o tempo de símbolo esteja perfeitamente corrigido, espera-se desempenho semelhante ao dos dois equalizadores.

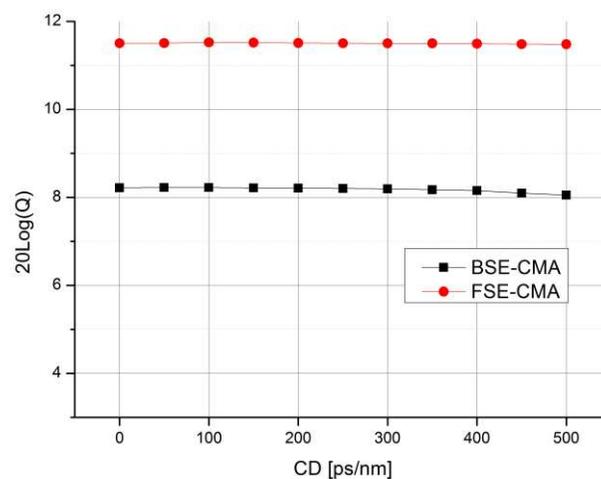


Figura 50. Fator Q dos CMAs em função da CD aplicada para 10 dB de OSNR sem o uso do Gardner.

No terceiro teste, foram realizadas simulações com valores de DGD de até 200 ps e o desempenho dos equalizadores foram avaliados por meio do fator Q, como apresentam a Figura 51, Figura 52 e a Figura 53. Para os casos do BSE-CMA e do BSE-DPCCMA, estes começam sofrer penalidade apenas para valores de DGD acima de 150 ps, enquanto que o FSE-CMA e o FSE-DPCM começam a sofrer penalidade considerável a partir de 120 ps de DGD. A variação de OSNR não afeta o desempenho dos equalizadores em relação à DGD. Esse comportamento era esperado, uma vez que ao usar praticamente a mesma ordem do filtro (BSE-13 e FSE-14), os equalizadores com duas amostras por símbolo (FSE), tem praticamente metade do grau de liberdade dos equalizadores com uma amostra por símbolo (BSE).

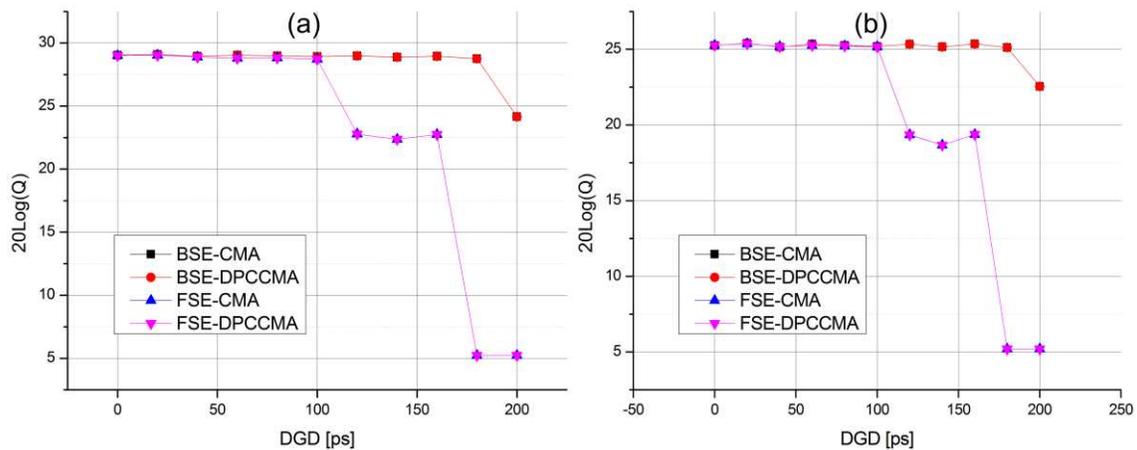


Figura 51. Fator Q dos CMAs em função da DGD aplicada para (a) 30dB e (b) 25dB de OSNR.

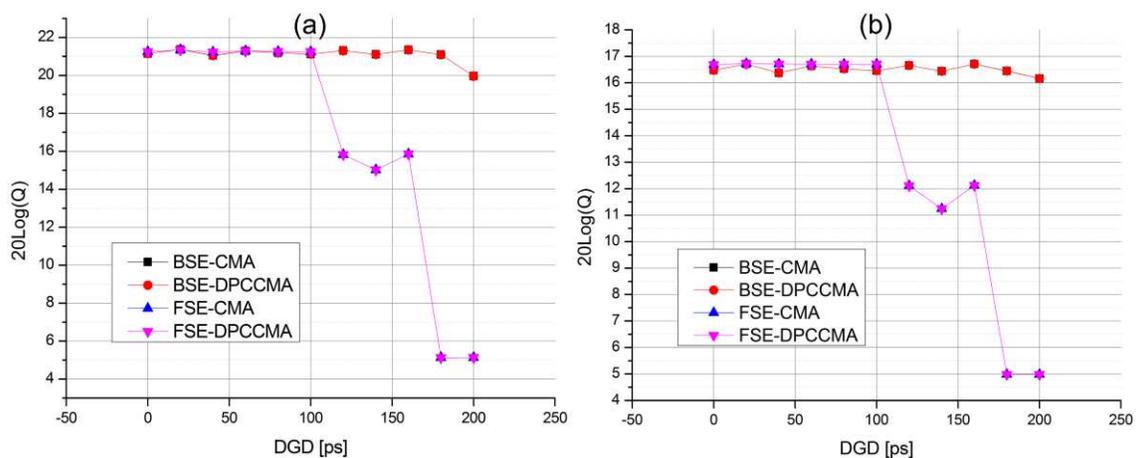


Figura 52. Fator Q em função da DGD aplicada, para (a) 20 dB e (b) 15 dB de OSNR.

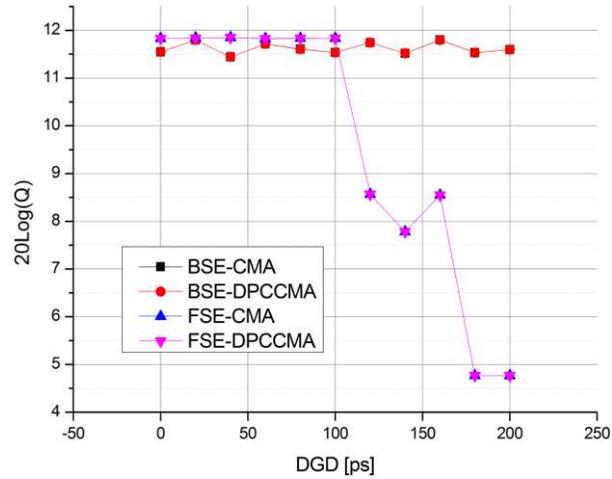


Figura 53. Fator Q em função da DGD aplicada, para 10 dB de OSNR.

Pode-se notar, também, que no caso da simulação da Figura 53, com nível de ruído em 10 dB os algoritmos FSE-CMA/DPCCMA não apresentam queda até 200 ps de DGD. A razão para esse comportamento é que o nível de ruído influi mais no valor do fator de qualidade da constelação, e por esse motivo, a penalidade com a DGD acaba sendo mascarada. Certamente caso fossem aplicados valores superiores a 200 ps de DGD aos equalizadores a penalidade seria tão evidente quanto, ela é evidente aos equalizadores BSE.

A quarta, e última configuração de teste dos equalizadores, envolveu o uso de uma matriz (Jones) de rotação do estado de polarização antes das iterações dos CMAs. A rotação da polarização foi emulada de acordo com [14]:

$$J = \begin{pmatrix} \cos \omega t & \text{sen } \omega t \\ -\text{sen } \omega t & \cos \omega t \end{pmatrix} \quad (75)$$

onde ω é a frequência angular de rotação. A frequência angular de teste foi variada entre 0 e 10 Mrad/s, e o desempenho do CMA avaliando por meio do fator Q da constelação. Com isso, pode-se avaliar, de forma simplificada, qual é a velocidade máxima de variação do estado de polarização (SOP – *state of polarization*) devido à PMD que o CMA tolera. Os resultados são apresentados na Figura 54, Figura 55 e Figura 56, para diferentes valores de OSNR, e indicam que, ao considerar o limite pré-FEC equivalente a um fator Q igual 2,8 (BER = 2E-3), ou seja, $20 \times \log(2,8) = 9$, o FSE-CMA com ganho de 0,001 e filtros FIR de comprimento 14 suportam 10 Mrad/s de variação para até 15 dB de OSNR. No caso de 10 dB de OSNR, a frequência angular máxima suportada é de 8 Mrad/s. Aplicando-se o BSE-

CMA com mesmo ganho e comprimento dos filtros FIR igual a 13, para 30, 25, 20 e 15 dB de OSNR, a frequência angular máxima de variação da SOP suportada é de 6 Mrad/s. Com 10 dB de OSNR, o valor cai para 4 Mrad/s. O melhor desempenho do equalizador FSE era esperado, pois possui maior velocidade de convergência nessas configurações, o que implica na maior robustez do receptor em relação às rotações do SOP aplicadas. A faixa adotada para a frequência angular da variação do SOP é bem maior que a velocidade de rotação esperada para sistemas reais. Entretanto, em uma implementação em tempo real, o CMA não vai ser atualizado à taxa de símbolos, e sim, à uma taxa muito menor, em uma estrutura não-sequencial (paralelizada). Esses fatores vão diminuir a tolerância a variações na SOP.

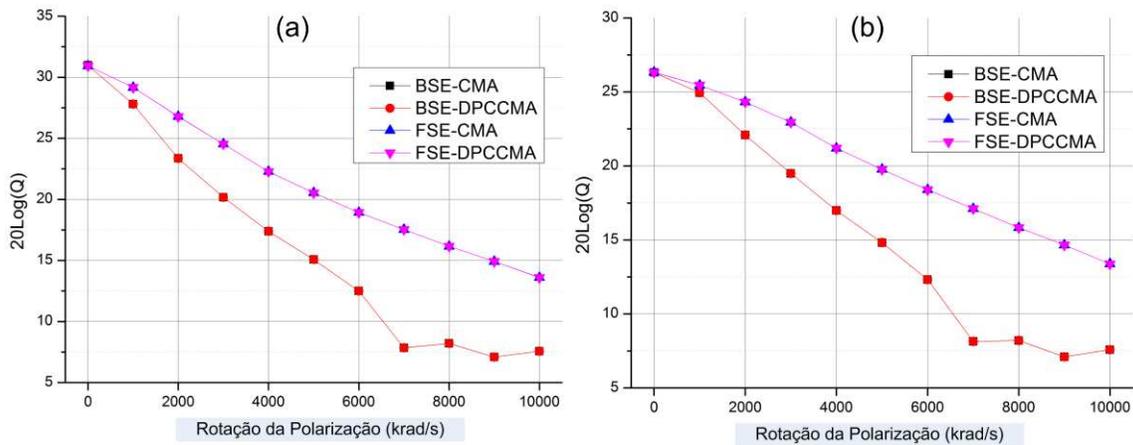


Figura 54. Fator Q em função da frequência angular de rotação da polarização, em (a) 30 dB e (b) 25 dB de OSNR.

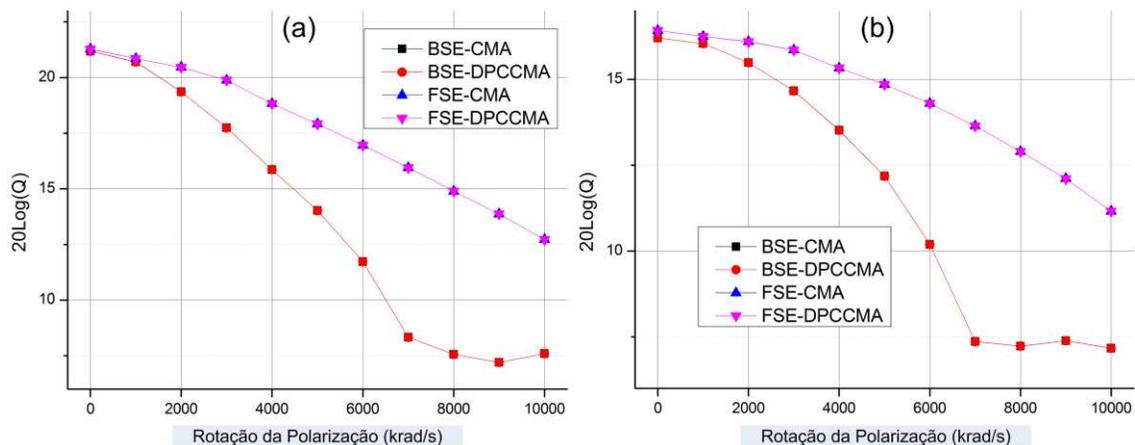


Figura 55. Fator Q em função da frequência angular de rotação da polarização, para (a) 20 dB e (b) 15 dB de OSNR.

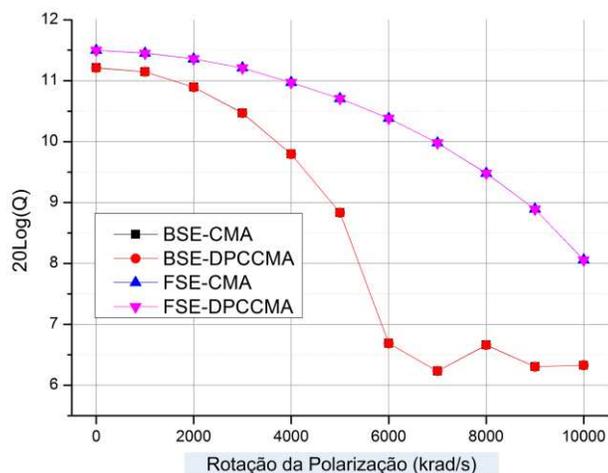


Figura 56. Fator Q em função da frequência angular de rotação da polarização, para 10 dB de OSNR.

