



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Fabio Aparecido Barbosa

Avaliação da Capacidade de Transceptores Ópticos Considerando Limitações de Algoritmos de Processamento Digital de Sinais

Campinas
2017

Fabio Aparecido Barbosa

**Avaliação da Capacidade de Transceptores Ópticos
Considerando Limitações de Algoritmos de Processamento
Digital de Sinais**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello

Este exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno Fabio Aparecido Barbosa, orientada pelo Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello

Campinas
2017

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CNPq, 159655/2015-3

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

B234a Barbosa, Fabio Aparecido, 1991-
Avaliação da capacidade de transceptores ópticos considerando limitações de algoritmos de processamento digital de sinais / Fabio Aparecido Barbosa. – Campinas, SP : [s.n.], 2017.

Orientador: Darli Augusto de Arruda Mello.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Comunicações ópticas. 2. Processamento digital de sinais. I. Mello, Darli Augusto de Arruda, 1976-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Capacity evaluation of optical transceivers subject to limitations of digital signal processing algorithms

Palavras-chave em inglês:

Optical communications

Digital signal processing

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Darli Augusto de Arruda Mello [Orientador]

Andrea Chiuchiarelli

Dalton Soares Arantes

Data de defesa: 28-07-2017

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato: Fabio Aparecido Barbosa. **RA:** 162625.

Data da Defesa: 28 de julho de 2017.

Título da Dissertação: "Avaliação da Capacidade de Transceptores Ópticos Considerando Limitações de Algoritmos de Processamento Digital de Sinais".

Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello (Presidente, FEEC/UNICAMP).

Dr. Andrea Chiuchiarelli (CPqD).

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes (FEEC/UNICAMP).

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

Dedico esta dissertação à minha família

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer a Deus por me abençoar e me ajudar a seguir em frente, pelos ensinamentos em meio às dificuldades diárias e por me permitir ter em minha caminhada nesta vida a presença de pessoas tão iluminadas e que refletem amor. Agradeço também a Nossa Senhora Aparecida pela intercessão junto a Deus e por me mostrar o caminho de seu filho.

Agradeço aos meus pais, Ivone e Aparecido, por me ensinarem nas simples coisas da vida, mesmo sem as vezes não mencionarem palavra alguma. Agradeço por terem me ensinado a nunca esquecer das minhas origens e por não medirem esforços para que eu alcançasse meus objetivos e sonhos. Pelo imenso amor, apoio e inspiração, sou eternamente grato. Devo minha vida a vocês! Quero estender meus agradecimentos à minha irmã, Ana, e ao meu cunhado, Marcelo, pelo suporte neste período.

Nas eventualidades da vida conheci a Beatriz, minha amada namorada. Quero agradecer-lá por ser meu porto seguro, aquela que escuta as minhas preocupações e me mostra sempre um lado bom das coisas. Obrigado pelo imenso apoio e inspiração!

Agradeço ao meu orientador e professor Darli A. A. Mello pela oportunidade, orientação, pela confiança depositada em mim, conhecimentos transmitidos e apoio durante a realização deste trabalho. Gostaria de agradecer também ao professor Dalton Soares Arantes, por seus conselhos e apoio no desenvolvimento deste trabalho.

Aos amigos que fiz no Comlab e na Unicamp, Thyago Monteiro, Isaac Souza, Jéssica Oliveira, Alaelson Jatobá, Lailson Santos, Veruska Rodrigues, André Souza, Camilo Osório, Ruby Bravo, Hélio Júnior, Carlos Cárion, Eduardo Mayoral, Aparna Aravind, Eliezer Emanuel, Omar Darwiche e tantos outros que não caberiam aqui, gostaria imensamente de agradecer pelo convívio, por sempre terem me ajudado, pelos momentos especiais e inúmeros conselhos.

Também agradeço aos professores da Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Unicamp, os quais contribuíram de forma essencial para a minha formação. Por fim, agradeço a Unicamp, a Padtec S.A. e o Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo apoio estrutural e financeiro.

*“Vivere, non vivacchiare”
(Pier Giorgio Frassati)*

RESUMO

O presente trabalho tem como objetivo avaliar curvas de capacidade associadas aos transceptores ópticos levando em consideração as limitações impostas pelos algoritmos de processamento digital de sinais utilizados na detecção coerente. São investigados os formatos de modulação M-QAM com 4, 8, 16 e 64 símbolos, principalmente em regimes de baixa relação sinal ruído. De maneira específica, consideraram-se as etapas de equalização adaptativa e recuperação de fase, realizadas respectivamente pelos algoritmos RDE e BPS. Propõe-se um algoritmo supervisionado de detecção e correção de escorregamentos de fase que apresenta como diferencial a introdução de informações do desempacotador de fases para realizar estas tarefas. O método proposto apresentou resultados superiores ao do método supervisionado convencional em todos os formatos de modulação avaliados. De fato, a introdução de informações do desempacotador de fases na compensação de escorregamentos de fase permitiu reduzir o número de falsos positivos encontrados em comparação com a técnica supervisionada convencional. O algoritmo RDE se mostrou responsável por penalizar a capacidade obtida com o formato de modulação 64-QAM, enquanto não introduziu perdas nas curvas de capacidade associadas aos outros formatos de modulação avaliados. Por sua vez, a recuperação de fase realizada por meio do algoritmo BPS se mostrou a principal fonte de degradações nas curvas de capacidade obtidas com os formatos de modulação considerados. Observou-se que os escorregamentos de fase causam o decaimento abrupto das curvas de capacidade. Mesmo na ausência destes eventos, o algoritmo BPS mostrou penalizar a capacidade por causa do nível de desvio de fase residual presente nos símbolos em sua saída. E a redução da largura de linha dos lasers transmissor e oscilador local de 100 kHz para 10 kHz, apesar de não conseguir eliminar a ocorrência de escorregamentos de fase, produz ganhos para praticamente todos os formatos de modulação avaliados.

Palavras-chaves: Comunicações ópticas; Processamento digital de sinais; Detecção e correção de escorregamentos de fase.

ABSTRACT

The present work aims to evaluate capacity curves associated with optical transceivers taking into account limitations imposed by digital signal processing algorithms used in coherent detection. We evaluate M-QAM modulation formats with 4, 8, 16, and 64 symbols, mainly in low signal-to-noise ratio regime. In particular, we investigate the stages of adaptive equalization and phase recovery, performed by the RDE and BPS algorithms, respectively. In this thesis, we propose a novel supervised algorithm for locating cycle slips in the recovered constellation. The proposed mechanism correlates the phase unwrapper results with the recovered symbol sequence. The method presented superior results compared to conventional methods for all the evaluated modulation formats, by reducing the number of false positives. The RDE algorithm was responsible for penalizing the capacity obtained with the 64-QAM modulation format, while for lower-order modulation formats no losses were observed. On the other hand, imperfect phase recovery performed through the BPS algorithm proved to be the main source of degradation in the capacity curves obtained with the considered modulation formats. It was observed that the cycle slips cause abrupt decay of the capacity curves. Even in the absence of these events, the BPS algorithm proved to penalize the capacity because of the level of residual phase shift present in the symbols at its output. The reduction of the linewidth of the transmitter laser and local oscillator from 100 kHz to 10 kHz, despite not being able to eliminate the occurrence of cycle slips, produces gains for practically all the evaluated modulation formats.

Keywords: Optical communications; Digital signal processing; Detection and correction of cycle slips.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Sistema óptico básico de comunicação.	33
Figura 2 – Modulador de Fase.	37
Figura 3 – Modulador Mach-Zehnder.	38
Figura 4 – Modulador em Fase e Quadratura.	41
Figura 5 – Modulador com Diversidade de Polarização.	42
Figura 6 – Esquema básico de geração de sinais QAM.	43
Figura 7 – Amplitude do campo elétrico na saída dos MZMs de um IQM empregado na geração do formato 64-QAM e constelação de símbolos de tal formato de modulação.	44
Figura 8 – Sistema Óptico Amplificado.	49
Figura 9 – Estrutura de recepção para sinais modulados em amplitude e fase.	53
Figura 10 – Estrutura de recepção para sinais com multiplexação em polarizações ortogonais.	55
Figura 11 – Estrutura de recepção para sinais com multiplexação em polarizações ortogonais.	57
Figura 12 – Blocos de processamento de receptores coerentes com diversidade de fase e polarização.	59
Figura 13 – Representação vetorial dos procedimentos realizados pelo GSOP.	61
Figura 14 – Compensação de CD por meio de um FDE.	64
Figura 15 – Blocos de processamento do método de recuperação de relógio de Gardner.	65
Figura 16 – Estrutura MIMO de equalização adaptativa.	67
Figura 17 – Blocos de processamento do algoritmo de recuperação de frequência.	71
Figura 18 – Desvio de fase para diferentes valores do produto $\Delta\nu T_s$	73
Figura 19 – Constelação 16-QAM corrompida por ruído de fase com produto $\Delta\nu T_s = 6,25 \times 10^{-6}$ (a) na ausência e (b) na presença de ruído aditivo gaussiano branco.	74
Figura 20 – Blocos de processamento do algoritmo BPS.	77
Figura 21 – Sistema de transmissão digital de informação	79
Figura 22 – Representação de um canal com entradas e saídas discretas	82
Figura 23 – Curvas de capacidade restrita em função da SNR para formatos de modulação M-QAM	85
Figura 24 – Fluxograma do método desenvolvido.	94
Figura 25 – Sistema de transmissão simulado.	95
Figura 26 – Probabilidade de CS para o formato de modulação 4-QAM obtida (a) com o algoritmo SE e (b) com o algoritmo SE-PU, em comparação com os resultados obtidos pelo algoritmo CA.	99
Figura 27 – Erro médio de fase na presença do formato de modulação 4-QAM obtido com os algoritmos SE-PU e SE em comparação a curva de calibração.	100

Figura 28 – Probabilidade de CS para o formato de modulação 8-QAM obtida (a) com o algoritmo SE e (b) com o algoritmo SE-PU, em comparação com os resultados obtidos pelo algoritmo CA.	101
Figura 29 – Erro médio de fase na presença do formato de modulação 8-QAM obtido com os algoritmos SE-PU e SE em comparação a curva de calibração. . . .	102
Figura 30 – Probabilidade de CS para o formato de modulação 16-QAM obtida (a) com o algoritmo SE e (b) com o algoritmo SE-PU, em comparação com os resultados obtidos pelo algoritmo CA.	103
Figura 31 – Erro médio de fase na presença do formato de modulação 16-QAM obtido com os algoritmos SE-PU e SE em comparação a curva de calibração. . . .	104
Figura 32 – Probabilidade de CS para o formato de modulação 64-QAM obtida (a) com o algoritmo SE e (b) com o algoritmo SE-PU, em comparação com os resultados obtidos pelo algoritmo CA.	105
Figura 33 – Erro médio de fase na presença do formato de modulação 64-QAM obtido com os algoritmos SE-PU e SE em comparação a curva de calibração. . . .	106
Figura 34 – Influência do parâmetro PUF na probabilidade de CS obtida para o formato de modulação 16-QAM com o algoritmo SE-PU	107
Figura 35 – Influência do parâmetro PUF no erro médio de fase obtido na presença do formato de modulação 16-QAM com o algoritmo SE-PU.	108
Figura 36 – Sistema óptico coerente simulado	111
Figura 37 – Curvas de capacidade em função da OSNR para formatos de modulação M-QAM a 32 GBd em polarização única.	114
Figura 38 – Curvas de capacidade em função da OSNR para formatos de modulação M-QAM a 32 GBd com multiplexação em polarizações ortogonais.	115
Figura 39 – Curvas de capacidade em função da OSNR considerando lasers transmissor e LO com largura de linha de 100 kHz e recuperação de fase por meio do algoritmo BPS.	117
Figura 40 – Curvas de capacidade em função da OSNR considerando lasers transmissor e LO com largura de linha de 10 kHz e recuperação de fase por meio do algoritmo BPS.	119
Figura 41 – Curvas de capacidade em função da OSNR considerando lasers transmissor e LO com largura de linha de 100 kHz, recuperação de fase por meio do algoritmo BPS e compensação de CSs com o algoritmo SE-PU.	120
Figura 42 – Curvas de capacidade em função da OSNR considerando lasers transmissor e LO com largura de linha de 10 kHz, recuperação de fase por meio do algoritmo BPS e compensação de CSs com o algoritmo SE-PU.	122

Figura 43 – Curvas de capacidade obtidas com lasers transmissor e receptor com largura de linha $\Delta\nu$ de 10 kHz e 100 kHz para os formatos de modulação (a) 4-QAM, (b) 8-QAM, (c) 16-QAM e (d) 64-QAM, considerando correção de CSs por meio do algoritmo SE-PU. 123

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Número de coeficientes dos filtros FIR e parâmetro μ utilizado para cada modulação.	115
Tabela 2 – Fator de esquecimento do BPS utilizado para cada modulação no caso de lasers com 100 kHz de largura de linha e taxa de símbolos de 32 GBd. . . .	116
Tabela 3 – Fator de esquecimento do BPS utilizado para cada modulação no caso de lasers com 10 kHz de largura de linha e taxa de símbolos de 32 GBd. . . .	118

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> - Conversor Analógico-Digital
AIR	<i>Achievable Information Rate</i> - Taxa Atingível de Informação
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i> - Emissão Espontânea Amplificada
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> - Ruído Aditivo Gaussiano Branco
BER	<i>Bit Error Rate</i> - Taxa de Erro de Bit
B&S	<i>Broadcast-and-Select</i> - Distribuir e Selecionar
BPS	<i>Blind Phase Search</i> - Busca Cega de Fase
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> - Chaveamento Binário de Fase
BVT	<i>Bandwidth-Variable Transceivers</i> - Transceptores de banda Variável
CA	<i>Calibration Algorithm</i> - Algoritmo de Calibração
CAj	Curva Ajustada
CC	Curva de Calibração
CD	<i>Chromatic Dispersion</i> - Dispersão Cromática
CIP	<i>Confidence Interval for Proportions</i> - Intervalo de Confiança para Proporção
CMA	<i>Constant Modulus Algorithm</i> - Algoritmo do Módulo Constante
CS	<i>Cycle Slip</i> - Escorregamento de Fase
CW	<i>Continuous Wave</i> - Onda Contínua
DA	<i>Data-Aided</i> - Auxiliado por Dados
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i> - Conversor Digital-Analógico
DBP	<i>Digital Back-Propagation</i> - Propagação Reversa Digital
DC	<i>Direct Current</i> - Corrente Direta
DD	<i>Decision-Directed</i> - Direcionado a Decisão
DD-LMS	<i>Decision-Directed Least Mean Square</i> - Mínima Média Quadrática Direcionado a Decisão
DFB	<i>Distributed-Feedback</i> - Realimentação Distribuída
DGD	<i>Dispersion Group Delay</i> - Atraso Diferencial de Grupo
DP	<i>Dual Polarization</i> - Polarização Dupla
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> - Processamento Digital de Sinais

DWDM	<i>Dense Wavelength-Division Multiplexing</i> - Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda Densa
ECL	<i>External Cavity Laser</i> - Laser de Cavidade Externa
EDFA	<i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i> - Amplificador a Fibra Dopada com Érbio
EKF	<i>Extended Kalman Filter</i> - Filtro de Kalman Estendido
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i> - Magnitude do Vetor de Erro
FDE	<i>Frequency Domain Equalizer</i> - Equalizador no Domínio da Frequência
FEC	<i>Forward Error Correction</i> - Correção de Erro Adiante
FF	<i>Forgetting Factor</i> - Fator de Esquecimento
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> - Transformada Rápida de Fourier
FI	Posição Final
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> - Resposta ao Impulso Finita
FSE	<i>Fractionally-Spaced Equalizer</i> - Equalizador Fracionário
FWM	<i>Four-Wave Mixing</i> - Mistura de Quatro Ondas
GSOP	<i>Gram-Schmidt Orthogonalization Procedure</i> - Procedimento de Ortogonalização de Gram-Schmidt
GVD	<i>Group-Velocity Dispersion</i> - Dispersão de Velocidade de Grupo
HD	<i>Hard-Decision</i> - Decisão Abrupta
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> - Comissão Eletrotécnica Internacional
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i> - Transformada Rápida Inversa de Fourier
IN	Posição Inicial
IQM	<i>In-phase and Quadrature Modulator</i> - Modulador em Fase e Quadratura
ITU	<i>International Telecommunication Union</i> - União Internacional de Telecomunicações
LDPC	<i>Low-Density Parity Check</i> - Verificação de Paridade de Baixa Densidade
LF	<i>Loop Filter</i> - Filtro de Malha
LLR	<i>Log-Likelihood Ratio</i> - Razão Logarítmica de verossimilhança
LO	<i>Local Oscillator</i> - Oscilador Local
MI	<i>Mutual Information</i> - Informação Mútua
MIMO	<i>Multiple-Inputs Multiple-Outputs</i> - Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas

MUX	Multiplexador
MZI	Mach-Zehnder <i>Interferometer</i> - Interferômetro de Mach-Zehnder
MZM	Mach-Zehnder <i>Modulator</i> - Modulador Mach-Zehnder
NCO	<i>Numerically Controlled Oscillator</i> - Oscilador Controlado Numericamente
NDA	<i>Non Data-Aided</i> - Não Auxiliado por Dados
OFDM	<i>Orthogonal-Frequency Division Multiplexing</i> - Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais
OOK	<i>On-Off Keying</i> - Chaveamento Lida-Desliga
OPLL	<i>Optical Phase-Locked Loop</i> - Laço de Travamento de Fase Óptico
OSNR	<i>Optical Signal-to-Noise Ratio</i> - Relação Sinal-Ruído Óptica
PBC	<i>Polarization Beam Combiner</i> - Combinador de Feixes por Polarização
PBS	<i>Polarization Beam Splitter</i> - Separador de Feixes por Polarização
PCS	Posição de Ocorrência de <i>Cycle Slips</i>
PDM	<i>Polarization Diversity Modulator</i> - Modulador com Diversidade de Polarização
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> - Laço de Travamento de Fase
PM	<i>Phase-Modulator</i> - Modulador de Fase
PMD	<i>Polarization-Mode Dispersion</i> - Dispersão dos Modos de Polarização
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i> - Chaveamento de Fase
PU	<i>Phase Unwrapper</i> - Desempacotador de Fase
PUF	<i>Phase Unwrapper Factor</i> - Factor de Desempacotador de Fase
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> - Modulação de fase em Quadratura
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i> - Chaveamento de Fase em Quadratura
RDE	<i>Radially-Directed Estimation</i> - Equalização Direcionada a Decisão Radial
R&S	<i>Route-and-Select</i> - Rotear e Selecionar
ROADM	<i>Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer</i> - Multiplexador Óptico Deriva-Insere Reconfigurável
RRC	<i>Root-Raised Cosine</i> - Raiz de Cosseno Levantado
SBS	<i>Stimulated Brillouin Scattering</i> - Espalhamento Estimulado de Brillouin
S-BVT	<i>Sliceable Bandwidth-Variable Transceivers</i> - Transceptores Fracionáveis de Banda Variável

SE	<i>Symbol Error</i> - Erro de Símbolo
SEF	<i>Symbol Error Factor</i> - Fator de Erro de Símbolo
SE-PU	<i>Symbol Error and Correlation with Phase Unwrapper</i> - Erro de Símbolo e Correlação com Desempacotador de Fase
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> - Relação Sinal-Ruído
SPM	<i>Self-Phase Modulation</i> - Auto-modulação de Fase
SRS	<i>Stimulated Raman Scattering</i> - Espalhamento Estimulado de Raman
SSMF	<i>Standard Single-Mode Fiber</i> - Fibra Monomodo Padrão
SVM	Saída de Verificação de Modificação
TED	<i>Time Domain Equalizer</i> - Equalizador no Domínio do Tempo
WDM	<i>Wavelength-Division Multiplexing</i> - Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda
WSS	<i>Wavelength Selective Switch</i> - Chave Seletora de Comprimento de Onda
XPM	<i>Cross-Phase Modulation</i> - Modulação Cruzada de Fase

LISTA DE SÍMBOLOS

\vec{E}_{cw}	Campo elétrico normalizado de uma portadora óptica
P_{cw}	Potência média normalizada de uma portadora óptica
ω_{cw}	Frequência de operação do laser
φ_{cw}	Fase da portadora óptica no instante inicial
\vec{P}_{cw}	Vetor que indica a direção da polarização do campo elétrico produzido pelo laser
δP	Varição normalizada da potência do laser
θ	Ruído de fase produzido pelo laser
$\vec{E}_{entrada}$	Campo elétrico do sinal óptico de entrada
$\vec{E}_{saída}$	Campo elétrico do sinal óptico de saída
u	Sinal elétrico de controle
u_1	Sinal elétrico de controle do braço superior do modulador Mach-Zehnder
u_2	Sinal elétrico de controle do braço inferior do modulador Mach-Zehnder
u_I	Sinal elétrico de controle do braço de fase do modulador em fase e quadratura
u_Q	Sinal elétrico de controle do braço de quadratura do modulador em fase e quadratura
u_{IX}	Sinal elétrico de controle do braço de fase do modulador em fase e quadratura da polarização X
u_{QX}	Sinal elétrico de controle do braço de quadratura do modulador em fase e quadratura da polarização X
u_{IY}	Sinal elétrico de controle do braço de fase do modulador em fase e quadratura da polarização Y
u_{QY}	Sinal elétrico de controle do braço de quadratura do modulador em fase e quadratura da polarização Y
φ_{PM}	Modulação de fase
φ_{PM_1}	Modulação de fase aplicada no braço superior do modulador Mach-Zehnder
φ_{PM_2}	Modulação de fase aplicada no braço inferior do modulador Mach-Zehnder
λ	Comprimento de onda
Δn_{eff}	Índice de refração efetivo do guia de ondas
l_{el}	Comprimento de interação

V_{π}	Tensão elétrica que causa uma variação de π radianos na fase do sinal de entrada
V_{π_1}	Tensão elétrica que causa uma variação de π radianos na fase do sinal de entrada no braço superior do modulador Mach-Zehnder
V_{π_2}	Tensão elétrica que causa uma variação de π radianos na fase do sinal de entrada no braço inferior do modulador Mach-Zehnder
$P_{entrada}$	Potência do sinal óptico na entrada do modulador Mach-Zehnder
$P_{saída}$	Potência do sinal óptico na saída do modulador Mach-Zehnder
$\Delta\varphi_I$	Defasagem experimentada pelo sinal óptico no braço de fase do modulador em fase e quadratura
$\Delta\varphi_Q$	Defasagem experimentada pelo sinal óptico no braço de quadratura do modulador em fase e quadratura
D	Parâmetro de dispersão
β_2	Parâmetro de dispersão de velocidade de grupo
ΔT	Alargamento temporal dos pulsos
$\Delta\lambda$	Largura de banda medida em comprimentos de onda
L	Comprimento da fibra óptica
$\langle\Delta\tau\rangle$	Atraso diferencial de grupo
D_{PMD}	Parâmetro de dispersão dos modos de polarização
$E_{entrada,X}$	Campo elétrico do sinal óptico da polarização X na entrada da fibra óptica
$E_{entrada,Y}$	Campo elétrico do sinal óptico da polarização Y na entrada da fibra óptica
$E_{saída,X}$	Campo elétrico do sinal óptico da polarização X na saída da fibra óptica
$E_{saída,Y}$	Campo elétrico do sinal óptico da polarização Y na saída da fibra óptica
H	Matriz que engloba os efeitos causados pela birrefringência e pela dispersão dos modos de polarização
H_{XX}	Influência da polarização X de entrada na polarização X de saída
H_{XY}	Influência da polarização X de entrada na polarização Y de saída
H_{YY}	Influência da polarização Y de entrada na polarização Y de saída
H_{YX}	Influência da polarização Y de entrada na polarização X de saída
ϕ_i	Diferença de fase entre o eixo mais rápido e o mais lento da i-ésima seção da fibra óptica
θ_i	Rotação da polarização na i-ésima seção da fibra óptica

$\Delta\tau_i$	Atraso diferencial de grupo entre o eixo mais rápido e o mais lento da i -ésima seção da fibra óptica
α	Coefficiente de atenuação
P_{signal}	Potência média do sinal óptico por canal
P_{ASE}	Potência do ruído de emissão espontânea amplificada nas duas polarizações
B_{ref}	Banda de referência para a medição da relação sinal ruído óptica
N_{ASE}	Densidade espectral de potência do ruído de emissão espontânea amplificada
F_a	Figura de ruído do amplificador óptico
N_{span}	Número de <i>spans</i> de um enlace
ν	frequência da portadora óptica
I_p	Corrente elétrica gerada no fotodetector
R	Responsividade do fotodetector
P_{in}	Potência óptica incidente no fotodetector
E_r	Campo elétrico do sinal óptico recebido
E_{LO}	Campo elétrico do sinal óptico do oscilador local
H_{ac}	Função de transferência do acoplador de 3 dB
i_I	Corrente elétrica da componente em fase na saída do receptor coerente
i_Q	Corrente elétrica da componente em quadratura na saída do receptor coerente
ω_T	Frequência central de operação do laser transmissor
ω_{LO}	Frequência central de operação do oscilador local
φ_T	Fase inicial do sinal óptico do laser transmissor
φ_{LO}	Fase inicial do sinal óptico do oscilador local
a	Amplitude dos símbolos transmitidos
φ	Fase dos símbolos transmitidos
P_T	Potência do laser transmissor
P_{LO}	Potência do oscilador local
θ_T	Ruído de fase associado ao laser transmissor
θ_{LO}	Ruído de fase associado ao oscilador local
E_{rX}	Campo elétrico da polarização X do sinal óptico recebido
E_{rY}	Campo elétrico da polarização Y do sinal óptico recebido

E_{LOX}	Campo elétrico da polarização X do sinal do oscilador local
E_{LOY}	Campo elétrico da polarização Y do sinal do oscilador local
i_{IX}	Corrente elétrica referente a componente em fase da polarização X
i_{QX}	Corrente elétrica referente a componente em quadratura da polarização X
i_{IY}	Corrente elétrica referente a componente em fase da polarização Y
i_{QY}	Corrente elétrica referente a componente em quadratura da polarização Y
v_X	Sinal da polarização X na saída da estrutura de processamento digital de sinais
v_Y	Sinal da polarização Y na saída da estrutura de processamento digital de sinais
i_I^{ort}	Sinal discreto da componente em fase na saída da etapa de normalização e ortogonalização
i_Q^{ort}	Sinal discreto da componente em quadratura na saída da etapa de normalização e ortogonalização
$E\{\cdot\}$	Operador esperança matemática
A	Envoltória do pulso óptico
G	Função de transferência associada à dispersão cromática
G_c	Função de transferência do equalizador de compensação de dispersão cromática
g_c	Resposta ao impulso do equalizador de compensação de dispersão cromática
c_{CD}	Coefficientes do filtro de compensação de dispersão cromática
T_a	Tempo entre amostras
N_{TDE}	Ordem do filtro de compensação de dispersão cromática
e_G	Sinal de erro calculado no detector de erro de temporização
e_{LP}	Sinal de erro na saída do filtro de malha
x_{int}	Amostras na saída do interpolador
\Re	Parte real do argumento
T_s	Tempo de símbolo
x_X	Sinal da polarização X na entrada do equalizador adaptativo
x_Y	Sinal da polarização Y na entrada do equalizador adaptativo
y_X	Sinal da polarização X na saída do equalizador adaptativo

y_Y	Sinal da polarização Y na saída do equalizador adaptativo
w_{XX}	Filtro de resposta ao impulso finita XX
w_{XY}	Filtro de resposta ao impulso finita XY
w_{YX}	Filtro de resposta ao impulso finita YX
w_{YY}	Filtro de resposta ao impulso finita YY
N_{FIR}	Número de coeficientes dos filtros do equalizador adaptativo
$J_{\text{CMA},X}$	Função custo do algoritmo do módulo constante associada à polarização X
$J_{\text{CMA},Y}$	Função custo do algoritmo do módulo constante associada à polarização Y
$e_{\text{CMA},X}$	Função de erro do algoritmo do módulo constante associada à polarização X
$e_{\text{CMA},Y}$	Função de erro do algoritmo do módulo constante associada à polarização Y
R	Constante associada aos símbolos transmitidos
s	Símbolos transmitidos
r	Símbolos recebidos
μ	Parâmetro de convergência do algoritmo do gradiente descendente estocástico
$e_{\text{CMA},X}$	Função de erro do equalizador direcionado a decisão radial associada à polarização X
$e_{\text{CMA},Y}$	Função de erro do equalizador direcionado a decisão radial associada à polarização Y
$R_{n,X}$	Raio associado à polarização X utilizado pelo equalizador direcionado a decisão radial
$R_{n,Y}$	Raio associado à polarização Y utilizado pelo equalizador direcionado a decisão radial
η	Ruído gaussiano branco
Δf	Desvio de frequência
$\Delta \phi_f$	Desvio de fase causado pelo desvio de frequência
$\text{FFT}\{\cdot\}$	Cálculo da transformada rápida de Fourier
$\max(\cdot)$	Valor máximo do argumento
$\min(\cdot)$	Valor mínimo do argumento
z	Símbolos na saída da etapa de recuperação de frequência
$\hat{\cdot}$	Valor estimado

$\Delta\theta$	Variável aleatória gaussiana associada ao ruído de fase
$\sigma_{\Delta\theta}^2$	Variância associada ao ruído de fase
B_{BPS}	Número de rotações de teste utilizadas no algoritmo de busca cega de fase
θ_k	Fases de teste utilizadas no algoritmo de busca cega de fase
p	Ângulo de ambiguidade da constelação
z_{BPS}	Símbolos rotacionados pelas fases de teste
d	Distância entre os símbolos
$\lfloor \cdot \rfloor_D$	Decisão dos símbolos
m	Somatório de símbolos consecutivos rotacionados pela mesma fase de teste
j_{BPS}	Índice da fase de teste que produz o menor valor de m
θ_{PU}	Fase após processamento no desempacotador de fase
R_c	Taxa de código ou codificação
OH	<i>Overhead</i> associado à codificação
X	Variável aleatória que representa os símbolos de entrada de um canal
Y	Variável aleatória que representa os símbolos de saída de um canal
x	Realização da variável aleatória X
y	Realização da variável aleatória Y
$I(X; Y)$	Informação Mútua
$H_e(\cdot)$	Entropia
$H_e(\cdot \cdot)$	Entropia condicional
p_X	Probabilidade da entrada do canal assumir um determinado valor discreto
p_Y	Probabilidade da saída do canal assumir um determinado valor discreto
$p_{X,Y}$	Probabilidade conjunta da entrada e da saída do canal
$p_{X Y}$	Probabilidade condicional da entrada do canal dado uma saída
$\rho_{Y X}$	Função densidade de probabilidade da saída do canal dado uma entrada
σ^2	Variância do ruído aditivo gaussiano branco
C	Capacidade do canal
C^*	Capacidade restrita associada à um formato de modulação
o_{PU}	Sequência de números inteiros correspondentes aos fatores que definem os múltiplos de p adicionados pelo PU às estimativas de fase
t	Tempo
n	Índice de tempo discreto

SUMÁRIO

1	Introdução	27
1.1	Justificativa	30
1.2	Objetivos	32
1.2.1	Objetivo Geral	32
1.2.2	Objetivos Específicos	32
2	Sistemas Ópticos Coerentes de Comunicação	33
2.1	Transmissores Ópticos	34
2.1.1	Lasers de Semicondutor	34
2.1.2	Moduladores Ópticos	36
2.1.2.1	Modulador de Fase	37
2.1.2.2	Modulador Mach-Zehnder	38
2.1.2.3	Modulador em Fase e Quadratura	40
2.1.2.4	Modulador com Diversidade de Polarização	41
2.1.3	Formatos de Modulação	42
2.2	Canal de Comunicação	44
2.2.1	Dispersão Cromática em Fibras Ópticas Monomodo	45
2.2.2	Dispersão dos Modos de Polarização	46
2.2.3	Atenuação	47
2.2.4	Efeitos Não Lineares	49
2.3	Receptores Ópticos	50
2.3.1	Princípios da Detecção Coerente	51
2.3.2	Arquitetura dos Receptores Coerentes	52
2.4	Redes Ópticas Flexíveis	56
3	DSP Aplicado à Detecção Óptica Coerente	59
3.1	Normalização e Ortogonalização	60
3.2	Compensação de CD	62
3.3	Recuperação de Relógio	64
3.4	Equalização Adaptativa	66
3.4.1	CMA	68
3.4.2	RDE	70
3.5	Recuperação de Frequência	71
3.6	Recuperação de Fase	72
3.6.1	Ruído de Fase	72
3.6.2	Algoritmos de Recuperação de Fase	74
3.6.3	Algoritmo BPS	76
4	Avaliação de Sistemas Ópticos Utilizando Teoria da Informação	79
4.1	Sistema de Transmissão Digital de Informação	79

4.2	Informação Mútua	81
4.3	Capacidade Restrita de Formatos de Modulação M-QAM	84
4.4	Utilização da MI e de Curvas de Capacidade para a Avaliação de Sistemas Ópticos	85
5	Detecção de Escorregamentos de Fase	87
5.1	Escorregamentos de Fase	87
5.2	Técnicas de Detecção e Correção de CSs	88
5.3	Algoritmo de Detecção de CSs Proposto	90
6	Resultados	95
6.1	Avaliação do Algoritmo de Detecção e Correção de CS Proposto	95
6.1.1	Sistema de Transmissão Simulado	95
6.1.2	Avaliação da Detecção e Correção de CSs para Transmissões com Formatos de Modulação M-QAM	97
6.1.2.1	Resultados para o Formato de Modulação 4-QAM	98
6.1.2.2	Resultados para o Formato de Modulação 8-QAM	101
6.1.2.3	Resultados para o Formato de Modulação 16-QAM	103
6.1.2.4	Resultados para o Formato de Modulação 64-QAM	104
6.1.3	Influência da Variação do Parâmetro PUF na Detecção e Correção de CSs	106
6.1.4	Comentários sobre os pisos de probabilidade de CS dos resultados obtidos	108
6.1.5	Conclusões Parciais	109
6.2	Avaliação da Capacidade de Transceptores Ópticos	110
6.2.1	Sistema Óptico Simulado	110
6.2.2	Simulações do Sistema Óptico sem Ruído de Fase	114
6.2.3	Simulações do Sistema Óptico com Ruído de Fase	116
6.2.3.1	Curvas de Capacidade na presença de Lasers com Largura de Linha de 100 kHz e taxa de símbolos de 32 GBd	116
6.2.3.2	Curvas de Capacidade na presença de Lasers com Largura de Linha de 10 kHz e taxa de símbolos de 32 GBd	118
6.2.4	Avaliação do Impacto da Correção de CSs na Capacidade de Formatos de Modulação M-QAM	119
6.2.4.1	Curvas de Capacidade com Lasers de Largura de Linha de 100 kHz, taxa de símbolos de 32 GBd e compensação de CSs	120
6.2.4.2	Curvas de Capacidade com Lasers de Largura de Linha de 10 kHz, taxa de símbolos de 32 GBd e compensação de CSs	121
6.2.4.3	Avaliação dos Ganhos em Capacidade Devido à Redução da Largura de Linha dos Lasers	121
6.2.5	Conclusões Parciais	123
7	Conclusão	125

Referências	127
------------------------------	------------

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento tecnológico observado nos últimos anos tem causado modificações no estilo de vida de grande parte da população, inclusive na forma com que as pessoas se comunicam. A popularização de dispositivos eletrônicos com acesso à Internet como computadores, *smartphones*, *tablets*, dentre outros, e o advento de serviços como vídeo de alta definição sob demanda, computação em nuvem e aplicativos de trocas de mensagens são exemplos de uma revolução digital, em que a sociedade está cada vez mais conectada e fazendo mais uso das redes de telecomunicações. Esta tendência impõe requisitos sobre os sistemas de comunicação com relação à capacidade de transmissão de informação e qualidade dos serviços. E é neste cenário que o desenvolvimento dos sistemas de comunicação por fibras ópticas é fundamental. Isto, pois tais sistemas oferecem o suporte necessário para sustentar a crescente demanda por qualidade e capacidade de transmissão enquanto simultaneamente podem contribuir para a redução dos custos de transmissão de informação.