Os testes realizados mostram que o FSE-CMA e o FSE-DPCCMA, por terem melhor velocidade de convergência, maior robustez a variações na SOP e a erros de amostragem, seriam a melhor escolha para desempenhar a função de equalizador dinâmico. A escolha entre o DPCCMA e o CMA tradicional vai depender do custo benefício relativo ao maior custo computacional na atualização do algoritmo e ao ganho na sensibilidade de 0,2 dB, como mostra [17]. Como a diferença no desempenho é pequena, o FSE-CMA será o algoritmo usado como equalizador dinâmico.

Após o CMA, o sinal ainda apresenta desvio de frequência e ruído de fase. Por essa razão, há a necessidade de compensar o desvio de frequência entre o laser de sinal e o laser oscilador local e, ainda, estimar a fase do sinal. Na próxima seção, os algoritmos estimadores de desvio de frequência (FO – *frequency offset*) serão testados no ambiente de simulação.

4.5 ESTIMADOR DO DESVIO DE FREQUÊNCIA

Os estimadores de frequência testados serão o estimador de desvio de frequência baseado na diferença de fases consecutivas (FOE-TD – *frequency offset estimator in time domain*) e o estimador de desvio de frequência baseado no espectro do sinal (FOE-FD – *FOE in frequency domain*). Os dois algoritmos foram apresentados no Capítulo 3 e serão avaliados em três casos de teste, descritos a seguir:

- **Primeiro**, os efeitos de ruído de fase dos lasers, ruído ASE, PMD e CD são desconsiderados; as frequências do laser de transmissão e do laser oscilador local são variadas para produzirem FO entre -5GHz e +5GHz, em passos de 100 MHz; dez simulações com sementes aleatórias de ruído diferentes são realizadas para cada desvio de frequência;
- **Segundo**, os efeitos de ruído de fase dos lasers, ruído ASE e PMD são desconsiderados; as frequências do laser de transmissão e do laser oscilador local são variadas para produzirem FOs de ± 4 , ± 2 e ± 1 GHz, e ± 500 e ± 100 MHz, combinados com a adição de CD de ± 50 , ± 100 e ± 200 ps/nm para cada valor de FO; cinco simulações com sementes aleatórias de ruído são feitas para cada caso de FO e CD; o objetivo é o de avaliar a perda de desempenho caso o CMA não compense de forma completa a dispersão no sinal;
- **Terceiro**, todos os efeitos de transmissão óptica são considerados; a OSNR no receptor é controlada em 30, 25, 20, 15 e 10 dB; para cada valor de OSNR, a FO foi variada entre 0 e 1 GHz, em passos de 100 MHz e de 1,5 a 5 GHz, em passos de 500 MHz.

O FOE-TD, para todos os testes, foi configurado com um filtro de tamanho $N=3$ e passo de atualização $\mu=0,01$. O FOE-FD foi configurado durante os testes com uma FFT de tamanho $N=2048$; Esses valores foram otimizados a partir de uma caracterização prévia, que não será apresentada aqui.

Com base nos dados de simulação do primeiro caso de teste, onde a maioria dos efeitos de camada física estava desabilitada, foram gerados os resultados da Figura 57 e Figura 58. Na Figura 57-(a), apresenta-se o valor estimado de FO em comparação ao valor aplicado ao simulador, para os dois algoritmos de estimação. É possível observar que ambos conseguem estimar com precisão desvios de frequência de até, aproximadamente, 3,5 GHz. Na escala de FO aplicado, os estimadores apresentaram desempenho muito semelhante, e por isso, quase a totalidade dos pontos dos gráficos apresentados na Figura 57 se sobrepõem, considerando o FOE-TD e o FOE-FD. Os estimadores após 3,5 GHz de

FO, devido à ambiguidades em relação à diferença de fase consecutiva entre duas amostras, não conseguem medir o FO corretamente.

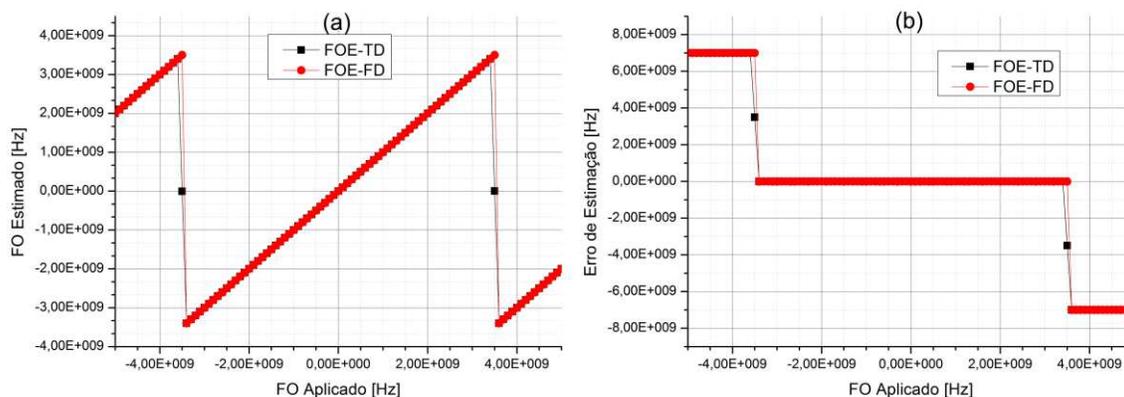


Figura 57. (a) Valor e (b) erro de estimação do FO para a primeira configuração de teste, usando o FOE-TD e FOE-FD.

A Figura 57 (b) apresenta o erro de estimação em função do FO aplicado. Os dois estimadores apresentam erros muito baixos até o limite teórico do algoritmo entre os extremos de valor absoluto de 3,5 GHz. Lembramos que o limite teórico foi apresentado na Seção 3.5; e é igual a $\pm R_s/2m$, onde R_s é a taxa de símbolos e m é o número de estados da constelação. Assim, para um sistema DP-QPSK a 112 Gb/s, o limite de estimação é de $\pm 3,5$ GHz.

Para visualizar melhor o que acontece nessa região, a Figura 58 mostra os erros de estimação apenas na região entre $\pm 3,5$ GHz. O FOE-TD, nesse caso, possui menor erro de estimação, não superando 700 kHz de desvio. O FOE-FD apresenta erros superiores ao FOE-TD, mas esses não ultrapassam 2,3 MHz, que são valores pequenos, considerando os desvios de frequência aplicados. Considera-se pequenos os erros de estimação menores que 10 MHz, pois como será apresentado na análise dos algoritmos estimadores de fase, a estimação começa a sofrer uma pequena penalidade, quando o sinal apresenta, além do ruído de fase dos lasers, desvio de frequências superiores a 10 MHz.

Os estimadores do desvio de frequência entre o laser de sinal e o laser oscilador local são usados logo após o equalizador dinâmico e, por isso, é interessante analisar o desempenho dos FOEs caso o CMA não consiga compensar totalmente a dispersão presente no sinal. Para isso, no segundo teste, foi aplicada CD ao sinal, o filtro estático compensador

de CD desligado e o CMA configurado com um filtro FIR de tamanho $N=1$, que somente irá separar a polarização.

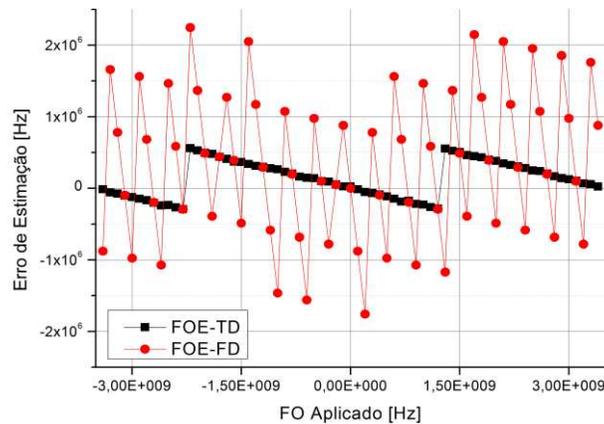


Figura 58. Erro de estimação do FO para a primeira configuração de teste na região de $\pm 3,25$ GHz, usando o FOE-TD e FOE-FD.

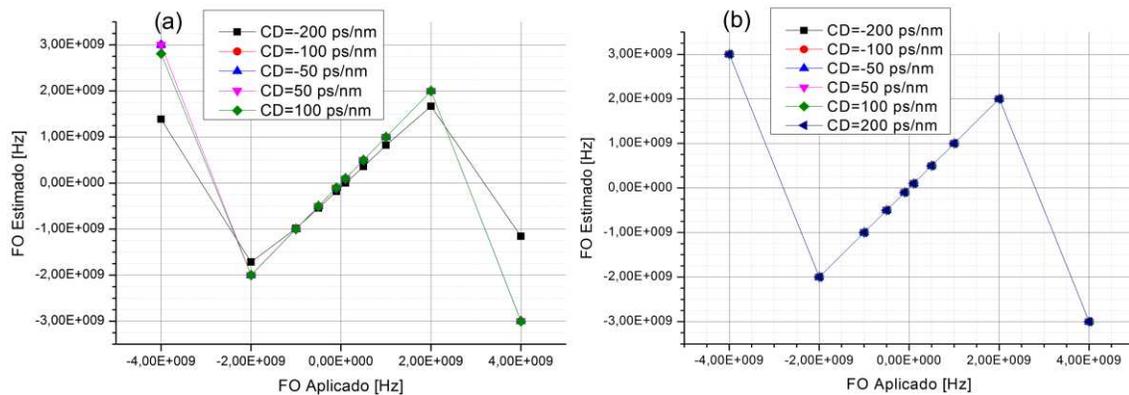


Figura 59. Valor estimado do FO com a CD, para (a) o FOE-TD e (b) o FOE-FD.

A Figura 59 e a Figura 60 apresentam o valor estimado do desvio de frequência e o erro de estimação para os dois estimadores, considerando-se valores positivos entre ± 200 ps/nm. É possível perceber que o FOE-TD apresenta variância na estimação com a quantidade de CD, pois os pontos não estão exatamente sobrepostos, enquanto o FOE-FD parece mais estável para todos os valores aplicados. Como nessa escala é difícil mensurar o erro de estimação, é apresentada a Figura 61 que considera somente a região entre ± 2 GHz de FO. Pela Figura 61 (b), o FOE-FD apresenta erros de poucos megahertz para toda a

faixa, independente do valor de dispersão aplicada. Contudo, o FOE-TD, na Figura 61-(b), apresenta erros muito grandes, próximos a 300 MHz, para valores negativos da CD.

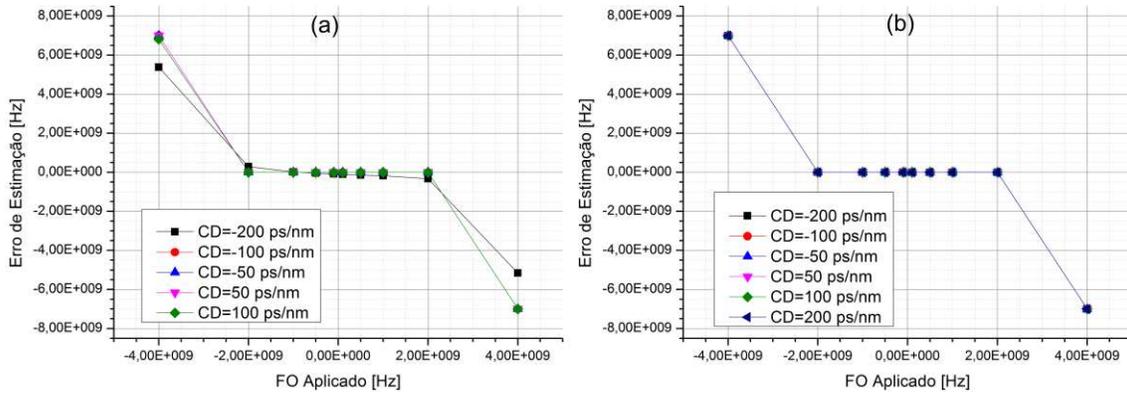


Figura 60. Erro de estimação do FO com a CD, para (a) o FOE-TD e (b) o FOE-FD.

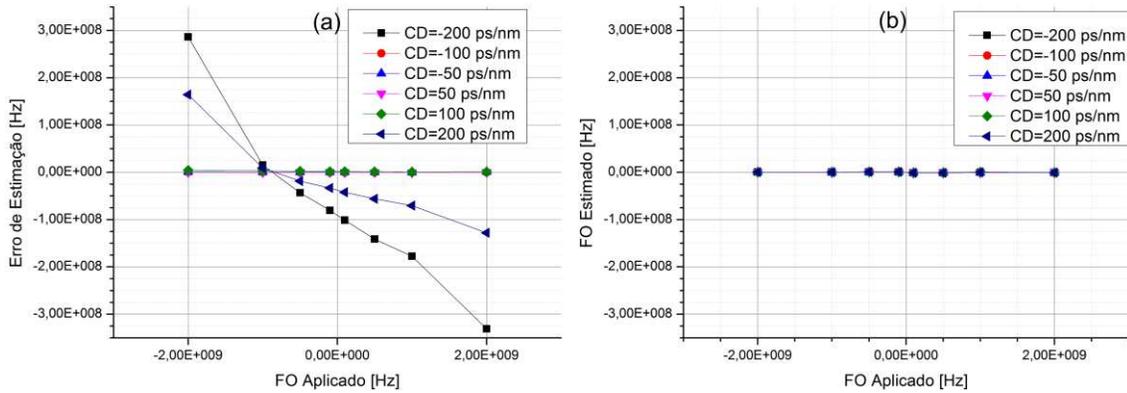


Figura 61. Erro de estimação do FO com a CD, para (a) o FOE-TD e (b) o FOE-FD, na região de ± 2 GHz..

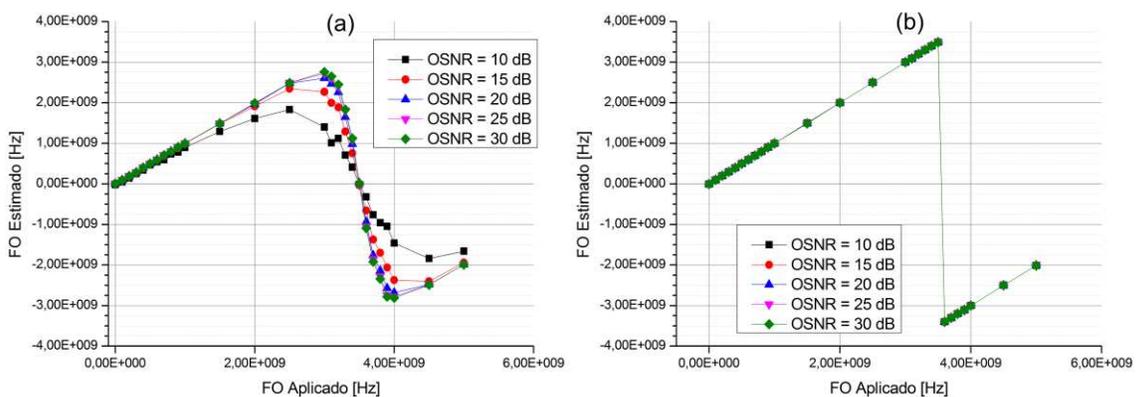


Figura 62. Erro de estimação do FO em função do desvio de frequência, para (a) o FOE-TD e (b) o FOE-FD, tendo a OSNR como parâmetro.

No terceiro teste, todos os efeitos de uma transmissão óptica por 100 km de fibra foram considerados. Os parâmetros utilizados são os mesmos que os apresentados na

Tabela 3, variando somente o FO e o nível de ruído óptico. Os algoritmos foram avaliados para vários valores de OSNR (10 a 30 dB, em passos de 5 dB) e desvio de frequência. A Figura 62 e a Figura 63 apresentam, respectivamente, os valores estimados de FO e o erro de estimação, para os dois estimadores.

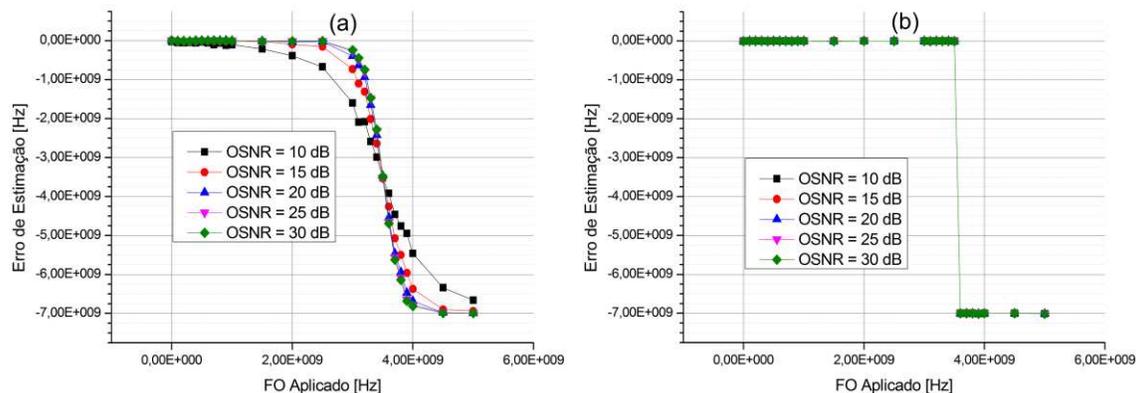


Figura 63. Erro de estimação do FOE-TD e do FOE-FD na região entre $\pm 2,5$ GHz em função do desvio de frequência, considerando a OSNR de (a) 30 dB, (b) 20 dB, (c) 15 dB e (d) 10 dB.

O FOE-FD apresentou erro máximo de 7 MHz, considerando todos os valores de OSNR e até 3,5 GHz de FO, o que demonstra grande robustez do algoritmo. O FOE-TD, como indicam os resultados, é severamente afetado pelo ruído, apresentando erros de estimação de 387, 94, 28 e 16 MHz para 10, 15, 20, 25 e 30 dB de OSNR, respectivamente, considerando o desvio de frequência em 2 GHz. Para valores absolutos de FO acima de 3,5 GHz, os erros de estimação ultrapassam a casa dos gigahertz. Os erros apresentados são detalhados, para cada OSNR, na Figura 64, considerando a faixa de FO até $\pm 2,5$ GHz. Com ruído, o FOE-FD sempre apresenta resultado superior ao do FOE-TD. O estimador no domínio do tempo apresenta erro de estimação aceitável para valores pequenos de FO; entretanto, ao se aumentar o valor FO e o nível de ruído, o desempenho degrada sensivelmente.

Considerando os resultados dos testes de simulação, o FOE-FD mostrou robustez à dispersão cromática e ao ruído ASE. Este obteve erros muito pequenos de estimação do desvio de frequência entre o laser de sinal e o laser oscilador local, mesmo próximo ao limite teórico de funcionamento em todas as condições de teste. Dessa forma, o FOE-FD será usado para estimar o FO no conjunto de algoritmos. Após a compensação do desvio de

frequência do sinal, segue-se para o bloco de estimação de fase, o que completa o conjunto de recuperação de portadora no conjunto de algoritmos.

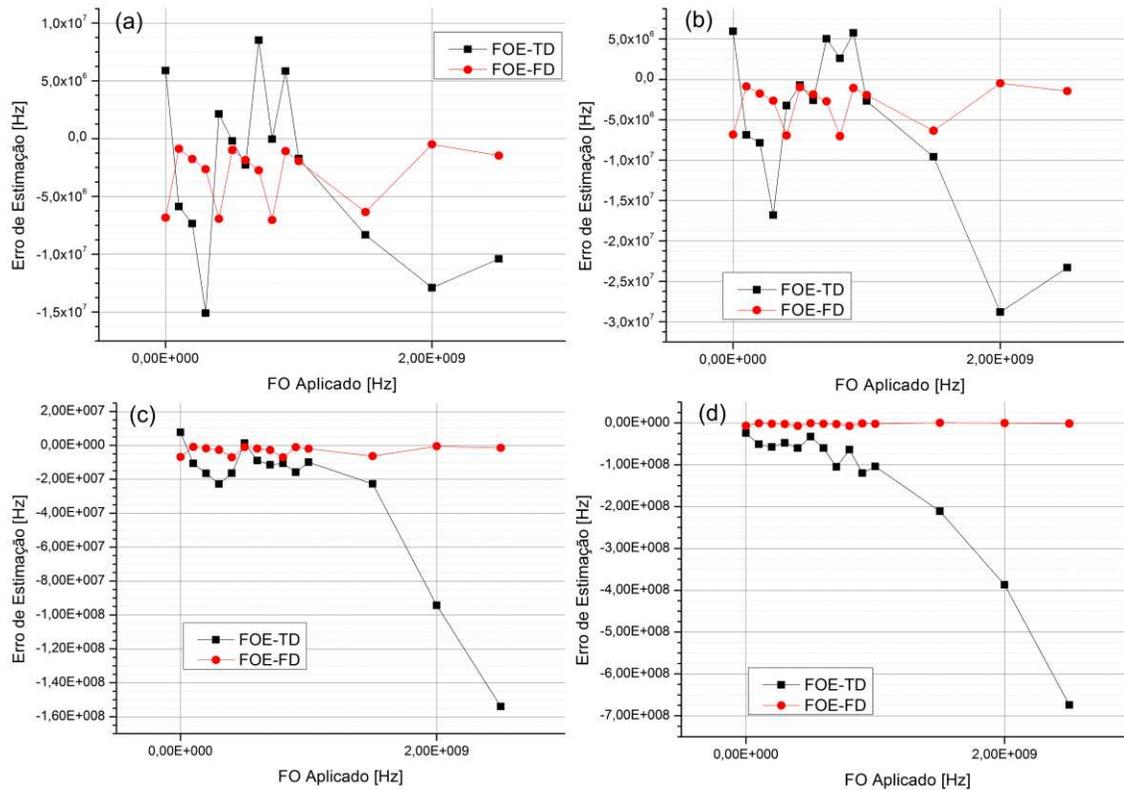


Figura 64. Erro de estimação do FOE-TD e do FOE-FD na região entre $\pm 2,5$ GHz em função do desvio de frequência, considerando a OSNR de (a) 30 dB, (b) 20 dB, (c) 15 dB e (d) 10 dB.

4.6 ESTIMADOR DE FASE

Para a completa recuperação de portadora, é necessário compensar o desvio de frequência entre o laser do sinal e o laser LO e, posteriormente, a estimação de fase. O algoritmo estimador de fase é o algoritmo proposto por Viterbi-Viterbi [20]. O desempenho do algoritmo vai depender de alguns fatores principais: ruído de fase dos lasers, ruído ASE do sistema, tamanho L do filtro retangular do algoritmo e desvio de frequência residual do bloco anterior. Por esse motivo os seguintes testes foram realizados para analisar o desempenho do algoritmo:

- **Primeiro**, o ruído de fase do laser foi variado por meio do parâmetro da largura de linha, para os valores e 150, 500, 1000, 2000 e 4000 kHz; para cada valor de largura de linha, a OSNR do sistema ajustada em 100, 30, 15, 10 dB; o desempenho do estimador de fase foi testado avaliando o fator Q alterando-se o tamanho L do filtro retangular.
- **Segundo**, a penalidade inserida pelo desvio de frequência entre os lasers foi avaliada, com a OSNR foi ajustada para 100 dB (sem ruído); o filtro retangular também foi variado e a penalidade medida através do fator Q; em todos os casos deste teste considerados, não houve CS.

A Figura 65 apresenta os resultados do primeiro teste com a avaliação do fator Q em relação à largura de linha do laser. Pelos resultados, pode-se perceber que o fator de qualidade cai com o aumento da largura de linha e com o aumento do comprimento do filtro retangular (L), para todos os valores de OSNR testados. É possível notar, também, que o comportamento do algoritmo em relação ao fator Q e à largura de linha é semelhante para níveis de ruído óptico variados (10 dB a 100 dB). Com o aumento do tamanho do filtro retangular o sistema filtra melhor o ruído ASE, que tem média zero, entretanto piora na estimação de fase do sinal, e não pode ser muito grande, pois pode ocasionar escorregamento de ciclos. A presença de CS não altera o fator Q da constelação ou a BER estimada; no entanto, a BER contada apresentaria um número de erros muito alto. Portanto a escolha deve ponderar a quantidade de ruído ASE, o ruído de fase e a taxa de CS.

Na Figura 66 são apresentados os resultados do fator de qualidade da constelação referentes à penalidade sofrida pelo estimador ao se aplicar FO ao sinal. Pelo gráfico da Figura 66-(a), ao se usar um laser com menor largura de linha, 150 kHz, comparado à do laser usado para se obter o resultado da Figura 66-(b) que é de 500 kHz, a penalidade é de 1, 0,6, 0,4 e 0,2 dB para L = 8, 16, 32, 64, respectivamente, no ponto FO = 40 MHz. É notável também que, quanto maior a ordem do filtro, maior a penalidade com o aumento do valor de FO, de 10 dB, com L = 8, e 24 dB, para L = 64.

Considerando todos os resultados a escolha do tamanho L do filtro retangular é uma relação de custo/benefício entre o desvio de frequência e a largura de linha do laser. O algoritmo de estimação de fase é o último na sequência de PDS para compensação e

recuperação de sinal. Após a estimação de fase, o sinal está pronto para decodificação e decisão entre os bits. A codificação/decodificação não será abordada nesse trabalho. Após a análise em simulação de todos os algoritmos, o próximo passo é a verificação experimental, apresentada no próximo capítulo.