Durante a década de 1980 e o início da década de 1990, a utilização da detecção coerente de sinais e de formatos de modulação, que vão além de simplesmente modificar a amplitude do sinal, foi avaliada em diversas pesquisas no âmbito das comunicações ópticas por fibra. A principal finalidade dessas pesquisas era a de substituir os esquemas simples de modulação de intensidade por chaveamento liga-desliga (*on-off keying* - OOK) e detecção direta, e então propiciar maior distanciamento entre as etapas de regeneração optoeletrônica utilizadas, tornando assim mais viável a implantação de sistemas ópticos de longas distâncias (KIKUCHI, 2010). A complexidade associada aos esquemas de recepção, em especial relacionados à recuperação da portadora do sinal óptico em receptores coerentes, e o desenvolvimento de amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio (*erbium-doped fiber amplifier* - EDFA) fizeram com que estas tecnologias em análise perdessem espaço.

O desenvolvimento do EDFA foi um marco de extrema importância na evolução dos sistemas ópticos. A partir dele, apresentou-se a possibilidade de se contornar as limitações relacionadas à sensibilidade dos receptores ópticos com pouca complexidade, já que o sinal transmitido pela fibra podia ser amplificado no domínio óptico, contribuindo assim para um maior distanciamento entre as etapas de regeneração optoeletrônica. No entanto, esta não foi a única motivação para o desenvolvimento deste tipo de amplificador. A possibilidade de se amplificar mais de um canal de transmissão de forma simultânea com um único amplificador, devido à sua largura de banda, abriu espaço para o uso da multiplexação por divisão de comprimento de onda (*wavelength-division multiplexing* - WDM). Assim, usufruir da ampla largura de banda disponível nas fibras ópticas tornou-se algo economicamente viável.

A utilização do EDFA e da técnica WDM propiciou um enorme aumento da capacidade de transmissão dos sistemas de comunicação por fibras ópticas, mesmo lançando mão dos esquemas simples de modulação de intensidade e detecção direta. Tal solução foi tratada como a de melhor relação entre custo e benefício por um longo período de tempo e, além disso, foi

responsável por traçar uma rota de evolução tecnológica para as comunicações ópticas por fibra que é diferente da de outros sistemas de comunicação. Sistemas comerciais de longa distância, em geral, proviam taxas de transmissão de 10 Gbps em canais WDM espaçados de 100 GHz. Posteriormente, o espaçamento entre os canais nas redes WDM seria reduzido a 50 GHz, dando origem ao WDM denso (*dense wavelength-division multiplexing* - DWDM).

Na última década, com as redes de comunicações ópticas DWDM já consolidadas, o interesse no emprego da detecção coerente foi renovado. O crescimento sustentado da demanda por capacidade de transmissão e o interesse em explorar de forma mais eficiente a banda disponível na fibra, enquanto se aumenta a robustez contra os efeitos nocivos da transmissão, fizeram com que novamente se avaliasse a viabilidade do uso de receptores coerentes e de formatos de modulação ditos avançados ou multiníveis. Neste cenário, os avanços tecnológicos alcançados na área de circuitos integrados digitais de alta velocidade permitiram que o conceito de processamento digital de sinais (*digital signal processing* - DSP) associado à detecção coerente, similar ao investigado por Derr em (DERR, 1992), fosse agora realizado. Ao invés de se recuperar a portadora do sinal óptico de forma analógica por meio de estruturas com realimentação que atuam sobre o LO, algoritmos de DSP permitem sua recuperação após o processo de digitalização do sinal recebido. Isto diminui a complexidade e permite uma operação mais estável dos receptores coerentes, como previsto por Noé em (NOÉ, 2005). O fato de se combinar processamento digital de sinais e detecção coerente faz com que essa forma de recepção seja comumente chamada de detecção coerente digital.

A detecção coerente digital abre espaço para novas perspectivas aos sistemas ópticos. Isso, pois como a detecção coerente permite recuperar as informações da fase, amplitude, frequência e polarização do campo elétrico do sinal óptico de forma linear, distorções sofridas pelo sinal devido à propagação na fibra óptica podem ser tratadas na recepção por meio de algoritmos de DSP e não mais ao longo da transmissão. Também, qualquer formato de modulação pode ser utilizado na transmissão. Maior eficiência de utilização da banda disponível na fibra pode ser alcançada por meio de formatos de modulação multiníveis. Tal eficiência pode ser aumentada ainda mais empregando transmissão com multiplexação em polarizações ortogonais, o que torna-se mais simples no âmbito da recepção coerente digital, pois o processo de separação dos sinais transmitidos em cada uma das polarizações pode ser mais facilmente realizado no domínio digital (NOÉ, 2005).

Os bons resultados obtidos com relação à investigação de sistemas baseados em recepção coerente digital conduziram ao desenvolvimento e implantação dos sistemas ópticos coerentes de longa distância atuais, em que os canais operam com taxa de transmissão de 100 Gbps e espaçamento de 50 GHz. Nesses sistemas emprega-se o formato de modulação por chaveamento de fase em quadratura (*quadrature phase shift keying* - QPSK) em dupla polarização (*dual-polarization* - DP) com uma taxa de símbolos de 25 GBd e recepção coerente com diversidade de fase e polarização. Após a digitalização do sinal recebido, algoritmos de DSP são utilizados para compensar os efeitos impostos pela fibra óptica e por equipamentos no

sinal ao longo de sua propagação. As atividades realizadas por tais algoritmos, em geral, são de compensação de dispersão cromática (*chromatic dispersion* - CD), recuperação de relógio, normalização e ortogonalização, separação dos sinais multiplexados em polarizações ortogonais e afetados pela dispersão dos modos de polarização (*polarization-mode dispersion* - PMD) e, por fim, a recuperação da portadora do sinal. Códigos corretores de erro do tipo *forward error correction* (FEC) com taxas fixas de codificação também são empregados.

Vislumbrando em um futuro próximo a saturação da capacidade dos sistemas ópticos de longa distância instalados, pesquisas estão sendo realizadas tendo por objetivo definir novos padrões de transmissão. Baseando-se nos fatores de evolução das taxas de transmissão em comunicações que, em geral, são de 4 e 10 vezes, e também na complexidade de implantação, acredita-se que os sistemas ópticos de longa distância da próxima geração poderão operar com taxa de 400 Gbps por canal, porém, já se considera a possibilidade de sistemas que operem com taxas tão elevadas quanto 1 Tbps por canal (BORNE *et al.*, 2011).

Desenvolver sistemas que operem em taxas de transmissão superiores às dos sistemas ópticos atuais não é uma tarefa trivial, já que envolve questões tecnológicas e econômicas. A utilização de formatos de modulação com grandes alfabetos de símbolos faria com que canais com taxas de 400 Gbps e 1 Tbps pudessem ser alocados na atual grade das redes ópticas, que possui espaçamento de 50 GHz. No entanto, tal tarefa implicaria em um alcance limitado dos sistemas. O aumento da taxa de símbolos é uma outra forma de se produzir canais com tais capacidades. Mas, neste caso acaba sendo mandatório o emprego de conversores digital-analógicos (*digital-to-analog converters* - DACs) e conversores analógico-digitais (*analog-to-digital converters* - ADCs) com alta velocidade de amostragem e que inviabilizam esta solução. Por sua vez, o conceito de multiplexação por subportadora aplicado aos sistemas ópticos, que dá origem aos chamados supercanais ópticos, se mostra como uma alternativa que está sendo bem aceita para se atingir tais taxas de transmissão (JINNO, 2017). Isto acontece principalmente porque esta técnica permite alcançar altas taxas de transmissão por meio de um agrupamento denso de subportadoras ópticas que são moduladas individualmente em taxas inferiores e com o emprego de tecnologias já consolidadas. Duas técnicas de multiplexação de subportadoras têm sido avaliadas, a multiplexação por divisão de frequências ortogonais (*orthogonal-frequency division multiplexing* - OFDM) e a técnica Nyquist WDM, que multiplexa estreitamente canais ópticos que utilizam pulsos de Nyquist (BOSCO *et al.*, 2010).

Paralelamente aos esforços científicos voltados à criação de sistemas que operem com taxas superiores às dos atuais, existe um grande interesse em melhor explorar os recursos disponíveis nas redes ópticas. A diversidade dos serviços que utilizam os sistemas ópticos faz com que exista uma heterogeneidade entre demandas, a qual não é eficientemente suportada pelo paradigma atual das redes ópticas, que emprega canais com taxas fixas de transmissão acomodados em uma grade com espaçamentos fixos. Isto traz à tona a necessidade da adoção de um sistema óptico capaz de se adaptar às requisições de cada demanda, oferecendo suporte para variadas taxas de transmissão, inclusive taxas elevadas como 400 Gbps, 1 Tbps ou superiores.

Para tanto, arquiteturas de redes ópticas flexíveis vêm sendo amplamente estudadas.

As redes ópticas flexíveis apresentam a característica de ajustar dinamicamente os recursos de transmissão de acordo com as condições de tráfego e as requisições da demanda a ser atendida, de modo que recursos que são escassos, como o espectro das fibras ópticas, possam ser eficientemente aproveitados. É importante ressaltar que os avanços obtidos no âmbito dos supercanais ópticos são de suma importância para o desenvolvimento de redes totalmente flexíveis (TOMKOS *et al.*, 2012). Isso, pois os supercanais oferecem a capacidade de ajuste da taxa de transmissão em uma grande extensão de valores, sem enfrentar problemas relacionados ao limite de velocidade dos dispositivos eletrônicos. Nestas redes torna-se necessário o emprego de transceptores e equipamentos de rede que sejam flexíveis.

Os transceptores ópticos flexíveis, conhecidos na literatura como transceptores de banda variável (*bandwidth-variable transceivers* - BVTs), são dispositivos que permitem que recursos de transmissão, como a largura de banda, a taxa de símbolos, o formato de modulação, o *overhead* do esquema FEC e o número de subportadoras que formam um supercanal óptico possam ser dinamicamente adaptados às requisições particulares de cada conexão (JINNO *et al.*, 2009). Mais recentemente, transceptores fracionáveis de banda variável (*sliceable bandwidth-variable transceivers* - S-BVTs), também conhecidos como transceptores *multiflow*, foram propostos (GERSTEL *et al.*, 2012; JINNO *et al.*, 2012). Tais transceptores podem ser considerados como um conjunto de BVTs, pois são capazes de transmitir ou receber múltiplos fluxos ópticos simultâneos com parâmetros variáveis, compartilhando os seus recursos entre diversas demandas. Enquanto os BVTs servem a uma única conexão, os S-BVTs podem realizar várias conexões com nós distintos da rede, incluindo flexibilidade nos parâmetros de cada uma delas. Na transmissão, supercanais ópticos são gerados e podem ter diferentes destinos e na recepção, supercanais de origens distintas podem ser corretamente processados. Apesar de não se ter S-BVTs disponíveis comercialmente, vários estudos, como o apresentado por Fernandez-Palacios *et al.* em (FERNANDEZ-PALACIOS *et al.*, 2014), demonstram que tais dispositivos podem ser economicamente viáveis, pois possibilitam a redução de alguns elementos de rede, como o próprio número de transceptores requeridos.

A dinamicidade apresentada por esses transceptores, no entanto, impõe desafios no que diz respeito à capacidade de modificação e à determinação dos parâmetros de operação por causa das inúmeras configurações possíveis. Analisar a capacidade dos transceptores ópticos com diversos formatos de modulação considerando as limitações dos algoritmos de processamento digital de sinais é uma forma de produzir informações que podem auxiliar na determinação do conjunto ótimo de parâmetros que atende a uma determinada demanda.

1.1 Justificativa

Curvas de capacidade restrita, como as apresentadas por Ungerboeck em (UNGER-BOECK, 1982), podem ser usadas como ferramentas auxiliares na determinação do melhor

conjunto de parâmetros a ser empregado para se atender uma demanda específica, segundo alguns critérios de otimização, como alcance e utilização do espectro. Isso, pois tais curvas trazem informações do comportamento dos formatos de modulação com codificação em função de valores de relação sinal-ruído (*signal-to-noise ratio* - SNR). Em particular, por meio destas curvas é possível concluir que distâncias maiores de transmissão podem ser alcançadas quando se utilizam formatos de modulação de mais alta ordem aliados a um aumento do *overhead* do esquema FEC, já que esta combinação permite a operação em regiões de baixa SNR ainda garantindo taxas de erro arbitrariamente pequenas. Todavia, as curvas de capacidade apresentadas por Ungerboeck em (UNGERBOECK, 1982) não levam em consideração limitações de implementação dos sistemas. É interessante salientar que em regiões de baixa SNR o desempenho dos algoritmos de DSP utilizados na detecção coerente digital é pouco conhecido, especialmente quando se trata de formatos de modulação de alta ordem, mas se sabe que eles afetam a capacidade que pode ser obtida por um determinado formato de modulação (MELLO *et al.*, 2015).

Várias avaliações do desempenho de algoritmos de processamento digital de sinais utilizados na detecção coerente digital têm sido feitas. Porém, as análises são geralmente focadas em uma determinada região em que a taxa de erro de bit (*bit error rate* - BER) na entrada do esquema FEC, comumente chamada de limite FEC, equivale a 4×10^{-3} . A utilização do limite FEC como ponto de análise nasce do emprego de esquemas FEC com *overhead* fixo baseados em decisões abruptas em que, por meio do nível da taxa de erro na entrada da decodificador de canal, pode-se realizar uma predição do valor da taxa de erro na saída do sistema. Mas, quando se utilizam esquemas FEC que fazem uso de decisões suaves, que são esquemas mais sofisticados e já estão sendo usados em sistemas de comunicações ópticas, a taxa de erro obtida antes da aplicação da decodificação não tem relação direta com a taxa de erro obtida após a aplicação do esquema FEC (ALVARADO *et al.*, 2015; SCHMALEN *et al.*, 2017). Ademais, o limite FEC não faz sentido em configurações em que a variação do *overhead* é permitida, pois neste caso a operação do sistema pode ocorrer em regiões de SNR que são inferiores àquela relacionada ao limite FEC. As análises que usam o limite FEC como ponto de comparação não permitem obter informações dos algoritmos em regiões que são de interesse à sistemas que oferecem flexibilidade em parâmetros, como a taxa de codificação do esquema FEC e o formato de modulação.

Uma análise do comportamento de algoritmos de equalização dinâmica em uma ampla faixa de valores de relação sinal-ruído óptica (*optical signal-to-noise ratio* - OSNR) sem levar em consideração o limite FEC é apresentada por Souza *et al.* em (SOUZA *et al.*, 2015). Neste trabalho são comparados o algoritmo de equalização direcionada a decisão radial (*radially-directed estimation* - RDE), em configuração supervisionada e não supervisionada e o algoritmo de mínima média quadrática direcionada a decisão (*decision-directed least mean square* - DD-LMS). Poucas análises de desempenho desse tipo tem sido feitas levando em consideração o comportamento dos algoritmos de recuperação de fase, principalmente quando se opera em regiões de baixa OSNR.

Nesse cenário, incluir as limitações dos algoritmos de processamento digital de sinais

em curvas como as apresentadas por Ungerboeck em (UNGERBOECK, 1982) para se avaliar a capacidade de transceptores ópticos com diversos parâmetros de operação se mostra então de grande relevância no âmbito dos sistemas ópticos flexíveis. Isto, pois gera-se informações que podem servir de ferramentas auxiliares à tarefa de determinação do conjunto ótimo de parâmetros que atende a uma determinada demanda.

1.2 Objetivos

O trabalho em questão busca avaliar a capacidade de transceptores ópticos, por meio de simulações, levando em consideração as limitações impostas pelos algoritmos de processamento digital de sinais convencionais quando aplicados a formatos de modulação de alta ordem, principalmente em regimes em que os níveis de ruídos são mais severos. Em especial, considera-se o formato de modulação de amplitude em quadratura (*quadrature amplitude modulation - QAM*) com 4, 8, 16 e 64 símbolos. Uma atenção especial é dada à etapa de recuperação de fase. Por isso, as análises são realizadas na presença de diferentes magnitudes de ruído de fase. Pretende-se com isto observar o impacto causado na capacidade atingida pelos formatos de modulação por uma recuperação de fase não ideal. Além disso, procura-se compreender qual a influência de lasers com diferentes larguras de linha nas curvas de capacidade associadas aos transceptores ópticos.

1.2.1 Objetivo Geral

Avaliar a capacidade de transceptores ópticos que utilizam o formato de modulação QAM com 4, 8, 16 e 64 símbolos considerando as limitações impostas pelos algoritmos de processamento digital de sinais convencionais.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Analisar os principais algoritmos presentes em um receptor coerente digital;
- Avaliar o impacto da equalização dinâmica nas curvas de capacidade dos transceptores ópticos;
- Investigar as penalidades associadas à uma recuperação de fase não ideal na capacidade dos transceptores ópticos;
- Desenvolver um método supervisionado de identificação e correção dos escorregamentos de fase;
- Compreender a influência de lasers com diferentes larguras de linha nas curvas de capacidade associadas aos transceptores ópticos.

2 SISTEMAS ÓPTICOS COERENTES DE COMUNICAÇÃO

Os sistemas ópticos de comunicação passaram por diversas mudanças ao longo de suas gerações. Nas primeiras gerações utilizava-se somente da modulação da amplitude do sinal óptico para o envio de informação. Com o aumento da demanda por capacidade de transmissão tornou-se necessário considerar e desenvolver técnicas que permitissem usufruir de maneira mais eficiente do meio de comunicação, por exemplo, utilizando a fase do sinal e a diversidade de polarização para a transmissão de informação. Este fato acabou conduzindo à elaboração dos sistemas ópticos coerentes. Além de prover alta eficiência de utilização dos recursos de transmissão ofertados pela fibra óptica, esses sistemas permitiram que distorções experimentadas pelo sinal ao longo da transmissão passassem a ser compensadas no receptor, por meio de técnicas de processamento digital de sinais.

A Figura 1 apresenta um esquema básico de um sistema óptico coerente de comunicação. Pode-se dividir este sistema em três partes, sendo elas o transmissor óptico, o canal de comunicação e o receptor óptico. O transmissor óptico tem como objetivo criar o sinal óptico de informação a partir de sinais elétricos e enviá-lo ao canal de comunicação. Este, por sua vez, serve como meio físico de propagação do sinal até o receptor. A propagação no canal de comunicação, que no caso em questão é a fibra óptica monomodo e alguns outros componentes adicionais, causa distorções no sinal transmitido, de modo que o sinal que chega ao receptor é uma versão corrompida do original. O receptor óptico tem então a função de extrair a informação transmitida a partir desse sinal corrompido, processando-o da maneira mais conveniente e, por fim, entregá-la ao destino.

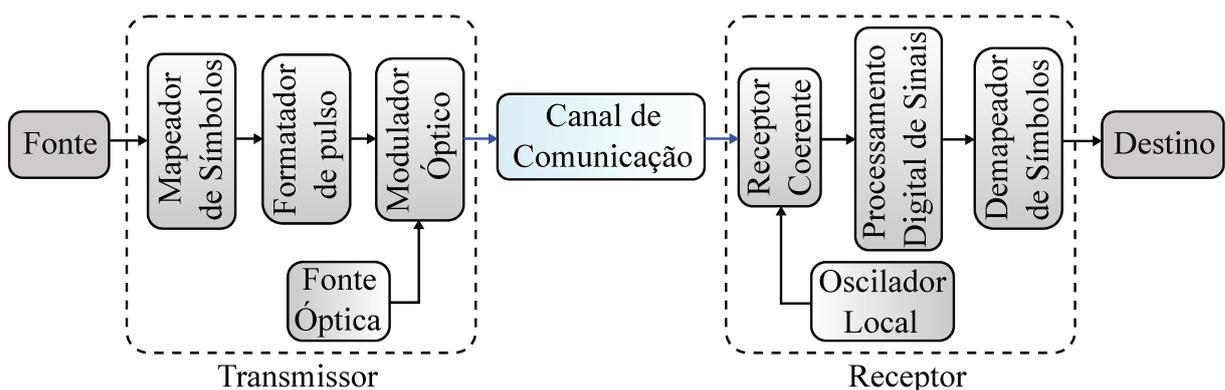


Figura 1 – Sistema óptico básico de comunicação.

Neste capítulo abordam-se conceitos importantes acerca dessas três partes dos sistemas ópticos. Descreve-se primeiramente o transmissor, seus principais componentes e alguns formatos de modulação. Em seguida apresenta-se a fibra óptica como canal de comunicação e os efeitos degradantes impostos por este meio de comunicação nos sinais. Neste ponto, trata-se também o EDFA. Por fim, apresenta-se o receptor coerente digital. Os algoritmos de DSP empregados em conjunto com tal forma de recepção são tratados no Capítulo 3.

2.1 Transmissores Ópticos

O transmissor óptico tem a função de converter sinais elétricos em sinais ópticos e acoplá-los à fibra óptica, permitindo assim o envio de informação. O processo de transmissão se inicia com o envio de informações de uma fonte para um mapeador de símbolos que realiza a atribuição de símbolos aos dados da fonte segundo a constelação de um formato de modulação específico. Em seguida, um filtro é utilizado com o intuito de formatar os pulsos que representam os símbolos mapeados, gerando assim sinais elétricos modulantes. Tais sinais são enviados a um modulador óptico, onde são utilizados para imprimir a informação a ser transmitida em uma portadora óptica proveniente de uma determinada fonte óptica. Por fim, os sinais são lançados na fibra. É interessante ressaltar que em alguns casos a modulação da portadora pode ser realizada por uma ação direta na fonte óptica, retirando a necessidade de um modulador. Porém, os sistemas ópticos coerentes comumente empregam lasers de semicondutor como fontes ópticas e uma estrutura de modulação externa que permite usar a amplitude, a fase e a diversidade de polarização do sinal óptico para a transmissão de informação. Na sequência desta seção será dado enfoque ao laser de semicondutor como fonte óptica além de se apresentar conceitos relacionados aos moduladores ópticos e uma breve descrição acerca de alguns formatos de modulação.

2.1.1 Lasers de Semicondutor

Lasers de semicondutor são dispositivos que se baseiam no processo de emissão estimulada de fótons que ocorre em um meio com ganho e realimentação óptica para produzir luz. Esses dispositivos são formados por camadas de semicondutores com dopagens diferentes. A camada responsável pela emissão de luz é a camada ativa, que é composta por um semicondutor com dopagem específica a essa tarefa. Sob a aplicação de tensão elétrica, esta estrutura propicia um ambiente com ganho óptico favorável à ocorrência de emissões estimuladas de fótons, pois ocorre um efeito conhecido como inversão de população. A inversão de população se caracteriza pelo maior número de elétrons livres em níveis de maior energia e, conseqüentemente, de lacunas em níveis de menor energia da camada ativa. A recombinação de elétrons e lacunas de forma estimulada produz fótons, e a realimentação óptica, caracterizada pela reflexão de parte dos fótons gerados para o interior da camada ativa, faz com que novas recombinações eletrônicas sejam estimuladas. Existem diversas estruturas capazes de prover a realimentação óptica e cada uma delas dá origem a um tipo de laser diferente. É válido ressaltar que os fótons gerados nestas configurações possuem a mesma fase, direção e polarização, o que contribui para uma alta coerência da luz emitida pelos lasers. Essa característica, juntamente com fato de serem compactos, de baixo consumo de energia, capazes de produzir alta potência óptica e apresentarem tempo de vida consideravelmente longo, faz com que os lasers de semicondutor sejam a melhor alternativa a ser empregada como fonte óptica em sistemas de comunicação óptica coerente de longa distância e altas taxas de transmissão.

Uma das formas de operação dos lasers é como fonte óptica de onda contínua (*continuous wave* - CW). A inserção de informação no sinal óptico produzido nesta configuração de operação é realizada por um componente externo, que não interfere diretamente no funcionamento do laser. Portanto pode-se modelar isoladamente o sinal produzido pelo laser. De acordo com Seimetz em (SEIMETZ, 2009), é possível expressar o campo elétrico normalizado $\vec{E}_{cw}(t)$ de uma portadora óptica produzida por um laser ideal em operação no regime CW da seguinte forma:

$$\vec{E}_{cw}(t) = \sqrt{P_{cw}} e^{j(\omega_{cw}t + \varphi_{cw})} \vec{p}_{cw} \quad (2.1)$$

em que P_{cw} é a potência média normalizada, ω_{cw} é a frequência de operação em radianos por segundo, φ_{cw} é a fase no instante inicial e \vec{p}_{cw} é o vetor que indica a direção da polarização do campo produzido pelo laser.

Na prática, ruídos que tem origem na emissão espontânea de fótons que ocorre em adição às requeridas emissões estimuladas modificam o comportamento do sinal óptico produzido pelos lasers. Os fótons gerados por meio de emissão espontânea possuem energias e fases aleatórias que causam o aparecimento de variações aleatórias na amplitude e na fase do campo elétrico do sinal gerado pelo laser. Isso acaba dando origem ao ruído de amplitude e ao ruído de fase. Considerando o efeito desses ruídos, a equação 2.1 pode então ser reescrita como apresentada a seguir, em que $\delta P(t)$ e $\theta(t)$ correspondem, respectivamente, à variação normalizada da potência e ao ruído de fase:

$$\vec{E}_{cw}(t) = \sqrt{P_{cw} + \delta P(t)} e^{j[\omega_{cw}t + \varphi_{cw} + \theta(t)]} \vec{p}_{cw} \quad (2.2)$$

Um dos parâmetros mais importantes dos lasers é a largura de linha, que se refere a largura espectral do feixe produzido pelo laser medida 3 dB abaixo de sua potência máxima. Isso, pois o valor deste parâmetro está intimamente relacionado com a magnitude do ruído de fase $\theta(t)$ (SEIMETZ, 2009). Como será visto no capítulo referente à recepção coerente digital, a magnitude do ruído de fase é diretamente proporcional à largura de linha do laser empregado na transmissão. Em sistemas que fazem uso de formatos avançados de modulação e detecção coerente, o ruído de fase associado aos lasers é uma considerável fonte de distorções, pois causa a rotação dos símbolos transmitidos e a perda de sincronismo da portadora. Assim, a utilização de lasers com menor largura de linha é importante nos atuais sistemas ópticos.

A largura espectral dos lasers tem origem nos vários modos longitudinais além do modo principal que experimentam ganho óptico e satisfazem a condição de ressonância da cavidade que produz a realimentação óptica. Os lasers Fabry-Perot, que são de estrutura simples e são comumente referenciados como lasers multimodo, apresentam largura de linha em torno de 100 MHz (SENIOR; JAMRO, 2009). Quando lançado em fibras ópticas convencionais, o sinal destes lasers sofre espalhamento excessivo e estes fatores impedem sua utilização nos sistemas ópticos de alta capacidade atuais. O desenvolvimento dos lasers de realimentação distribuída (*distributed-feedback* - DFB) foi importante para superar os problemas de largura de linha apresentados pelos lasers Fabry-Perot. Os lasers DFB possuem uma configuração física que tenta

suprimir a potência dos modos longitudinais que se localizam ao redor do modo principal do laser e, por esta razão, eles são considerados lasers monomodo, podendo atingir larguras de linha que, em geral, vão de aproximadamente 100 kHz a 10 MHz (KIKUCHI, 2010). Atualmente, lasers de cavidade externa (*external cavity lasers* - ECLs), que também são lasers monomodo, permitem que a largura de linha alcance o valor de 100 kHz e menores, apresentando grandes benefícios aos sistemas ópticos, principalmente àqueles que operam em altas taxas de transmissão. No decorrer deste trabalho, assume-se como fonte óptica um laser monomodo de semicondutor, em um primeiro momento, sem distinção entre lasers DFB e ECL.

2.1.2 Moduladores Ópticos

Em sistemas de comunicação por fibras ópticas a modulação direta é a técnica mais simples utilizada para se inserir informação em uma portadora óptica. Ela se caracteriza por uma atuação direta na corrente de polarização da fonte óptica, considerada aqui um laser de semicondutor, permitindo que se realize variações na amplitude do sinal óptico de acordo com a informação a ser enviada. A modulação direta apresenta a desvantagem de produzir pulsos que são afetados por *chirp*. Este efeito consiste em uma variação da frequência central da fonte óptica com o tempo, causada por uma modulação residual de fase que é induzida pela modulação direta da amplitude do sinal que é gerado pela fonte óptica (AGRAWAL, 2010). O *chirp* é responsável por fazer com que os pulsos produzidos pela modulação tenham um espectro de frequências alargado que pode limitar a taxa de transmissão utilizada devido à dispersão cromática presente nas fibras ópticas, bem como aumentar o espaçamento requerido entre canais WDM, acarretando degradações no desempenho dos sistemas ópticos. Uma outra desvantagem dessa forma de modulação é o formato do pulso óptico gerado, que em geral não é capaz de seguir as variações abruptas do sinal elétrico de informação utilizado para controlar o laser, como mencionado em (AGRAWAL, 2010). Embora a modulação direta apresente estas desvantagens, tal modulação é amplamente utilizada em sistemas ópticos de curta distância, principalmente por sua simplicidade e baixo custo, já que não necessita de dispositivos além da própria fonte óptica e seu sistema eletrônico de controle.

As desvantagens inerentes à modulação direta se agravam com o aumento da taxa de transmissão. E como alternativa a esse método de modulação existe a modulação externa. Esta técnica de modulação demanda a utilização de um componente extra, o modulador óptico, que é acoplado à saída da fonte óptica. O modulador modifica características da portadora gerada pela fonte óptica que opera no regime CW. Variações de fase, amplitude ou uma combinação das duas podem ser realizadas de acordo com sinais elétricos que representam a informação a ser enviada. Apesar de causar um aumento da complexidade dos transmissores, a modulação externa proporciona melhor desempenho do sistema quando comparada à modulação direta, pois minimiza efeitos indesejados, como o *chirp*. Por esta razão, os transmissores de alta capacidade atuais utilizam modulação externa. Os principais moduladores ópticos empregados atualmente,

ou que são base para estruturas mais complexas de modulação, são apresentados a seguir.

2.1.2.1 Modulador de Fase

O modulador de fase (*phase modulator* - PM) é um dispositivo que se baseia no efeito Pockels para realizar variações na fase de uma portadora óptica (THYLÉN *et al.*, 2008). Tal dispositivo é composto por um guia de ondas envolvido por um par de eletrodos que possibilitam a aplicação de tensão elétrica posicionados em um substrato eletro-óptico que geralmente é o niobato de lítio (LiNbO₃). Um esquema básico desses dispositivos é apresentado na Figura 2, em que $\vec{E}_{entrada}(t)$ e $\vec{E}_{saída}(t)$ são os campos elétricos do sinal óptico de entrada e saída, respectivamente, e $u(t)$ é o sinal elétrico que controla o comportamento do PM.

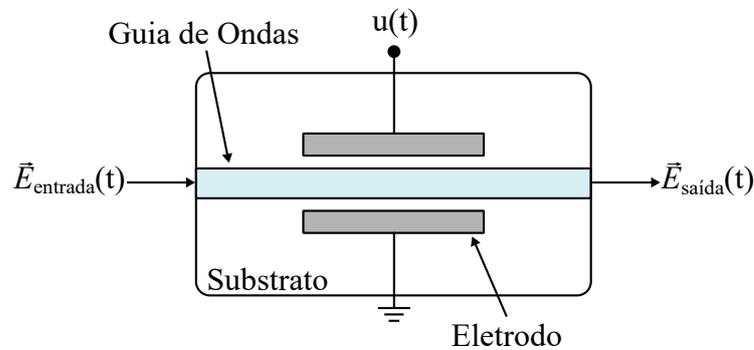


Figura 2 – Modulador de Fase.