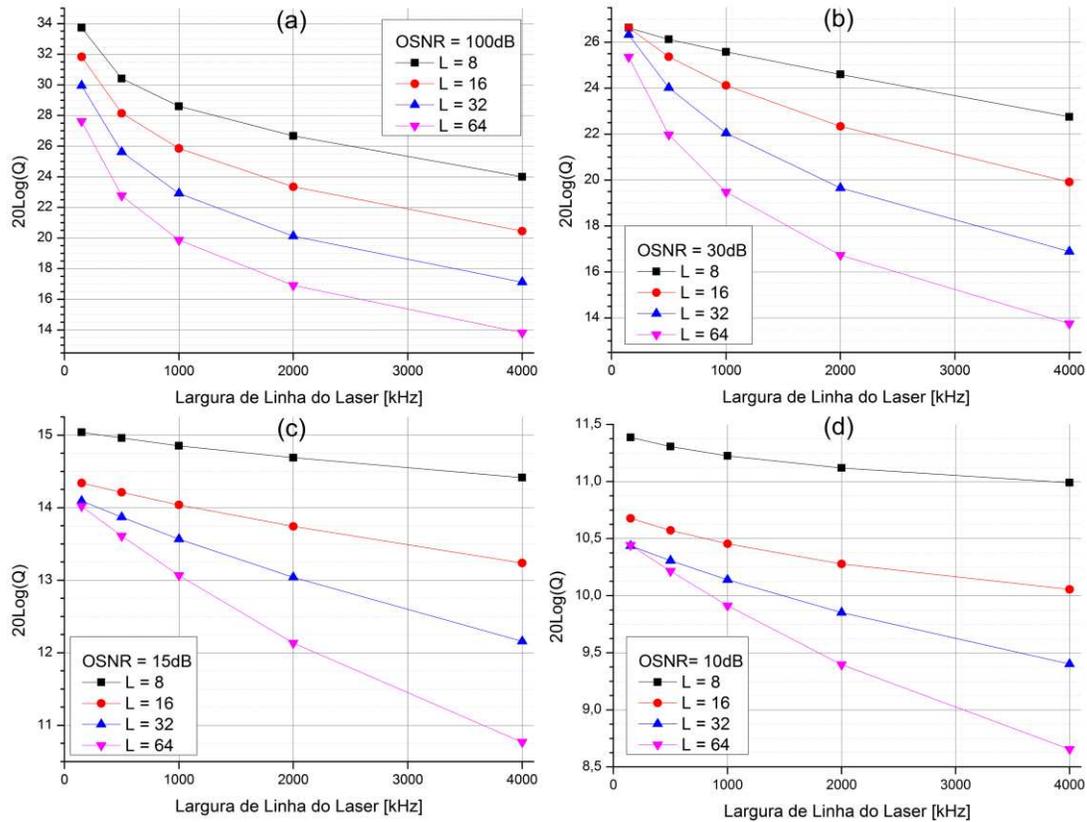


Figura 65. Fator de qualidade da constelação em relação à largura de linha, variando L e a OSNR ajustada para: (a) 100dB, (b) 30dB, (c) 15dB e (d) 10dB.

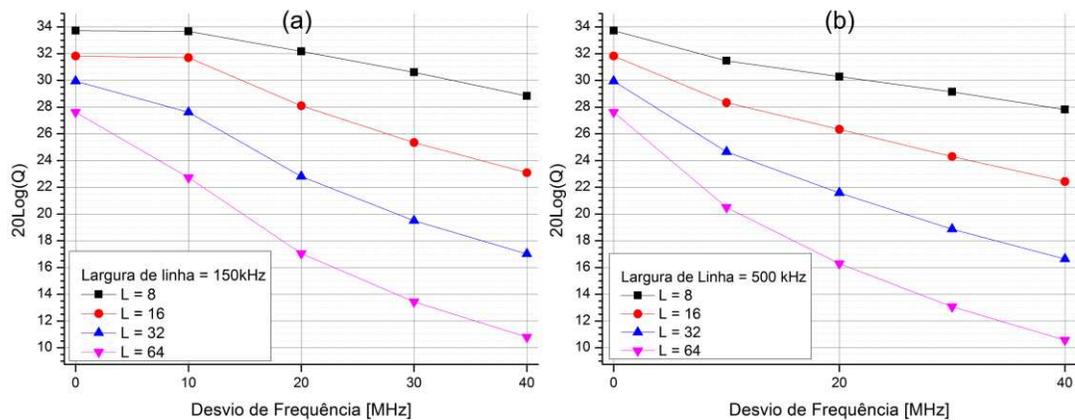


Figura 66. Fator de qualidade da constelação em relação à FO aplicado, variando L e a largura de linha ajustada para: (a) 150kHz e (b) 500kHz.

5 VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL

No capítulo anterior, os algoritmos para compensação e recuperação de sinal DP-QPSK foram testados individualmente em ambiente de simulação, segundo suas características e limitações. Nesse capítulo, os algoritmos são testados experimentalmente após transmissão com conexão direta entre transmissor e receptor (B2B – back-to-back), por anéis de recirculação ópticos e por uma rede óptica instalada, a rede experimental GIGA, no trajeto Campinas-São-Paulo. O conjunto de algoritmos utilizado contém o ortonormalizador GSOP, compensador de CD no domínio da frequência, recuperador de relógio Gardner, equalizador dinâmico CMA, estimador de frequência no domínio da frequência e estimador de fase Viterbi-Viterbi.

O arranjo experimental para o transmissor DP-QPSK é ilustrado na Figura 67. Quatro sinais elétricos a 28 GBd são gerados por um equipamento MUX com um PRBS de ordem 31. A amplitude do sinal é próxima a 600 mV e relação sinal ruído (SNR – signal to noise ratio) de 12,5 dB. Os sinais passam por linhas de atraso elétrico para alinhamento temporal e por blocos para remover o nível DC dos sinais. O modulador PM-Q tem $V_{\pi} = 3.2V$, por isso, o sinal elétrico da saída do Mux é amplificado para uma tensão próxima a $2V_{\pi}$ por amplificadores de RF. Na saída dos amplificadores de RF a SNR dos sinais elétricos diminuem para 11 dB.

Os sinais ópticos são gerados em uma bancada de 80 lasers, espaçados de 50 GHz todos na banda C. Cada laser tem potência individual de 13 dBm, e após todos os componentes ópticos para junta-los em uma única fibra, a potência total é de 0 dBm. Os canais ópticos são amplificados totalizando, aproximadamente, 16 dBm antes de serem modulados no modulador PM-Q. O modulador tem perda de inserção média de 10dB e por isso cada canal tem potência aproximada de -3 dBm. As tensões de polarização do modulador são ajustadas por um controlador externo apropriado para o modulador utilizado. Na Figura 67, são apresentados os diagramas de olho elétricos e ópticos no transmissor.

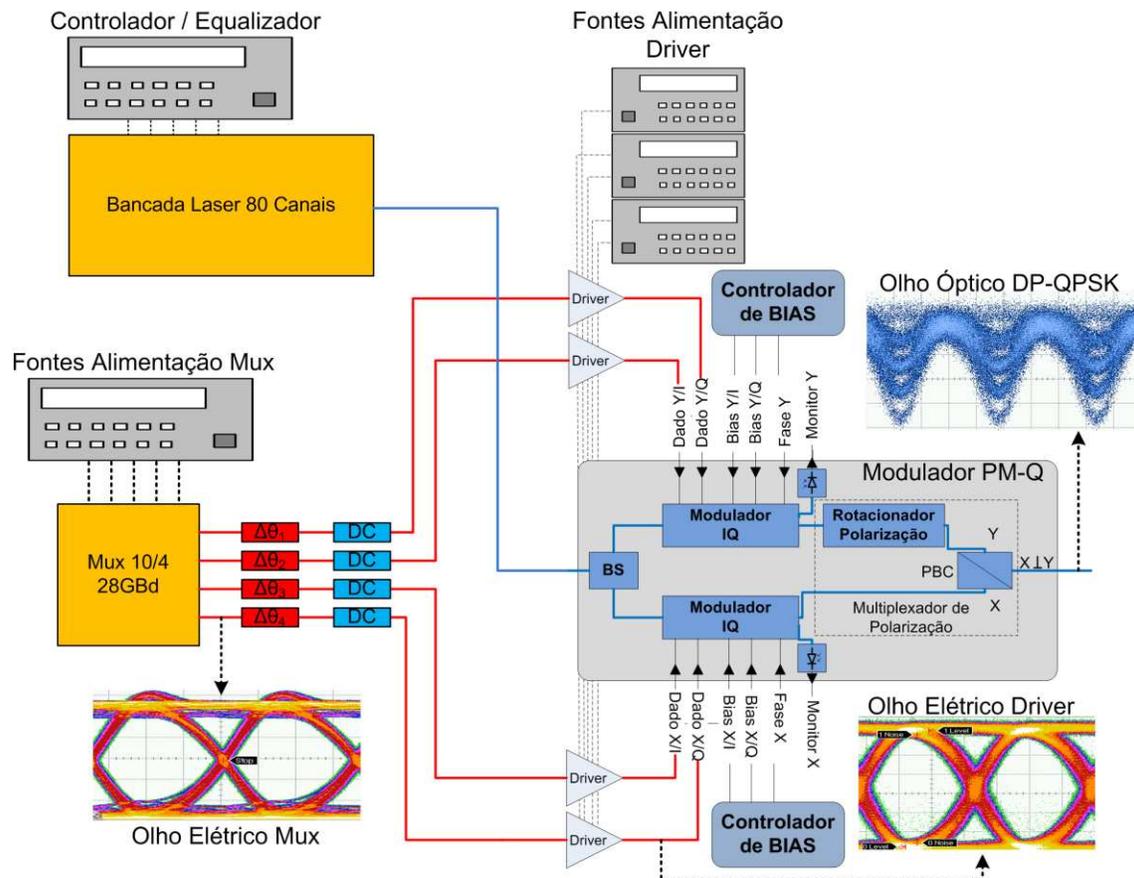


Figura 67. Arranjo experimental do transmissor DP-QPSK.

A configuração experimental do receptor coerente digital é apresentada na Figura 68. O sinal óptico transmitido passa por um atenuador óptico variável (VOA – *variable optical attenuator*), para controlar a potência no receptor, que deve estar perto de -3 dBm. O sinal transmitido sofre batimento com o laser do oscilador local em ambos os eixos de polarização nas Híbridas de 90°, com potência óptica total de 8 dBm. Os sinais ópticos em fase e quadratura de cada componente de polarização são convertidos para o domínio elétrico por fotodetectores balanceados, amplificados pelos TIAs e AGCs presentes no receptor. Em sequência, são amostrados por um osciloscópio de alta velocidade, em tempo real. Os sinais XYIQ são amostrados a 80 giga amostras por segundo, com 400.000 amostras por linha no total. Os dados são armazenados e processados pelos algoritmos de PDS, apresentados, e o sinal transmitido é recuperado e a qualidade é analisada pelo fator Q, BER, etc.

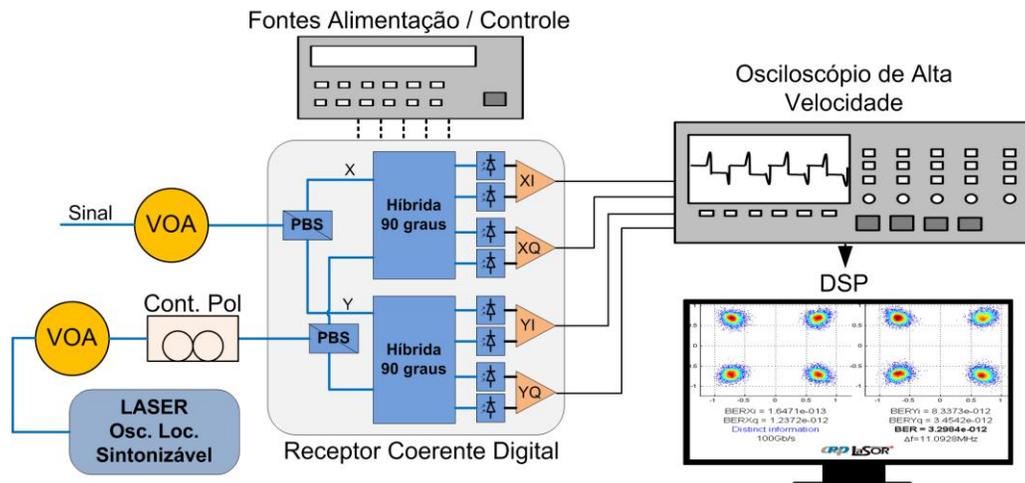


Figura 68. Arranjo experimental do receptor coerente digital.

5.1 VERIFICAÇÃO EM BACK-TO-BACK

A primeira avaliação do conjunto de algoritmos é em uma transmissão em B2B com controle de OSNR. O transmissor é o mesmo da Figura 67, mas foi usado somente um laser na transmissão com largura de linha igual a 150 kHz, foi mantida a potência de -3 dBm para o canal; o receptor coerente digital é o apresentado na Figura 68 e o controle de OSNR, de 40 dB até 10dB, foi feito com a adição de ruído ASE ao sinal transmitido antes do receptor, como mostra a Figura 69.

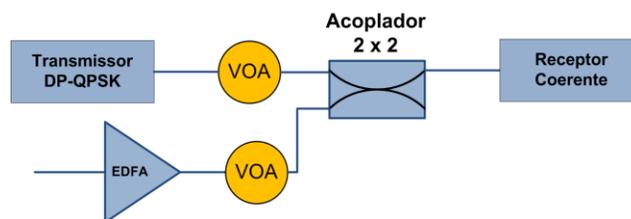


Figura 69. Arranjo experimental em *back-to-back*.

Ao utilizar essa configuração, pode-se determinar os limites do sistema de transmissão, do sistema de recepção e dos algoritmos apenas em relação ao ruído óptico. Na Figura 70, apresentam-se os resultados da BER e do fator Q para o experimento. Considerando o limite anterior ao uso de códigos corretores de erro (FEC – *forward error correction*) em $3,8E-3$, o valor limite para alinhamento do sistema seria em torno de 10,5

dB de OSNR. Convertendo esse valor para o fator Q, chegar-se-ia a $Q = 2,67$, como apresentado na figura.

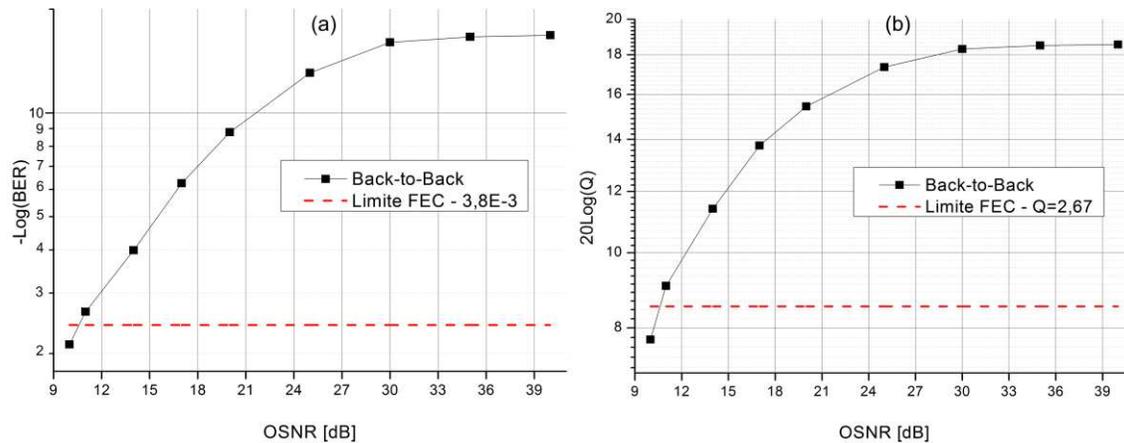


Figura 70. Resultado do sistema em B2B em relação a (a) BER e (b) fator Q ao variar a OSNR do sinal.

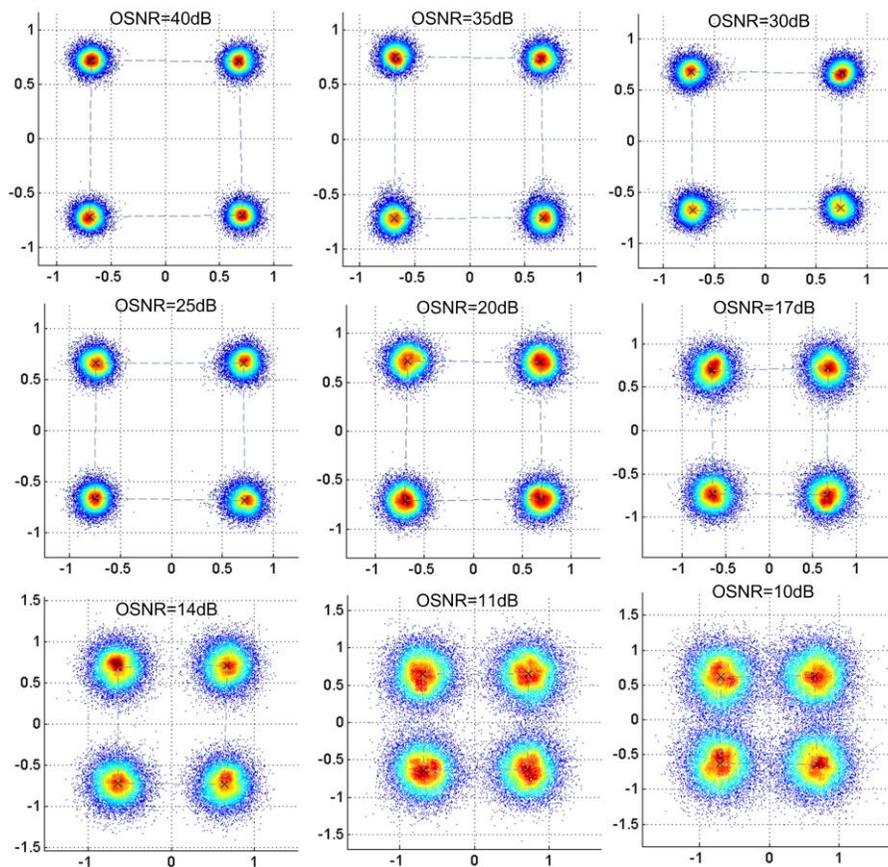


Figura 71. Constelações equivalentes às do sinal transmitido em B2B para uma das polarizações, com a variação da OSNR na entrada do receptor.

Na Figura 71, são apresentadas as constelações em cada valor de OSNR medido em B2B; pode-se perceber o efeito do ruído ASE na estimação do sinal através do alargamento da região e distribuição dos símbolos da constelação. Os resultados obtidos em B2B são importantes para critério de comparação, pois servem de referência a ser alcançada nos sistemas de longa distância a fibra. Após determinar o desempenho do transmissor, do receptor e do conjunto de algoritmos considerando apenas o ruído, a próxima análise será em um anel de recirculação.

5.2 VERIFICAÇÃO EM ANEL DE RECIRCULAÇÃO DE 225 KM

O segundo arranjo experimental para teste dos algoritmos é um anel óptico de recirculação com 225 km que contém amplificadores a fibra dopada com érbio, como mostra a Figura 72. O anel é composto por um EDFA na entrada de sinal, para controlar a potência de lançamento que foi ajustada para -3 dBm por canal, totalizando 16 dBm com todos os canais; uma chave óptica, que controla a entrada e saída do sinal através do anel de recirculação; e quatro enlaces de 50 km e um enlace de 25 km de fibra de sílica pura. A fibra utilizada tem perda nominal de 0,176 dB/km. Para cada enlace, um EDFA compensa a perda no mesmo de forma que a potência de entrada e saída no conjunto seja igual. Após os enlaces, foi colocado um ROADM do tipo chave seletora de comprimento de onda (*WSS – wavelength selective switch*), para analisar a filtragem imposta, podendo ser configurada nas janelas de 50 GHz ou 100 GHz, e um EDFA, para compensar a perda de inserção. Considerando as perdas no anel de recirculação, tem-se que a perda com os trechos de fibra totalizam 39,9 dB, as perdas com os outros componentes, como chave óptica, cordões, conectores, acopladores, etc, somam 7,7 dB e a perda de inserção do WSS é de aproximadamente 6 dB; portanto, a perda total para cada volta no anel de recirculação totaliza 53,6 dB.

Na saída do anel de recirculação, uma parte do sinal é extraída para monitoração e o restante é amplificado e segue para o receptor coerente. O transmissor e o receptor são os mesmos apresentados anteriormente, agora com os 80 canais. Nessa configuração, é

possível controlar quantas voltas o sinal óptico realiza dentro do anel antes de ser amostrado pelo receptor.

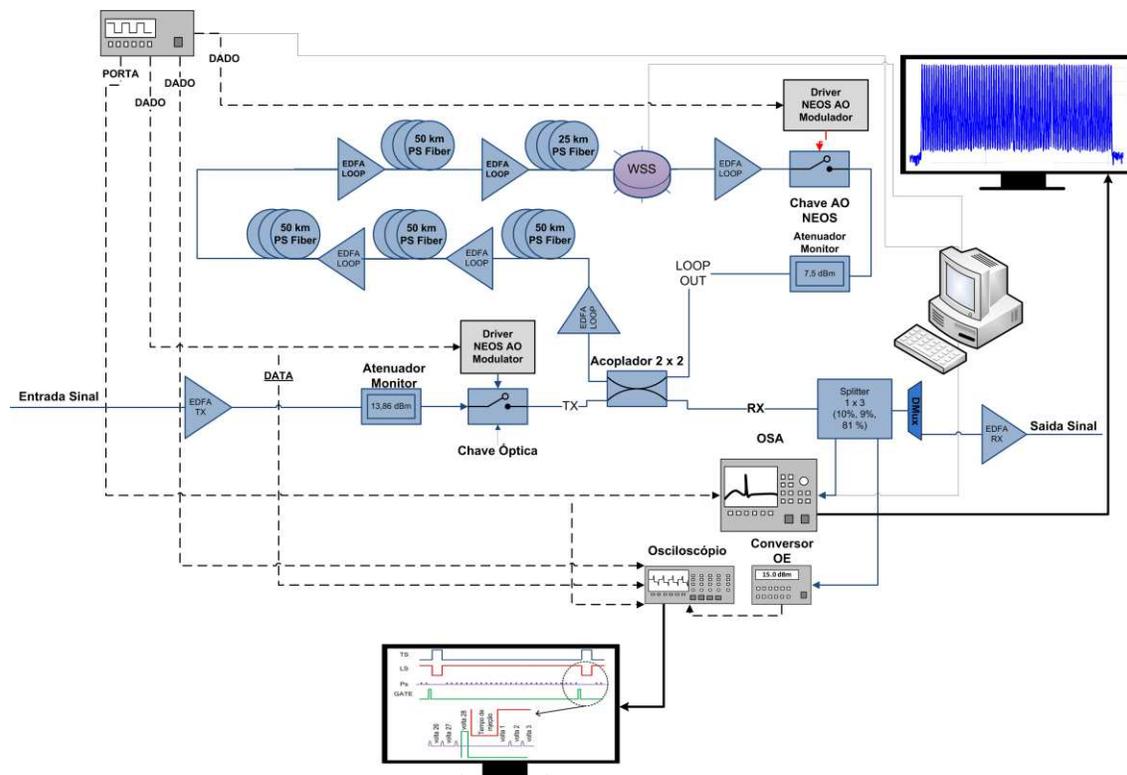


Figura 72. Diagrama do anel de recirculação de 225km.

Usando o anel de recirculação, foi variado o número de voltas do sinal óptico dentro do anel, de duas em duas voltas, até que fosse ultrapassado o limite de BER pré-FEC ($3,8E-3$). Para cada volta, 10 amostragens foram realizadas para calcular a média da BER e fator Q. A transmissão no anel de recirculação foi realizada com o sinal do transmissor, primeiramente, sem filtragem óptica e, posteriormente, com pré-filtragem, em 25 GHz de banda, logo após o modulador, como indica a Figura 73, realizada por um *waveshaper*, e sua perda de inserção compensada pelo amplificador na entrada do anel.

Os resultados da transmissão no anel de recirculação são mostrados na Figura 74. A transmissão sem filtragem do sinal do transmissor apresentou maior alcance, com BER/fator Q pré-FEC acima de $3,8E-3/2,67$ até a 13ª volta, totalizando 2925 km. Ao considerar a transmissão com pré-filtragem, a distância máxima atingida foi de 2475 km com 11 voltas, e com uma penalidade de apenas 1 dB, aproximadamente, em OSNR no limite do FEC. O resultado é muito interessante, pois um sinal que ocupa 56 GHz de banda,

ao ser filtrado para ocupar apenas 25 GHz, sofre uma penalidade muito pequena; demonstrando que, os algoritmos são robustos à filtragem óptica. Ao se compararem os resultados aos do sistema em B2B, a penalidade para o sistema sem filtragem no transmissor é de 4 dB em OSNR; para o sistema com pré-filtragem a penalidade foi de 5 dB.

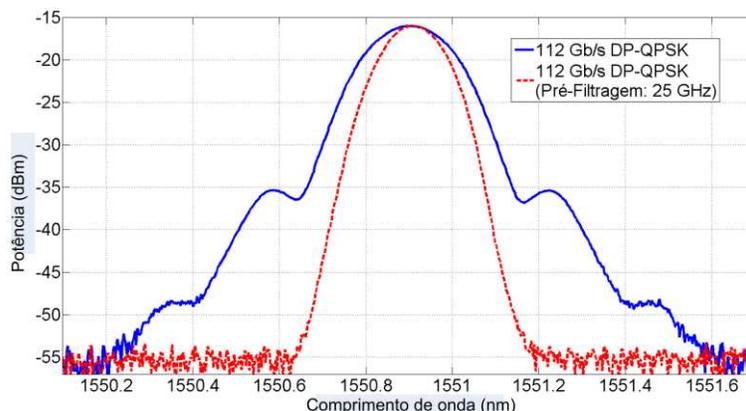


Figura 73. Espectro dos sinais DP-QPSK a 112 Gb/s sem e com pré-filtragem de 25GHz.

Esses resultados demonstram a eficácia dos algoritmos no tratamento de sinais coerentes DP-QPSK em transmissões DWDM de longa distância, com capacidade total de 80 x 112 Gb/s, ou seja, 8,96 Tb/s, por 2925 km, para 50 GHz de banda, ou por 2475 km, para 25 GHz.

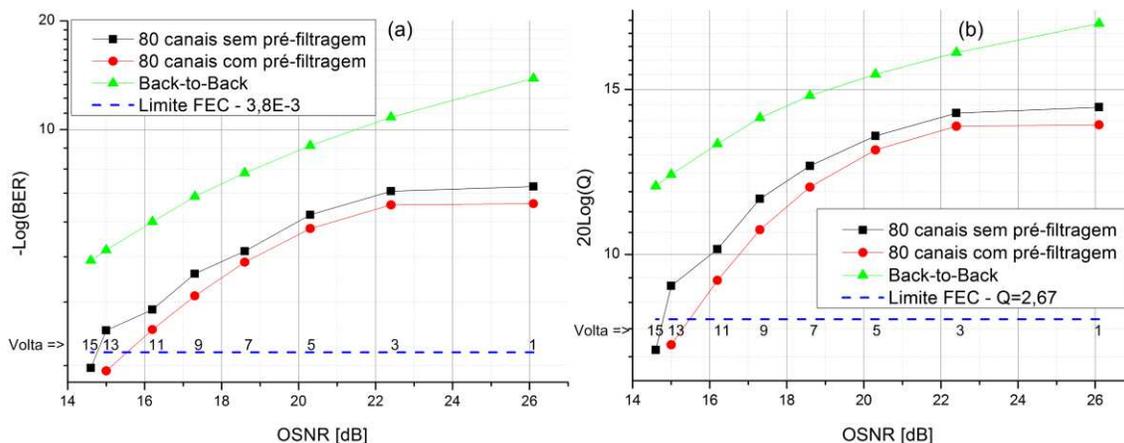


Figura 74. Resultados de transmissão dos sinais DP-QPSK sem e com pré-filtragem: (a) BER e (b) fator Q em função da OSNR.