De acordo com o efeito Pockels que também é conhecido como efeito eletro-óptico, a aplicação de uma tensão elétrica externa em certos materiais é capaz de modificar seus índices de refração e, conseqüentemente, modificar o índice de refração efetivo de guias de ondas que tenham tais materiais como base de construção (SEIMETZ, 2009). É interessante ressaltar que essa modificação do índice de refração efetivo se traduz em mudanças na fase do sinal propagante no guia de ondas. Fazendo uso desse processo que ocorre no niobato de lítio, o modulador de fase consegue provocar alterações na fase da portadora óptica de acordo com um sinal elétrico que represente a informação a ser enviada. A modulação de fase φ_{PM} é uma função do comprimento de onda λ , da variação do índice de refração efetivo do guia de ondas $\Delta n_{eff}(t)$ e também do comprimento do eletrodo utilizado para aplicar a tensão elétrica, conhecido como comprimento de interação, l_{el} , assim como descrito na equação 2.3 (SEIMETZ, 2009):

$$\varphi_{PM}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta n_{eff}(t) l_{el} \quad (2.3)$$

É válido ressaltar que a variação do índice de refração efetivo Δn_{eff} é linearmente proporcional à tensão elétrica $u(t)$ aplicada ao guia de ondas (THYLÉN *et al.*, 2008). Existe um valor de tensão que causa uma variação de π radianos na fase do sinal de entrada. Este valor é um parâmetro importante nos moduladores de fase e recebe a denominação de V_{π} . Considerando este parâmetro, a relação entre o sinal óptico na entrada $E_{entrada}(t)$ e na saída $E_{saída}(t)$ do modulador

de fase é dado pela equação 2.4 (SEIMETZ, 2009).

$$\frac{E_{saída}(t)}{E_{entrada}(t)} = e^{j\varphi_{PM}(t)} = e^{j\frac{u(t)}{V\pi}\pi} \quad (2.4)$$

2.1.2.2 Modulador Mach-Zehnder

O modulador Mach-Zehnder (Mach-Zehnder *modulator* - MZM) é um dispositivo que utiliza o princípio da interferência entre sinais propagantes que experimentam modulações de fase para propiciar modulação do sinal óptico. O nome desse modulador advém do fato de que a estrutura empregada para permitir a interferência entre os sinais propagantes se baseia em um interferômetro de Mach-Zehnder (Mach-Zehnder *interferometer* - MZI). Uma ilustração do MZM é apresentada na Figura 3. Tal modulador é basicamente composto por um guia de ondas que possui duas ramificações ou braços, como são geralmente denominados, nos quais estão posicionados moduladores de fase que podem ser controlados de maneira independente e, como no caso do modulador descrito anteriormente, esta estrutura é construída sobre um substrato que comumente é o niobato de lítio.

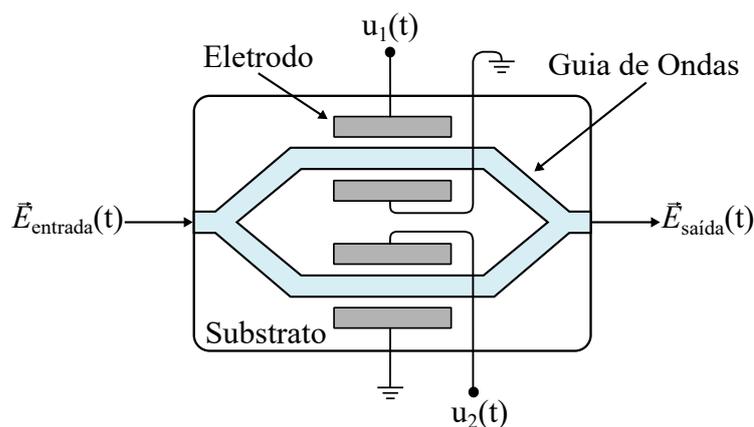


Figura 3 – Modulador Mach-Zehnder.

O sinal óptico que adentra à estrutura de um MZM é dividido de modo que se propaga por dois caminhos distintos. Em cada um destes caminhos ou braços, um modulador de fase age sobre o sinal óptico propagante realizando um desvio de fase proporcional à tensão elétrica a ele aplicada. Após este processo, os sinais ópticos provenientes dos dois braços são recombinados e, dependendo da diferença de fase entre eles, um padrão de interferência construtiva ou destrutiva pode ser observado. O MZM pode então ser utilizado para gerar modulação de amplitude em um sinal óptico, mas pode também ser utilizado como modulador de fase. Na verdade, seu modo de operação depende da forma com que as tensões elétricas aplicadas a cada um dos moduladores de fase se relacionam. O comportamento da estrutura de modulação descrita, de acordo com Seimetz em (SEIMETZ, 2009), dá origem a função de transferência definida pela equação 2.5, em que $\varphi_{PM_1}(t)$ e $\varphi_{PM_2}(t)$ representam, respectivamente, os desvios de fase sofridos pelo sinal

óptico no braço superior e inferior do modulador ou produzidos pela aplicação das tensões elétricas $u_1(t)$ e $u_2(t)$, como apresentadas na Figura 3.

$$\frac{E_{saída}(t)}{E_{entrada}(t)} = \frac{1}{2} (e^{j\varphi_{PM_1}(t)} + e^{j\varphi_{PM_2}(t)}) \quad (2.5)$$

Considerando V_{π_1} e V_{π_2} como as tensões elétricas que produzem um desvio de π radianos na fase dos sinais ópticos quando aplicadas ao modulador óptico do braço superior e inferior do modulador, respectivamente, é possível definir uma relação entre a modulação de fase e a tensão aplicada como descrito nas equações 2.6 e 2.7, relação esta que também pode ser observada por meio da equação 2.4.

$$\varphi_{PM_1}(t) = \frac{u_1(t)}{V_{\pi_1}}\pi \quad (2.6)$$

$$\varphi_{PM_2}(t) = \frac{u_2(t)}{V_{\pi_2}}\pi \quad (2.7)$$

Como já mencionado, o modo de operação do MZM é dependente da relação entre as tensões elétricas que controlam os moduladores de fase da estrutura. Dois modos principais de operação podem ser definidos. Quando variações de fase iguais são induzidas nos dois braços do modulador, ou seja, $\varphi_{PM_1}(t) = \varphi_{PM_2}(t) = \varphi(t)$, o que quer dizer que tensões elétricas com mesmo módulo e sinal são aplicadas aos moduladores de fase da estrutura, $u_1(t) = u_2(t) = u(t)$, considerando $V_{\pi_1} = V_{\pi_2} = V_{\pi}$, o modo de operação do MZM é chamado de *push-push* (SEIMETZ, 2009). A interferência entre os sinais ópticos sempre será construtiva se o modulador opera nesse modo e uma modulação pura de fase é alcançada. O outro modo de operação do MZM é denominado *push-pull* e é caracterizado pelo fato de que a modulação de fase em um dos braços do modulador assume o valor negativo da modulação de fase aplicada no outro braço, isto é, $\varphi_{PM_1}(t) = -\varphi_{PM_2}(t)$ (SEIMETZ, 2009). Para tanto, aplicam-se tensões elétricas nos moduladores de fase que tem mesmo módulo, porém, sinais opostos, ou seja, $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$, em um cenário em que $V_{\pi_1} = V_{\pi_2} = V_{\pi}$. Com isso, consegue-se fazer com que o MZM opere como um modulador de amplitude do sinal óptico e com a vantagem de não apresentar *chirp* (WINZER; ESSIAMBRE, 2006).

Considerando a operação no modo *push-pull* é possível reescrever a equação 2.5 da forma como mostrada na equação 2.8.

$$\frac{E_{saída}(t)}{E_{entrada}(t)} = \frac{1}{2} (e^{j\varphi_{PM_1}(t)} + e^{-j\varphi_{PM_1}(t)}) = \cos[\varphi_{PM_1}(t)] \quad (2.8)$$

Sabendo que $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$ e considerando $V_{\pi_1} = V_{\pi_2} = V_{\pi}$, por meio da equação 2.6, a relação entre o campo elétrico do sinal óptico de saída e de entrada do MZM pode ser descrita pela equação 2.9.

$$\frac{E_{saída}(t)}{E_{entrada}(t)} = \cos \left[\frac{u(t)}{2V_{\pi}}\pi \right] \quad (2.9)$$

Por fim, a função de transferência de potência associada ao MZM, descrita na equação 2.10, pode ser obtida por meio da equação 2.9.

$$\frac{P_{saída}(t)}{P_{entrada}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left[\frac{u(t)}{V_{\pi}} \pi \right] \quad (2.10)$$

Uma tensão elétrica contínua de polarização pode ser aplicada aos braços do MZM configurado no modo *push-pull* com o intuito de forçá-lo a operar em determinados pontos de sua curva de operação, que pode ser obtida em função do campo elétrico ou da potência óptica de saída de acordo com as equações 2.9 e 2.10, respectivamente. Os pontos de operação mais comuns são o de quadratura e o de mínima transmitância (SEIMETZ, 2009). A operação no ponto de quadratura é realizada quando a tensão elétrica contínua de polarização aplicada ao MZM é equivalente a $-V_{\pi}/2 \pm kV_{\pi}$, em que k é um número inteiro. Para o ponto de mínima transmitância, a tensão elétrica contínua de polarização é ajustada para $-V_{\pi} \pm k2V_{\pi}$, com k também sendo um número inteiro. Em geral, o ponto de quadratura é utilizado para gerar modulação de amplitude enquanto que o ponto de mínima transmitância é associado a modulação de fase, porém, a modulação ainda depende da amplitude do sinal elétrico de informação que também é aplicado ao MZM. Na sequência deste capítulo, mais informações serão apresentadas acerca desses pontos de operação e suas relações com os formatos de modulação.

2.1.2.3 Modulador em Fase e Quadratura

O modulador em fase e quadratura (*in-phase and quadrature modulator* - IQM) é um componente que é capaz de gerar formatos de modulação com símbolos em qualquer posição do plano complexo, sendo assim apropriados à geração de formatos avançados de modulação. Para tanto, sua estrutura é formada por uma combinação de dois MZMs e um PM, da forma como ilustrada na Figura 4. O sinal óptico que entra no modulador é dividido igualmente em dois braços, um responsável pela componente em fase e outro pela componente em quadratura do sinal óptico resultante do processo de modulação, identificados pelas letras I e Q , respectivamente. Em cada um dos braços, o MZM, que é configurado para operar no modo *push-pull* e no ponto de mínima transmitância, modula a amplitude do campo elétrico do sinal óptico de acordo com a tensão elétrica a ele aplicada. Neste caso, $u_I(t)$ corresponde ao sinal elétrico que representa a componente em fase dos símbolos do formato de modulação a ser gerado e é aplicado ao MZM do braço de fase enquanto que $u_Q(t)$ corresponde ao sinal elétrico associado à componente em quadratura dos símbolos do formato de modulação e é aplicado ao MZM do braço de quadratura. O modulador de fase posicionado no braço de quadratura do IQM é responsável por realizar uma rotação de $\pi/2$ radianos no sinal modulado proveniente do MZM deste braço. Dessa forma, o sinal óptico do braço de quadratura adquire uma defasagem de $\pi/2$ radianos em relação àquele do braço de fase. Por fim, a recombinação dos sinais advindos de ambos os braços se traduz em uma interferência que gera um sinal que representa um símbolo no plano complexo. É interessante salientar que podem ser produzidos símbolos em qualquer lugar do plano complexo, somente

dependendo da combinação entre as modulações aplicadas em cada um dos braços do IQM.

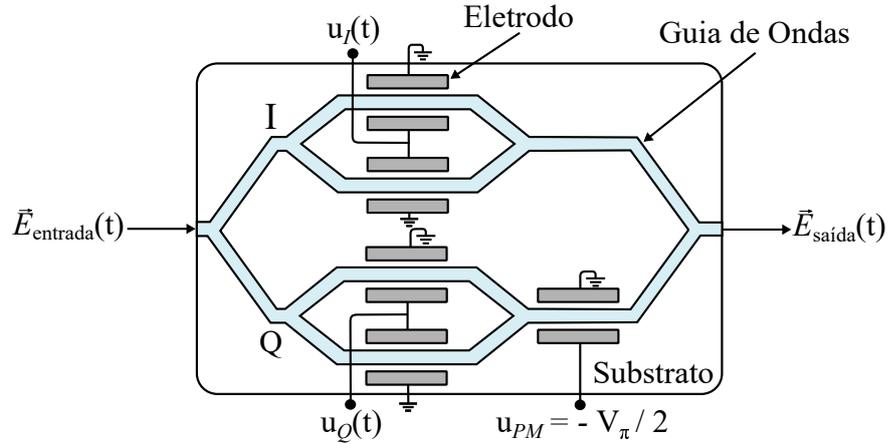


Figura 4 – Modulador em Fase e Quadratura.

A modulação realizada pelos MZMs faz com que os sinais em cada um dos braços experimentem uma defasagem que novamente pode ser definida em função da tensão V_π , assim como apresentado nas equações 2.11 e 2.12.

$$\Delta\varphi_I(t) = \frac{u_I(t)}{V_\pi} \pi \quad (2.11)$$

$$\Delta\varphi_Q(t) = \frac{u_Q(t)}{V_\pi} \pi \quad (2.12)$$

Por fim, a equação 2.13 descreve a função de transferência do campo elétrico modulado pelo IQM, considerando que a tensão elétrica aplicada ao modulador de fase do braço de quadratura é $u_{PM} = -V_\pi/2$ (SEIMETZ, 2009).

$$\frac{E_{saída}(t)}{E_{entrada}(t)} = \frac{1}{2} \cos \left[\frac{\Delta\varphi_I(t)}{2} \right] + j \frac{1}{2} \cos \left[\frac{\Delta\varphi_Q(t)}{2} \right] \quad (2.13)$$

A relação apresentada na equação 2.13 é uma função complexa, a qual permite então obter um valor de amplitude e fase que descreve a modulação aplicada ao sinal óptico. Este fato reforça o princípio de que por meio do IQM podem-se gerar formatos de modulação com símbolos em qualquer posição do plano complexo. Formatos avançados de modulação com vários símbolos podem ser gerados por meio desse modulador.

2.1.2.4 Modulador com Diversidade de Polarização

Para a transmissão de informação por meio de um sinal óptico, além de sua fase e amplitude, é possível usufruir da sua polarização. As fibras ópticas monomodo oferecem a possibilidade de transmissão em dois modos ortogonalmente polarizados. Explorando esses conceitos, a multiplexação em polarizações ortogonais é uma técnica que permite que sinais independentes sejam transmitidos em duas polarizações de uma portadora óptica que são ortogonais entre si, assim dobrando a eficiência de utilização da banda disponível nas fibras por

parte dos sistemas ópticos. A ortogonalidade das polarizações faz com que os sinais possam ser separados no receptor, tarefa esta que é auxiliada pelas técnicas de processamento de sinais empregadas em conjunto com a recepção coerente digital. O modulador com diversidade de polarização (*polarization diversity modulator* - PDM) é um dispositivo que gera sinais com multiplexação em polarizações ortogonais, os quais são geralmente referenciados como sinais de dupla polarização (*dual-polarization* - DP). A Figura 5 apresenta um esquema de tal modulador, composto por um separador de feixes por polarização (*polarization beam splitter* - PBS), dois IQMs e um combinador de feixes por polarização (*polarization beam combiner* - PBC).

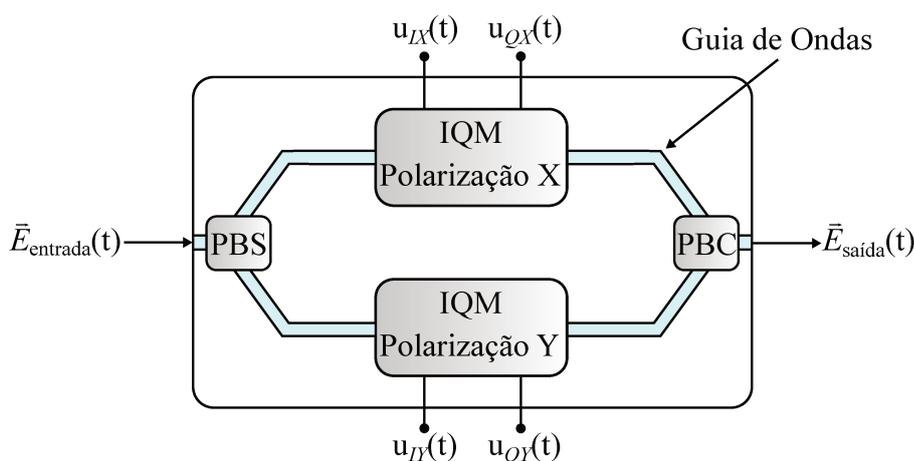


Figura 5 – Modulador com Diversidade de Polarização.

O procedimento de geração do sinal óptico de informação pelo PDM se inicia com a divisão equilibrada da portadora óptica no PBS em dois sinais ópticos polarizados ortogonalmente. Cada um dos sinais polarizados é direcionado a um dos dois braços do PDM, os quais realizam modulação de maneira independente um do outro. De fato, cada um destes braços é relacionado a uma das polarizações ortogonais que dão origem ao sinal com multiplexação de polarização. É comum referenciar as duas polarizações ortogonais como sendo a polarização X e a Y, ou a horizontal e a vertical, respectivamente. Em cada braço do PDM existe um IQM que modula o sinal óptico de acordo com os sinais elétricos a ele aplicados. Em relação à polarização X, os sinais elétricos que controlam o IQM são $u_{IX}(t)$ e $u_{OX}(t)$, já em relação à polarização Y, os sinais elétricos são $u_{IY}(t)$ e $u_{OY}(t)$, como é possível visualizar na Figura 5. Por fim, os sinais provenientes de ambos os braços de modulação são combinados no PBC dando então origem ao sinal com multiplexação em polarizações ortogonais. É interessante ressaltar que qualquer formato de modulação que possa ser gerado por meio de um IQM pode ser utilizado para gerar os sinais multiplexados em polarização.

2.1.3 Formatos de Modulação

Até pouco tempo atrás, o formato de modulação OOK era o predominantemente escolhido para ser empregado nos sistemas de comunicação por fibras ópticas. Tal modulação

usa de modificações na amplitude do sinal óptico para o envio de informação, baseando-se em uma constelação binária, em que um nível de amplitude é associado ao bit 0 e outro ao bit 1. É possível gerar um sinal com modulação OOK por meio de um laser operando no regime CW e um MZM configurado no modo *push-pull* e no ponto de quadratura que recebe um sinal elétrico de informação com tensão pico a pico de V_π (SEIMETZ, 2009).

Com o crescimento sustentado da demanda por capacidade de transmissão, formatos de modulação baseados em constelações com mais pontos ou símbolos e que exploram não somente a amplitude do sinal óptico para o envio de informação, como a modulação QAM, se tornaram o foco de pesquisas e aplicações quando se diz respeito a sistemas ópticos de alta capacidade. O formato de modulação QAM manipula tanto a amplitude quanto a fase do sinal óptico, gerando assim constelações mais complexas do que aquela associada à modulação OOK. Tais constelações podem ter vários formatos, como quadrado e circular, e quantidades de símbolos, por exemplo, 4, 8, 16 e 64. É comum referenciar esta modulação de uma forma similar à sigla M-QAM, em que M é substituído pela quantidade de símbolos da constelação. O formato 4-QAM é igual ao formato QPSK. Formatos QAM de alta ordem podem contribuir para o aumento da taxa de transmissão e da eficiência espectral dos sistemas ópticos, no entanto, ao custo de uma menor tolerância a ruídos devido ao distanciamento reduzido entre os símbolos na constelação. Um sinal óptico com modulação QAM pode ser gerado por meio de um IQM que modula a portadora óptica produzida por um laser de acordo com os sinais elétricos que representam as componentes em fase e quadratura dos símbolos que serão transmitidos. A Figura 6 apresenta um esquema dessa geração, em que os sinais modulantes são identificados por $u_I(t)$ e $u_Q(t)$. Os MZMs que compõem o IQM devem ser configurados para operar no modo *push-pull* e no ponto de mínima transmitância, recebendo sinais elétricos modulantes com tensão pico a pico de $2V_\pi$. É interessante ressaltar que os sinais modulantes que representam as componentes em fase e quadratura dos símbolos a serem enviados são sinais multiníveis, em que o número de amplitudes distintas depende da ordem do formato de modulação QAM que se pretende gerar.

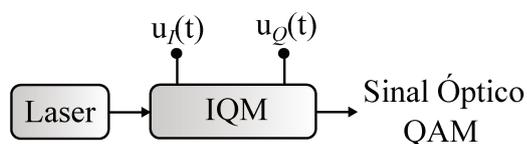


Figura 6 – Esquema básico de geração de sinais QAM.

A Figura 7 ilustra a geração do formato de modulação 64-QAM. Em tal Figura é apresentado o comportamento da amplitude normalizada do campo elétrico na saída dos MZMs que compõem um IQM empregado na geração do formato 64-QAM. É indicado o ponto de operação induzido pela configuração no modo *push-pull* e no ponto de mínima transmitância, o intervalo de variação do sinal modulante ao redor do ponto de operação e os símbolos gerados na saída dos MZMs. É ilustrada também a constelação associada ao formato 64-QAM. Neste cenário, os sinais modulantes possuem 8 níveis distintos de amplitude, de modo que cada MZM do IQM é capaz de modular o campo elétrico do sinal óptico que percorre sua estrutura em

8 níveis diferentes de amplitude. No IQM, como já mencionado, o sinal modulado do braço de quadratura sofre uma rotação de $\pi/2$ radianos, se tornando ortogonal ao do braço de fase. A combinação de ambos os sinais dá então origem a símbolos pertencentes à constelação do formato de modulação 64-QAM. A geração de formatos QAM com outras quantidades de símbolos está condicionada ao número de níveis distintos de amplitude dos sinais modulantes.

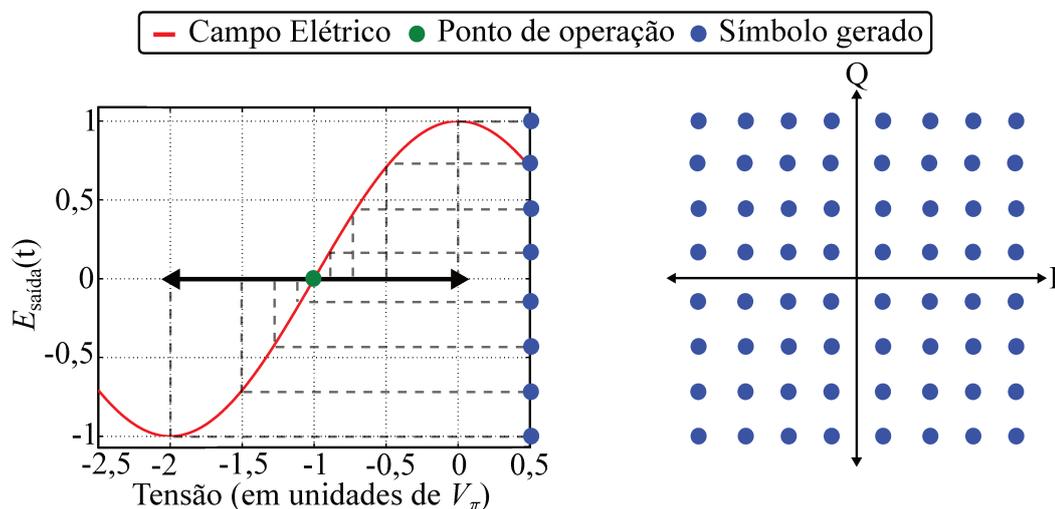


Figura 7 – Amplitude do campo elétrico na saída dos MZMs de um IQM empregado na geração do formato 64-QAM e constelação de símbolos de tal formato de modulação.

A multiplexação em polarizações ortogonais pode ser utilizada com qualquer formato de modulação. Nos atuais sistemas ópticos coerentes, o formato de modulação QAM é geralmente associado a esta técnica de transmissão. Por meio de um PDM em que cada um de seus IQMs é configurado para gerar sinais com modulação QAM, operando de maneira similar a descrita anteriormente, podem ser produzidos sinais de dupla polarização. É comum referenciar tais sinais como DP-M-QAM, em que M é substituído pela quantidade de símbolos do formato QAM utilizado na geração do sinal de dupla polarização.

2.2 Canal de Comunicação

O canal de comunicação é o meio físico que interliga o transmissor e o receptor e pelo qual o sinal transmitido se propaga. Em tese, um canal de comunicação deve fornecer condições propícias à transmissão de sinais de tal forma que estes não tenham suas características modificadas. Contudo, nos sistemas reais de comunicação, o sinal detectado pelo receptor é uma versão corrompida daquele originalmente transmitido. Isto devido a efeitos degradantes presentes no canal de comunicação.

No âmbito dos sistemas de comunicação óptica por fibra, o canal de comunicação engloba a fibra óptica e demais componentes envolvidos na propagação do sinal, como os amplificadores ópticos, os eventuais filtros e dispositivos relacionados à técnica WDM. Os atuais sistemas ópticos coerentes utilizam as chamadas fibras monomodo padrão (*standard single-mode*

fibers - SSMFs). Em particular, ao propagar pela fibra óptica, os sinais experimentam efeitos dispersivos, como a CD e a PMD, atenuação e efeitos não-lineares que acabam distorcendo-os. Nesta seção tais efeitos são abordados, apresentando a fibra óptica como meio físico de propagação. Considera-se a fibra óptica monomodo ao longo das discussões. Conceitos relacionados aos amplificadores ópticos e sua utilização na compensação da atenuação sofrida pelos sinais também são tratados.

2.2.1 Dispersão Cromática em Fibras Ópticas Monomodo

Dispersão, no âmbito de sistemas de transmissão, é um termo que se refere a qualquer efeito em que diferentes parcelas do sinal transmitido se propagam no canal de comunicação com diferentes velocidades (RAMASWAMI *et al.*, 2009). O sinal óptico gerado no transmissor possui uma largura de banda finita que é dependente da largura de linha da fonte óptica, do formato de símbolo empregado e da taxa de símbolos associada à modulação. Na fibra óptica, diferentes componentes espectrais desse sinal acabam se propagando com velocidades de grupo distintas, o que dá origem ao fenômeno conhecido como dispersão cromática. A CD é também chamada de dispersão intramodal ou dispersão de velocidade de grupo (*group-velocity dispersion* - GVD). Tal fenômeno surge por questões relacionadas ao material usado na fabricação das fibras ópticas e também por questões estruturais das mesmas. Por isso, diz-se que a CD tem duas contribuições, a dispersão material e a dispersão de guia de ondas (AGRAWAL, 2010).

A sílica, material utilizado na produção de fibras ópticas, apresenta um índice de refração que é dependente da frequência. Com isso, as diversas componentes espectrais do sinal propagante na fibra acabam experimentando velocidades de grupo distintas, causando o aparecimento da dispersão material. Já a dispersão de guia de ondas surge do fato de que parte da energia de um modo associado a um determinado sinal óptico se propaga na casca e outra parte no núcleo das fibras ópticas. O índice de refração efetivo, por esta razão, dependerá da distribuição da energia entre tais partes da fibra e estará entre o índice de refração da casca e o do núcleo. Esta distribuição é influenciada pelo comprimento de onda. Assim, variações no comprimento de onda fazem com que o índice de refração se altere, causando o aparecimento do efeito dispersivo dependente do guia de ondas (RAMASWAMI *et al.*, 2009).

É possível associar à CD o chamado parâmetro de dispersão, D dado em ps/(nm × km), mostrado na equação 2.14, em que c equivale à velocidade da luz no vácuo, λ é o comprimento de onda central do sinal óptico e β_2 é conhecido como parâmetro de GVD (AGRAWAL, 2010). As fibras SSMFs possuem, em geral, o parâmetro D em torno de 16 ps/(nm × km).

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.14)$$

O fato de as diferentes componentes espectrais de um sinal óptico se propagarem com velocidades de grupo diferentes conduz ao alargamento temporal dos pulsos. Isso, por sua vez, pode ser responsável por limitar a taxa de transmissão de um determinado sistema ou

umentar a ocorrência de erros na recepção caso não seja devidamente tratado, pois pode causar interferência intersimbólica. Considerando o parâmetro de dispersão D , o alargamento temporal dos pulsos que originalmente tem largura de banda medida em comprimentos de onda $\Delta\lambda$ por uma fibra com comprimento L pode ser determinado de acordo com a equação 2.15.

$$\Delta T = DL\Delta\lambda \quad (2.15)$$

2.2.2 Dispersão dos Modos de Polarização

Como já brevemente mencionado, as fibras monomodo oferecem suporte à propagação de dois modos ortogonalmente polarizados. Idealmente, estes modos possuem as mesmas constantes de propagação. Porém, a não perfeita circularidade do núcleo e da casca das fibras ópticas causada pelo processo de fabricação ou instalação das mesmas faz com que a característica degenerada dos modos ortogonalmente polarizados seja perdida. A fibra então adquire birrefringência, que consiste em uma diferença entre os índices de refração associados aos modos ortogonais. Com isso, as polarizações ortogonais passam a apresentar velocidades de grupo distintas, causando alargamento temporal dos pulsos, fenômeno este chamado de dispersão dos modos de polarização. É interessante salientar que a PMD pode também ser fruto do uso de alguns dispositivos ao longo do enlace de propagação dos sinais ópticos. Dado que as polarizações ortogonais adquirem velocidades de grupo distintas é possível ser calculada a diferença entre o tempo de chegada de cada uma delas. Esta medida é chamada de atraso diferencial de grupo (*differential group delay* - DGD) e pode ser obtida por meio da equação 2.16, em que D_{PMD} é o parâmetro de PMD, em ps/ $\sqrt{\text{km}}$. Em fibras ópticas típicas, o valor de D_{PMD} está entre 0,5 e 2 ps/ $\sqrt{\text{km}}$ (RAMASWAMI *et al.*, 2009).

$$\langle \Delta\tau \rangle = D_{PMD}\sqrt{L} \quad (2.16)$$

O formato do núcleo e da casca das fibras convencionais varia ao longo de sua extensão. Isso faz com que a birrefringência não seja constante em todo o comprimento da fibra. E geralmente, tal parâmetro também não é constante ao longo do tempo, pois alterações de temperatura fazem com que os índices de refração se modifiquem. Esses fatos contribuem para que o efeito da PMD também não seja constante ao longo da propagação do sinal.

A birrefringência faz com que a distribuição da energia do sinal óptico entre os diferentes estados de polarização se modifique ao longo da propagação e, de acordo com Agrawal em (AGRAWAL, 2010), o estado de polarização também se torna distinto para diferentes componentes espectrais do pulso óptico. Ao se propagar por uma fibra óptica sinais multiplexados em polarizações ortogonais idealmente não se interfeririam. Porém, com as modificações no estado de polarização dos sinais ópticos e a PMD, os sinais na saída de uma fibra óptica são combinações lineares daqueles originalmente transmitidos em polarizações ortogonais. Considerando somente a birrefringência e a PMD, é possível estabelecer uma relação entre os sinais lançados na fibra e aqueles detectados em sua saída como descrito na equação 2.17

(HAUSKE *et al.*, 2009). Nesta equação, $E_{entrada,X}(f)$ e $E_{saída,X}(f)$ são os campos elétricos do sinal da polarização X na entrada e na saída da fibra no domínio da frequência, respectivamente, e $E_{entrada,Y}(f)$ e $E_{saída,Y}(f)$ são, respectivamente, os campos elétricos do sinal da polarização Y na entrada e na saída da fibra óptica, também no domínio da frequência. $H(f)$ é uma matriz de dimensão 2x2 que engloba os efeitos causados pela birrefringência e pela PMD.

$$\begin{bmatrix} E_{saída,X}(f) \\ E_{saída,Y}(f) \end{bmatrix} = H(f) \begin{bmatrix} E_{entrada,X}(f) \\ E_{entrada,Y}(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{XX}(f) & H_{YX}(f) \\ H_{XY}(f) & H_{YY}(f) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{entrada,X}(f) \\ E_{entrada,Y}(f) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Na matriz $H(f)$, $H_{XX}(f)$ representa a influência do sinal de entrada da polarização X no sinal de saída da polarização X, $H_{XY}(f)$ a influência do sinal da polarização X de entrada no sinal de saída da polarização Y, $H_{YY}(f)$ a influência do sinal da polarização Y de entrada no sinal de saída da polarização Y e, por fim, $H_{YX}(f)$ representa a influência do sinal da polarização Y de entrada no sinal de saída da polarização X.

Os efeitos da birrefringência e da PMD podem ser modelados analiticamente baseando-se em uma concatenação de seções de fibra (AGRAWAL, 2010). Em cada seção, a birrefringência possui grau e direção constantes, mas tais valores devem variar aleatoriamente entre as seções. Então, a matriz $H(f)$ pode ser obtida pelo produto dos efeitos de cada seção de fibra, assim como mostrado na equação 2.18 (HAUSKE *et al.*, 2009). Na equação 2.18, N é o número de seções de fibra, ϕ_i é a diferença de fase entre o eixo mais rápido e o mais lento, $\Delta\tau_i$ é o DGD entre o eixo mais rápido e o mais lento e θ_i é a rotação da polarização da i -ésima seção da fibra.

$$H(f) = \prod_{i=0}^N \begin{bmatrix} e^{j(\phi_i+2\pi f\Delta\tau_i)/2} & 0 \\ 0 & e^{-j(\phi_i+2\pi f\Delta\tau_i)/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_i & \sin \theta_i \\ -\sin \theta_i & \cos \theta_i \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

No Capítulo 3, será visto que uma das etapas de recuperação do sinal no receptor que é auxiliada por algoritmos de DSP tenta estimar a matriz $H(f)$ inversa e acompanhar sua evolução ao longo do tempo para anular os efeitos da PMD e da birrefringência nos sinais.

2.2.3 Atenuação

A atenuação consiste na redução da potência do sinal óptico ao se propagar pela fibra óptica. Este efeito se relaciona ao alcance dos sistemas ópticos, pois os receptores apresentam um nível mínimo de potência para o qual conseguem recuperar o sinal de forma satisfatória. A atenuação ocorre devido à alguns fatores, como a absorção material, que pode ser causada pela própria matéria prima utilizada na produção das fibras ou por impurezas presentes na mesma, espalhamentos, como o espalhamento Rayleigh, imperfeições no guia de ondas e curvaturas acentuadas na fibra, que fazem com que existam perdas na interface núcleo-casca. Considerando $P_{entrada}$ a potência do sinal lançado na fibra óptica em dBm, ao se propagar por uma fibra com comprimento L em km e que tem um coeficiente de atenuação α em dB/km, a potência do sinal de saída $P_{saída}$ em dBm pode ser obtida como mostrada na equação 2.19.

O coeficiente de atenuação α depende do comprimento de onda do sinal transmitido. As fibras convencionais apresentam o valor mínimo do coeficiente de atenuação, que em geral é de 0,2 dB/km, nas proximidades do comprimento de onda igual a 1550 nm, que se localiza na região do espectro de operação das fibras ópticas conhecida como banda C (AGRAWAL, 2010).

$$P_{saída} = P_{entrada} - \alpha L \quad (2.19)$$

A atenuação é um fator que implica no limite do alcance dos sistemas ópticos devido à sensibilidade apresentada pelos receptores. A solução mais simples para os problemas relacionados à atenuação seria aumentar a potência com a qual os sinais ópticos são lançados na fibra. No entanto, como será visto na subseção 2.2.4, o aumento indiscriminado da potência pode impulsionar o aparecimento de efeitos não lineares que degradam o desempenho dos sistemas ópticos. A alternativa aplicada nos sistemas ópticos para compensar a ação da atenuação é a inserção periódica de amplificadores ópticos ao longo do enlace, como ilustrado na Figura 8. Os amplificadores podem ser classificados em três tipos distintos de acordo com a posição na qual foram inseridos no sistema. O amplificador posicionado logo após o transmissor é chamado de amplificador de potência, pois tem como finalidade aumentar a potência do sinal óptico lançado na fibra. Pré-amplificador é o termo que se refere ao amplificador que é adicionado imediatamente antes do receptor óptico e o seu objetivo é proporcionar um nível adequado de potência ao sinal que chega ao receptor. Os amplificadores posicionados ao longo do enlace são chamados de amplificadores de linha. Conforme indicado na Figura 8, cada extensão de fibra entre tais dispositivos é chamada de *span*. Os amplificadores de linha agem nos sinais amplificando-os com o objetivo de recuperar a potência atenuada por causa da propagação pelo *span* imediatamente anterior.

Dentre os amplificadores ópticos existentes, o EDFA é o mais utilizado. A capacidade de amplificar vários canais de forma simultânea em um sistema WDM e de modo transparente ao formato de modulação empregado em cada um deles consiste em uma das razões que justificam o amplo uso desses amplificadores. Originalmente, tais amplificadores operam na banda C, mas EDFAs designados à operar na banda L já estão disponíveis comercialmente (RAMASWAMI *et al.*, 2009). Para desempenhar a amplificação dos sinais ópticos, o EDFA lança mão da emissão estimulada. Como meio que provê condições a este processo, tal amplificador utiliza uma fibra especialmente dopada com íons do elemento químico érbio. Um laser que usualmente opera no comprimento de onda de 980 nm ou de 1480 nm é acoplado a esta fibra e fornece energia para que os íons de érbio passem do estado natural para um estado excitado de maior energia. Por esta razão esse laser é chamado de laser de bombeio. A estrutura do EDFA conta com acopladores de sinais para permitir a conexão do laser de bombeio e da fibra óptica que transporta o sinal a ser amplificado à fibra dopada com érbio. Ao percorrer a extensão da fibra dopada com íons de érbio, o sinal óptico atenuado faz com que ocorram emissões estimuladas que, por sua vez, contribuem para a amplificação do sinal. No entanto, emissões espontâneas de fótons ocorrem em adição às requeridas emissões estimuladas, e essas acabam também sendo amplificadas,

dando origem ao ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission - ASE*) (RAMASWAMI *et al.*, 2009).

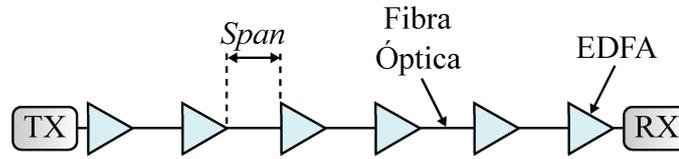


Figura 8 – Sistema Óptico Amplificado.

O ruído ASE é uma fonte óptica de ruído aditivo gaussiano branco (*additive white gaussian noise - AWGN*), já que tem um espectro tipicamente constante ao longo do espectro do sinal (WINZER; ESSIAMBRE, 2006). Tal ruído se acumula ao longo do enlace devido à passagem por vários estágios de amplificação, o que degrada a relação sinal-ruído óptica. A OSNR é definida como a relação entre a potência média do sinal óptico por canal, P_{sinal} , somada considerando as duas polarizações ortogonais caso um sinal de dupla polarização tenha sido transmitido, e a potência do ruído ASE medida nas duas polarizações em uma largura de banda de referência B_{ref} de 0,1 nm, P_{ASE} , dada uma densidade espectral de potência N_{ASE} , como indicada na equação 2.20 (ESSIAMBRE *et al.*, 2010). B_{ref} equivale a 12,5 GHz na região de 1550 nm.

$$OSNR = \frac{P_{sinal}}{P_{ASE}} = \frac{P_{sinal}}{2N_{ASE}B_{ref}} \quad (2.20)$$

Considerando um enlace com N_{span} spans, em que cada EDFA compensa as perdas de propagação no *span* imediatamente anterior a sua posição, é possível calcular a OSNR a partir da equação 2.21, em que F_a é a figura de ruído associada aos amplificadores, L é o comprimento de cada *span*, h é a constante de Planck e ν é a frequência da portadora óptica. É importante salientar que P_{sinal} é a potência do sinal óptico por canal na saída do amplificador.

$$OSNR = \frac{P_{sinal}}{F_a \alpha L N_{span} h \nu B_{ref}} \quad (2.21)$$

2.2.4 Efeitos Não Lineares

A estrutura das fibras ópticas monomodo faz com que a maior parcela da energia associada ao campo eletromagnético dos modos propagantes seja confinada no núcleo. Consequentemente, a intensidade da luz é relativamente alta nesta região, visto à pequena dimensão do núcleo das fibras. Isto faz com que as fibras ópticas, mesmo sendo compostas principalmente por um material que não tem características intrínsecas de não linearidade, apresente efeitos não lineares (AGRAWAL, 2010). De uma forma geral, os efeitos não lineares degradam os sinais propagantes e se tornam mais severos a partir de certos limiares de intensidade do campo elétrico, o que acaba limitando a potência com a qual os canais ópticos podem ser lançados na fibra.

Os efeitos não lineares presentes na propagação de sinais em fibras ópticas se subdividem em dois grupos. O primeiro grupo se caracteriza por efeitos causados por espalhamentos

inelásticos, em que o espalhamento estimulado de Brillouin (*stimulated Brillouin scattering* - SBS) e o espalhamento estimulado de Raman (*stimulated Raman scattering* - SRS) são os principais exemplos. Estes efeitos fazem com que a potência do sinal óptico lançado na fibra seja transferida para as ondas espalhadas. É interessante ressaltar que a partir de um limiar de potência do sinal óptico incidente na fibra, a potência da onda espalhada cresce exponencialmente. A potência óptica que faz do SRS um efeito significativo é relativamente alta e é superior àquela relacionada ao SBS. E levando em conta o perfil de potência dos canais ópticos, diz-se que o SRS é um efeito predominantemente associado a sistemas WDM.

O segundo grupo é determinado pelos efeitos não lineares originados na dependência do índice de refração com a intensidade do campo elétrico aplicado. Como exemplo dos efeitos criados por tal dependência podem ser citadas a auto-modulação de fase (*self-phase modulation* - SPM), a modulação cruzada de fase (*cross-phase modulation* - XPM) e a mistura de quatro ondas (*four-wave mixing* - FWM). A dependência do índice de refração com relação à intensidade do campo elétrico faz com que a fase de um pulso óptico se modifique proporcionalmente à variação da sua potência. Diz-se então que esta dependência causa o aparecimento de um desvio de fase não linear (AGRAWAL, 2010). Com isso, uma auto-modulação de fase é induzida no pulso óptico que passa a apresentar *chirp*. Este fenômeno é a SPM. Na presença de dispersão cromática, o *chirp* induzido por tal fenômeno se traduz em alterações na forma do pulso. Quando se trata de um sistema WDM, o desvio de fase não linear experimentado pelo sinal óptico de um canal não depende unicamente de sua potência óptica, mas também da potência dos canais vizinhos, dando origem à XPM. Como os sistemas ópticos atuais utilizam formatos de modulação que carregam informação na fase e na amplitude do sinal óptico, tanto a SPM quanto a XPM são efeitos que podem degradar severamente o desempenho das transmissões. Com relação a sistemas com multiplexação de comprimentos de onda, o FWM é outro efeito não linear que pode também estar presente. Este efeito se caracteriza pelo fato de que três sinais co-propagantes podem gerar um quarto sinal em uma frequência que é dependente daquelas dos sinais geradores. Este sinal então pode interferir em possíveis canais vizinhos que transmitem informação.

A introdução da detecção coerente digital abriu espaço a pesquisas visando a compensação de efeitos não lineares via algoritmos de DSP. As abordagens comumente avaliadas se baseiam em algoritmos de propagação reversa digital (*digital back-propagation* - DBP) e são computacionalmente complexas. Os ganhos associados a estas técnicas muitas vezes são limitados por degradações presentes nas fibras ópticas e colocam em questão a viabilidade de suas utilizações (DAR; WINZER, 2016).

2.3 Receptores Ópticos

O sinal distorcido proveniente do canal de comunicação é detectado pelo receptor óptico. Este tem por objetivo recuperar a informação transmitida pela fonte e entregá-la ao destino. Nas primeiras gerações dos sistemas ópticos de longa distância, os receptores se baseavam em

detecção direta. Em sua configuração mais simples, a qual emprega somente um fotodetector para a conversão do sinal óptico em sinal elétrico, a detecção direta somente obtém informações da amplitude dos sinais ópticos, limitando os formatos de modulação que podem ser utilizados e contribuindo para a baixa eficiência espectral dos sistemas. A detecção direta não necessita de nenhum controle de polarização, fase ou frequência, tornando-a um método de recepção de sinais muito simples. Por esta razão, tal forma de detecção é ainda amplamente aplicada em sistemas ópticos, principalmente quando se trata de redes ópticas de acesso.

Nos sistemas ópticos de alta capacidade atuais, um receptor coerente converte o sinal óptico proveniente da saída da fibra em sinal elétrico. A detecção coerente permite mapear as informações de fase, amplitude, frequência e polarização do sinal óptico de forma linear para o domínio elétrico. Isto contribui para duas grandes características associadas a esta forma de recepção. A primeira delas é que todos os graus de liberdade de um sinal óptico podem ser usados para a transmissão de informação. Torna-se possível usar formatos de modulação multiníveis e multiplexação em polarizações ortogonais com menor complexidade óptica do que em outras formas de recepção de sinais ópticos. A segunda consiste no fato de que se pode compensar distorções adquiridas pelo sinal óptico ao longo da transmissão de forma puramente digital. Após a digitalização dos sinais elétricos gerados no receptor coerente, técnicas de DSP utilizam as informações linearmente mapeadas do domínio óptico para o elétrico para mitigar as distorções presentes no sinal. Na sequência desta seção, abordam-se conceitos referentes à recepção coerente, que está intimamente relacionada aos objetivos do trabalho em questão. As técnicas de DSP usadas para condicionar o sinal recebido são tratadas no Capítulo 3.

2.3.1 Princípios da Detecção Coerente

A detecção coerente tem como fundamento o batimento entre o sinal óptico proveniente da fibra e um sinal óptico de referência gerado por um laser que é denominado oscilador local. A frequência de operação do LO não necessariamente precisa ser igual à frequência central do sinal óptico de informação. Com respeito a isso, existem três tipos diferentes de recepção coerente, a homódina, a heteródina e a intradina (DERR, 1992).

Na recepção homódina, a frequência óptica central do sinal transmitido é igual a de operação do LO. Isto implica em uma translação do espectro do sinal transmitido diretamente para a banda base, sem nenhuma frequência intermediária. Todavia, é preciso manter um travamento entre as frequências de operação do LO e a frequência central do sinal óptico, o que demanda a introdução de circuitos complexos de controle. Já a recepção heteródina se caracteriza pelo fato de que a frequência de operação do LO é diferente da frequência central do sinal óptico de informação. E esta diferença é superior a duas vezes a taxa de símbolos associada ao sinal de informação. O requisito com respeito ao travamento das frequências é retirado, no entanto, apresenta-se a necessidade de dispositivos eletrônicos com largura de banda de no mínimo duas vezes a largura de banda do sinal de informação medida em banda base, visto que o batimento

provoca o aparecimento do espectro do sinal de informação em uma frequência intermediária. Na recepção intradina, a qual recebe a maior atenção dentre as outras formas de detecção, a diferença entre a frequência central do sinal óptico transmitido e a do oscilador local é menor que a largura de banda do sinal de informação medida em banda base. Não se faz necessário o travamento entre as frequências. O batimento entre os sinais faz com que o espectro do canal óptico possa ser encontrado em uma frequência intermediária que é inferior àquela referente a recepção heteródina, o que contribui para a diminuição da banda necessária dos dispositivos eletrônicos. A completa coerência entre os sinais envolvidos no batimento é alcançada por meio de técnicas de DSP, tarefa esta que se torna possível com o advento da tecnologia de circuitos integrados digitais.

2.3.2 Arquitetura dos Receptores Coerentes

A conversão do sinal óptico em sinal elétrico no receptor é realizada pelo fotodetector. Fotodetectores são dispositivos optoeletrônicos que geram uma corrente elétrica proporcional à potência óptica incidente em sua estrutura, que é composta por junções de semicondutores. A corrente elétrica gerada I_p , em Àmpere, pelo sinal óptico incidente com uma potência em Watts P_{in} é dada pela equação 2.22 (RAMASWAMI *et al.*, 2009). Nesta equação, R corresponde à responsividade associada ao fotodetector, em A/W. Este parâmetro depende da estrutura e dos semicondutores do fotodetector.

$$I_p = RP_{in} \quad (2.22)$$

Em receptores coerentes, o sinal que incide nos fotodetectores é aquele resultante do processo de batimento entre o sinal de informação e o sinal do LO. A estrutura óptica de recepção, chamada de *front-end* óptico, é dependente da forma como o sinal transmitido é composto. Para a detecção de sinais ópticos de polarização única modulados em amplitude e fase, a configuração básica necessária do receptor coerente é como a ilustrada na Figura 9. Esta estrutura recebe o nome de receptor com diversidade de fase, pois permite obter as componentes em fase e quadratura de um sinal óptico.

O campo elétrico do sinal óptico recebido $E_r(t)$ é misturado com o campo elétrico do sinal do oscilador local $E_{LO}(t)$ em uma híbrida de 90° . Este dispositivo pode ser construído por meio de quatro acopladores de 3 dB e um defasador de 90° , como mostrado na Figura 9. Os sinais provenientes das quatro saídas da híbrida incidem em fotodetectores arranjados na configuração balanceada, caracterizando a detecção balanceada dos sinais. Esta forma de detecção é empregada por maximizar o batimento entre os sinais ópticos e enquanto contribui para a eliminação do nível de corrente direta (*direct current* - DC) presente nos sinais elétricos de saída (KIKUCHI, 2010). A função de transferência dos acopladores de 3 dB é dada pela seguinte equação (HO, 2005):

$$H_{ac} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

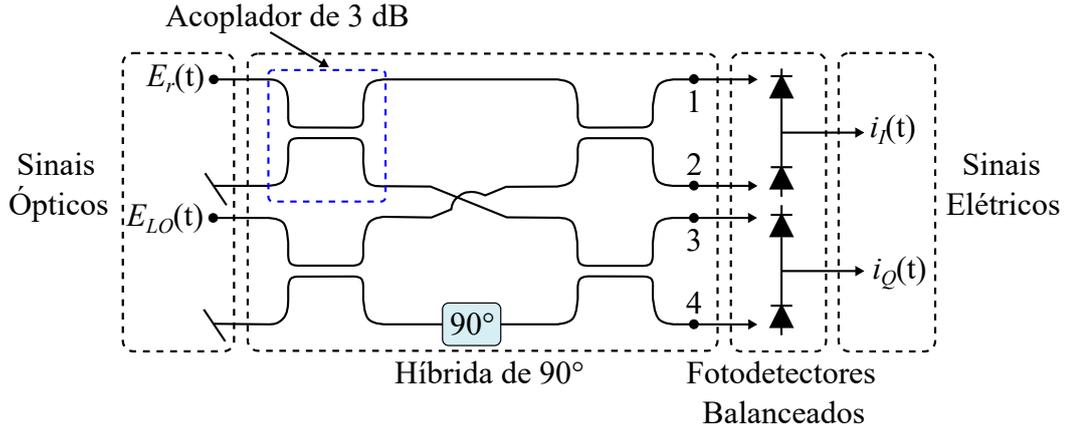


Figura 9 – Estrutura de recepção para sinais modulados em amplitude e fase.

Utilizando esta função de transferência e o esquema da Figura 9 é possível obter as expressões dos campos elétricos dos sinais ópticos nos pontos 1, 2, 3 e 4 indicados nesta mesma ilustração. Tais expressões são apresentadas a seguir, considerando que as polarizações dos sinais $E_r(t)$ e $E_{LO}(t)$ são equivalentes:

$$E_1(t) = \frac{1}{2}E_r(t) + \frac{1}{2}E_{LO}(t) \quad (2.24)$$

$$E_2(t) = \frac{1}{2}E_r(t) - \frac{1}{2}E_{LO}(t) \quad (2.25)$$

$$E_3(t) = \frac{1}{2}E_r(t) + \frac{1}{2}E_{LO}(t)e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (2.26)$$

$$E_4(t) = \frac{1}{2}E_r(t) - \frac{1}{2}E_{LO}(t)e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (2.27)$$

Os sinais ópticos associados aos campos elétricos descritos nas equações anteriores produzem correntes elétricas ao incidirem nos fotodetectores, de acordo com a equação 2.22. Devido à configuração de detecção balanceada, as correntes elétricas $i_I(t)$ e $i_Q(t)$, que são as saídas da estrutura de recepção com diversidade de fase, são resultados das diferenças entre as correntes elétricas produzidas nos seus respectivos ramos do detector. As equações 2.28 e 2.29 exemplificam este comportamento. Também, tais equações apresentam as relações entre as correntes elétricas e os campos elétricos dos sinais ópticos incidentes nos fotodetectores.

$$i_I(t) = i_1(t) - i_2(t) = R|E_1(t)|^2 - R|E_2(t)|^2 \quad (2.28)$$

$$i_Q(t) = i_3(t) - i_4(t) = R|E_3(t)|^2 - R|E_4(t)|^2 \quad (2.29)$$

A partir das expressões dos campos elétricos apresentadas nas equações de 2.24 a 2.27, pode-se reescrever as equações de $i_I(t)$ e $i_Q(t)$ da forma como mostrado a seguir:

$$i_I(t) = R \left| \frac{1}{2}E_r(t) + \frac{1}{2}E_{LO}(t) \right|^2 - R \left| \frac{1}{2}E_r(t) - \frac{1}{2}E_{LO}(t) \right|^2 \quad (2.30)$$

$$i_Q(t) = R \left| \frac{1}{2}E_r(t) + \frac{1}{2}E_{LO}(t)e^{j\frac{\pi}{2}} \right|^2 - R \left| \frac{1}{2}E_r(t) - \frac{1}{2}E_{LO}(t)e^{j\frac{\pi}{2}} \right|^2 \quad (2.31)$$

O campo elétrico do sinal óptico na entrada do receptor com diversidade de fase pode ser definido de acordo com a equação 2.32 (SEIMETZ, 2009). Por uma questão de simplicidade, desconsideram-se as perdas e o ruído aditivo presente no canal de comunicação. Neste caso, P_T é a potência do laser CW do transmissor. A frequência central de operação do laser do transmissor é w_T , φ_T é a fase inicial do sinal óptico e $a(t)e^{j\varphi(t)}$ corresponde aos símbolos transmitidos, em que $a(t)$ é a amplitude e $\varphi(t)$ a fase dos mesmos. O ruído de fase associado ao laser empregado na transmissão é representado por $\theta_T(t)$.

$$E_r(t) = \sqrt{P_T} e^{j(w_T t + \varphi_T)} a(t) e^{j\varphi(t)} e^{j\theta_T(t)} \quad (2.32)$$

Por sua vez, o campo elétrico do sinal óptico produzido no LO pode ser definido por meio da equação 2.33 (SEIMETZ, 2009). P_{LO} , w_{LO} e φ_{LO} são, respectivamente, a potência, a frequência e a fase inicial do sinal óptico produzido pelo LO. O ruído de fase do LO é representado por $\theta_{LO}(t)$.

$$E_{LO}(t) = \sqrt{P_{LO}} e^{j(w_{LO} t + \varphi_{LO})} e^{j\theta_{LO}(t)} \quad (2.33)$$

Substituindo as expressões de $E_r(t)$ e $E_{LO}(t)$ nas equações 2.30 e 2.31, as correntes elétricas $i_I(t)$ e $i_Q(t)$ podem ser reescritas da forma como apresentado a seguir:

$$i_I(t) = R\sqrt{P_T P_{LO}} a(t) \cos \{ (w_T - w_{LO})t + [\theta_T(t) - \theta_{LO}(t)] + (\varphi_T - \varphi_{LO}) + \varphi(t) \} \quad (2.34)$$

$$i_Q(t) = R\sqrt{P_T P_{LO}} a(t) \sin \{ (w_T - w_{LO})t + [\theta_T(t) - \theta_{LO}(t)] + (\varphi_T - \varphi_{LO}) + \varphi(t) \} \quad (2.35)$$

As equações 2.34 e 2.35 demonstram que a recepção coerente recupera a amplitude e a fase do campo elétrico associado ao sinal óptico transmitido e as mapeia no domínio elétrico. As correntes elétricas $i_I(t)$ e $i_Q(t)$ são representações da parte real e imaginária ou em fase e quadratura, respectivamente, dos símbolos transmitidos por meio do sinal $E_r(t)$, em banda base caso $w_T - w_{LO} = 0$, ou em uma frequência intermediária se $w_T - w_{LO} \neq 0$. No entanto, estas representações são ponderadas pelas potências dos sinais ópticos e contam com algumas alterações provenientes do ruído de fase gerado pelos lasers transmissor e LO e por uma diferença inicial de fase existente entre os sinais envolvidos no processo de batimento. Com a digitalização das correntes elétricas $i_I(t)$ e $i_Q(t)$, as representações em frequências intermediárias podem ser obtidas em banda base bem como pode-se corrigir as alterações presentes nestas representações. Ambos os procedimentos são realizados por meio de técnicas de processamento digital de sinais. E isso é possível, pois todas as informações necessárias foram mapeadas de forma linear do sinal óptico para o sinal elétrico, por meio da detecção coerente.

Quando se utiliza multiplexação em polarizações ortogonais, a estrutura de recepção é mais complexa do que a descrita anteriormente. Para sinais de dupla polarização modulados em fase e em quadratura, além da diversidade de fase, o *front-end* óptico deve apresentar a característica de diversidade de polarização. A Figura 10 ilustra o *front-end* óptico de um receptor coerente com diversidade de fase e polarização aplicado à sistemas com multiplexação em polarizações ortogonais.

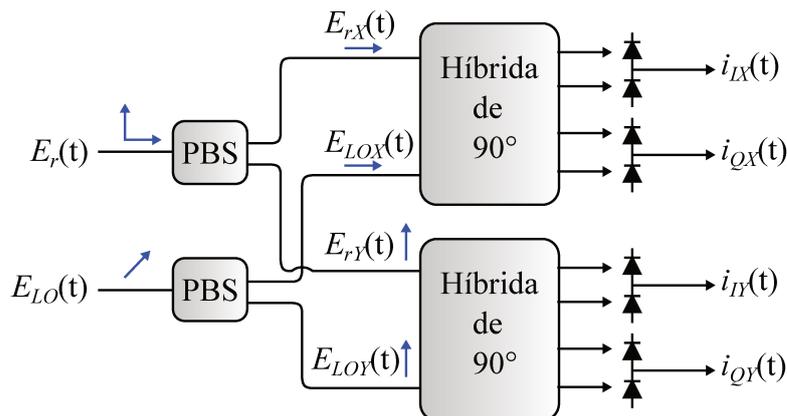


Figura 10 – Estrutura de recepção para sinais com multiplexação em polarizações ortogonais.

O receptor coerente com diversidade de fase e polarização é basicamente formado pela combinação de dois receptores com diversidade de fase. Cada um desses receptores é designado a detectar uma das polarizações ortogonais do sinal óptico de informação. Para que isso seja possível, é fundamental a utilização de um PBS em cada entrada de sinal óptico. Desta forma, tanto o sinal óptico de informação quanto o sinal do LO são divididos em polarizações ortogonais, mais precisamente na polarização X ou horizontal e na polarização Y ou vertical. Na Figura 10 a polarização dos sinais é ilustrada por meio de setas. $E_{rX}(t)$ e $E_{LOX}(t)$ são os sinais polarizados horizontalmente enquanto que $E_{rY}(t)$ e $E_{LOY}(t)$ são os sinais polarizados verticalmente. É interessante ressaltar que o sinal do LO deve estar polarizado a 45° em relação à referência do PBS, visando uma divisão equilibrada da potência do sinal entre as duas polarizações ortogonais. Em cada uma das híbridas de 90° ocorre o batimento entre as correspondentes polarizações paralelas do sinal óptico e do sinal do LO. Por fim, os fotodetectores em configuração balanceada geram as correntes elétricas de saída $i_{IX}(t)$, $i_{QX}(t)$, $i_{IY}(t)$ e $i_{QY}(t)$ por meio dos sinais ópticos provenientes de cada uma das híbridas.

Idealmente, as correntes elétricas $i_{IX}(t)$ e $i_{QX}(t)$ possuem somente informações do sinal óptico transmitido na polarização X enquanto que $i_{IY}(t)$ e $i_{QY}(t)$ as informações do sinal óptico transmitido na polarização Y. No entanto, as mudanças aleatórias no estado de polarização do sinal transmitido e a PMD fazem com que partes do sinal transmitido na polarização X estejam presentes nas correntes elétricas referentes à polarização Y e vice versa. Na recepção coerente digital, as correntes elétricas de saída do *front-end* óptico são amostradas e com o auxílio de técnicas de DSP, os sinais transmitidos nas polarizações ortogonais podem ser separados.

É válido ressaltar que o princípio da recepção coerente com diversidade de polarização também é importante no contexto prático de transmissão de sinais ópticos em polarização única. Como já mencionado, a birrefringência faz com que o estado de polarização dos sinais propagantes na fibra varie aleatoriamente. Assim, dificilmente a orientação de polarização do sinal recebido será equivalente àquela do sinal do LO. Para que as correntes elétricas geradas pela recepção coerente sejam então maximizadas, torna-se necessária a introdução da diversidade de polarização.

2.4 Redes Ópticas Flexíveis

Atualmente, os sistemas de comunicações ópticas DWDM se baseiam em conexões rígidas, em que os canais possuem taxas fixas de transmissão, sendo acomodados em porções do espectro ou *slots* que são definidos em uma grade com espaçamentos de 50 GHz. A preocupação com o possível esgotamento da capacidade dos sistemas ópticos em um cenário de crescente evolução de demanda por largura de banda traz à tona a necessidade de se melhor utilizar os recursos de transmissão disponíveis. Por outro lado, a diversidade dos serviços que utilizam as redes ópticas faz com que exista uma heterogeneidade entre as demandas que não pode ser eficientemente atendida pelo atual paradigma usado nos sistemas ópticos. Em virtude destas observações, a adoção de um sistema óptico WDM flexível, o qual se associa a redes ópticas flexíveis, tem sido investigada em diversos trabalhos. De fato, a flexibilidade nestas redes decorre da possibilidade de certos recursos, como a largura de banda, a taxa de símbolos, o formato de modulação e a taxa de codificação do esquema FEC serem dinamicamente determinados para acomodar as requisições particulares de cada conexão. Esta dinamicidade, não obstante, impõe desafios não só aos elementos de rede que deverão ser capazes de operar com canais ópticos de diversas larguras de banda, mas também aos transceptores que devem apresentar flexibilidade em diversos parâmetros.

Ao invés de se utilizar espaçamento fixo de 50 GHz entre os *slots* de transmissão, nas redes ópticas flexíveis a grade apresenta uma granularidade que a permite se adequar às demandas de largura de banda de cada conexão. A Figura 11 ilustra a diferença entre sistemas DWDM com grade fixa e flexível. Canais com diferentes taxas de transmissão são indicados por cores e formatos distintos. Na ilustração, a ocupação espectral dos canais de 10 Gbps, 40 Gbps e 100 Gbps se baseiam nos métodos convencionais de geração das mesmas. Assume-se que as conexões com taxa de 400 Gbps e 1 Tbps são geradas por meio de supercanais ópticos, visto que esta é a abordagem mais bem aceita (JINNO, 2017).

Nos sistemas DWDM com grade fixa, o espectro reservado a uma determinada conexão nem sempre é completamente explorado pela mesma, como se percebe ao se analisar os *slots* mostrados na Figura 11 que acomodam conexões de 10 Gbps. A eficiência espectral do sistema é reduzida neste cenário. Ademais, conexões com taxas de transmissão acima de 100 Gbps dificilmente serão acomodadas na atual divisão de espectro com grade fixa. Contudo, a grade flexível permite atender com eficiência as diferentes demandas presentes em um sistema, poupando banda de transmissão. Realiza-se uma alocação de espectro que se adapta aos requisitos de uma dada conexão. Transmissões de longas distâncias com eficiência espectral considerável tornam-se viáveis. Jinno *et al.* mostram em (JINNO *et al.*, 2010) um estudo em que se alcança mais de 45% de economia de banda em uma rede óptica em anel com a utilização do paradigma de flexibilidade da grade de canais. De acordo com a pesquisa realizada por Fernandez-Palacios *et al.* em (FERNANDEZ-PALACIOS *et al.*, 2014), o emprego do conceito de grade flexível na rede óptica espanhola seria capaz de manter o aumento do tráfego por 5 anos antes que a adição

de novas fibras fosse necessária.

Em 2012, a União Internacional de Telecomunicações (*International Telecommunication Union - ITU*) inseriu um novo conceito de *slots* no padrão G.964.1 que define a utilização da grade flexível na transmissão óptica DWDM, colaborando assim com o paradigma de redes ópticas flexíveis (ITU-T, 2012). Neste novo conceito, os *slots* têm largura de banda de múltiplos inteiros de 12.5 GHz, o que se traduz em uma granularidade superior àquela dos sistemas com grade fixa. E para que se consiga evitar ao máximo o desperdício de espectro considerando a nova granularidade de largura de banda, os *slots* possuem frequências centrais que são dadas pelo acréscimo ou decréscimo de múltiplos inteiros de 6.25 GHz a 193.1 THz.

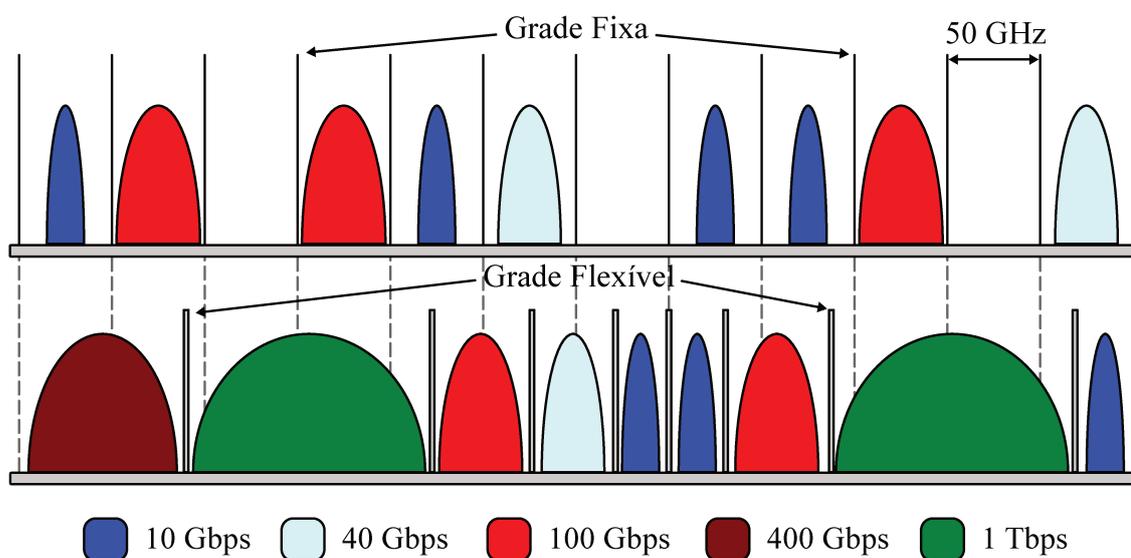


Figura 11 – Estrutura de recepção para sinais com multiplexação em polarizações ortogonais.