Após o teste de transmissão com os sistemas montados em laboratório, os algoritmos foram testados na rede experimental GIGA, como será visto a seguir.

5.3 VERIFICAÇÃO EM TRANSMISSÃO NA REDE GIGA

A Rede Experimental de Alta Velocidade do Projeto GIGA, Rede GIGA, é o laboratório de validação dos resultados obtidos ao longo do processo de pesquisa e desenvolvimento. A rede GIGA se estende por dois estados, abrangendo sete cidades (Campinas, São Paulo, São José dos Campos, Cachoeira Paulista, Rio de Janeiro, Niterói e Petrópolis), e contempla 26 instituições e dezenas de laboratórios. A rede conta com dois centros de gerência localizados em Campinas, no CPqD, e no Rio de Janeiro, na Rede Nacional de Ensino e Pesquisa (RNP).

Usando a rede GIGA, foi estabelecida a rota de ida e volta de Campinas a São Paulo para a transmissão do sinal DP-QPSK a 112 Gb/s. A rota é ilustrada na Figura 75 e apresenta o diagrama sistêmico simplificado da configuração da Rede Giga, sendo possível visualizar as estações de amplificação e de *add/drop*, com destaque para a o teste de campo realizado com o sistema WDM ativo. Os componentes como multiplexadores ópticos, compensadores de dispersão (DCM), etc; foram omitidos por questões de simplificação. O experimento foi realizado com o retorno (*loop back*) em São Paulo, totalizando um percurso de 330,8 km e 113 dB de atenuação. O trecho em questão conta com oito canais ativos, junto com os quais o canal DP-QPSK em 112 Gb/s foi transmitido.

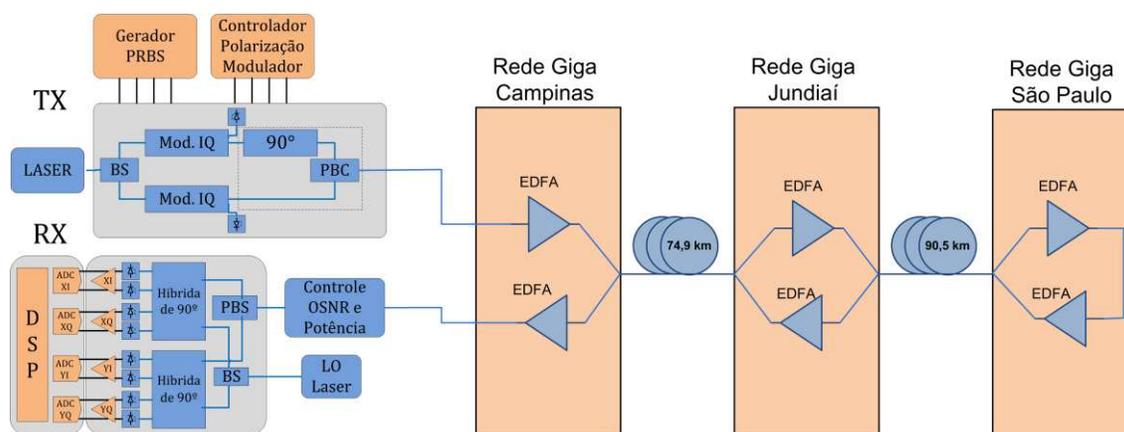


Figura 75. Diagrama funcional da Rede Experimental de Alta Velocidade GIGA no trecho Campinas-São Paulo.

No intuito de verificar o comportamento do sistema durante um período de tempo prolongado, foram coletados conjuntos de amostras do sinal na recepção em intervalos de

100 s, num período de 3 horas. Para tanto, o receptor foi configurado para responder a um sinal de captura externo periódico, com frequência de 0,01 Hz. A cada pulso de captura, o receptor adquiriu um conjunto de 40 mil amostras do sinal recebido, a uma taxa de 80 G amostras por segundo. Essa sequência de medições foi processada, posteriormente, de forma a determinar a qualidade da transmissão em função do tempo, em termos da BER estimada. O gráfico da BER estimada em função do tempo está ilustrado na Figura 76.

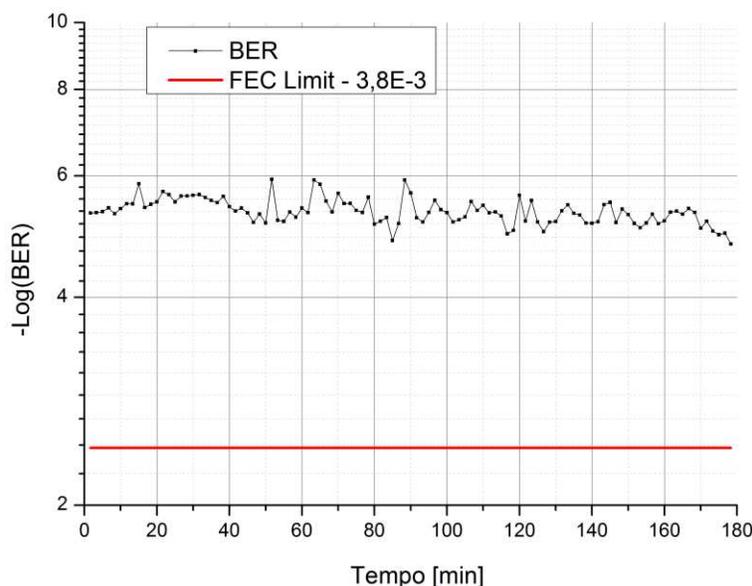


Figura 76. Taxa de erro de bits em função do tempo para a transmissão na rede GIGA.

No período de monitoramento, de acordo com o exposto na Figura 76, o desempenho do sistema se manteve estável, com pequenas oscilações da BER em torno de $5,3E-6$ (média), porém, consideravelmente distante do limite FEC de $3,8E-3$. Na Figura 77 são apresentadas as constelações, para ambas os eixos de polarização, em cada fase do processamento digital de sinais para o dado com melhor taxa de erro durante o experimento na rede GIGA. A sequência deve ser vista por ordem de coluna e segue o que foi apresentado no Capítulo 3. Nessa sequência foi apresentada a constelação de saída de um algoritmo de *Deskew* que, alinha no tempo, as amostras do osciloscópio. Esse algoritmo só é necessário para corrigir uma característica dos dados salvos no osciloscópio Lecroy, onde as amostras salvas em arquivos separados apresentam informações de tempo levemente dessincronizadas no eixo do tempo.

Considerando-se os resultados dos experimentos em B2B, em anel de recirculação e na Rede GIGA, pode-se considerar que o conjunto de algoritmos usado é estável e capaz de

estimar, de forma satisfatória, o sinal DP-QPSK transmitido, compensando os efeitos de camada física durante a transmissão.

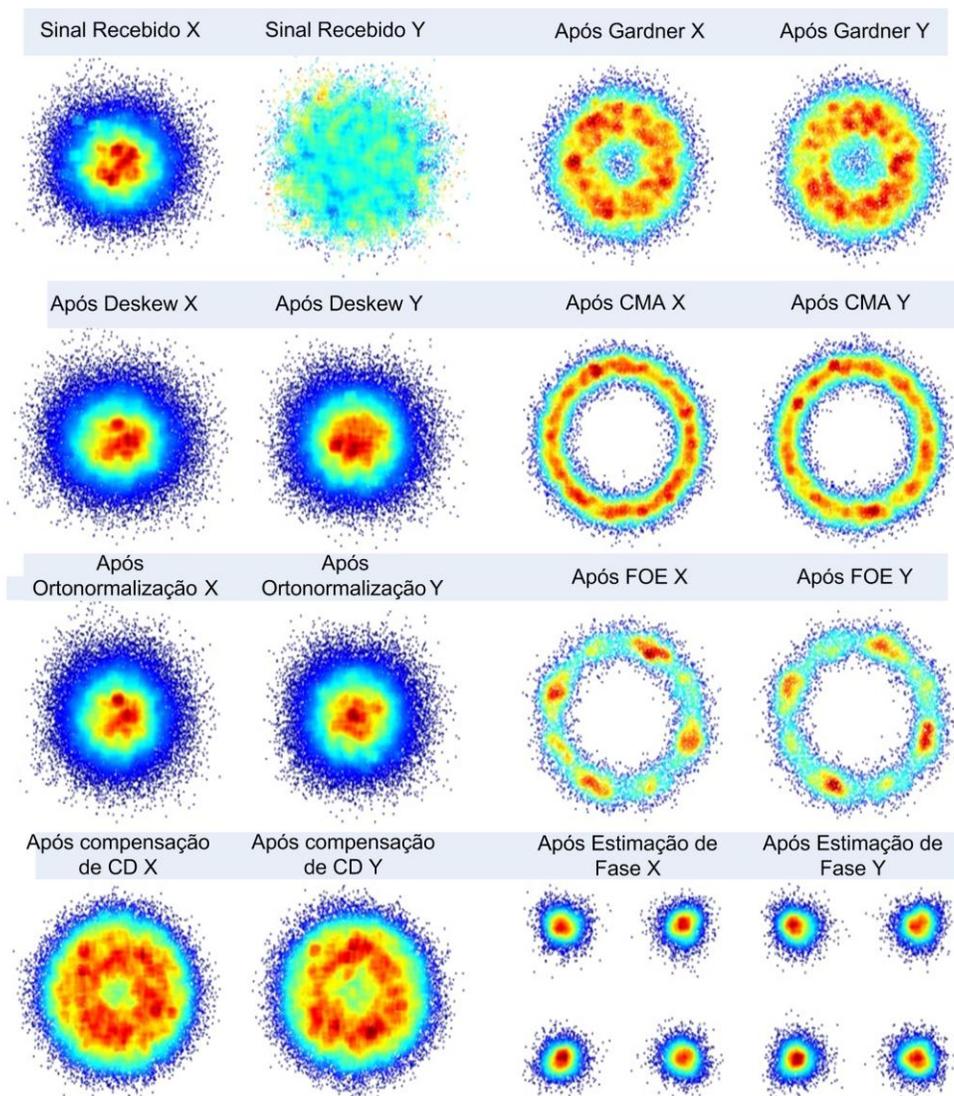


Figura 77. Constelações dos eixos de polarização X e Y em cada etapa de processamento digital.

5.4 AVALIAÇÃO DA DESEMPENHO DO CMA-GA E CMA-MGA

O CMA usa o algoritmo de gradiente descendente estocástico para minimizar a sua função de custo e, por isso, escolher o passo de adaptação. O passo de adaptação, geralmente, é uma relação de custo-benefício entre a velocidade de convergência e o erro

residual em regime. A velocidade de convergência está ligada à capacidade do algoritmo em acompanhar alterações rápidas do canal. Ao considerar receptores em tempo real, a frequência de atualização do CMA deve ficar entre centenas de quilohertz até algumas dezenas de megahertz [55] e [14] devido às limitações eletrônicas, o que também limita a capacidade de adaptação do algoritmo. Análises em sistemas ópticos instalados revelaram variações no estado de polarização na ordem de 349, 873, 3000 rad/s [14], [56], [57] e experimentos laboratoriais reportaram variações de até 45.000 rad/s [58]. Variações rápidas no canal, dessa magnitude, podem ocorrer e deteriorar o desempenho do receptor, levando, em caso extremo, à perda de sincronismo. Para evitar esse problema, os métodos de adaptação de ganho CMA-GA e CMA-MGA foram propostos e apresentados na Seção 3.4.2.

Para testar e comparar o desempenho do CMA-MGA em relação ao CMA-GA e ao CMA-ST, foi usada a montagem experimental em B2B, como mostrado na Figura 69. O objetivo do experimento foi o de analisar e comparar os comportamentos do CMA padrão e dos CMAs com adaptação de ganho, ao seguirem a variação do estado de polarização do sinal. A variação do estado de polarização é realizada de forma digital, usando uma matriz de rotação (Jones), da mesma forma que em [14], antes do algoritmo CMA, para que nenhum outro algoritmo influencie os resultados.

Na primeira parte do experimento, a OSNR foi ajustada em 34 dB (largura de banda de 0,1 nm) e a frequência angular da rotação do estado de polarização foi variada de 0 a 20 Mrad/s. Na segunda parte, a OSNR foi ajustada em 15 dB e a frequência angular foi variada de 0 a 3 Mrad/s. Os valores de BER foram calculados a partir do fator de qualidade das constelações nos últimos 20 mil símbolos. Os 260 mil símbolos prévios foram descartados, para garantir a convergência, e os resultados são a média de quinze aquisições independentes.

A Figura 78 apresenta os resultados para o erro médio quadrático da função de custo dos três tipos de CMA avaliados em função do número de iterações, que permite traçar as conclusões relativas à velocidade de convergência dos algoritmos. O CMA-ST e os algoritmos CMA-GA e CMA-MGA têm o mesmo ganho inicial e como eles adaptarão o passo de adaptação seus valores foram limitados para um máximo de 0,1 para prevenir divergências. A OSNR foi ajustada para 15 dB e não foi aplicada a rotação na SOP. Os

CMA's com adaptação de ganho apresentaram maior velocidade de convergência, como esperado e, ao comparar o CMA-GA e o CMA-MGA, ambos apresentam velocidades semelhantes de convergência.