O desenvolvimento de chaves seletoras de comprimento de onda (*wavelength selective switches - WSSs*) com banda variável capazes de extrair canais com larguras de banda de aproximadamente 6.25 GHz é um dos pontos habilitadores do paradigma de redes ópticas flexíveis (GERSTEL *et al.*, 2012). Por meio de WSSs com estas características são construídos os multiplexadores ópticos deriva-insere reconfiguráveis (*reconfigurable optical add-drop multiplexers - ROADMs*) que são capazes de operar com canais de diferentes larguras de banda. E, dependendo basicamente do número de WSSs que formam um determinado ROADM, diferentes níveis de conectividade podem ser alcançados. É desejável que os ROADMs possuam as características representadas pelos termos em inglês *colorless*, *directionless* e *contentionless* (GRINGERI *et al.*, 2010). O termo *colorless* diz respeito à capacidade de o ROADM extrair ou inserir qualquer canal óptico em qualquer porta de entrada ou saída. *Directionless* se resume na habilidade de o ROADM direcionar qualquer canal óptico para qualquer fibra óptica de entrada ou saída. E, por fim, o termo *contentionless* concerne ao fato de que múltiplas cópias de um mesmo comprimento de onda podem coexistir na estrutura do ROADM. Quanto maior o grau de conectividade, mais cara e complexa se torna a estrutura de um ROADM. É interessante ressaltar que além dessas características descritas, os ROADMs podem ser classificados em

duas arquiteturas distintas, a distribuir e selecionar (*broadcast-and-select* - B&S) e a rotear e selecionar (*route-and-select* - R&S) (COLLINGS, 2013). A arquitetura B&S emprega divisores de potência na entrada e WSSs nas saídas de um ROADM. Por outro lado, a arquitetura R&S usa WSSs tanto na entrada quanto na saída dos ROADMs. Apesar de ser a opção mais cara, a arquitetura R&S diminui a perda de inserção associada à arquitetura B&S, já que se substitui por WSSs os divisores de potência utilizados nas entradas dos ROADMs.

Os sistemas ópticos flexíveis também necessitam do desenvolvimento de transceptores ópticos que permitam adaptação às requisições de cada demanda. Os transceptores ópticos flexíveis, conhecidos na literatura como BVTs, como já mencionado, apresentam a capacidade de variação de recursos de transmissão, como a largura de banda, a taxa de símbolos, o formato de modulação, o *overhead* do esquema FEC e também o número de subportadoras que formam um supercanal óptico (JINNO *et al.*, 2009). Em adição à dinamicidade mostrada pelos BVTs, os S-BVTs ou transceptores *multiflow*, propostos por Gerstel *et al.* em (GERSTEL *et al.*, 2012) e por Jinno *et al.* em (JINNO *et al.*, 2012), são capazes de compartilhar seus recursos entre diversas demandas. A gama de parâmetros flexíveis impõem exigências no que concerne aos transceptores ópticos, os quais devem alterar os parâmetros de funcionamento quando necessário de forma transparente aos serviços que o utilizam. Ademais, os algoritmos de DSP utilizados nos transceptores devem apresentar desempenho satisfatório em uma grande faixa de valores de OSNR e é desejável que sejam aplicáveis a diferentes formatos de modulação, o que em alguns casos é difícil de ser alcançado.

3 DSP APLICADO À DETECÇÃO ÓPTICA COERENTE

O ressurgimento do interesse na aplicação de receptores coerentes em sistemas ópticos observado na última década se fundamenta na busca por métodos de transmissão de informação mais eficientes e robustos. Uma das maiores vantagens associadas à detecção óptica coerente é a sua capacidade de mapear, de modo linear, todas as informações do sinal óptico para o domínio elétrico. A partir disso, pode-se recuperar a portadora do sinal óptico corrigindo, de forma puramente digital, eventuais desvios de frequência e ruídos de fase produzidos pelos lasers, o que elimina a necessidade de estruturas com realimentação que atuam diretamente sobre os lasers, como a estrutura de laço de travamento de fase óptico (*optical phase-locked loop* - OPLL). Em adição a isto, distorções adquiridas pelo sinal óptico durante a propagação pela fibra podem ser compensadas por meio de algoritmos de processamento digital de sinais. Mas, estes procedimentos somente se tornam viáveis nas taxas de transmissão condizentes com as dos sistemas ópticos por causa do desenvolvimento de dispositivos eletrônicos, como os DACs, ADCs e circuitos integrados digitais, capazes de operar em altas velocidades. A utilização conjunta da detecção coerente e de técnicas de DSP dá origem ao termo detecção coerente digital.

A Figura 12 ilustra o caso referente a aplicação da detecção coerente digital à recepção de sinais ópticos multiplexados em polarizações ortogonais.

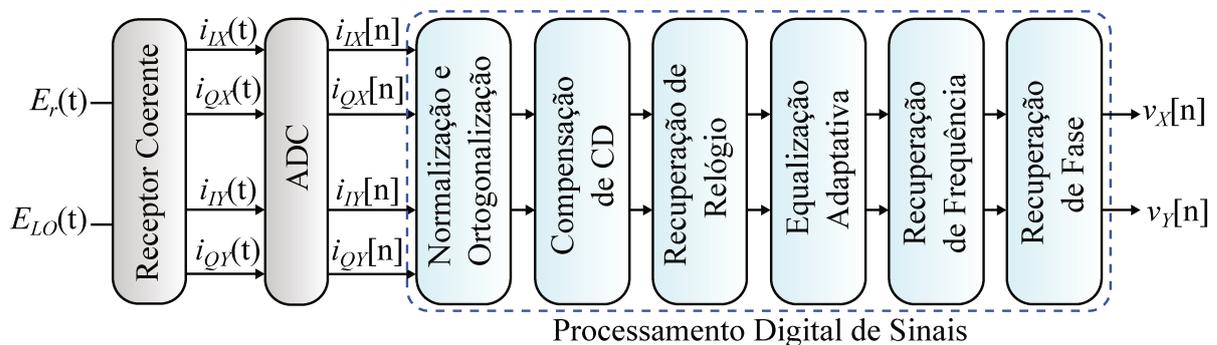


Figura 12 – Blocos de processamento de receptores coerentes com diversidade de fase e polarização.

Os sinais elétricos provenientes do *front-end* óptico com diversidade de fase e polarização são amostrados e quantizados por um ADC. Produz-se então sinais discretos, por exemplo, os sinais indicados na Figura 12 $i_{IX}[n]$ e $i_{OY}[n]$, correspondentes às componentes em fase e quadratura do sinal coletado na polarização X, e $i_{IY}[n]$ e $i_{OY}[n]$, correspondentes às componentes em fase e quadratura do sinal coletado na polarização Y. Idealmente, $i_{IX}[n]$ e $i_{OY}[n]$ possuem somente informações do sinal óptico transmitido na polarização X enquanto que $i_{IY}[n]$ e $i_{OY}[n]$ as informações do sinal óptico transmitido na polarização Y. No entanto, como mencionado na subseção 2.2.2, as mudanças aleatórias no estado de polarização do sinal transmitido e a PMD fazem com que partes do sinal transmitido na polarização X estejam presentes nas correntes elétricas referentes à polarização Y e vice versa.

A taxa de amostragem empregada na discretização dos sinais é geralmente igual a duas vezes a taxa de símbolos do sinal óptico. De acordo com Ip e Kahn em (IP; KAHN, 2007a), é possível realizar a compensação digital de distorções adquiridas na propagação com uma amostragem a taxa de símbolos, todavia, a maioria dos algoritmos de equalização são projetados para trabalhar com duas amostras por símbolo. A compensação da CD e da PMD e a recuperação de sincronismo, por exemplo, são beneficiadas por essa amostragem superior a taxa de símbolos (KIKUCHI, 2010; SAVORY, 2010). Além disso, a detecção coerente é comumente intradina e o processo de recepção causa o aparecimento do sinal em uma frequência intermediária, como abordado na subseção 2.3.1, o que faz a amostragem a uma taxa superior a taxa de símbolos ser interessante, pois contribui para a minimização de efeitos relacionados ao *aliasing*.

Nas etapas da cadeia de DSP, algoritmos atuam sobre as amostras digitais com o intuito de mitigar degradações presentes nos sinais recebidos. Procedimentos são feitos com a tentativa de se compensar imperfeições dos transmissores, do próprio *front-end* óptico e efeitos introduzidos pela fibra óptica nos sinais, e também para recuperar a frequência e a fase dos sinais ópticos de forma a se alcançar a completa coerência. É interessante ressaltar que várias etapas de processamento podem ser feitas de maneira independente nos sinais recebidos em cada polarização. Os sinais digitais equalizados, como exemplo, os sinais $v_X[n]$ e $v_Y[n]$ indicados na Figura 12, são posteriormente enviados à etapas de correção de erros lançando mão de códigos FEC e decisão. Ao longo deste Capítulo, são detalhados os objetivos e o funcionamento de cada uma das etapas de DSP indicadas na Figura 12.

3.1 Normalização e Ortogonalização

Idealmente, as componentes em fase e quadratura transmitidas em cada uma das polarizações de um sinal óptico são ortogonais. No entanto, imperfeições em alguns dispositivos envolvidos na transmissão e na recepção do sinal podem causar desbalanceamentos de fase e amplitude entre tais componentes, induzindo à perda da ortogonalidade (FATADIN *et al.*, 2008). Alguns exemplos de imperfeições que contribuem para os desbalanceamentos são a incorreta polarização dos moduladores em fase e quadratura, imperfeições nos divisores de potência, acopladores ópticos e nas híbridas de 90° e variações na responsividade dos fotodetectores envolvidos na recepção dos sinais ópticos. A não ortogonalidade entre as componentes em fase e quadratura se traduz em distorções na constelação do sinal recebido e o desempenho dos sistemas é afetado por isto. Conforme Faruk e Savory demonstram em (FARUK; SAVORY, 2017), quanto maior a ordem do formato de modulação usado no sistema óptico, mais severas são as penalidades no desempenho.

A etapa de ortogonalização tem como objetivo recuperar a característica ortogonal entre as componentes em fase e quadratura dos sinais. Na literatura existem diversas técnicas que permitem realizar esta tarefa. No entanto, em receptores ópticos é comum a aplicação do procedimento de ortogonalização de Gram-Schmidt (Gram-Schmidt *orthogonalization procedure*

- GSOP). O GSOP permite transformar em ortogonais seqüências de amostras que originalmente não são. Em paralelo a este procedimento, a normalização das seqüências de amostras também pode ser realizada, garantindo um correto funcionamento das etapas seguintes de DSP. As equações 3.1, 3.2 e 3.3 descrevem matematicamente os passos executados pelo GSOP em conjunto com a normalização das seqüências (FATADIN *et al.*, 2008). Nestas equações, as seqüências não ortogonais $i_I[n]$ e $i_Q[n]$ correspondem respectivamente às amostras das componentes em fase e quadratura do sinal transmitido em uma polarização, $i_Q^{int}[n]$ é uma seqüência intermediária, a qual é ortogonal a $i_I[n]$, porém, não é normalizada, $i_I^{ort}[n]$ e $i_Q^{ort}[n]$ são as seqüências ortogonais e normalizadas obtidas pela aplicação do GSOP e da normalização e $E\{\cdot\}$ é o operar linear esperança matemática.

$$i_I^{ort}[n] = \frac{i_I[n]}{\sqrt{E\{i_I^2[n]\}}} \quad (3.1)$$

$$i_Q^{int}[n] = i_Q[n] - \frac{E\{i_I[n]i_Q[n]\}i_I[n]}{E\{i_I^2[n]\}} \quad (3.2)$$

$$i_Q^{ort}[n] = \frac{i_Q^{int}[n]}{\sqrt{E\{(i_Q^{int}[n])^2\}}} \quad (3.3)$$

Mediante as equações 3.1, 3.2 e 3.3 se pode observar que o GSOP assume uma referência que no caso descrito é a componente em fase e, a partir desta, aplica uma rotação na componente em quadratura buscando a ortogonalidade entre ambas. É possível interpretar tais componentes dos sinais como dois vetores. O GSOP sempre assume um vetor como referência, o qual não sofre modificação, mas é utilizado para determinar a rotação necessária a ser aplicada ao outro vetor e assim criar um conjunto que seja mutuamente ortogonal. A Figura 13 descreve esta característica, em que i_I e i_Q são os vetores que representam $i_I[n]$ e $i_Q[n]$, θ_1 é o ângulo inicial entre tais vetores, θ_2 é a rotação que deve ser aplicada à i_Q para gerar i_Q^{ort} e assim obter o conjunto ortogonal de vetores. O vetor i_I , assumido como referência, é igual a i_I^{ort} .

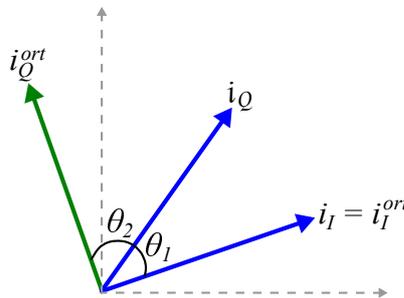


Figura 13 – Representação vetorial dos procedimentos realizados pelo GSOP.

Um problema associado à utilização do GSOP na recuperação da ortogonalidade entre as componentes em fase e quadratura nasce justamente do fato de se assumir um vetor como referência. Savory menciona em (SAVORY, 2010) que o erro de quantização é intensificado na componente que sofre rotação.

3.2 Compensação de CD

A dispersão cromática em fibras ópticas tem origem na propagação de diferentes componentes espectrais de um pulso óptico com velocidades de grupo distintas, como introduzido na subseção 2.2.1. Em termos práticos, tal efeito se caracteriza pelo alargamento dos pulsos transmitidos, podendo causar interferência intersimbólica que, por sua vez, implica em possíveis erros na decisão acerca das mensagens transmitidas.

Realizar compensação da dispersão cromática é indispensável para se garantir bom desempenho dos sistemas ópticos. A recepção coerente apresenta a oportunidade de se compensar de maneira puramente digital a quantidade de CD acumulada ao longo de toda a propagação pela fibra, em contraste com a tradicional forma que mitiga os efeitos da CD a cada *span* por meio de fibras de compensação de dispersão. Algumas das vantagens da compensação digital de CD são a possibilidade de se evitar as altas perdas de inserção e os efeitos não lineares eventualmente relacionados às fibras de compensação de dispersão, além do fato de que vários estágios de compensação óptica de dispersão podem ser substituídos pela inserção de processamento digital na recepção do sinal.

É possível se obter uma função de transferência associada à CD que relaciona a envoltória de um pulso óptico na entrada e na saída de uma fibra. O efeito da CD na envoltória $A(z, t)$ de um pulso óptico pode ser descrita pela equação 3.4, em que z corresponde a posição de propagação na fibra e t ao tempo. Tal expressão pode ser obtida a partir da equação de Schrödinger quando se desconsideram as perdas e as não linearidades (AGRAWAL, 2010).

$$\frac{\partial A(z, t)}{\partial z} = j \frac{D\lambda^2}{4\pi c} \frac{\partial^2 A(z, t)}{\partial t^2} \quad (3.4)$$

Aplicando a transformada de Fourier na equação 3.4 e resolvendo-a considerando a transmissão por uma fibra de comprimento L , a seguinte expressão pode ser obtida (SAVORY, 2010):

$$A(z = L, w) = G(z = L, w)A(z = 0, w) \quad (3.5)$$

O termo $G(z = L, w)$ corresponde à função de transferência que engloba os efeitos introduzidos nos pulsos ópticos devido à CD. Omitindo $z = L$, tal função pode ser escrita da forma como apresentada a seguir:

$$G(w) = e^{-j \frac{D\lambda^2 L}{4\pi c} w^2} \quad (3.6)$$

A equação 3.5 permite concluir que os efeitos da CD nos pulsos ópticos podem ser mitigados com base em $G(w)$. Graças a sua natureza praticamente constante ao longo do tempo, a CD pode ser compensada por meio de um equalizador ou filtro digital estático, o qual pode ser realizado no domínio temporal, da forma como tratado na referência (SAVORY, 2008), ou no domínio da frequência, conforme é demonstrado na referência (GEYER *et al.*, 2010). É interessante ressaltar que equalizadores com mesmas características podem ser aplicados nas

duas polarizações de um sinal óptico DP, já que a CD é independente do estado de polarização. De uma maneira mais específica, o equalizador digital destinado a compensar a CD deve estar relacionado à seguinte função de transferência:

$$G_c(w) = G^{-1}(w) = e^{j \frac{D\lambda^2 L}{4\pi c} w^2} \quad (3.7)$$

Para se reverter por meio de um equalizador no domínio do tempo (*time domain equalizer* - TDE) os efeitos da CD nos pulsos ópticos recebidos, a expressão que deve ser utilizada é a resultante da transformada inversa de Fourier da equação 3.7, ou seja, a resposta ao impulso dada pela seguinte equação:

$$g_c(t) = \sqrt{\frac{jc}{D\lambda^2 L}} e^{-j \frac{\pi c}{D\lambda^2 L} t^2} \quad (3.8)$$

No entanto, a resposta ao impulso mostrada na equação 3.8 é não-causal e infinita, o que inviabiliza a sua realização direta por meio de um filtro digital. Além disso, deve-se atentar para o fato de que empregando uma taxa finita de amostragem, *aliasing* irá ocorrer, já que $g_c(t)$ representa um filtro passa tudo. A resposta ao impulso $g_c(t)$ precisa ser truncada para que possa ser realizada digitalmente. A extensão temporal de $g_c(t)$ deve ser limitada pela região em que não ocorre *aliasing* se realiza-se amostragem a cada T_a segundos e é dada pelo seguinte intervalo (SAVORY, 2008):

$$-\frac{|D|\lambda^2 L}{2cT_a} \leq t \leq \frac{|D|\lambda^2 L}{2cT_a} \quad (3.9)$$

Assim, o TDE pode ser realizado por meio de um filtro de resposta ao impulso finita (*finite impulse response* - FIR). Considerando que o número de coeficientes do filtro é tal que a resposta ao impulso amostrada se assemelha à resposta ao impulso no tempo contínuo, os coeficientes do filtro FIR, $c_{CD}[n]$, são calculados com o auxílio da equação 3.10 (SAVORY, 2008).

$$c_{CD}[n] = \sqrt{\frac{jcT_a^2}{D\lambda^2 L}} e^{-j \frac{\pi c T_a^2}{D\lambda^2 L} n^2} \quad (3.10)$$

Na equação 3.10, n pertence ao intervalo definido a seguir:

$$-\left\lfloor \frac{N_{TDE}}{2} \right\rfloor \leq n \leq \left\lfloor \frac{N_{TDE}}{2} \right\rfloor \quad (3.11)$$

O operador $\lfloor \cdot \rfloor$ na equação 3.11 retorna o valor inteiro de seu argumento e N_{TDE} é a ordem do filtro FIR, apresentada na equação 3.12.

$$N_{TDE} = 2 \left\lfloor \frac{|D\lambda^2 L|}{2cT_a^2} \right\rfloor + 1 \quad (3.12)$$

A compensação de CD pode então ser realizada por meio da convolução entre o sinal digital recebido e o filtro FIR de coeficientes calculados com o auxílio da equação 3.10. O filtro corrigirá uma CD constante no intervalo de frequência apresentado na equação 3.13 (SAVORY, 2008). Uma das desvantagens relacionadas a esta abordagem recai sobre o fato de que o número

de coeficientes do TDE cresce com a quantidade acumulada de CD a ser compensada, podendo conduzir a uma alta complexidade computacional relacionada a filtragem. Em transmissões a longa distância, em que a CD acumulada é superior, uma abordagem mais eficiente seria a sua compensação por meio de um equalizador no domínio da frequência (*frequency domain equalizer* - FDE).

$$-\frac{1}{2T_a} \leq f \leq \frac{1}{2T_a} \quad (3.13)$$

O FDE realiza a aplicação da função de transferência descrita na equação 3.7 nas componentes do sinal digital proveniente do sinal óptico. Para tanto, realiza-se a conversão do sinal digital originalmente no domínio temporal para o domínio da frequência com o auxílio da transformada rápida de Fourier (*fast Fourier transform* - FFT), aplica-se a equalização e, por fim, converte-se novamente o sinal digital para o domínio temporal, por meio da transformada rápida inversa de Fourier (*inverse fast Fourier transform* - IFFT). A Figura 14 ilustra a cadeia de processos realizada para a compensação de CD por meio de um FDE.

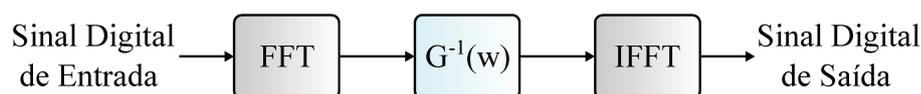


Figura 14 – Compensação de CD por meio de um FDE.

Várias realizações eficientes dos processos descrito na Figura 14 têm sido propostas. Tais realizações são, em geral, baseadas nas técnicas *overlap-save* e *overlap-add* para o cálculo de convolução (GEYER *et al.*, 2010; XU *et al.*, 2011).

3.3 Recuperação de Relógio

Em sistemas de comunicação digital, de um modo geral, além de se saber quão frequente se deve amostrar um sinal, é preciso se atentar para a posição de amostragem (BARRY *et al.*, 2004). Nos receptores ópticos coerentes a amostragem realizada pelos ADCs nem sempre está em sincronia com o tempo de símbolo ou é realizada a uma taxa que corresponde a múltiplos da taxa de símbolos do sinal recebido. Dificilmente o sinal elétrico proveniente do *front-end* óptico será então amostrado no ponto ótimo, o que acarreta em degradações de desempenho do sistema. A etapa de recuperação de relógio tem por objetivo corrigir desvios provenientes da amostragem. Tenta-se sincronizar a amostragem à taxa de símbolos para que então se determine a extensão dos símbolos e o ponto ótimo de amostragem e decisão. Em outras palavras, a recuperação de relógio busca o sincronismo entre a fase e a frequência dos relógios do transmissor e do receptor (FARUK; SAVORY, 2017). Por esta razão, esta etapa também é conhecida como etapa de recuperação de sincronismo.

Algumas abordagens de recuperação de relógio usadas em sistemas de comunicação digital são auxiliadas por dados (*data-aided* - DA) e exigem a transmissão de informação extra ao sinal útil (MUELLER; MULLER, 1976). Em geral, esta informação é uma sequência

predeterminada de bits ou um sinal de relógio, o que impõe a necessidade de um aumento da banda e da potência de transmissão que são utilizadas. Isto não é desejável em diversas aplicações, inclusive nos sistemas ópticos atuais, o que conduz ao uso de abordagens não auxiliadas por dados (*non data-aided* - NDA), as quais se baseiam apenas em características do próprio sinal de informação para alcançar o sincronismo entre os relógios do transmissor e do receptor. O grande problema com relação a estas soluções é o fato de que são afetadas por interferência intersimbólica, limitações de banda, dentre outros fatores (PORTELA; MELLO, 2012).

Gardner propôs em (GARDNER, 1986) um algoritmo de recuperação de relógio do tipo NDA que é amplamente utilizado em sistemas de comunicações ópticas coerentes por ser simples e independente da fase da portadora. Este algoritmo baseia-se em uma malha fechada que pode ser realizada de forma puramente digital, não atuando no comportamento do ADC utilizado no receptor. Originalmente, é necessário que os sinais digitais que entram na malha de processamento tenham duas amostras por símbolo e modulação por chaveamento de fase (*phase-shift keying* - PSK). A Figura 15 apresenta um diagrama de blocos associado ao algoritmo de Gardner.

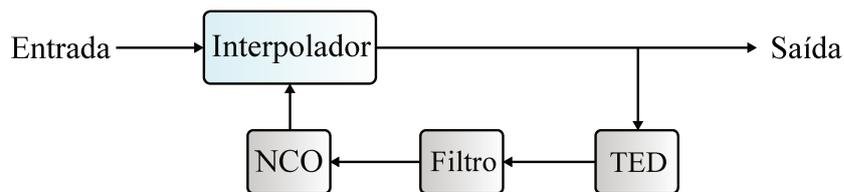


Figura 15 – Blocos de processamento do método de recuperação de relógio de Gardner.

O ponto ótimo de decisão para o caso de modulações PSK, as quais possuem módulo constante, ocorre quando a potência do sinal é máxima. Baseando-se nisto, o método proposto por Gardner tenta maximizar a potência média na saída do interpolador (SAVORY, 2010). O detector de erro de temporização (*timing error detector* - TED) exerce um papel que é de suma importância para que se alcance a maximização da potência. No TED calcula-se um sinal de erro que, após ser filtrado, indica de maneira aproximada como o interpolador deve gerar as amostras com relação ao tempo. Desta forma, o TED é o elemento responsável por extrair informações de relógio do sinal recebido e gerar um sinal que dita os passos das operações de recuperação de sincronismo. A equação a seguir mostra o sinal de erro $e_G[n]$ calculado no TED, em que $x_{int}[n]$ representa as amostras na saída do interpolador, o símbolo * indica o complexo conjugado e $\Re\{\cdot\}$ a parte real do argumento (GARDNER, 1986):

$$e_G[n] = \Re \left\{ \left(x_{int} \left[n + \frac{1}{2} \right] - x_{int} \left[n - \frac{1}{2} \right] \right) x_{int}^*[n] \right\} \quad (3.14)$$

O sinal de erro proveniente do TED é aplicado a um filtro comumente chamado de filtro de malha (*loop filter* - LF). O LF retira o ruído presente em $e_G[n]$ e o transforma em um sinal de controle para o oscilador controlado numericamente (*numerically controlled oscillator* - NCO). O LF pode ser do tipo proporcional-integral (GARDNER, 2005). Deste modo, sua saída

$e_{LP}[n]$ depende de dois parâmetros de sistema, μ_P e μ_I , os quais se relacionam respectivamente à parte proporcional, $LF_P[n]$, e integral, $LF_I[n]$, como indicado nas equações a seguir:

$$LF_P[n] = \mu_P e_G[n] \quad (3.15)$$

$$LF_I[n] = \mu_I e_G[n] + LF_I[n - 1] \quad (3.16)$$

$$e_{LP}[n] = LF_P[n] + LF_I[n] \quad (3.17)$$

A partir do sinal de erro filtrado $e_{LP}[n]$, o NCO fornece informações ao interpolador, o qual de fato atua sobre as amostras do sinal recebido com o intuito de provê-las no ponto ótimo. Se o sinal de erro produzido pelo TED e filtrado é positivo, $e_{LP}[n] > 0$, a amostragem foi realizada de forma tardia em relação ao ponto ótimo e o interpolador deve demorar um pouco mais para gerar amostras em sua saída. Quando $e_{LP}[n]$ é negativo, a situação inversa à descrita anteriormente é verdadeira, ou seja, a amostragem foi realizada antes do ponto ótimo, de modo que o interpolador deve produzir em sua saída amostras um pouco depois do ponto em que foram realizadas. Por outro lado, se o sinal de erro $e_{LP}[n]$ é nulo, as amostras estão no instante correto.

Nos sistemas ópticos atuais comumente emprega-se formatação de pulsos com os chamados filtros de Nyquist para se alcançar alta eficiência espectral. A recuperação de relógio baseada no algoritmo de Gardner não produz desempenho satisfatório neste cenário e, por esta razão, algumas modificações de tal algoritmo foram propostas (STOJANOVIC *et al.*, 2013; YAN *et al.*, 2013). Basicamente, os algoritmos modificados calculam o erro no TED de uma forma distinta da convencional. Além disso, é interessante ressaltar que o algoritmo de Gardner pode ser estendido à modulações M-QAM, porém, com certas penalidades.

3.4 Equalização Adaptativa

Ao se propagarem pela fibra óptica, sinais multiplexados em polarização idealmente não se interfeririam. No entanto, como visto na subseção 2.2.2, a fibra óptica induz rotações e atrasos que são dependentes da polarização, fazendo com que os sinais na saída da mesma sejam combinações lineares daqueles originalmente transmitidos. No receptor óptico se deve então separar os sinais transmitidos em cada uma das polarizações para que seja possível recuperar corretamente as informações enviadas. Para tanto, é necessário se compensar as rotações dos estados de polarização dos sinais e a PMD, por exemplo, por meio da obtenção da inversa da matriz de Jones descrita na equação 2.18. Estes são exemplos de alguns dos efeitos presentes no canal óptico que são variantes no tempo. É interessante ressaltar que a compensação de efeitos de natureza dependente do tempo exige dos equalizadores a capacidade de atualização constante ou adaptativa de seus coeficientes, diferentemente da abordagem utilizada para a compensação de CD vista anteriormente.

Neste contexto, a etapa de equalização adaptativa tem como principal objetivo compensar efeitos que variam com relação ao tempo e efeitos dependentes da polarização que são introduzidos pelas fibras ópticas nos sinais propagantes, com o auxílio de filtros com coeficientes

dinamicamente determinados (SAVORY, 2008; IP; KAHN, 2007a). Com isso, pretende-se separar os sinais transmitidos em polarizações ortogonais de maneira equalizada, permitindo o correto processamento dos mesmos nas etapas de DSP seguintes e posteriormente a recuperação das informações transmitidas. A equalização adaptativa desempenha ainda outras importantes funções, como a compensação da CD residual (SAVORY, 2010). Ademais, se equalizadores fracionários (*fractionally-spaced equalizers* - FSEs) são utilizados, os quais recebem sinais superamostrados, a etapa de equalização adaptativa é capaz de inverter totalmente a resposta do canal de comunicação, exercendo o papel de filtro casado (BARRY *et al.*, 2004). E, como os sistemas ópticos coerentes empregam, em geral, uma amostragem com frequência de duas vezes a taxa de símbolos do sinal recebido, FSEs do tipo $T_s/2$ são necessários, em que T_s corresponde ao tempo de símbolo. Equalizadores deste tipo são indicados pela sigla $T_s/2$ -FSE.

A equalização adaptativa pode ser realizada por meio de filtros FIR e, como é aplicada a sinais multiplexados em polarizações ortogonais, sua estrutura é do tipo múltiplas entradas e múltiplas saídas (*multiple-inputs multiple-outputs* - MIMO) (FARUK; SAVORY, 2017). Comumente, os equalizadores adaptativos são realizados por meio da estrutura MIMO ilustrada na Figura 16, a qual é denominada estrutura borboleta. As discussões seguintes consideram sinais amostradas a taxa de símbolos, unicamente por questões de simplificação.

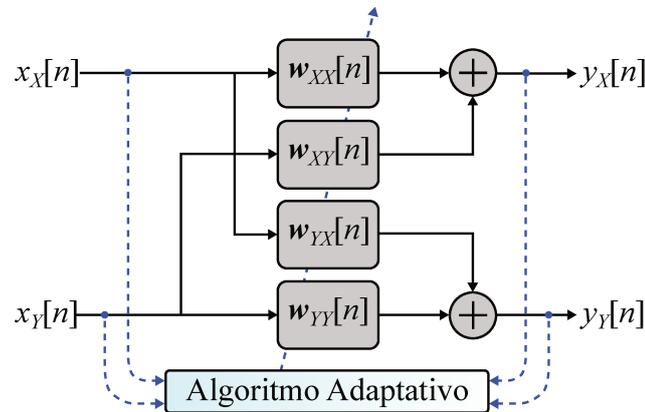


Figura 16 – Estrutura MIMO de equalização adaptativa.

Na Figura 16, os sinais complexos de entrada $x_X[n]$ e $x_Y[n]$ são combinações lineares dos sinais transmitidos e os subíndices identificam em qual das polarizações os sinais foram coletados no *front-end* óptico. Os termos $w_{XX}[n]$, $w_{XY}[n]$, $w_{YX}[n]$ e $w_{YY}[n]$ são os filtros FIR com N_{FIR} coeficientes cada, no instante n , como indicado pelas expressões a seguir:

$$\mathbf{w}_{XX}[n] = \{w_{XX}[n, 1], w_{XX}[n, 2], w_{XX}[n, 3], \dots, w_{XX}[n, N_{FIR}]\}^T \quad (3.18)$$

$$\mathbf{w}_{XY}[n] = \{w_{XY}[n, 1], w_{XY}[n, 2], w_{XY}[n, 3], \dots, w_{XY}[n, N_{FIR}]\}^T \quad (3.19)$$

$$\mathbf{w}_{YX}[n] = \{w_{YX}[n, 1], w_{YX}[n, 2], w_{YX}[n, 3], \dots, w_{YX}[n, N_{FIR}]\}^T \quad (3.20)$$

$$\mathbf{w}_{YY}[n] = \{w_{YY}[n, 1], w_{YY}[n, 2], w_{YY}[n, 3], \dots, w_{YY}[n, N_{FIR}]\}^T \quad (3.21)$$

nas quais T representa a transposta dos vetores. Deseja-se que por meio da aplicação destes filtros FIR nas entradas $x_X[n]$ e $x_Y[n]$, os sinais de saída $y_X[n]$ e $y_Y[n]$ sejam similares àqueles

originalmente transmitidos em polarizações ortogonais. Para tanto, utiliza-se um algoritmo de equalização adaptativa que controla a determinação dos N_{FIR} coeficientes dos filtros FIR por meio da minimização de uma função custo de origem estocástica, a qual em geral, é dependente da entrada e da saída da estrutura de equalização. Como os filtros $\mathbf{w}_{XX}[n]$, $\mathbf{w}_{XY}[n]$, $\mathbf{w}_{YX}[n]$ e $\mathbf{w}_{YY}[n]$ possuem N_{FIR} coeficientes, consideram-se N_{FIR} amostras de $x_X[n]$ e $x_Y[n]$ para a geração das saídas equalizadas $y_X[n]$ e $y_Y[n]$ em cada instante discreto n , dando origem às notações apresentadas nas seguintes expressões:

$$\mathbf{x}_X[n] = \{x_X[n], x_X[n-1], x_X[n-2], \dots, x_X[n-N_{FIR}+1]\}^T \quad (3.22)$$

$$\mathbf{x}_Y[n] = \{x_Y[n], x_Y[n-1], x_Y[n-2], \dots, x_Y[n-N_{FIR}+1]\}^T \quad (3.23)$$

Então, de acordo com a estrutura ilustrada na Figura 16, as saídas $y_X[n]$ e $y_Y[n]$ são dadas em função das entradas $\mathbf{x}_X[n]$ e $\mathbf{x}_Y[n]$ pelas equações 3.24 e 3.25, em que o operador H representa o hermitiano.

$$y_X[n] = \mathbf{w}_{XX}^H[n]\mathbf{x}_X[n] + \mathbf{w}_{XY}^H[n]\mathbf{x}_Y[n] \quad (3.24)$$

$$y_Y[n] = \mathbf{w}_{YY}^H[n]\mathbf{x}_Y[n] + \mathbf{w}_{YX}^H[n]\mathbf{x}_X[n] \quad (3.25)$$

Existem diversos algoritmos de equalização adaptativa que podem ser utilizados em conjunto com a estrutura ilustrada na Figura 16. Alguns destes algoritmos são do tipo DA, porém, algoritmos dito cegos ou NDA são em muitos casos os escolhidos, pois estes permitem eliminar a necessidade do envio de sequências de treinamento. No âmbito das comunicações ópticas coerentes, o algoritmo do módulo constante (*constant modulus algorithm* - CMA) e o algoritmo do equalizador direcionado a decisão radial, RDE, são amplamente utilizados e são originalmente do tipo NDA (SAVORY, 2010).

3.4.1 CMA

O CMA foi inicialmente proposto por Godard em (GODARD, 1980) para a equalização de sinais bidimensionais, porém, tem sido amplamente avaliado e utilizado em sistemas ópticos que fazem uso de sinais multiplexados em polarizações ortogonais, conforme mencionado em (SAVORY, 2010). Tal algoritmo explora o módulo constante de certos formatos de modulação, por exemplo, da modulação PSK para a equalização dos sinais. Além disso, o CMA apresenta a importante característica de ser imune a desvios de fase presentes no sinal a ser equalizado. Quando aplicado a um sinal de dupla polarização, o CMA tem como intuito minimizar as seguintes funções custo:

$$J_{CMA,X}[n] = E\{(e_{CMA,X}[n])^2\} \quad (3.26)$$

$$J_{CMA,Y}[n] = E\{(e_{CMA,Y}[n])^2\} \quad (3.27)$$

em que $J_{CMA,X}[n]$ é a função custo associada à polarização X e $J_{CMA,Y}[n]$ a associada a polarização Y. Os termos $e_X[n]$ e $e_Y[n]$ são funções de erro em relação à polarização X e Y, respectivamente,

dadas pelas equações 3.28 e 3.29.

$$e_{CMA,X}[n] = R - |y_X[n]|^2 \quad (3.28)$$

$$e_{CMA,Y}[n] = R - |y_Y[n]|^2 \quad (3.29)$$

Nas equações que definem as funções de erro, R é uma constante associada aos símbolos transmitidos $s[n]$ em qualquer uma das polarizações ortogonais que pode ser obtida pela seguinte expressão (FARUK; SAVORY, 2017):

$$R = \frac{E\{|s[n]|^4\}}{E\{|s[n]|^2\}} \quad (3.30)$$

Considerando constelações normalizadas para terem energia unitária, R equivale a 1. Portanto, as equações 3.28 e 3.29 podem ser reescritas da maneira como mostrada a seguir:

$$e_{CMA,X}[n] = 1 - |y_X[n]|^2 \quad (3.31)$$

$$e_{CMA,Y}[n] = 1 - |y_Y[n]|^2 \quad (3.32)$$

Os coeficientes dos filtros FIR $\mathbf{w}_{XX}[n]$, $\mathbf{w}_{XY}[n]$, $\mathbf{w}_{YX}[n]$ e $\mathbf{w}_{YY}[n]$ podem ser atualizados por meio do algoritmo do gradiente descendente estocástico. Esta técnica busca alcançar o mínimo local de uma determinada função custo percorrendo iterativamente a direção oposta à indicada pelo seu gradiente (ROMANO *et al.*, 2011). Utilizando esta técnica em conjunto com o CMA, as seguintes expressões matemáticas, em que μ é o parâmetro de convergência, definem a atualização dos coeficientes dos filtros do equalizador adaptativo (FAN *et al.*, 2010):

$$\mathbf{w}_{XX}[n+1] = \mathbf{w}_{XX}[n] + \mu e_{CMA,X}[n] \mathbf{x}_X[n] y_X^*[n] \quad (3.33)$$

$$\mathbf{w}_{XY}[n+1] = \mathbf{w}_{XY}[n] + \mu e_{CMA,X}[n] \mathbf{x}_Y[n] y_X^*[n] \quad (3.34)$$

$$\mathbf{w}_{YX}[n+1] = \mathbf{w}_{YX}[n] + \mu e_{CMA,Y}[n] \mathbf{x}_X[n] y_Y^*[n] \quad (3.35)$$

$$\mathbf{w}_{YY}[n+1] = \mathbf{w}_{YY}[n] + \mu e_{CMA,Y}[n] \mathbf{x}_Y[n] y_Y^*[n] \quad (3.36)$$

Dados os coeficientes dos filtros FIR, as saídas da estrutura de equalização são então determinadas pelas equações 3.24 e 3.25. No entanto, o CMA pode fazer com que ambas as saídas da estrutura de equalização convirjam para o mesmo sinal de entrada ou para uma versão deslocada temporalmente do mesmo sinal, efeito este conhecido como singularidade (ROZENTAL *et al.*, 2011). Para contornar este problema, diversas soluções foram apresentadas e, em geral, se baseiam em formas de inicialização dos coeficientes dos filtros FIR e determinadas relações entre tais filtros. Liu *et al.* realizaram em (LIU *et al.*, 2009) uma modificação à forma com a qual o CMA lida com os filtros na tentativa de combater as singularidades. Tais autores propõem que os coeficientes dos filtros $\mathbf{w}_{XX}[n]$ e $\mathbf{w}_{XY}[n]$ sejam inicializados de acordo com a configuração de pico único, a qual insere um único 1 no coeficiente central de $\mathbf{w}_{XX}[n]$, enquanto todos os outros coeficientes são nulos. Deste modo, $\mathbf{w}_{XX}[n]$ e $\mathbf{w}_{XY}[n]$ podem ser escritos da seguinte maneira:

$$\mathbf{w}_{XX}[n] = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0] \quad (3.37)$$

$$\mathbf{w}_{XY}[n] = [0, \dots, 0, 0, 0, \dots, 0] \quad (3.38)$$

Após esta etapa, indica-se a aplicação do CMA de maneira dedicada à saída referente à polarização X na estrutura ilustrada na Figura 16, atualizando unicamente os filtros $w_{XX}[n]$ e $w_{XY}[n]$ até que se considere que o equalizador atingiu a convergência. A partir de então, o CMA pode ser normalmente aplicado às duas saídas, considerando que os filtros $w_{YX}[n]$ e $w_{YY}[n]$ são inicializados conforme as restrições mostradas nas equações 3.39 e 3.40.

$$w_{YY}[n] = w_{XX}^*[-n] \quad (3.39)$$

$$w_{YX}[n] = -w_{XY}^*[-n] \quad (3.40)$$

Como já mencionado, o CMA se baseia na propriedade de módulo constante dos formatos de modulação. Isto pode ser confirmado a partir das funções de erro apresentadas nas equações 3.28 e 3.29 que tal algoritmo tenta minimizar em um sentido quadrático médio, as quais levam em consideração R como uma constante. Consequentemente, a aplicação do CMA a formatos de modulação M-QAM, com M maior do que 4, implica em degradações que justificam o emprego de outros algoritmos de equalização (SAVORY, 2010). Na seguinte subseção, apresenta-se o RDE, algoritmo este que pode substituir o CMA na equalização de formatos de modulação de módulo não constante.

3.4.2 RDE

Para formatos de modulação que não possuem módulo constante, o erro associado à função custo do CMA nunca é nulo e o processo de equalização acaba introduzindo ruído nos sinais (FATADIN *et al.*, 2009). Apesar de não terem módulo constante as constelações M-QAM, com M maior do que 4, possuem grupos de símbolos com mesmo raio. O RDE é uma versão modificada do CMA que leva em consideração esta característica para equalizar os sinais (READY; GOOCH, 1990). E assim como o CMA, o RDE não é penalizado por desvios na fase do sinal a ser equalizado. As equações apresentadas a seguir definem as funções de erro minimizadas pelo RDE no sentido quadrático médio:

$$e_{RDE,X}[n] = |R_{n,X}|^2 - |y_X[n]|^2 \quad (3.41)$$

$$e_{RDE,Y}[n] = |R_{n,Y}|^2 - |y_Y[n]|^2 \quad (3.42)$$

em que $R_{n,X}$ e $R_{n,Y}$ são os raios dos símbolos pertencentes à constelação do formato de modulação do sinal a ser equalizado mais próximos à $y_X[n]$ e $y_Y[n]$, respectivamente. Então, as amplitudes de referência do RDE, $R_{n,X}$ e $R_{n,Y}$, são determinadas símbolo a símbolo de acordo com as saídas $y_X[n]$ e $y_Y[n]$, ao contrário do CMA, que possui uma única amplitude de referência, R . Contudo, quando aplicado ao formato de modulação 4-QAM, o RDE se reduz ao CMA.

Utilizando o algoritmo do gradiente descendente estocástico, as expressões que definem a atualização dos coeficientes dos filtros FIR $w_{XX}[n]$, $w_{XY}[n]$, $w_{YX}[n]$ e $w_{YY}[n]$ são iguais às mostradas nas equações 3.33, 3.34, 3.35 e 3.36 para o caso do CMA, no entanto, as

respectivas funções de erro do CMA são substituídas por aquelas referentes ao RDE. E, por fim, os sinais equalizados $y_X[n]$ e $y_Y[n]$ são dados pelas equações 3.24 e 3.25.

3.5 Recuperação de Frequência

Na recepção coerente intradina, a qual é comumente utilizada em sistemas ópticos coerentes, os lasers transmissor e oscilador local não operam na mesma frequência, conforme mencionado na seção 2.3.1. Em vista disso, o sinal elétrico proveniente do *front-end* óptico é afetado por um desvio de frequência residual. Para se alcançar a completa coerência do sinal torna-se necessária a compensação desse desvio de frequência, tarefa esta que é desempenhada pela etapa de recuperação de frequência.

O sinal de uma polarização arbitrária após a etapa de equalização adaptativa pode ser representado da seguinte maneira:

$$y[n] = s[n]e^{j(\theta[n]+2\pi\Delta f n T_s)} + \eta[n] \quad (3.43)$$

em que $y[n]$ é o sinal equalizado, $s[n]$ é o sinal transmitido, $\theta[n]$ é o ruído de fase, o tempo de símbolo é representado por T_s e $\eta[n]$ é o ruído gaussiano branco. Δf é o desvio de frequência residual dado pela diferença entre a frequência de operação do laser transmissor f_T e a frequência de operação do LO f_{LO} .

A partir da equação 3.43 se pode inferir que o desvio de frequência Δf é responsável por causar um desvio de fase $\Delta\phi_f$ praticamente constante entre símbolos consecutivos. Então, a correção do desvio de frequência pode ser feita pela eliminação deste desvio de fase entre os símbolos. Desprezando o ruído de fase, $\Delta\phi_f$ é dado pela equação 3.44 (LEVEN *et al.*, 2007).

$$\Delta\phi_f = 2\pi\Delta f T_s \quad (3.44)$$

Em sistemas ópticos coerentes, o algoritmo comumente utilizado na etapa de recuperação de frequência se baseia em uma análise espectral para a determinação de Δf (FARUK; SAVORY, 2017). Apesar de ter sido originalmente proposto para ser utilizado em formatos de modulação PSK, como descrito na referência (MORELLI; MENGALI, 1998), este algoritmo pode ser estendido a constelações M-QAM, porém, com certa penalidade. A Figura 17 apresenta um diagrama acerca dos procedimentos realizados por tal algoritmo quando aplicado a modulações M-QAM. Nas análises seguintes, desconsidera-se o ruído $\eta[n]$.

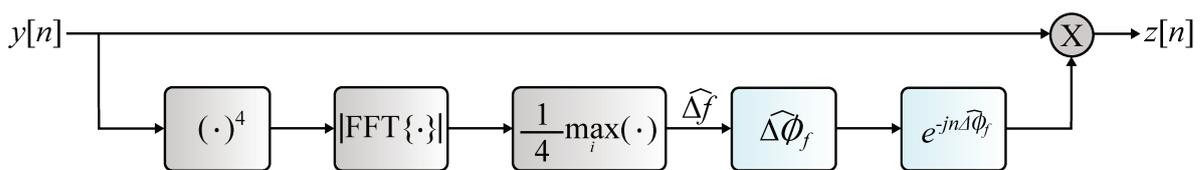


Figura 17 – Blocos de processamento do algoritmo de recuperação de frequência.

O sinal proveniente da etapa de equalização adaptativa é elevado à quarta potência. Quando aplicado a sinais gerados a partir do formato de modulação QPSK este procedimento

elimina a dependência da fase com relação à informação transmitida. Em outras palavras, a modulação de fase do sinal é cancelada. Isto não acontece quando se trata de modulações M-QAM com M superior a 4, já que tais formatos não possuem módulo constante. Todavia, o valor absoluto do espectro do sinal elevado à quarta potência, em ambos os casos, apresentará um pico em uma posição em frequência discreta que está relacionada ao desvio de frequência residual Δf . É interessante ressaltar que no caso de modulações M-QAM com M maior do que 4 estas etapas somente permitem obter uma estimativa grosseira de Δf . De acordo com a Figura 17, a estimativa do desvio de fase, $\widehat{\Delta f}$, pode ser determinada a partir de $y[n]$ da seguinte maneira:

$$\widehat{\Delta f} = \frac{1}{4} \max_i |\text{FFT}\{(y[n])^4\}| \quad (3.45)$$

em que i é o índice que indica a frequência discreta onde ocorre o máximo valor do espectro e $\text{FFT}\{\cdot\}$ representa o cálculo da FFT. Por meio da equação 3.44, a estimativa do desvio de fase entre símbolos adjacentes, $\widehat{\Delta\phi_f}$, pode ser obtida. E finalmente, a correção do desvio de frequência é feita da forma como mostrada na equação 3.46.

$$z[n] = y[n]e^{-jn\widehat{\Delta\phi_f}} \quad (3.46)$$

O desvio de frequência experimentado por sinais multiplexados em polarização são similares. E, desta forma, o processo de estimação pode ser realizado apenas em uma das polarizações enquanto seu resultado é usado na correção do desvio de frequência de ambas as polarizações.

3.6 Recuperação de Fase

Em sistemas ópticos que fazem uso de detecção coerente, o ruído de fase é uma considerável fonte de distorções, pois causa perda de sincronismo da portadora e se não tratado corretamente, conduz a baixo desempenho do sistema de transmissão. Nesta seção, apresenta-se o modelamento matemático do ruído de fase e uma revisão bibliográfica resumida de técnicas utilizadas para a mitigação de seu efeito. Em seguida, apresenta-se de forma detalhada um algoritmo de recuperação de fase amplamente utilizado em sistemas ópticos coerentes.

3.6.1 Ruído de Fase

Nos lasers, o ruído de fase é um efeito causado por emissões espontâneas de fótons que ocorrem em adição às requeridas emissões estimuladas. Os fótons gerados por meio de emissões espontâneas possuem fases aleatórias que causam modificações na fase do sinal óptico produzido pelo laser. Considera-se que a fase descreve um processo aleatório do tipo caminhada aleatória (*random walk*) ao longo do tempo e o ruído de fase pode então ser modelado por meio de um processo discreto de Wiener (SALZ, 1986). O desvio de fase do n -ésimo símbolo recebido

$\theta[n]$ pode ser escrito da seguinte forma:

$$\theta[n] = \theta[n - 1] + \Delta\theta[n] \quad (3.47)$$

em que $\Delta\theta[n]$ é uma variável aleatória gaussiana de média nula e variância $\sigma_{\Delta\theta}^2$. A variância $\sigma_{\Delta\theta}^2$ depende da soma da largura de linha dos lasers transmissor e oscilador local, $\Delta\nu$, em que a largura de linha é definida como a largura espectral do feixe produzido pelo laser medida 3 dB abaixo da potência máxima, e também do tempo de símbolo T_s , assim como mostrado a seguir:

$$\sigma_{\Delta\theta}^2 = 2\pi\Delta\nu T_s \quad (3.48)$$

Por meio da Equação 3.48, pode-se perceber que a intensidade do ruído de fase é diretamente proporcional à largura de linha dos lasers utilizados e inversamente proporcional à taxa de símbolos empregada. Por esta razão, o produto $\Delta\nu T_s$ é comumente utilizado em análises do impacto do ruído de fase em sistemas ópticos. Na Figura 18 mostra-se o comportamento do desvio de fase $\theta[n]$ obtido ao se utilizar lasers com largura de linha de 100 kHz e taxa de símbolos de 32 Gbaud e 25 Gbaud, resultando respectivamente em $\Delta\nu T_s = 6,25 \times 10^{-6}$ e $\Delta\nu T_s = 8 \times 10^{-6}$, e lasers com largura de linha de 1 MHz e taxa de símbolo de 10 Gbaud, resultando em $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-4}$.

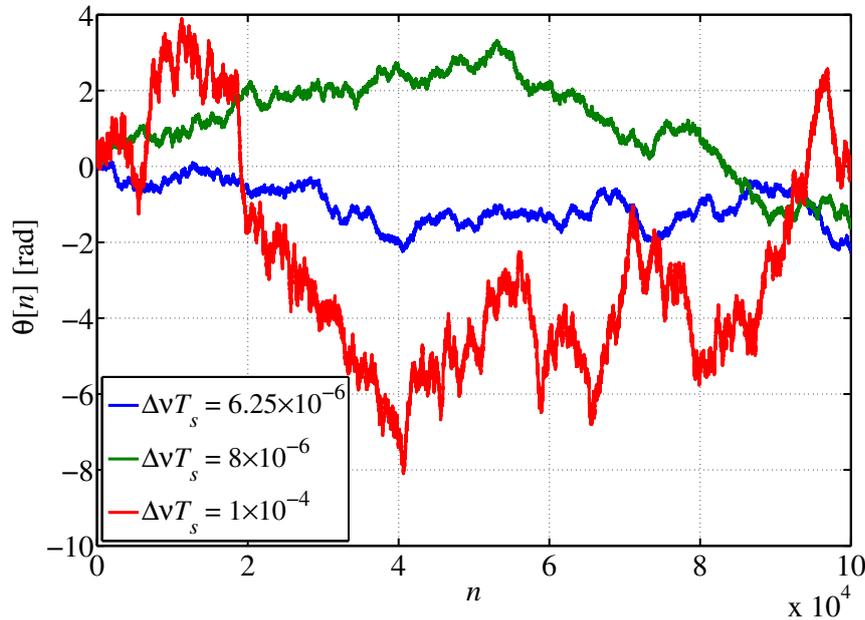


Figura 18 – Desvio de fase para diferentes valores do produto $\Delta\nu T_s$

O ruído de fase causa a rotação dos símbolos transmitidos, fazendo com que a constelação recebida perca a referência de fase. Em outras palavras, os símbolos transmitidos sofrem um desvio de fase. Considerando a transmissão de um símbolo $s[n]$ em um canal AWGN, em que $\eta[n]$ representa o ruído complexo, o n -ésimo símbolo recebido $r[n]$ pode ser escrito da seguinte forma:

$$r[n] = s[n]e^{j\theta[n]} + \eta[n] \quad (3.49)$$

A Figura 19(a) mostra o efeito do ruído de fase com produto $\Delta\nu T_s = 6,25 \times 10^{-6}$ em uma constelação 16-QAM. Os pontos em vermelho representam a constelação 16-QAM sem a ação do ruído de fase, normalizada para ter energia unitária. Os pontos em azul mostram a constelação rotacionada pelo ruído de fase após a transmissão de 80 mil símbolos. Por sua vez, a Figura 19(b) apresenta o efeito combinado do ruído de fase e do ruído aditivo gaussiano branco. Neste caso, além de sofrer rotação por causa do ruído de fase, os símbolos são modificados por ação do ruído aditivo. Mais adiante será visto que esta modificação extra causada pelo ruído aditivo prejudica a estimação do desvio de fase experimentado pelos símbolos, podendo gerar sérias degradações de desempenho dos sistemas.

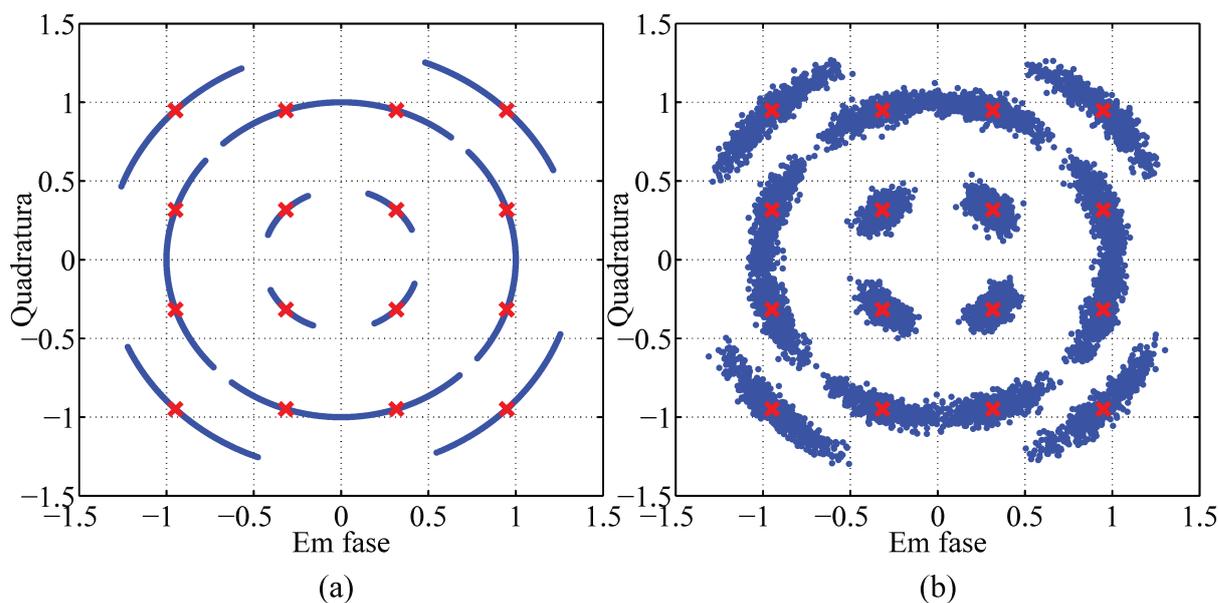


Figura 19 – Constelação 16-QAM corrompida por ruído de fase com produto $\Delta\nu T_s = 6,25 \times 10^{-6}$ (a) na ausência e (b) na presença de ruído aditivo gaussiano branco.

Na subseção seguinte é apresentado um resumo acerca dos algoritmos de recuperação de fase usados em comunicações ópticas.

3.6.2 Algoritmos de Recuperação de Fase

A recuperação de fase é de suma importância em sistemas ópticos que utilizam a fase do sinal para a transmissão de informação. O seu objetivo é estimar e corrigir o rotacionamento dos símbolos causado pelo ruído de fase, reavendo então a referência de fase da constelação para que se possa fazer a correta decisão acerca dos símbolos transmitidos. Antes da introdução da detecção coerente digital, o método tradicional de estimação e correção do desvio de fase era o emprego de laços de travamento de fase (*phase-locked loops* - PLLs) analógicos que atuavam sobre o LO (IP; KAHN, 2007b). Atualmente, a recuperação de fase é feita mediante o uso de algoritmos de DSP. Neste contexto, a recuperação de fase é classificada em *feedforward*, em que não se empregam malhas de realimentação no processo de estimação do desvio de fase, ou

direcionada a decisão (*decision-directed* - DD), a qual utiliza decisões de símbolos recebidos anteriormente como ferramentas de auxílio na estimação do desvio de fase em uma estrutura com malha de realimentação.

Um dos primeiros trabalhos a demonstrar a abordagem *feedforward* para recuperação de fase por meio de DSP é o apresentado por Noé em (NOÉ, 2005). No trabalho em questão analisa-se a recuperação de fase *feedforward* aplicada a sinais com modulação QPSK multiplexados em polarização ao invés dos convencionais esquemas baseados em PLL. Os símbolos QPSK recebidos são elevados à quarta potência com a finalidade de retirar a dependência da informação transmitida e então realiza-se a estimação do desvio de fase. Esta abordagem é conhecida como algoritmo da M -ésima potência ou Viterbi e Viterbi, pois a exclusão da dependência da informação transmitida para que seja possível se realizar a estimação do desvio de fase é feita da mesma forma como proposta na referência (VITERBI, 1983). É interessante ressaltar que o algoritmo Viterbi e Viterbi exige que os formatos de modulação tenham módulo constante e, portanto, tal esquema não pode ser diretamente usado para a recuperação de fase de sinais com modulação M-QAM, com M superior a quatro. Ip e Kahn apresentaram em (IP; KAHN, 2007b) um estudo aprofundado sobre a recuperação de fase *feedforward* no qual se propõe um esquema de estimação de fase particionado em dois estágios. O primeiro estágio é responsável por realizar uma estimativa grosseira da fase que, por sua vez, é aplicada a um filtro de Wiener presente no segundo estágio. Produz-se assim uma fase estimada com mínimo erro quadrático médio com relação ao desvio de fase sofrido pelos símbolos.

Fatadin *et al.* realizaram em (FATADIN *et al.*, 2009) a investigação de um esquema de recuperação de fase DD aplicado na recepção de sinais 16-QAM multiplexados em polarização. Tal esquema é avaliado em conjunto com algoritmos de equalização adaptativa e resultados mostram a possibilidade de recuperação de fase em um cenário com produto $\Delta\nu T_s \approx 10^{-4}$. Pfau *et al.* apresentaram na referência (PFAU *et al.*, 2009) uma interessante discussão acerca da viabilidade de utilização prática de algoritmos DD e mencionam que tal abordagem possui reduzida tolerância a ruído de fase, dificultando a sua aplicação a constelações QAM de alta ordem. É proposto então um algoritmo *feedforward* com alta tolerância a ruído de fase que pode ser aplicado a constelações M-QAM e demonstra-se sua possível realização eficiente em *hardware*. Este é conhecido como algoritmo de busca cega de fase (*blind phase search* - BPS). O BPS é amplamente utilizado nos sistemas coerentes que empregam modulação QAM de alta ordem e comumente serve como parâmetro de comparação para outras formas de recuperação de fase, justamente por sua robustez ao ruído de fase. Diversas modificações de tal algoritmo foram propostas, visando a melhoria de seu desempenho e também a diminuição de sua complexidade computacional. Na seguinte subseção, um detalhamento a respeito do BPS é feito.

Um método de estimação *feedforward* do desvio de fase utilizando de forma conjunta os sinais multiplexados em polarização é proposto por Garcia *et al.* em (GARCIA *et al.*, 2009) para transmissão QPSK. Mello *et al.* avaliam em (MELLO *et al.*, 2011) um esquema DD que também considera a diversidade de polarização para a correção da fase, no entanto, com relação

a sinais que usam o formato de modulação 16-QAM. Investigações de recuperação de fase fundamentada em particionamento de constelações M-QAM em constelações QPSK têm sido realizadas nos últimos anos. Uma forma de se realizar o particionamento da constelação 16-QAM em constelações QPSK, permitindo assim que o esquema Viterbi e Viterbi seja aplicado para a recuperação da fase da portadora é proposto em (FATADIN *et al.*, 2010). Com isso foi possível alcançar tolerância a um ruído de fase com $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-4}$. Uma abordagem similar a esta foi estudada para o formato de modulação 64-QAM por Bilal *et al.* em (BILAL *et al.*, 2015), por meio de simulações e experimentos, em que se sugere estimação da fase em dois estágios. Utiliza-se além do particionamento em constelações QPSK, um algoritmo de rotação dos símbolos que permite a retirada da informação contida na fase para posterior aplicação do esquema Viterbi e Viterbi.

Recentemente, diversos artigos têm proposto uma recuperação de fase baseada no filtro de Kalman estendido (*extended Kalman filter* - EKF). Na referência (JAIN *et al.*, 2017) emprega-se um EKF para mitigar o desvio de fase em sistemas com modulação 16-QAM a 400 Gbps e QPSK a 200 Gbps. Porém, tal filtro é também especialmente elaborado para tratar outras fontes de degradações de desempenho, como o desvio de frequência e a SPM. Em um sistema óptico com a técnica de transmissão multiportadora utilizando banco de filtros (*filter bank multicarrier* - FBMC) e com uma variação da modulação QAM denominada *Offset-QAM*, na referência (NGUYEN *et al.*, 2017) investiga-se a recuperação de fase realizada por meio de um EKF modificado. A modulação *Offset-QAM* foi proposta como um meio de possibilitar o alcance de alta eficiência espectral, já que idealmente, a partir de sua utilização, canais ópticos podem se sobrepor com uma determinada extensão sem que haja interferência ou *crosstalk*. Todavia, na presença de ruído de fase, os sinais sobrepostos perdem a ortogonalidade e passam a interferir um no outro. O EKF modificado tratado em (NGUYEN *et al.*, 2017) apresentou desempenho comparável a um método de recuperação de fase baseado em BPS para modulação *Offset-QAM*, o qual é considerado como o mais eficiente, porém, com uma desejável redução de complexidade computacional.

3.6.3 Algoritmo BPS

Por estarem associados a uma constelação com maior densidade de símbolos, formatos de modulação QAM de alta ordem apresentam reduzida tolerância a ruídos de fase e necessitam de uma recuperação de fase mais eficiente. A existência de uma malha de realimentação, sob a ótica da realização prática, diminui a robustez dos esquemas de recuperação de fase do tipo DD, tornando-os então inadequados à aplicação a tais formatos de modulação. Motivados por estas razões, Pfau *et al.* elaboraram em (PFAU *et al.*, 2009) um algoritmo de recuperação de fase *feedforward* denominado BPS.

A Figura 20 ilustra a cadeia de procedimentos realizados pelo algoritmo BPS. Assume-se que $z[n]$ é um sinal digital de entrada a taxa de símbolos referente a uma das

polarizações do sinal óptico recebido, obtido após perfeita recuperação de relógio, equalização e recuperação de frequência da portadora. Neste contexto, o primeiro passo para a recuperação da fase é a aplicação de B_{BPS} rotações de teste ao sinal $z[n]$. B_{BPS} rotações θ_k são definidas em um intervalo de p radianos, em que p equivale ao ângulo de ambiguidade da constelação do formato de modulação relacionado ao sinal $z[n]$. Para formatos de modulação M-QAM, p equivale a $\pi/2$. A equação 3.50 apresenta uma maneira de se calcular θ_k :

$$\theta_k = \frac{k}{B_{BPS}}p, \quad k \in \left\{ -\frac{B_{BPS}}{2}, \dots, 1, 2, \dots, \frac{B_{BPS}}{2} - 1 \right\} \quad (3.50)$$

É interessante ressaltar que a equação 3.50 se aplica quando o número de fases de teste é par.

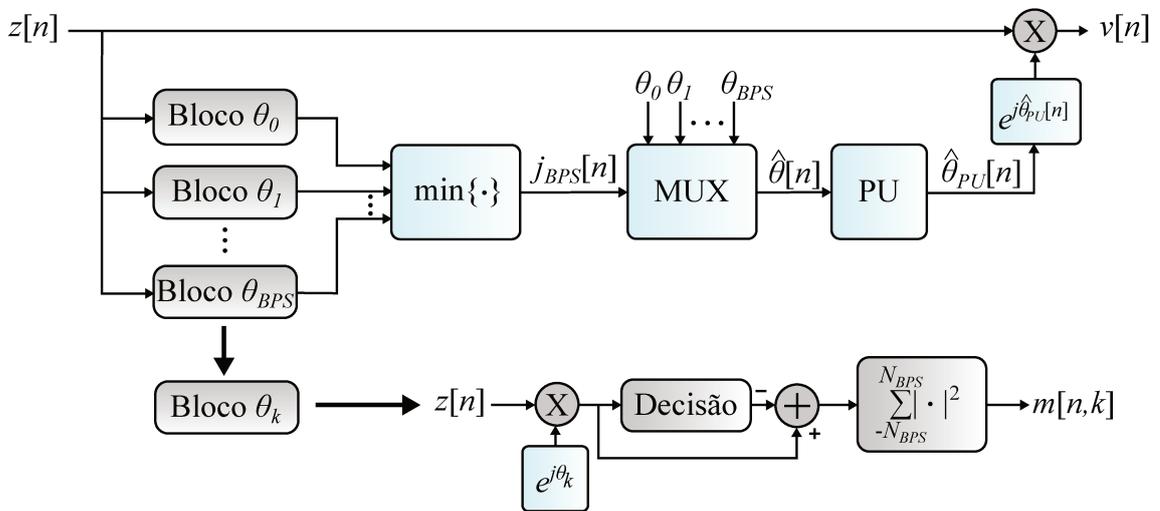


Figura 20 – Blocos de processamento do algoritmo BPS.