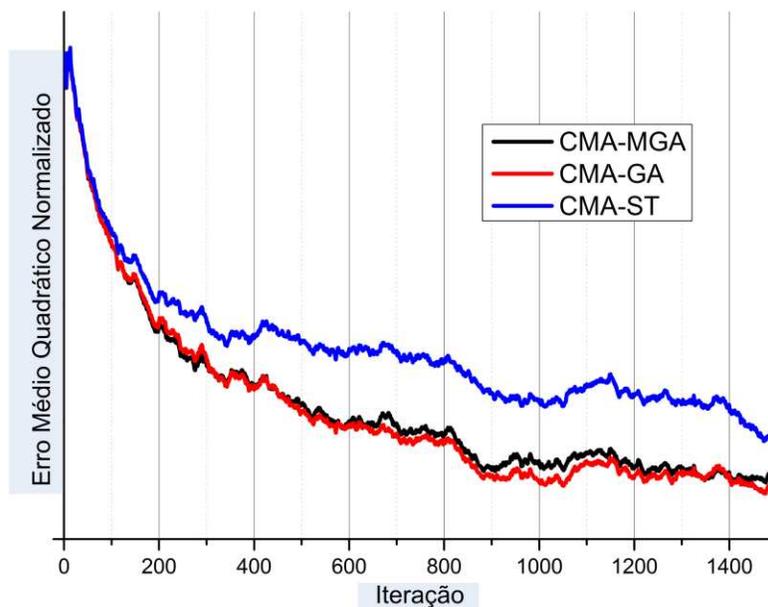


Figura 78. Análise da velocidade de convergência para os três tipos de CMA avaliados nesse trabalho, com base no erro médio quadrático em função no número de iterações, para 15 dB de OSNR e sem rotação no estado de polarização.

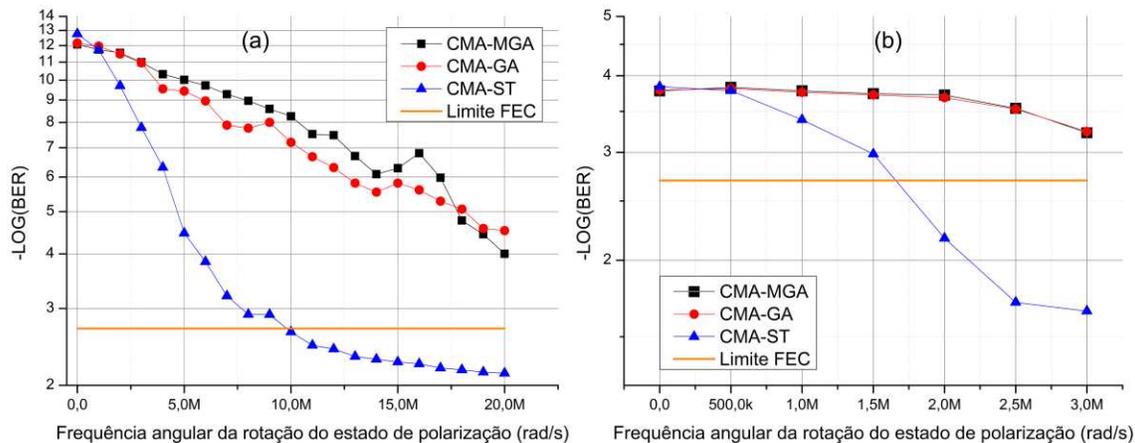


Figura 79. BER em função da frequência angular de rotação do estado de polarização para (a) 34dB e (b) 15dB de OSNR.

A Figura 79 mostra a BER em função da frequência angular de rotação do estado de polarização para dois valores de OSNR, (a) 34 dB e (b) 15 dB. No caso da Figura 79-(a), ambos CMA-GA e CMA-MGA são capazes de acompanhar rotação no estado de

polarização com frequência angular acima de 20 Mrad/s, enquanto CMA-ST falha para valores acima de 9 Mrad/s. Ao ajustar a OSNR em 15 dB, o CMA-ST não suporta frequências angulares acima de 1,5 Mrad/s; nas mesmas condições, o CMA-GA e o CMA-MGA podem seguir até 3 Mrad/s, como ilustrado na Figura 79-(b). O CMA-MGA, com altos valores de OSNR, tende a ter desempenho superior ao do CMA-GA; contudo, o desempenho pode ser considerado semelhante para valores mais baixos de OSNR (e.g. 15dB).

Nos experimentos, os três CMAs analisados foram atualizados à taxa de símbolo (28 GB); entretanto, em uma aplicação em tempo real, a frequência de atualização do CMA deve ficar entre centenas de quilohertz até algumas dezenas de megahertz [14], [55]. Escolhendo-se 10 MHz como a frequência de atualização, o algoritmo será atualizado a cada 2.800 símbolos, podendo-se supor que frequências de rotação no SOP de 349, 873 and 3000 krad/s, verificados respectivamente em [56], [57], [14], podem afetar o desempenho do CMA da mesma forma que frequências de rotação iguais a 977 krad/s, 2,4 Mrad/s e 8,4 Mrad/s, respectivamente. Dessa forma pode-se calcular a penalidade no fator Q para as frequências angulares de rotação da SOP baseando-se nos resultados da Figura 79. A Tabela 5 apresenta as penalidades no fator Q em relação à frequência angular aplicada.

Tabela 5. Penalidade no fator Q para as frequências angulares consideradas

Frequência angular [krad/s]	Penalidade no fator Q para OSNR = 34dB			Penalidade no fator Q para OSNR = 15dB		
	CMA-ST	CMA-GA	CMA-MGA	CMA-ST	CMA-GA	CMA-MGA
977	0,33	0,25	0,30	0,28	0,05	0,04
2.400	1,38	0,50	0,48	1,56	0,19	0,18
8.400	4,30	1,70	1,36	-	-	-

Pelos resultados pode-se concluir que o uso dos algoritmos de adaptação de ganho melhora o desempenho do CMA em relação à velocidade de convergência e a capacidade de acompanhar variações rápidas no estado de polarização do sinal com penalidades bem pequenas, como mostradas na Tabela 5.

6 CONCLUSÃO, PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES E

TRABALHOS PUBLICADOS

Inicialmente, os conceitos de uma transmissão coerente digital foram apresentados, bem como, a estrutura do modulador PM-Q e do receptor coerente com diversidade de fase e polarização, para a geração e recepção de sinais DP-QPSK. Após a conversão do sinal transmitido do domínio óptico para o domínio elétrico (digital), o sinal transmitido é recuperado ao se aplicar um conjunto de algoritmos de processamento digital de sinais. Os sinais em fase e quadratura, para cada componente de polarização, passaram por algoritmos de compensação de efeitos da camada física, recuperação de relógio e recuperação de portadora.

A função de ortonormalização foi realizada pelos algoritmos GSOP ou LOP. Considerando os resultados, o GSOP apresentou melhor desempenho em relação ao desvio da híbrida, com penalidade máxima de $\log(\text{BER}) = 0,3$. A segunda etapa é a compensação da CD total; entretanto, a diferença para o TDE é mínima. Considerando complexidade computacional e desempenho, conclui-se que o FDE seria o algoritmo mais adequado para a compensação desse efeito.

A terceira funcionalidade na sequência de PDS é a recuperação de relógio, realizada pelo algoritmo de Gardner. Este se mostrou estável e capaz de compensar tanto os desvios de fase de amostragem quanto os desvios de até 0,06% entre as frequências de geração e amostragem. Na sequência, o equalizador dinâmico foi testado com os algoritmos CMA e o DPC-CMA, nas versões BSE e FSE. O equalizador FSE-CMA apresentou o melhor desempenho geral, por ser mais robusto a erros de tempo de símbolo e apresentou melhor convergência.

Um método para melhorar a convergência do CMA e melhorar o erro em regime foi apresentado, o CMA-GA [41], e outro método modificado, o CMA-MGA, baseado nesse primeiro, foi proposto. Esses métodos permitiram acompanhar variações mais rápidas do meio de transmissão. Os métodos de adaptação de ganho propostos conseguiram

acompanhar mais de 20 Mrad/s e 3 Mrad/s de taxa de variação angular no estado de polarização para 34dB e 15dB de OSNR respectivamente; enquanto o CMA sem adaptação de ganho falha para frequências superiores a 10 Mrad/s e 1,5 Mrad/s nas mesmas condições.

A estimação do desvio entre as frequências do laser de sinal e do laser oscilador local foi testada com os algoritmos TD-FOE e FD-FOE. O algoritmo FD-FOE apresentou desempenho superior ao do TD-FOE para quase a totalidade dos testes realizados, e erro máximo de 7 MHz, com nível de ruído elevado. O FD-FOE também é mais robusto a dispersão e apresenta menor variância com os efeitos dispersivos e ruído.

O algoritmo testado para estimação de fase foi o algoritmo de Viterbi-Viterbi, que mostrou bom desempenho de estimação; entretanto, a escolha dos parâmetros do algoritmo é uma relação custo benefício entre escorregamentos de ciclo, ruído de fase, fator Q e FO tolerado.

Na sequência aos testes de simulação, os algoritmos foram usados para analisar resultados experimentais de um sistema DP-QPSK a 112 Gb/s por canal. Em B2B, o limite sistêmico em relação à BER pré-FEC foi atingida com 10,5 dB de OSNR. No anel de recirculação óptico de 225 km e com 80 canais DWDM, transmitiu-se 8,96 Tbit/s por 2925 km, com os canais ocupando 50 GHz de banda, e por 2475 km, com ocupação espectral de 25 GHz por meio de uma pré-filtragem. Na transmissão na Rede Experimental de Alta Velocidade GIGA, no trecho Campinas – São Paulo – Campinas, a BER média ficou em $5,7E-6$. Esses experimentos comprovam o bom desempenho do conjunto de algoritmos na compensação de efeitos de camada física e recuperação do sinal transmitido.

6.1 PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES

A seguir serão enumeradas, na visão do autor, as principais contribuições desta dissertação:

- I. Implementação de um conjunto de algoritmos de processamento digital de sinais, capaz que compensar os efeitos de camada física, recuperar relógio e

portadora em um sistema de transmissão óptico coerente a 112 Gb/s e com diversidade de polarização.

- II. Avaliação individual de desempenho de cada algoritmo segundo suas características e funcionalidades em um ambiente de simulação.
- III. Avaliação de desempenho do melhor conjunto de algoritmos em dados experimentais em B2B e em anel de recirculação com 80 canais.
- IV. Avaliação de desempenho do conjunto em uma transmissão na rede Experimental de Alta Velocidade GIGA, no trecho Campinas-São-Paulo-Campinas, por um período de 3 horas.
- V. Foi proposto, pela primeira vez, um método modificado de adaptação do ganho do CMA, o CMA-MGA, que consegue manter o ganho alto durante a convergência, aumentando assim a sua velocidade e capacidade de seguir variações rápidas de canal, como a PMD; e reduzi-lo durante a operação em regime, minimizando o erro [40].

6.2 PUBLICAÇÕES

- I. **Ribeiro, V. B., et al**, "*Digital Polarization Tracking Algorithms for 100Gb/s Coherent DP-QPSK Transmission*," MOMAG, 2010.
- II. **Ribeiro, V. B., et al** "*Digital Filtering Algorithms for 112Gb/s Dual Polarization QPSK Optical Systems with Coherent Detection*," LAOP, 2010.
- III. **Vitor B. Ribeiro, et al**, "*Enhanced Dynamic Equalization Performance of a 112 Gb/s PM-QPSK Coherent Receiver by Gain Adaptation in CMA*," Frontiers In Optics, 2011.
- IV. **B. Ribeiro, et al**, "*Improvement in Dynamic Equalization Performance of a Coherent Receiver by CMA Gain Adaptation*", IMOC, 2011.
- V. **Vitor Bedotti Ribeiro, et al**, "Equalização Dinâmica via CMA e DPC-CMA com Adaptação de Ganho em Sistemas Ópticos Coerentes PDM-QPSK a 112 Gb/s," SBrT, 2011.

- VI. **Vitor B. Ribeiro, et al**, "*Enhanced Digital Polarization Demultiplexation via CMA Step Size Adaptation for PM-QPSK Coherent Receivers*", OFC/NFOEC, 2012.

BIBLIOGRAFIA

1. **Cai, J. et. al.** 20 Tbit/s Capacity Transmission Over 6,860 km. *Optical Fiber Communication, OFC. PDPB2*, March 2011 .
2. **International Telecommunication Union, ITU.** *Spectral Grids for WDM applications: DWDM frequency grid.* [<http://classes.soe.ucsc.edu/ee230/Winter06/Lecture%2015%20HC.pdf>] s.l. : ITU-T, 2002. G.694.1.
3. **Taylor, M.G.** Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments. *IEEE Photonics Technology Letters.* 16(2), 674–676, 2004 .
4. **Optical Internetworking Forum, OIF.** *100G Ultra Long Haul DWDM Framework Document.* [<http://www.oiforum.com/public/documents/OIF-FD-100G-DWDM-01.0.pdf>] s.l. : OIF, 2009 .
5. —. *Implementation Agreement for Integrated Dual Polarization Intradynne Coherent Receivers.* [http://www.oiforum.com/public/documents/OIF_DPC_RX-01.0.pdf] 2010 .
6. —. *Implementation Agreement for Integrated Polarization Multiplexed Quadrature Modulated Transmitters.* [<http://www.oiforum.com/public/documents/OIF-PMQ-TX-01.0.pdf>] 2010 .
7. **SEIMETZ, M.** *High-order modulation for optical fiber transmission.* s.l. : Springer series in optical Sciences, 2009.
8. **AGRAWAL, G. P.** *Fiber-Optic Communications Systems.* 3. Rochester : John Wiley & Sons, 2002.
9. **Kazovsky, L.G.** *Optical Fiber Communication Systems.* s.l. : Artech House, 1996.
10. **Petermann, K.** *Laser diode modulation and noise.* Dordrecht : Kluwer Academic, 1998.
11. **M. Doi, M. Sugiyama, K. Tanaka, and M. Kawai.** Advanced LiNbo3 Optical Modulators for Broadband Optical Communications. *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.* 4, pp. 745–750, 2006 , Vol. 12.
12. **SAVORY, S. J.** Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics.* 5, pp.1164-1179, Set.-Out. 2010 , Vol. 16.
13. **PETROU, C. S. et al.** Quadrature Imbalance Compensation Algorithms for Coherent PDM QPSK Systems. *LEOS Annual Meeting Conference Proceedings.* pp. 642-643., 2009 .
14. **SAVORY, S. J.** Digital filters for coherent optical receivers. *Optics Express.* 804, 2008 .
15. **ISHIHARA, K. et al.** Frequency-domain equalisation without guard interval for optical transmission systems. *Electronics Letters.* 25, 2008 , Vol. 44, pp.1480-1482. December 4.
16. **M., GARDNER F.** A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers. *IEEE Transactions on Communications.* 5, 1986 , Vol. 34, p. 423–429.