Os símbolos do sinal $z[n]$ rotacionados pelas B_{BPS} fases de teste distintas, apresentados na equação 3.51, são aplicados a um esquema de decisão e usados na obtenção da distância quadrática $|d[n, k]|^2$, conforme a equação 3.52. O processo de decisão dos símbolos é indicado por $[\cdot]_D$.

$$z_{BPS}[n, k] = z[n]e^{j\theta_k} \quad (3.51)$$

$$|d[n, k]|^2 = |z_{BPS}[n, k] - [z_{BPS}[n, k]]_D|^2 \quad (3.52)$$

O ruído aditivo, como ilustrado na Figura 19(b), modifica o símbolo e pode interferir no processo de estimação do desvio de fase. Para mitigar as interferências do ruído, a distância quadrática de $2N_{BPS} + 1$ símbolos consecutivos rotacionados pela mesma fase é somada, conforme mostra a equação 3.53, gerando então $m[n, k]$. É interessante ressaltar que o valor ótimo de N_{BPS} depende da largura de linha dos lasers e também do valor da OSNR (PFAU *et al.*, 2009).

$$m[n, k] = \sum_{i=-N_{BPS}}^{N_{BPS}} |d[n - i, k]|^2 \quad (3.53)$$

A estimativa do desvio de fase $\hat{\theta}[n]$ sofrido por um determinado símbolo n do sinal de entrada $z[n]$ é dada como a rotação de teste θ_k que minimiza o valor de $m[n, k]$. Matematicamente, pode-se expressar a determinação da estimativa de fase a partir das equações 3.54 e 3.55. O termo $j_{BPS}[n]$ representa o índice da fase de teste que produz o menor valor de $m[n, k]$. E, na Figura 20, indica-se que $j_{BPS}[n]$ é utilizado como entrada a um bloco denominado multiplexador (MUX). Este bloco é responsável por selecionar a fase de teste a partir do índice dado por $j_{BPS}[n]$.

$$j_{BPS}[n] = \min_j \{m[n, j = 1], m[n, j = 2], m[n, j = 3], \dots, m[n, j = B_{BPS}]\} \quad (3.54)$$

$$\hat{\theta}[n] = \theta_{j_{BPS}[n]} \quad (3.55)$$

As estimativas $\hat{\theta}[n]$ são limitadas a um intervalo de p radianos. De fato, se as fases de teste são determinadas por meio da equação 3.50, a fase estimada $\hat{\theta}[n]$ excursiona entre uma região de valores delimitada por aproximadamente $-p/2$ e $p/2$ radianos. Para contornar o problema da descontinuidade de fase e ser possível acompanhar a evolução do real desvio de fase ao longo do tempo, aplicam-se as fases estimadas $\hat{\theta}[n]$ a um desempacotador de fase (*phase unwrapper* - PU). O procedimento realizado pelo PU é descrito na equação 3.56 (IP; KAHN, 2007b):

$$\hat{\theta}_{PU}[n] = \hat{\theta}[n] + \left\lfloor \frac{1}{2} + \frac{\hat{\theta}[n-1] - \hat{\theta}[n]}{p} \right\rfloor p \quad (3.56)$$

em que $\hat{\theta}_{PU}[n]$ é a sequência de estimativas de fase na saída do PU. Mais informações acerca do funcionamento do PU são apresentadas no Capítulo 5.

Por fim, a correção do desvio de fase é feita com a aplicação de rotações dadas pelas estimativas $\hat{\theta}_{PU}[n]$ no sinal $z[n]$, ou seja:

$$v[n] = z[n] e^{j\hat{\theta}_{PU}[n]} \quad (3.57)$$

O algoritmo BPS possui elevada robustez ao ruído de fase e produz excelentes resultados quando aplicado a formatos de modulação QAM de alta ordem. No entanto, sua complexidade computacional é geralmente alta e cresce com o número de fases de teste, pois a aplicação de rotações ao sinal de entrada envolve multiplicações de números complexos. Diversos estudos propõem novas abordagens ao BPS visando aliar seu desempenho a uma menor complexidade de realização e são similares à investigada por Pfau e Noé em (PFAU; NOÉ, 2010). Tais pesquisadores apresentam um conceito de recuperação de fase de dois estágios baseado no BPS. No primeiro estágio menciona-se a possibilidade de aplicação de uma variedade de algoritmos com o propósito de estimar grosseiramente o desvio de fase que é, por sua vez, refinado pelo BPS usado no segundo estágio. Os autores demonstram que tal forma de realização da recuperação de fase pode resultar na diminuição da complexidade do BPS por reduzir o intervalo no qual as rotações de teste são definidas.

4 AVALIAÇÃO DE SISTEMAS ÓPTICOS UTILIZANDO TEORIA DA INFORMAÇÃO

Neste Capítulo são abordados conceitos relacionados à teoria da informação. Inicialmente, apresenta-se um sistema de comunicação digital sob a luz da teoria da informação com o intuito de se introduzir principalmente informações pertinentes aos métodos de codificação de canal. Em seguida, descreve-se fundamentos com respeito à informação mútua e a capacidade de canal, especialmente quando se analisam canais com entradas discretas e saídas contínuas. A informação mútua e a capacidade de canal são as ferramentas escolhidas para a avaliação dos sistemas ópticos no trabalho em questão.

4.1 Sistema de Transmissão Digital de Informação

O processo de enviar informação entre uma fonte e um destino de maneira confiável utilizando um sistema de transmissão digital envolve várias etapas. A informação proveniente da fonte é manipulada no transmissor e inserida em um canal de comunicação, que consiste em um meio físico pelo qual o sinal de informação se propaga. Na saída do canal de comunicação, o receptor realiza processamentos para retirar a informação transmitida e entregá-la ao destino. Conceitos relacionados a essas etapas foram tratados no Capítulo 2 com relação aos sistemas ópticos coerentes. Podemos modificar o esquema apresentado na Figura 1 com o intuito de mostrar procedimentos realizados no transmissor e no receptor que são motivados pelos conhecimentos provenientes da teoria da informação, resultando então no sistema de transmissão digital apresentado na Figura 21.

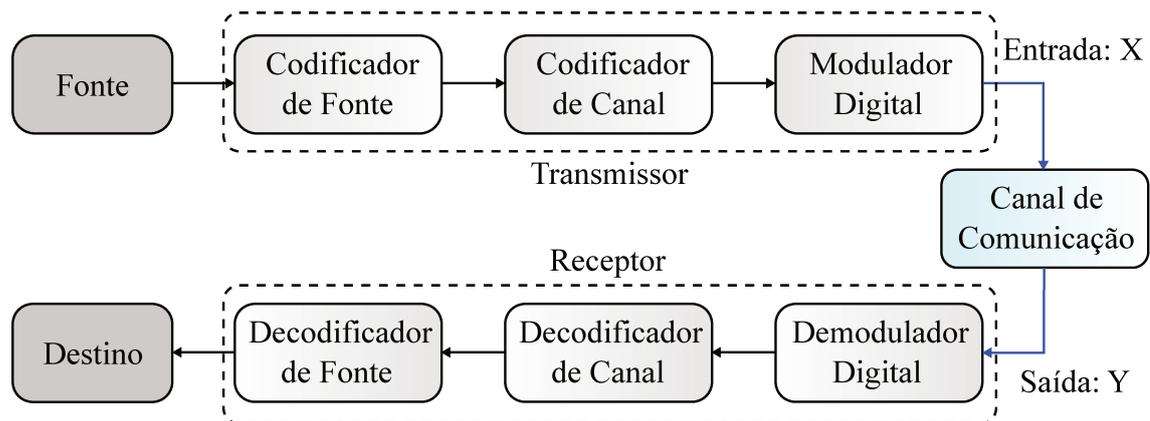


Figura 21 – Sistema de transmissão digital de informação

No transmissor tem-se o codificador de fonte, o codificador de canal e o modulador digital. O codificador de fonte tem como intuito retirar redundâncias dos dados da fonte de modo que se utilize o menor número de bits possível para representar a informação a ser enviada, sem que haja perda significativa de informação. O codificador de canal, por sua vez, introduz redundâncias na informação a ser enviada, geralmente na forma de bits de paridade que são

utilizados no receptor para a identificação e a correção de erros causados pela propagação no canal de comunicação. Tendo como entrada um conjunto de bits, o codificador de canal coloca em sua saída um conjunto de bits maior devido aos bits de redundância adicionados. Com isso, introduz-se de uma forma geral o conceito de taxa de código ou taxa de codificação, R_c , que diz respeito à relação entre o número de bits na entrada e o número de bits na saída do codificador de canal, N_{be} e N_{bs} , respectivamente, como mostrado na equação a seguir:

$$R_c = \frac{N_{be}}{N_{bs}} \quad (4.1)$$

A partir deste conceito de taxa de codificação, pode-se definir o *overhead*, OH, expressado matematicamente na equação 4.2. Usualmente, a codificação de canal é realizada por meio de códigos corretores de erro do tipo FEC, os quais podem ser designados a operar com valores fixos ou variáveis de taxa de codificação e consequentemente *overhead*. O modulador digital tem como finalidade mapear blocos de $\log_2(M)$ bits codificados oriundos do codificador de canal em um dos M possíveis símbolos de um determinado formato de modulação multinível. Quando a codificação de canal e a modulação digital multinível são consideradas de forma conjunta, referencia-se esta combinação com o termo modulação codificada.

$$OH = \frac{1 - R_c}{R_c} \quad (4.2)$$

O receptor é formado pelo demodulador digital, o decodificador de canal e o decodificador de fonte. O demodulador digital tem como objetivo gerar informações acerca do sinal recebido e fornecê-las ao decodificador de canal para que este, usando a redundância inserida no transmissor, possa identificar e corrigir possíveis erros causados pela propagação no canal de comunicação. De maneira simplificada, dois cenários podem ser definidos para o funcionamento e a interação entre o demodulador digital e o decodificador de canal (ESSIAMBRE *et al.*, 2010). No primeiro cenário, o demodulador digital extrai os símbolos do sinal recebido por meio de decisões em concordância com o formato de modulação empregado no transmissor e os converte em bits. Estes, por sua vez, são as informações fornecidas ao decodificador de canal. Diz-se, neste caso, que o decodificador de canal se baseia em decisões abruptas (*hard-decisions* - HDs) realizadas sobre o sinal recebido. Com relação ao segundo cenário, ao invés de fazer decisões sobre os símbolos recebidos, o demodulador digital fornece ao decodificador de canal dados quantizados em vários níveis. Mas, de um modo geral, o demodulador digital fornece ao decodificador de canal probabilidades ou razões logarítmicas de verossimilhança (*log-likelihood ratios* - LLRs) calculadas com respeito aos símbolos recebidos e os pertencentes ao formato de modulação utilizado (HAILES *et al.*, 2016). Neste cenário, o decodificador de canal é dito ser baseado em decisões suaves (*soft-decisions* - SDs). Os decodificadores baseados em SDs, em geral, oferecem melhor desempenho do que aqueles baseados em HDs, apesar de serem mais complexos de se realizar. As informações sobre o canal de comunicação que comumente são perdidas pelo processo de decisão dos símbolos recebidos são mantidas nas SDs, o que justifica o desempenho superior apresentado pelos decodificadores baseados em SD (BARRY *et al.*, 2004).

Por sua vez, o decodificador de fonte recebe bits provenientes do decodificador de canal e, com base no código utilizado no transmissor, reconstrói a mensagem de informação originalmente transmitida e a entrega ao destino.

Os códigos FEC em sistemas ópticos geralmente possuem taxa fixa. Sistemas de primeira e segunda gerações utilizando codificação FEC empregam códigos com *overhead* de 7% e um método de decodificação baseado em HDs e sistemas de terceira geração utilizam *overhead* de 20%, com decodificação baseada em SDs. Em contrapartida, trabalhos recentes propõem a utilização de esquemas FEC de taxa de codificação variável em comunicações ópticas. Gho *et al.* apresentam em (GHO *et al.*, 2011) um esquema FEC que emprega uma concatenação de códigos Reed-Solomon (RS) e a variação da taxa de codificação é alcançada através das técnicas conhecidas como *shortening* e *puncturing*. No trabalho mostrado na referência (GHO; KAHN, 2012), propõe-se um sistema em que a variação da taxa de codificação é produzida pela utilização de diferentes códigos de verificação de paridade de baixa densidade (*low-density parity check* - LDPC). Cada código é concatenado com um código RS que previne a existência de patamares de erros. Além disso, a sistema permite não só a variação da taxa de codificação, mas também do formato de modulação utilizado. Este cenário é similar ao apresentado por Arabaci *et al.* em (ARABACI *et al.*, 2012) e por Beygi *et al.* em (BEYGI *et al.*, 2014). Várias análises tem sido realizadas a fim de avaliar os ganhos, em ambientes de rede, provenientes da utilização de transmissores capazes de operar com taxas variáveis de codificação (MELLO *et al.*, 2014; ALVARADO *et al.*, 2016). Para essas análises, em geral, utilizam-se curvas de capacidade e informação mútua (*mutual information* - MI). A seguir, apresentam-se os conceitos de curvas de capacidade e MI.

4.2 Informação Mútua

Em seu trabalho que deu origem a área de estudos da teoria da informação, Shannon expõe, além de diversos teoremas na área de codificação, fundamentos que permitem avaliar canais de comunicação contaminados por ruído com respeito à taxa de transmissão de informação (SHANNON, 2001). Um destes fundamentos é a informação mútua (*mutual information* - MI), $I(X; Y)$. É possível interpretá-la como um método que permite mensurar a quantidade de informação que é comunicada, em média, em uma variável aleatória acerca de outra variável aleatória. A MI depende de características do canal de comunicação ao qual se refere e é uma grandeza obtida por meio do conceito de entropia.

Para a formal definição da MI, inicialmente considera-se um canal de comunicação com entradas e saídas discretas. A Figura 22 apresenta um canal com estas características. Nesta ilustração, X e Y são variáveis aleatórias complexas que representam os símbolos discretos de entrada e de saída do canal de comunicação, respectivamente. Por questões de simplificação, considera-se que o alfabeto discreto das variáveis aleatórias X e Y possuem M possíveis realizações ou símbolos. As realizações de X e Y , portanto, são x_k e y_k , respectivamente, para

$k \in \{1, \dots, M\}$.

A entropia avalia a incerteza ou quantidade de informação associada a uma determinada variável aleatória. Se esta variável aleatória está associada a entrada discreta de um canal, assim como ilustrado na Figura 22, a entropia pode ser interpretada como uma forma de quantificar a incerteza com relação ao canal sem que sua saída tenha sido observada. Matematicamente, a entropia da variável aleatória X pode ser calculada da forma expressada na equação 4.3 (COVER; THOMAS, 2006):

$$H_e(X) = - \sum_{k=1}^M p_X(x_k) \log_2 [p_X(x_k)] \quad (4.3)$$

em que $p_X(x_k)$ é a probabilidade da variável aleatória X assumir um determinado valor x_k de seu alfabeto, ou seja, é a probabilidade da entrada do canal ser um determinado símbolo x_k .

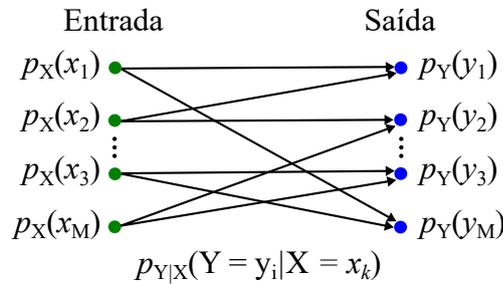


Figura 22 – Representação de um canal com entradas e saídas discretas

É possível se avaliar a quantidade de informação ou incerteza de X , a entrada do canal, dado o conhecimento do resultado da variável aleatória Y , a qual mapeia a saída do canal. Para tanto, utiliza-se a entropia condicional $H_e(X|Y)$, obtida por meio da seguinte expressão (COVER; THOMAS, 2006):

$$H_e(X|Y) = - \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^M p_{X,Y}(x_k, y_i) \log_2 [p_{X|Y}(x_k|y_i)] \quad (4.4)$$

Na equação 4.4, $p_{X,Y}(x_k, y_i)$ é a probabilidade conjunta de que X e Y assumam, respectivamente, as realizações x_k e y_i e $p_{X|Y}(x_k|y_i)$ é a probabilidade condicional de que X seja x_k dado que Y é y_i . Como se utiliza o logaritmo na base 2 na definição da entropia $H_e(X)$ e da entropia condicional $H_e(X|Y)$, as unidades de ambas as grandezas é bits.

A partir dos conceitos de entropia e entropia condicional, define-se a MI como mostrado na equação 4.5 (GRAY, 2011). Por meio de uma análise desta equação e das definições de entropia e entropia condicional, uma interpretação válida acerca da MI no âmbito de canais de comunicação é que tal grandeza captura a redução na informação ou incerteza da entrada do canal dado que se tem acesso à saída do mesmo.

$$I(X; Y) = H_e(X) - H_e(X|Y) \quad (4.5)$$

Substituindo as expressões da entropia e da entropia condicional na equação 4.5, tem-se que a MI é dada conforme a seguinte equação:

$$I(X; Y) = - \sum_{k=1}^M p_X(x_k) \log_2 [p_X(x_k)] + \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^M p_{X,Y}(x_k, y_i) \log_2 [p_{X|Y}(x_k|y_i)] \quad (4.6)$$

Por fim, com o auxílio da Lei da Probabilidade Total e do Teorema de Bayes, a equação 4.6 se resume à seguinte expressão, em que $p_{Y|X}(y_i|x_k)$ é a probabilidade condicional de que Y seja y_i dado que X é x_k :

$$I(X; Y) = \sum_{k=1}^M \sum_{i=1}^M p_X(x_k) p_{Y|X}(y_i|x_k) \log_2 \left[\frac{p_{Y|X}(y_i|x_k)}{\sum_{l=1}^M p_X(x_l) p_{Y|X}(y_i|x_l)} \right] \quad (4.7)$$

Quando a saída do canal é contínua, ou seja, quando Y passa a ser uma variável aleatória complexa contínua, a MI apresentada na equação 4.7 sofre algumas modificações. Além de se trocar um dos somatórios por uma integral, alguns termos são substituídos, conforme mostra a equação 4.8. Nesta equação $\rho_{Y|X}(y|x_k)$ é a função densidade de probabilidade condicional da saída Y do canal dado que o símbolo $X = x_k$ foi transmitido.

$$I(X; Y) = \sum_{k=1}^M p_X(x_k) \int_{-\infty}^{\infty} \rho_{Y|X}(y|x_k) \times \log_2 \left[\frac{\rho_{Y|X}(y|x_k)}{\sum_{l=1}^M p_X(x_l) \rho_{Y|X}(y|x_l)} \right] dy \quad (4.8)$$

A probabilidade $p_{Y|X}(y_i|x_k)$, presente na equação 4.7 e também indicada na Figura 22, e a função densidade de probabilidade $\rho_{Y|X}(y|x_k)$, empregada na equação 4.8 têm o papel de representar as modificações nos símbolos transmitidos ou o que o canal, em termos de ruído, é capaz de realizar nos símbolos transmitidos. A probabilidade $p_{Y|X}(y_i|x_k)$ indica transições dos símbolos de entrada no canal devido ao ruído a níveis discretos na saída do mesmo. Os níveis discretos na saída do canal estão associados a uma decisão abrupta realizada sobre os símbolos recebidos, de modo que a MI indicada na equação 4.7 pode ser interpretada como calculada para um sistema de transmissão que utiliza código FEC baseado em HD. Por outro lado, $\rho_{Y|X}(y|x_k)$ mapeia as entradas discretas em saídas contínuas, indicando que não se faz decisões diretas sobre os símbolos recebidos, o que permite interpretar a MI apresentada na equação 4.8 como sendo relacionado a um sistema de transmissão em que emprega-se código FEC baseado em SD. Como os sistemas ópticos já estão empregando esquemas FEC baseados em SD, o restante da seção se dedica a MI dada na equação 4.8.

Para um canal complexo com ruído aditivo gaussiano branco de variância σ^2 , $\rho_{Y|X}(y|x_k)$ se torna:

$$\rho_{Y|X}(y|x_k) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{|y-x_k|^2}{2\sigma^2}} \quad (4.9)$$

Como mencionado anteriormente, a MI é uma grandeza dependente do canal de comunicação ao qual se refere, no entanto, vê-se a partir das equações 4.7 e 4.8 que esta também depende da distribuição dos símbolos de entrada $p_X(x)$. Por meio da maximização da MI com

relação a todas as possíveis distribuições dos símbolos de entrada é possível obter a capacidade C de um canal de comunicação, conforme apresentado na equação 4.10:

$$C = \max_{p_X(x)} \{I(X; Y)\} \quad (4.10)$$

O significado da capacidade de um canal de comunicação, à luz do teorema da codificação de Shannon, é o de uma taxa de transmissão de informação atingível para a qual existe um código corretor de erros capaz de garantir uma taxa de erro arbitrariamente pequena após a decodificação de canal (SHANNON, 2001). Caso se transmita a uma taxa superior àquela indicada pela capacidade do canal, diz-se que não existe código corretor de erros tal que uma taxa de erro arbitrariamente pequena seja alcançada após a decodificação de canal.

Para um canal AWGN, a distribuição $p_X(x)$ que maximiza a capacidade é a distribuição gaussiana, em que o alfabeto dos símbolos de entrada possui infinitos elementos (SHANNON, 2001). Neste caso, a capacidade é conhecida como limite de Shannon e pode ser obtida por meio da equação 4.12 em função da SNR por símbolo, calculada na equação 4.11.

$$\text{SNR} = \frac{E\{|X(x)|^2\}}{2\sigma^2} \quad (4.11)$$

$$C_{\text{Limite de Shannon}} = \log_2(1 + \text{SNR}) \quad (4.12)$$

Em um cenário prático os símbolos de entrada pertencem a um alfabeto finito de tamanho M , caso este considerado na definição das equações 4.7 e 4.8. Ao se analisar a capacidade para um formato de modulação específico, C recebe o nome de capacidade restrita ou *constrained capacity*, C^* , já que passa a descrever a informação mútua máxima para um determinado formato de modulação. Se caso uma distribuição for assumida para os símbolos de entrada, por exemplo, a distribuição equiprovável, a maximização em relação a $p_X(x)$ é retirada da equação 4.10 e pode-se então reescrevê-la como apresentado a seguir:

$$C^* = I(X; Y) \quad (4.13)$$

Na seção seguinte são apresentadas e analisadas as curvas de capacidade restrita para formatos de modulação M-QAM.

4.3 Capacidade Restrita de Formatos de Modulação M-QAM

Por meio das equações 4.8, 4.9 e 4.13 e suas respectivas considerações, assumindo uma distribuição equiprovável para os símbolos de entrada, torna-se possível a obtenção dos resultados de capacidade restrita em função da SNR apresentados na Figura 23, em que se exemplifica a modulação QAM com 4, 8, 16 e 64 símbolos. É também apresentado o limite de Shannon para um canal AWGN. Os valores de capacidade foram multiplicados por um fator 2 para se levar em consideração a possibilidade de transmissão em duas polarizações. Curvas similares foram apresentadas por Ungerboeck em (UNGERBOECK, 1982).

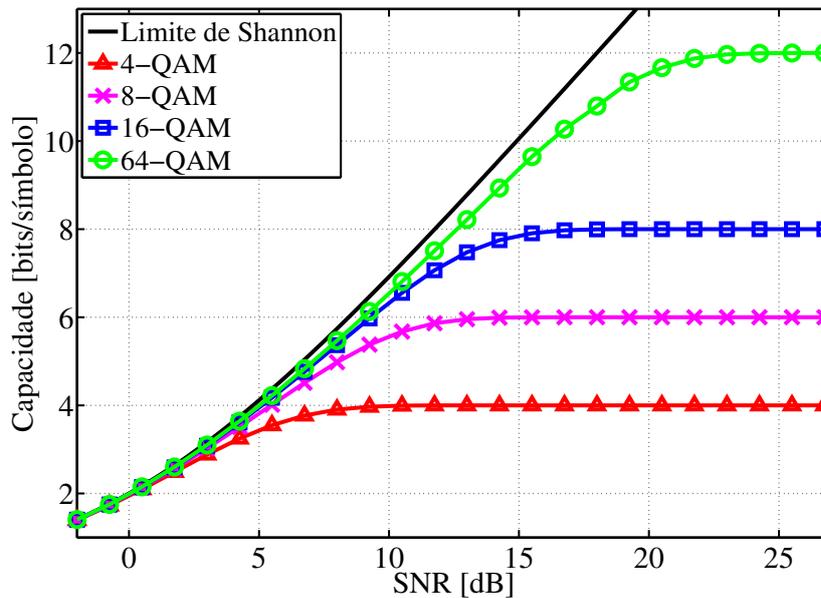


Figura 23 – Curvas de capacidade restrita em função da SNR para formatos de modulação M-QAM

As curvas apresentadas na Figura 23 trazem informações importantes com relação ao conceito de modulação codificada. Na região de alta SNR, a inserção de bits de redundância pelo método de codificação de canal não é necessária e os formatos de modulação conseguem atingir a capacidade máxima de transmissão de informação, já que todos os bits transmitidos por símbolo são de informação útil. À medida em que a SNR é diminuída, codificação passa a ser necessária caso seja requerida uma taxa de erro arbitrariamente pequena na recepção, de modo que a taxa de codificação R_c diminui, aumentando assim o tamanho do *overhead* e um número menor de bits de informação útil é transmitido por símbolo. Isso acarreta na redução da capacidade dos formatos de modulação com relação aos seus valores máximos. É interessante salientar ainda que, de acordo com tais curvas, para um dado valor de capacidade restrita requerido, sempre é melhor se utilizar o formato de modulação de mais alta ordem acompanhado da menor taxa de codificação e maior *overhead*, já que este é o formato que demanda o menor nível de SNR. Na prática, nem sempre isto é verdade. Penalidades de realização podem modificar o comportamento das curvas de capacidade dos formatos de modulação, especialmente quando estes são de ordem alta (MELLO *et al.*, 2015).

4.4 Utilização da MI e de Curvas de Capacidade para a Avaliação de Sistemas Ópticos

Em comunicações ópticas, MI e curvas de capacidade têm sido recentemente utilizadas como meios de avaliação de esquemas FEC e do desempenho de sistemas empregando diferentes técnicas de transmissão e recepção. Schmalen *et al.* demonstram em (SCHMALEN *et al.*, 2017) que a MI é a métrica adequada para a predição da BER alcançada após a aplicação

de esquema FEC não-binário baseado em decodificação com decisões suaves. Os impactos da variação de alguns parâmetros de um sistema de transmissão de longa distância são avaliados por meio de curvas de capacidade por Fehenberger *et al.* em (FEHENBERGER *et al.*, 2015). Mello *et al.* realizaram em (MELLO *et al.*, 2015) um estudo em que curvas de capacidade obtidas por meio de dados experimentais são usadas para investigar um conjunto ótimo de parâmetros relacionados a um transceptor óptico flexível. Uma conclusão interessante acerca deste trabalho recai sobre a importância de um estudo do comportamento de algoritmos de processamentos digital de sinais em regiões de baixos valores de OSNR, já que a capacidade nesta região é limitada pelas características de convergência de tais algoritmos.

Outras variações do conceito de MI também tem sido utilizadas como meios de comparação do desempenho de sistemas ópticos. Um exemplo é o conceito de taxa atingível de informação (*achievable information rate* - AIR). A MI de um canal é um limite máximo para o valor de AIR para o mesmo canal (LIGA *et al.*, 2017). No cálculo da MI, em geral, assume-se um código FEC capaz de alcançar o limite de Shannon e, como visto nas equações 4.7 e 4.8, o canal precisa ser conhecido. Por outro lado, avaliações com o conceito de AIR levam em consideração a utilização de um esquema FEC não ótimo. De acordo com a referência (FEHENBERGER *et al.*, 2016), assume-se um canal auxiliar para o cálculo da MI, o que a torna a AIR. Silva *et al.* usam em (SILVA *et al.*, 2016) a AIR na investigação do ganho da utilização de formatação probabilística de constelações. Um trabalho similar a este é apresentado na referência (FEHENBERGER *et al.*, 2017).

Algoritmos de DSP aplicados a formatos de modulação de alta ordem demandam níveis mais elevados de OSNR para terem bom desempenho. A recuperação de fase é uma etapa muito afetada pelo ruído intenso em regiões de baixa OSNR. Um dos principais problemas apresentados pela recuperação de fase nesta região é a introdução de um fenômeno não linear chamado de escorregamento de fase (*cycle slip* - CS). Os CSs causam o aparecimento de grande número de símbolos incorretos no receptor. A capacidade de sistemas ópticos em ambientes de baixa OSNR é então comprometida por CSs, caso estes não sejam devidamente tratados. No Capítulo 5 aborda-se o conceito de CS e propõe-se um método que, de maneira auxiliada, os identifica e corrige, permitindo então avaliações de capacidade na ausência de CSs e também estudos probabilísticos destes fenômenos.

5 DETECÇÃO DE ESCORREGAMENTOS DE FASE

Os atuais sistemas ópticos empregam detecção coerente digital e formatos de modulação que usufruem da amplitude e da fase de um sinal óptico para transmitir informação, o que os tornam sensíveis a distúrbios de fase. Neste cenário, escorregamentos de fase são eventos que podem afetar severamente o desempenho. Além disso, como visto no Capítulo 4, os CSs interferem na estimação da MI e de curvas de capacidade restrita, impossibilitando o correto cálculo das mesmas. CSs não são causados pelo canal de comunicação, mas por uma correção não ideal do desvio de fase experimentado pelos símbolos transmitidos. Apesar disso, são eventos mais comuns quando o sistema óptico opera em regiões de baixa OSNR.

Neste Capítulo propõe-se uma abordagem de detecção e correção de CSs para sistemas ópticos coerentes com recuperação de fase do tipo *feedforward*. No âmbito do trabalho em questão, o foco desta abordagem é a remoção dos CSs das sequências de símbolos recebidos, permitindo assim a realização de análises com relação às curvas de capacidade de formatos de modulação. É interessante ressaltar que o algoritmo proposto não é desenvolvido para aplicação em tempo real, porém, pode ser usado para fornecer informações precisas a uma etapa de caracterização probabilística dos CSs, contribuindo com a otimização de ferramentas que permitem a detecção e correção em tempo real. Primeiramente são apresentados conceitos acerca dos CSs e dos métodos utilizadas para compensá-los em sistemas de comunicações por fibras ópticas. Tenta-se com isto mostrar que um elemento intimamente relacionado ao aparecimento dos CSs é pouco considerado no processo de detecção dos mesmos. E o grande diferencial da abordagem proposta é justamente a consideração deste elemento.

5.1 Escorregamentos de Fase

A estimativa de fase produzida nos algoritmos de recuperação de fase do tipo *feedforward* utilizados em comunicações ópticas coerentes é geralmente limitada ao intervalo que aproximadamente se estende de $-p/2$ a $p/2$ radianos, como visto no Capítulo 3. Nesta relação, p corresponde ao ângulo de ambiguidade da constelação do formato de modulação utilizado na transmissão. Esta ambiguidade diz respeito ao fato de que é possível que a constelação de um determinado formato de modulação seja indistinguível caso sofra uma rotação de qualquer múltiplo inteiro de p . Com relação aos formatos de modulação M-QAM, p equivale a $\pi/2$. A restrição ao intervalo aproximado de $-p/2$ a $p/2$ impede que o desvio de fase estimado siga o real desvio de fase experimentado pelos símbolos durante o processo de transmissão. Consequentemente, não se pode aplicar diretamente os valores estimados com o intuito de corrigir os desvios de fase dos símbolos recebidos.

Com a finalidade de permitir que as estimativas de fase sigam a dinâmica do real desvio de fase sofrido pelos símbolos, torna-se necessária a inserção de uma etapa de desempacotamento de fase, realizada por um desempacotador de fase. O PU adiciona múltiplos de p às

estimativas realizadas no algoritmo de recuperação de fase de modo que a diferença de fase entre duas estimativas consecutivas seja menor ou igual a $p/2$. As equações 5.1 e 5.2, obtidas a partir da equação 3.56 apresentada no Capítulo 3, mostram o procedimento realizado pelo PU:

$$o_{PU}[n] = \left\lfloor \frac{1}{2} + \frac{\hat{\theta}[n-1] - \hat{\theta}[n]}{p} \right\rfloor \quad (5.1)$$

$$\hat{\theta}_{PU}[n] = \hat{\theta}[n] + o_{PU}[n]p \quad (5.2)$$

em que $o_{PU}[n]$ é uma sequência de números inteiros correspondentes aos fatores que definem os múltiplos de p adicionados pelo PU às estimativas de fase. É possível considerá-la como a resposta do PU às estimativas de fase. E como visto no Capítulo 3, $\hat{\theta}[n]$ é a sequência de estimativas de fase feitas no algoritmo de recuperação de fase e $\hat{\theta}_{PU}[n]$ é a sequência de estimativas após o processamento realizado pelo PU.

Apesar de necessária, os procedimentos realizados pelo PU expõem a correção de fase a possíveis CSs, os quais se caracterizam por rotações de múltiplos de p realizadas indevidamente nos símbolos recebidos. Além do ruído de fase, o ruído ASE e outras degradações presentes nos sistemas de comunicações ópticas, como os efeitos não lineares acabam modificando o símbolo transmitido. Isto, em alguns casos, conduz à realização de estimativas erradas do desvio de fase por parte dos algoritmos de recuperação de fase, principalmente em regiões de baixa OSNR. O PU pode interpretar tais estimativas como sendo produzidas por um desvio de fase crescente ou decrescente e não como estimativas erradas e, por fim, adicionar incorretamente múltiplos de p a estas fases. A severidade do ruído de fase e a capacidade dos algoritmos de recuperação de fase em estimar o desvio de fase presente nos símbolos também podem contribuir para o comportamento errado do PU. Logo, quando as estimativas acerca do desvio de fase são empregadas na correção dos símbolos recebidos, será causado o aparecimento de CSs. Dada a ocorrência de um CS, os valores das estimativas de fase na saída do PU oscilam em uma região que se distancia da correta por valores múltiplos de p . O efeito sistêmico dos CSs é o aparecimento de rajadas de símbolos errados, visto que a constelação após a correção de fase sofre rotação de um múltiplo de p com relação à constelação esperada. É válido ressaltar que essa constelação que experimenta uma rotação de algum múltiplo de p induzida por um erro do PU está em um ponto estável da operação de recuperação e correção de fase, visto que tal constelação é ambígua justamente com um ângulo p (MEYR *et al.*, 2001).