17. **EL-DARAWY, et al.** Differential phase compensated constant modulus algorithm for phase noise tolerant coherent optical transmission. *Summer Topical Meeting, LEOSST '09. IEEE/LEOS*. 20-22 July, 2009 , pp. 95-96.
18. **IP, E. and KAHN, J.** Feedforward carrier recovery for coherent optical communications. *J. Lightw. Technol.* 9, 2007 , Vol. 25, pp. 2675–2692, Sep. 2007.
19. **NAKAGAWA, T. et al.** Wide-Range and Fast-Tracking Frequency Offset Estimator for Optical Coherent Receivers. *European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC*. We.7.A.2, 2010 .
20. **VITERBI, A. J. and VITERBI, A. M.** Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Application to Burst Digital Transmission. *IEEE Trans. Inf. Theory*. 29, 543–551, 1983 .
21. **PIVATO, L. A. and MELLO, D. A. A.** Quadrature Imbalance Compensation Techniques for DP-QPSK Coherent Systems. *12th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*. Jun.-Jul. 2010. .
22. **HAYKIN, S.** *Adaptive Filter Theory*. Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall, 2001.
23. **CHANG, S.H., CHUNG H.S. And KIM, K.** Impact of Quadrature Imbalance in an Optical QPSK Coherent Receiver. *IEEE Photom. Technol. Lett.* Jun. 1, 2009 , Vol. 21, pp. 709-711.
24. **MAYER, I.** On Lowdin's Method of Symmetric Orthogonalization. *Int. J. Quantum Chem.* 1, 2002 , Vol. 90, pp. 63-65, Oct. 5.
25. **SCONFIELD, D.** Note on Lowdin Orthogonalization and Square Root of a Positive Self-Adjoint Matrix. *Int. J. Quantum Chem.* 3, pp. 561-568, 1973 , Vol. 7.
26. **SAID, M., SITCH, J. and ELMASRY, M.** An electrically pre-equalized 10-Gb/s duobinary transmission system. *Journal of Lightwave Technology*. Jan. 2005 .
27. **GEYER, J.C. et al.** Efficient frequency domain chromatic dispersion compensation in a coherent Polmux QPSK-receiver. *Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference*. Optic Engineers Conference, 2010 , Vols. 21-25 March, pp.1-3.
28. **KUDO, R. et al.** Single carrier transmission with two-stage overlap frequency domain equalisation for long-haul optical systems. *Electronics Letters*. 3, 2009 , Vol. 45, pp.180-182, January 29.
29. **Ho, K.-P.** Subband equaliser for chromatic dispersion of optical fibre. *Electronics Letters*. 6, November 19 2009 , Vol. 45, 24, pp.1224-122.
30. **GORSHTEIN, A., et al.** Coherent Compensation for 100G DP-QPSK With One Sample per Symbol Based on Antialiasing Filtering and Blind Equalization MLSE. *Photonics Technology Letters*. 16, 2010 , Vol. 22, Aug.15 pp.1208-1210.
31. **HAUSKE, F. N., et al.** Impact of Optical Channel Distortions to Digital Timing Recovery in Digital Coherent Transmission Systems. *12th International Conference on Transparent Optical Networks, ICTON*. We.D1.4, 2010 , Munique, jun./jul.

32. **WANG, D.** Adaptive Chromatic Dispersion Compensation for Coherent Communication Systems Using Delay-Tap Sampling Technique. *Photonics Technology Letters, IEEE*. 14, JULY 15, 2011 , Vol. 23.
33. **MUELLER, K. and M., MÜLLER.** Timing recovery in digital synchronous data receivers. *IEEE Transactions on Communications*. 5, 1976 , Vol. 24, p. 516–531, maio.
34. **MENGALI, U. and D'ANDREA, A. N.** *Synchronization Techniques for Digital Receivers*. Nova York : Plenum Press, 1997.
35. **OERDER, M. and MEYR, H.** Digital Filter and Square Timing Recovery. *IEEE Transactions on Communications*. 5, 1998 , Vol. 36.
36. **SUN, H. and WU, K.-T.** A Novel Dispersion and PMD Tolerant Clock Phase Detector for Coherent Transmission Systems. *Optical Fiber Communication Conference, OFC*. OMJ4, 2011 .
37. **ZIBAR, D. et al.** Experimental Investigation of Digital Compensation of DGD for 112 Gb/s PDM-QPSK Clock Recovery. *European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC*. Tu.6.A.4, 2011 .
38. **JOHNSON, C. R.** Blind Equalization Using the Constant Modulus Criterion: A Review. *Proceedings of the IEEE*. 10, 1998 , Vol. 86.
39. **RIBEIRO, V. B. et al.** Faster Dynamic Equalization using Gain Adaptation for CMA Investigated in an Experimental 112Gb/s Coherent PM-QPSK System. *Frontiers In Optics, FiO*. LS XXVII, 2011 .
40. **Ribeiro, V. B., et al.** Enhanced Dynamic Equalization Performance of a PM-QPSK Coherent Receiver by Step Size Adaptation in CMA. *Optical Fiber Communications, OFC*. OW3H.4, 2012 .
41. **ALMEIDA, L. B. et al.** Parameter Adaptation in Stochastic Optimization. *On-Line Learning in Neural Networks, Cambridge University Press*. D. Saad, 1998 .
42. **LEVEN, A., et al.** Frequency Estimation in Intradynne Reception. *IEEE Photonic Technology Letters*. 6, 2007 , Vol. 19, p. 366-368.
43. **HOFFMANN, S. et al.** Frequency and Phase Estimation for Coherent QPSK Transmission With Unlocked DFB Lasers. *IEEE Photonic Technology Letters*. 18, 2008 , Vol. 20, Set.
44. **MORELLI, M. and MENGALI, U.** Feedforward frequency estimation for PSK: A tutorial review. *European Transactions on Telecommunications*. 2, 1998 , Vol. 9, p. 103-116, Mar./Abr.
45. **J. Diniz, et. al.** Simple Feed-Forward Wide-Range Frequency Offset Estimator for Optical Coherent Receivers. *European Conference on Optical Communication, ECOC*. Tu.3.A.4, 2011 .
46. **LI, L. et al.** Wide-Range, Accurate and Simple Digital Frequency Offset Compensator for Optical Coherent Receivers. *Optical Fiber Communication Conference OFC*. OWT4, 2008 .
47. **LI, Z. et al.** Wide-Range and Fast-Convergence Frequency Offset Estimator by BER-Aiding for Optical Coherent Receivers. *Asia Communications and Photonics Conference and Exhibition, ACP*. ThT2, 2009 .

48. **ZHANG, S. et al.** Dual-Stage Cascaded Frequency Offset Estimation for Digital Coherent Receivers. *IEEE Photonic Technology Letters*. 6, p. 401-403, 2010 , Vol. 22.
49. **NOÉ, R.** Phase noise-tolerant synchronous QPSK/BPSK basebandtype intradyne receiver concept with feedforward carrier recovery. *J. Lightw. Technol.* 2, 2005 , Vol. 23, pp. 802–802, Feb.
50. **GARCIA, F. A. C., MELLO, D. A. A. and WALDMAN, H.** Feedforward carrier recovery for polarization demultiplexed signals with unequal signal to noise ratios. *Optics Express*. 10, 2009 , Vol. 17, p. 7958-7969.
51. **GARCIA, F. A. C.** Caracterização Espectral e Avaliação de Desempenho para Formatos Avançados de Modulação Digital Óptica em 40 Gb/s. *Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)*. Campinas - SP : Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, 2009 . UNICAMP - Universidade Estadual de Campinas.
52. **Darko Zibar, et al.** Experimental investigation and digital compensation of DGD for 112 Gb/s PDM-QPSK clock recovery. *Optics Express*. 26, 2011, Vol. 19, pp.B429-B439.
53. **Xian Zhou, et al.** All-Digital Timing Recovery and Adaptive Equalization for 112 Gbit/s POLMUX-NRZ-DQPSK Optical Coherent Receivers. *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of*. 11, 2010, Vol. 2.
54. **Kazuro, K.** Clock recovering characteristics of adaptive finite-impulse-response filters in digital coherent optical receivers. *Optics Express*. 6, 14 march 2011, Vol. 16.
55. **Pfau, T. et al.** Ultra-Fast Adaptive Digital Polarization Control in a Realtime Coherent Polarization-Multiplexed QPSK Receiver. *OFC/NFOEC*. 24-28 Feb 2008, Vols. pp 1-3.
56. **Barbey, N. Brochier and J.L.** Field measurement of Polarisation Fluctuation Dynamics & Related Impact for 40 Gb/s Submarine Systems. *SubOptic*. 2010.
57. **Salaun, S., et al.** Fast SOP variation measurement on WDM systems are the OPMDC fast enough? *ECOC*. 20-24 Sept. 2009.
58. **Krummirich, P.M. and Kotten, K.** Extremely fast (microsecond timescale) polarization changes in high speed long haul WDM transmission systems. *OFC*. pp 3, 23-27 Feb 2004, Vol. 2.
59. *NBR 6028 - Informação e documentação - Resumo - Apresentação. ABNT. s.l. : Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2003. p. 2.*
60. *NBR 6023 - Informação e documentação - Referências - Elaboração. ABNT. s.l. : ABNT, 2002. Associação Brasileira de Normas Técnicas. p. 24.*
61. *NBR 10520 - Informação e documentação - Citações em documentos - Apresentação. ABNT. s.l. : ABNT, 2002. Associação Brasileira de Normas Técnicas. p. 7.*
62. *NBR 14724 - Informação e documentação — Trabalhos acadêmicos — Apresentação. ABNT. s.l. : ABNT, 2005. Associação Brasileira de Normas Técnicas. p. 9.*

63. *NBR 6034 - Informação e documentação - Índice - Apresentação*. **ABNT**. s.l. : ABNT, 2005. Associação Brasileira de Normas Técnicas. p. 4.
64. **HO, K.-P.** Subband equaliser for chromatic dispersion of optical fibre. *Electronics Letters*. 24, 2009 , Vol. 45, pp.1224-1226, November 19 .
65. **KUSCHNEROV, M. et al.** DSP for Coherent Single-Carrier Receivers. *Journal of Lightwave Technology*. 16, 2009 , Vol. 27, pp.3614-3622, Aug.15.
66. **LIU, L., et al.** Initial Tap Setup of Constant Modulus Algorithm for polarization De-multiplexing in Optical Coherent Receivers. *Optical Fiber Communication Conference OFC*. 2009 .
67. **(OIF), OPTICAL INTERNETWORKING FORUM.** *Multisource Agreement for 100G Long-Haul DWDM Transmission Module – Electromechanical*. [<http://www.oiforum.com/public/documents/OIF-MSA-100GLH-EM-01.0.pdf>] s.l. : OIF, Junho 2010 .
68. **PAPADIAS, C. B., PAULRAJ, A.** A constant Modulus Algorithm for Multiuser Signal Separation in Presence of Delay Spread Using Antenna Arrays. *IEEE Signal Processing Letters*. 6, 1997 , Vol. 4, 178-181.
69. **ROUDAS, I. et al.** Compensation of coherent DQPSK receiver imperfections. *in Proc. LEOS Summer Topical Meetings*. pp. 19-20, 2007 .
70. **VAN DEN BORNE, D. et al.** Joint-polarization carrier phase estimation for XPM-limited coherent polarization-multiplexed QPSK transmission with OOK-neighbors. *ECOC*. Mo.4.D.2, 2008 .
71. **VGENIS, A., et al.** Nonsingular Constant Modulus Equalizer for PDM-QPSK Coherent Optical Receivers. *IEEE Photonics Technology Letters*. 22(1), 45-47., 2010 .
72. **ZIBAR, D. et al.** Analysis and Dimensioning of Fully Digital Clock Recovery for 112 Gb/s Coherent Polmux QPSK Systems. *European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC*. 7.3.4, 2009 .
73. **F., HAUSKE, et al.** Frequency domain chromatic dispersion estimation. *in Proc. OFC 2010*. Paper JThA11.
74. **Barbey, N. Brochier and J.L.** Field measurement of Polarisation Fluctuation Dynamics & Related Impact for 40 Gb/s Submarine Systems. *SubOptic*. 2010.
75. **OIF.** *100G Ultra Long Haul DWDM*. [pdf] s.l. : Optical Internetworking Forum, 2009. OIF-FD-100G-DWDM-01.0.