5.2 Técnicas de Detecção e Correção de CSs

Em sistemas ópticos coerentes existem basicamente três técnicas utilizadas para a compensação dos CSs em tempo real. A primeira delas é a utilização da codificação e decodificação diferencial. Esta técnica é de fácil aplicação e é robusta, pois é capaz de transformar as rajadas de símbolos errados devido a ocorrência de CSs em apenas dois símbolos errados que são adjacentes. No entanto, tal técnica causa impactos no alcance da transmissão, já que acaba

duplicando a quantidade de símbolos errados (BARRY *et al.*, 2004). Algumas pesquisas mostram que a utilização de esquemas de correção de erros do tipo FEC iterativos, ou decodificação Turbo, é capaz de diminuir a penalidade de erro de símbolo inerente à codificação e decodificação diferencial (YU *et al.*, 2011). Porém, quando a probabilidade de ocorrência dos CSs é alta, a decodificação Turbo acaba falhando (BISPLINGHOFF *et al.*, 2012). A segunda forma de combater os CSs se baseia no envio periódico de símbolos piloto que são utilizados pelo algoritmo de recuperação de fase no receptor como informações que auxiliam no processo de estimação do desvio de fase e também na etapa de desempacotamento de fase. Esta técnica causa impactos na eficiência espectral e também na eficiência de potência do sistema. Um fato interessante é que tal técnica não elimina a possibilidade de existirem rajadas de símbolos errados devido aos CSs, pois quando um CS ocorre, símbolos errados são percebidos até que um símbolo piloto seja recebido. Isto implica na necessidade de esquemas FEC mais sofisticados para eliminar tais erros (GAO *et al.*, 2014). A periodicidade da inserção de símbolos piloto deve estar de acordo com a probabilidade de ocorrência de CSs para que se possa diminuir a chance de que existam rajadas de símbolos errados e então se alivie os requisitos impostos nos códigos FEC. A terceira técnica faz uso de esquemas FEC especialmente configurados para auxiliar na detecção dos CSs. No trabalho apresentado na referência (KOIKE-AKINO *et al.*, 2014), emprega-se uma arquitetura iterativa entre um código LDPC e um demodulador com estrutura baseada em treliça que utiliza um modelo de Markov para tratar os CSs.

É interessante ressaltar que o conhecimento das características probabilísticas dos CSs em um determinado sistema é muito importante para o correto desenvolvimento dos métodos que tem como intuito eliminá-los dos dados recebidos, independentemente de qual das técnicas citadas anteriormente é a escolhida como base. Por exemplo, a determinação da periodicidade de inserção dos símbolos piloto ou a escolha do código FEC e sua respectiva estrutura para determinado sistema, são ações que necessitam das informações probabilísticas dos CSs para serem tomadas com mais clareza. No entanto, a obtenção dessas informações probabilísticas é uma tarefa árdua, especialmente em regiões de baixa OSNR.

Existem alguns algoritmos de processamento *offline* que se baseiam nas rajadas de símbolos errados inspecionadas na sequência obtida após a etapa de correção de fase. Em geral, estes algoritmos são usados para eliminar os CSs das sequências de dados recebidos permitindo que se façam certas operações, como a avaliação do comportamento de receptores ópticos, ou para fornecer estatísticas que permitem analisar as características probabilísticas dos CSs. A ideia de utilizar as rajadas de símbolos errados é intuitiva, já que o efeito sistêmico dos CSs é causar o aparecimento de um grande número de símbolos errados consecutivamente. Taylor utiliza em (TAYLOR, 2009) um algoritmo que determina a ocorrência de CSs quando 11 ou mais bits ou símbolos errados consecutivamente são encontrados, quando se utiliza modulação por chaveamento binário de fase (*binary phase shift keying* - BSPK) e modulação M-QAM, respectivamente. Caso 10 ou menos bits ou símbolos errados sejam encontrados, diz-se que foram causados por circunstâncias normais de transmissão. Meiyappan *et al.* utilizam esta mesma

premissa em (MEIYAPPAN *et al.*, 2013) para a determinação de ocorrência de CSs. Este método é tratado ao longo do presente trabalho como algoritmo de detecção de CSs baseado em erro de símbolo (*symbol error* - SE). Na referência (GAO *et al.*, 2014) avalia-se a BER em uma janela deslizante e quando seu valor é maior do que o esperado, se assume que houve um CS. Um estudo detalhado acerca dos CSs com base em dados experimentais é apresentado em (FLUDGER *et al.*, 2012). Neste trabalho, CSs são detectados por meio da dessincronização entre um algoritmo de contagem de BER e o sinal recebido. Assume-se que uma rotação indevida da constelação causa erros nos símbolos recebidos a ponto de implicar na dessincronização entre o algoritmo que computa a BER e o sinal recebido. O estado da sincronização é reportado a um osciloscópio, o qual é responsável por contar o número e o tempo entre ocorrências de CS com base no nível do sinal de sincronização.

Em resumo, as técnicas e algoritmos de processamento *offline* descritos na literatura se baseiam unicamente em análises dos erros de bits ou símbolos recebidos para realizar a identificação dos CSs. Encaram-se os erros como sendo as rajadas de bits ou símbolos errados que ocorrem por consequência de um CS. De fato, seja para operação em tempo real ou *offline*, nenhuma das técnicas ou algoritmos mencionados levam em consideração a atuação do PU para a identificação de CSs. E, como visto anteriormente, o PU exerce um papel importante na geração de CSs. Portanto, é prudente incluí-lo nas abordagens que visam detectar os CSs em sistemas ópticos coerentes.

5.3 Algoritmo de Detecção de CSs Proposto

Propõe-se um algoritmo de detecção e correção de CSs que explora a ideia de rajadas de símbolos errados, porém, que introduz o comportamento do PU nas análises realizadas, já que este mantém íntima relação com o aparecimento de CSs. Durante as discussões, o algoritmo proposto é referenciado como algoritmo de detecção e correção de CS baseado em erro de símbolo e correlação com PU (*symbol error and correlation with PU* - SE-PU). Tal algoritmo é destinado a sistemas ópticos coerentes que usam recuperação de fase do tipo *feedforward*. A inserção da atuação do PU nas análises é feita para que seja possível se identificar os CSs com maior confiabilidade, eliminando falsos positivos gerados quando as avaliações se baseiam somente nos erros de bits ou símbolos. No presente trabalho, o objetivo principal do algoritmo é o de eliminar os CSs das sequências de símbolos recebidos garantindo que não haja influência dos mesmos na etapa de estimação da MI e curvas de capacidade restrita. Contudo, é interessante ressaltar que tal algoritmo também pode ser utilizado para fornecer dados a eventuais etapas de caracterizações probabilísticas dos CSs. Com relação a estrutura, basicamente, o algoritmo é dividido em duas partes. Na primeira delas o objetivo é identificar as posições da sequência onde podem ter ocorrido CSs utilizando a análise dos símbolos errados, assim como realizado no algoritmo SE (TAYLOR, 2009; MEIYAPPAN *et al.*, 2013). Na segunda parte refina-se o número de ocorrências eliminando falsos alarmes por meio da utilização da resposta do PU às estimativas

de fase feitas pelo algoritmo de recuperação de fase. Por fim, realiza-se a correção da sequência de símbolos nas posições em que os CSs foram identificados. Para a correção, também se faz uma análise dos símbolos errados.

A abordagem escolhida para o funcionamento do algoritmo proposto é a de processar cada posição candidata à ocorrência de um CSs por iteração. Inicialmente, a sequência $o_{PU}[n]$ é armazenada para ser usada posteriormente. Tal sequência é obtida por meio da equação 5.1. Compara-se a sequência de símbolos obtida após a correção de fase com a sequência de símbolos transmitida com o intuito de se avaliar a existência de símbolos errados. Os pontos da sequência proveniente da correção de fase que apresentam blocos com uma predeterminada quantidade de símbolos errados consecutivamente são tratados como locais onde podem ter ocorrido CSs. Assume-se que o primeiro CSs acontece imediatamente antes do início do bloco de símbolos errados que se encontra mais próximo ao início da sequência recebida. Este ponto identificado é então correlacionado com o comportamento do PU. Tal ponto somente continua sendo considerado como posição de CS se ocorreu nas proximidades de locais onde existem mudanças de múltiplos de p na fase adicionada pelo PU às fases estimadas pelo algoritmo de recuperação de fase. Em outras palavras, a distância entre o ponto de CS em análise e uma variação em $o_{PU}[n]$ deve ser menor ou igual a um determinado valor configurado. Se o bloco de símbolos errados encontrado é mantido como local onde ocorreu um CS, a etapa de correção de CS é aplicada à sequência de símbolos.

Para a realização da correção de um CS, rotações de $-\pi/2$ e $\pi/2$ são aplicadas no bloco de símbolos errados e se assume como a rotação que corrige o CS aquela que produz a menor quantidade de símbolos errados no bloco, quando ele é comparado ao respectivo bloco na sequência transmitida. Então, a rotação correta é aplicada do ponto inicial do bloco de símbolos errados até o fim da sequência de símbolos recebidos, corrigindo a rotação introduzida indevidamente pelo PU. A partir disso, novamente se realiza a comparação entre a sequência de símbolos proveniente da correção de fase com a sequência de símbolos transmitida com o intuito de se avaliar se existem outros blocos de símbolos errados e, eventualmente, outros CSs. Porém, essa comparação se inicia a partir da posição final do bloco de símbolos errados encontrado na iteração anterior. Estes procedimentos são realizados até que não se encontre mais blocos de símbolos errados que satisfaçam as condições que os classificam como pontos de ocorrência de CSs. É interessante ressaltar que, de fato, o método proposto possui dois parâmetros que podem ser otimizados para que seu melhor desempenho seja alcançado. São eles o tamanho do bloco de símbolos errados considerado para que um determinado ponto seja analisado como possível local de CS e a proximidade requerida deste local a uma mudança de qualquer múltiplo de p na resposta do PU às fases estimadas. Ao longo deste trabalho, estes parâmetros são respectivamente denominados fator de erro de símbolo (*symbol error factor* - SEF) e fator PU (*PU factor* - PUF).

O algoritmo considera que o sinal de informação proveniente da transmissão pela fibra óptica foi devidamente detectado por meio de um receptor coerente e também que todas as etapas de DSP, incluindo a etapa de recuperação de fase do sinal recebido, foram realizadas

antes de sua aplicação para detecção e correção dos CSs. A técnica requer o conhecimento da sequência de símbolos transmitidos para que seja possível avaliar os erros de símbolos na sequência recebida e processada no receptor coerente e também requer acesso à sequência $o_{PU}[n]$. É importante salientar que a técnica é independente do algoritmo de recuperação de fase, porém, necessita que este utilize PU.

A motivação para a realização da correção da posição do bloco com a resposta do PU surge do fato de que não se pode haver CSs sem que exista alguma modificação de múltiplos de p na fase acrescentada pelo PU às estimativas realizadas pelo algoritmo de recuperação de fase. Isso, pois por si só o algoritmo de recuperação de fase não pode causar CSs, já que suas estimativas são limitadas ao intervalo de aproximadamente $-p/2$ a $p/2$ (MEYR *et al.*, 2001). Com isso, torna-se possível excluir os falsos indicativos de CSs que podem ser gerados ao se analisar somente a taxa de erro de símbolo. Mostra-se então uma abordagem diferente daquelas reportadas na literatura.

A seguir, descreve-se o método desenvolvido por meio de etapas. Utiliza-se a notação de sequências utilizada ao longo do trabalho. É interessante ressaltar que a etapa 14 somente é realizada quando o intuito do método é o de fornecer características probabilísticas acerca da ocorrência de CSs ou para avaliação do método.

1. Armazenar a sequência de símbolos transmitida, $s[n]$, e a sequência de símbolos obtida após a etapa de recuperação de fase do sinal recebido, $v[n]$, devidamente sincronizadas;
2. Armazenar a sequência de números inteiros correspondentes aos fatores que definem os múltiplos de p adicionados pelo PU às estimativas de fase, $o_{PU}[n]$, em que p equivale ao ângulo de ambiguidade da constelação do formato de modulação utilizado na transmissão;
3. Obter a sequência que indique os locais onde ocorreram erros de símbolos (SE) por meio da comparação de $s[n]$ e $v[n]$;
4. Identificar em SE se existem blocos (BL) com uma determinada quantidade de símbolos errados consecutivamente. O tamanho requerido para o bloco em símbolos é definido pelo parâmetro SEF:
 - a) Se não existir, assume-se que não ocorreram CSs;
 - b) Se existir, seguir para etapa 5;
5. Armazenar a posição inicial (IN) e final (FI) do bloco BL que se localize mais próximo ao início da sequência SE;
6. Atribuir a posição inicial IN obtida na etapa anterior à posição corrente de um vetor que armazena as posições de ocorrência de CSs (PCS);
7. Avaliar se existem modificações na sequência $o_{PU}[n]$ em um intervalo de comprimento determinado pelo parâmetro PUF e que tem como ponto médio a posição indicada pelo

elemento corrente do vetor PCS obtido na etapa 6, gerando uma saída de verificação de modificação (SVM):

- a) Se não houver modificação indicada por SVM, reiniciar os procedimentos a partir da etapa 3, iniciando a comparação entre as sequências $s[n]$ e $v[n]$ no ponto final FI obtido na etapa 5;
 - b) Se houver modificação indicada por SVM:
 - i. Manter o ponto de ocorrência de CSs no vetor PCS obtido na etapa 6;
 - ii. Seguir para etapa 8;
8. Aplicar rotações de $-p$ e p individualmente ao bloco de símbolos errados da sequência $v[n]$ indicado por suas posições inicial IN e final FI obtidas na etapa 5;
 9. Comparar individualmente cada um dos blocos gerados na etapa 8 com o conjunto de símbolos da sequência $s[n]$ indicado pelas posições IN e FI e contabilizar o número de símbolos errados com o bloco que sofreu rotação de $-p$ (SE1) e com o bloco que sofreu rotação de p (SE2);
 10. Assumir como a rotação que corrige o CS (R) indicado na posição corrente do vetor PCS aquela que produz a menor quantidade de símbolos errados visualizada na etapa 9;
 11. Aplicar a rotação R em todos os símbolos da sequência $v[n]$ localizados a partir da posição indicada no elemento corrente do vetor PCS;
 12. Retornar à etapa 3, gerando agora a sequência SE a partir da comparação entre $s[n]$ e a sequência $v[n]$ obtida na etapa 11. A comparação entre as duas sequências deve iniciar a partir do ponto FI associado ao último CS corrigido;
 13. Realizar estas etapas até que não se encontrem mais blocos BL na sequência $v[n]$ que atendam aos requisitos descritos na etapa 4;
 14. Utilizar o vetor com as posições de todos os CSs, PCS, para realizar cálculos que visam obter características probabilísticas dos mesmos. A probabilidade, o tempo médio entre ocorrências e a distribuição de probabilidade de CSs são exemplos de informações que podem ser geradas por meio do vetor PCS.

A Figura 24 apresenta um fluxograma do método desenvolvido. Este fluxograma se baseia nas etapas descritas acima e utiliza a mesma notação.

É importante mencionar que o algoritmo SE poderia ser realizado combinando as etapas descritas acima que não envolvem informações do PU. No Capítulo 6, a influência dos parâmetros SEF e PUF no desempenho de detecção e correção de CSs do método proposto é investigada. Valida-se o algoritmo acima apresentado aplicando-o a sistemas com diferentes formatos de modulação. Mostra-se que a inserção de informações do PU na análise de CSs é

capaz de reduzir o número de falsos positivos gerados em comparação com um algoritmo que leva em consideração somente a análise de símbolos errados para identificar CSs.

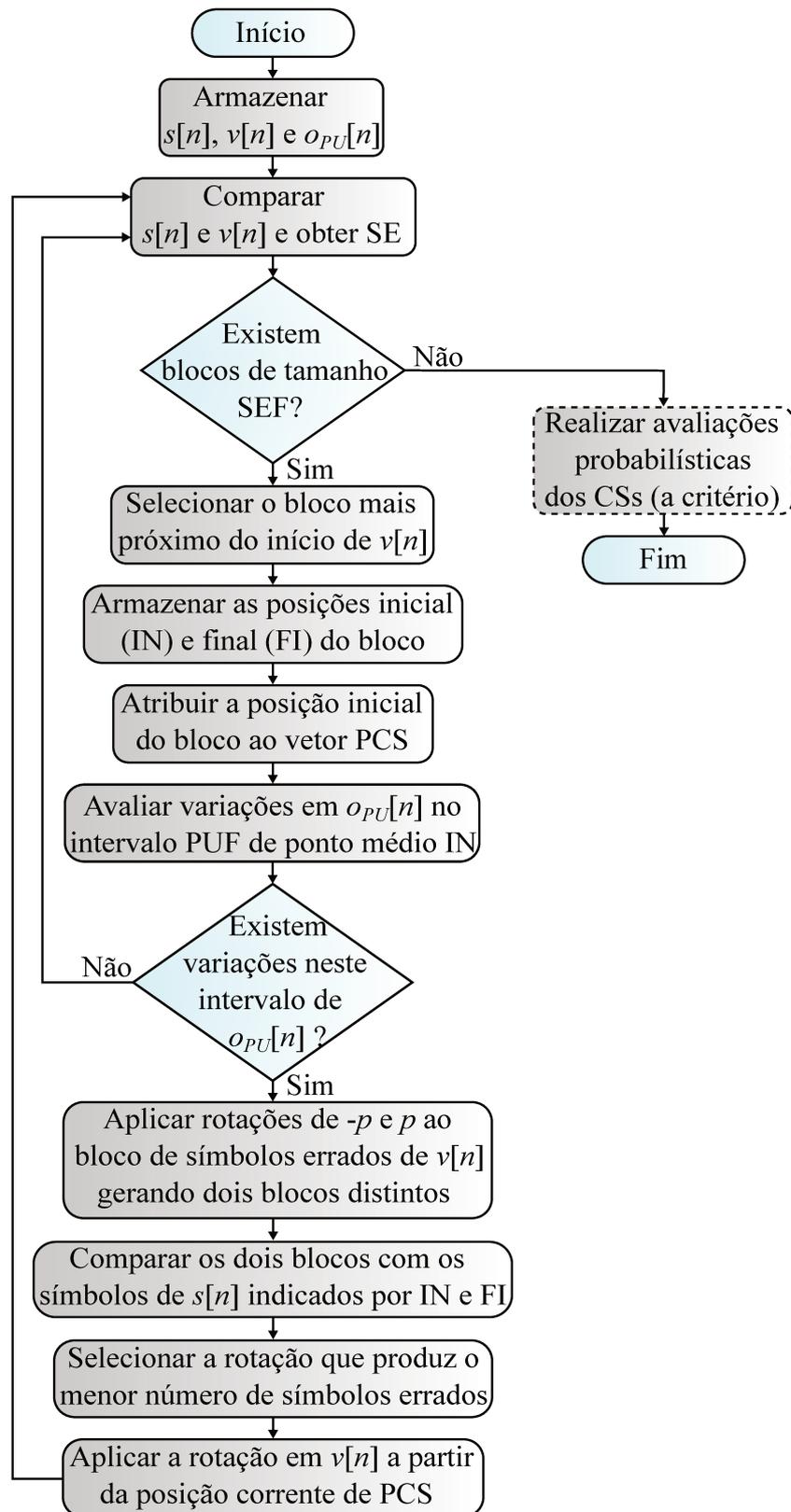


Figura 24 – Fluxograma do método desenvolvido.

6 RESULTADOS

O intuito deste Capítulo é abordar as simulações realizadas e analisar seus respectivos resultados. Primeiramente, apresenta-se uma avaliação do algoritmo de detecção e correção de CS proposto no Capítulo 5. O método proposto é então utilizado como ferramenta auxiliar na segunda parte do Capítulo, na qual o foco reside na avaliação da capacidade de transceptores ópticos utilizando formatos de modulação M-QAM, considerando as limitações dos algoritmos de DSP, especialmente daqueles utilizados nas etapas de equalização adaptativa e de recuperação de fase. Todas as simulações apresentadas neste Capítulo foram realizadas no *software* MATLAB.

6.1 Avaliação do Algoritmo de Detecção e Correção de CS Proposto

Para avaliar o algoritmo de detecção e correção de CS proposto e atestar os benefícios de se utilizar informações do PU, seu desempenho foi comparado ao do algoritmo utilizado nas referências (TAYLOR, 2009) e (MEIYAPPAN *et al.*, 2013) e ao de um algoritmo de calibração (*calibration algorithm* - CA), o qual é apresentado em detalhes ao longo desta seção.

6.1.1 Sistema de Transmissão Simulado

A Figura 25 mostra os componentes do sistema de transmissão simulado e, de forma simplificada, como foram aplicados os métodos de detecção e correção de CS SE-PU, SE e CA a tal sistema. É interessante ressaltar que o arranjo do sistema de transmissão foi determinado de modo que se pudesse avaliar de maneira isolada o desempenho desses algoritmos na detecção de CS. Apesar de não envolver diretamente dispositivos ópticos, as degradações que afetam os sinais transmitidos nesse sistema são determinadas de acordo com aquelas presentes em sistemas ópticos, como o ruído ASE inserido pelos EDFAs e o ruído de fase produzido por lasers.

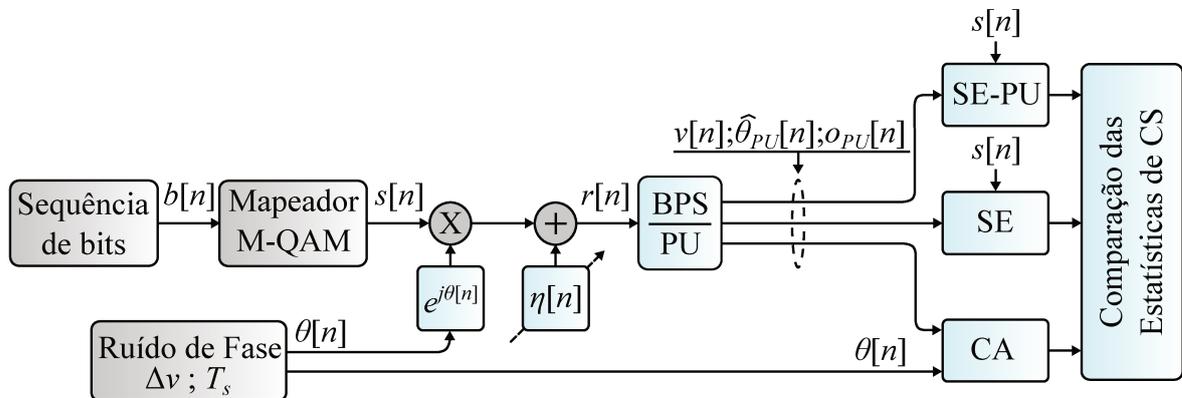


Figura 25 – Sistema de transmissão simulado.

Sequências binárias $b[n]$ são geradas aleatoriamente e alimentam um mapeador M-QAM, o qual associa a cada bloco de $\log_2(M)$ bits um símbolo dentre os M possíveis de

uma determinada constelação. Considera-se que este mapeador pode produzir os formatos de modulação 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM, com símbolos equiprováveis. Em todos os casos as sequência de símbolos transmitidos $s[n]$ são normalizadas para terem energia unitária.

Os símbolos provenientes do mapeador são contaminados por um desvio de fase $\theta[n]$ modelado de acordo com a equação 3.47. A magnitude do ruído de fase é equivalente a da utilização de lasers transmissor e LO cuja soma das larguras de linha é igual a $\Delta\nu$ na transmissão de um sinal óptico associado a um tempo de símbolo T_s . E, a fim de que se possa emular a variação da OSNR na qual os algoritmos são avaliados, adiciona-se um ruído gaussiano branco $\eta[n]$ de magnitude variável às sequências transmitidas.

A recuperação de fase é feita por meio do algoritmo BPS descrito no Capítulo 3. Todavia, substitui-se a soma da distância quadrática de $2N_{BPS} + 1$ símbolos consecutivos rotacionados pela mesma fase, descrita na equação 3.53, por um parâmetro denominado fator de esquecimento (*forgetting factor* - FF), o qual pondera as distâncias quadráticas de símbolos passados para a determinação do desvio de fase. O parâmetro FF pode assumir valores no intervalo que se estende de 0 a 1. E para cada formato de modulação considerado, o parâmetro FF foi otimizado de modo que o BPS apresentasse o melhor desempenho nos menores níveis de OSNR considerados. A realização do BPS é especialmente configurada para que se possa ter acesso aos fatores que definem os múltiplos de p adicionados pelo PU às estimativas de fase, indicados pela sequência $o_{PU}[n]$, conforme expresso na equação 5.1.

O desvio de fase estimado pelo BPS e processado pelo PU, $\hat{\theta}_{PU}[n]$, os símbolos corrigidos com tal desvio de fase, $v[n]$, e a sequência $o_{PU}[n]$ são então enviados aos algoritmos SE-PU, SE e CA que processam os dados a fim de detectar e corrigir CSs. Além de corrigirem os CS das sequências de símbolos $v[n]$ provenientes do BPS, tais algoritmos realizam também a correção do desvio de fase estimado $\hat{\theta}_{PU}[n]$. E, para que possam realizar estas tarefas é interessante ressaltar que os algoritmos SE-PU e SE recebem também a sequência de símbolos transmitidos $s[n]$, enquanto que o algoritmo CA tem acesso ao desvio de fase $\theta[n]$ adicionado aos símbolos. Por fim, as estatísticas obtidas por cada um destes algoritmos são comparadas.

A realização do algoritmo SE-PU permite a variação dos parâmetros SEF e PUF que, respectivamente, indicam a quantidade de símbolos errados por bloco e a proximidade requerida entre uma posição de CS em análise e alguma variação em $o_{PU}[n]$, como visto na seção 5.3. Nas referências (TAYLOR, 2009) e (MEIYAPPAN *et al.*, 2013) o método SE foi considerado com um valor fixo de 11 símbolos para o parâmetro SEF. Contudo, neste trabalho considera-se uma implementação flexível do SE, de modo que SEF pode ser alterado.

O CA determina a ocorrência de CS comparando diretamente o desvio de fase inserido nos símbolos transmitidos, $\theta[n]$, e o desvio de fase estimado pelo algoritmo BPS com a aplicação do PU, $\hat{\theta}_{PU}[n]$. Tal algoritmo calcula a diferença entre $\hat{\theta}_{PU}[n]$ e $\theta[n]$, gerando a sequência $\Delta\theta_{CA}[n]$. Quando $\Delta\theta_{CA}[n]$, para um dado índice $n = n_{CS}$ é maior em módulo que um limiar, diz-se que ocorreu um CS a partir do símbolo n_{CS} da sequência $s[n]$. Por sua vez, a direção de rotação do CS é dada pelo sinal de $\Delta\theta_{CA}[n]$ no índice $n = n_{CS}$. Inserindo rotações de $\pm\pi/2$

aleatoriamente a um desvio de fase conhecido e utilizando o algoritmo CA para detectá-los na presença de ruído aditivo gaussiano branco, o limiar utilizado pelo mesmo foi determinado e seu valor ótimo é igual a $0,9\pi/2$. Como a ocorrência de CSs é um evento aleatório e, de fato, ainda não existem modelos teóricos satisfatórios para seu modelamento, assume-se que as estatísticas obtidas a partir do CA são provenientes de um método ótimo de detecção e correção de CS, com as quais as estatísticas dos algoritmos SE-PU e SE são comparadas.

Para cada configuração de OSNR, formato de modulação, SEF e PUF considerada ao longo das análises mostradas nesta seção foram realizadas 1000 transmissões de 2^{16} símbolos. Por meio dos CSs detectados pelos algoritmos SE-PU, SE e CA foram obtidos dois parâmetros de análise de desempenho. O primeiro é a probabilidade média de CS, p_{CS} . O segundo é o erro médio de fase. Este é definido como o erro entre o desvio de fase estimado na recepção e corrigido com as informações provenientes dos CSs identificados por um determinado algoritmo, $\hat{\theta}_{Cor}[n]$, e o desvio de fase inserido nos símbolos transmitidos, $\theta[n]$. O cálculo do erro médio, $e_{médio,\theta}$, é apresentado na equação 6.1, em que o símbolo \angle denota o ângulo de seu argumento. Tanto para o cálculo da probabilidade de CS quanto para o erro, os valores médios foram calculados entre as 1000 simulações de cada cenário avaliado. Deste modo, N é igual a 1000×2^{16} .

$$e_{médio,\theta} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| \angle \left(\frac{e^{j\hat{\theta}_{Cor}[n]}}{e^{j\theta[n]}} \right) \right| \quad (6.1)$$

A probabilidade média permite avaliar a capacidade dos algoritmos em detectar a quantidade correta de CSs. Por outro lado, o erro médio de fase contém informações acerca da capacidade dos algoritmos em detectar no correto local e corrigir apropriadamente os CSs. Portanto, de posse destes dois resultados, os algoritmos podem ser avaliados. É importante mencionar que os resultados de probabilidade de CS e erro médio de fase obtidos com o CA são denominados ao longo das análises como curvas de calibração (CCs). E para os resultados de probabilidade média de CS obtidos com os algoritmos SE-PU e SE calculou-se o intervalo de confiança para proporção (*confidence interval for proportions* - CIP), conforme a equação 6.2. Nesta equação z_{CIP} é um fator relacionado ao nível de confiança escolhido. Utilizou-se um nível de confiança de 95%, de modo que z_{CIP} equivale a 1,96 (ALTMAN *et al.*, 2000).

$$CIP = p_{CS} \pm z_{CIP} \sqrt{\frac{p_{CS}(1 - p_{CS})}{N}} \quad (6.2)$$

6.1.2 Avaliação da Detecção e Correção de CSs para Transmissões com Formatos de Modulação M-QAM

Baseando-se no sistema ilustrado na Figura 25 foram realizadas simulações para investigar o desempenho do algoritmo SE-PU na detecção e correção de CSs em transmissões com formatos de modulação M-QAM e poder comparar tal desempenho ao dos algoritmos SE e CA. Considerou-se a transmissão dos formatos de modulação 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM e

64-QAM. A OSNR, definida na janela de 0,1 nm foi variada no intervalo que se estende de 5 a 15 dB, em passos de 0,5 dB. O ruído de fase inserido nos símbolos transmitidos correspondeu à utilização de lasers com largura de linha de 100 kHz no transmissor e no receptor e a uma taxa de símbolos de 32 GBd, gerando então um produto $\Delta\nu T_s$ equivalente a $6,25 \times 10^{-6}$. Otimizou-se o algoritmo BPS para cada formato de modulação de modo a se alcançar o melhor desempenho na região de OSNRs considerada utilizando 20 fases de teste. Com relação aos algoritmos SE-PU e SE, considerou-se os valores de 11, 25, 51 e 101 símbolos para o parâmetro SEF. Definiu-se valores ímpares unicamente pela forma com a qual ambos os algoritmos foram desenvolvidos em MATLAB. O parâmetro PUF do algoritmo SE-PU foi inicialmente fixado em 100 símbolos.

6.1.2.1 Resultados para o Formato de Modulação 4-QAM

A Figura 26 apresenta os resultados de probabilidade de CS em função da OSNR para a modulação 4-QAM obtidos com os algoritmos SE e SE-PU em comparação com os resultados obtidos pelo CA. Para cada valor de SEF são apresentados pontos que descrevem as probabilidades de CSs obtidas e também curvas ajustadas com base em tais pontos, as quais são indicadas pela sigla CAj. As barras horizontais ao entorno dos pontos representam os CIPs. Embora as simulações tenham sido feitas variando a OSNR no intervalo de 5 a 15 dB, na Figura 26 os resultados são mostrados no intervalo de 5 a 10 dB, já que a partir de 10 dB não foram detectados CSs com nenhum dos algoritmos avaliados.

Com respeito ao algoritmo SE é possível ser observado a partir da Figura 26(a) que, de um modo geral, o tamanho do bloco de símbolos considerado não foi responsável por grandes modificações na probabilidade de CS obtida. E apesar das curvas ajustadas se distanciarem um pouco da curva de calibração na região de OSNRs que se estende de 5 a 5,5 dB, para todos os valores de SEF considerados, a probabilidade de CS obtida por simulação foi similar a indicada pela curva de calibração nesta mesma região. No entanto, a partir de aproximadamente 5,5 dB de OSNR, em todos os casos avaliados o algoritmo SE superestimou a probabilidade de CS.

Como pode ser visto na Figura 26(b), na região de OSNRs que se estende de 5 a aproximadamente 6 dB, a utilização do algoritmo SE-PU com SEF igual a 11 símbolos possibilitou alcançar valores muito próximos aos da curva de calibração. Os CIPs são pequenos nesta região, porém, englobam a curva de calibração. Por sua vez, o aumento do valor de SEF contribuiu para que o número de CSs detectados e, conseqüentemente, a probabilidade de CS fosse subestimada nesta mesma região de OSNRs. A partir de aproximadamente 6 dB de OSNR, em todos os casos avaliados, o algoritmo SE-PU superestimou o número de CSs, fazendo com que a probabilidade de CS fosse superior àquela indicada na curva de calibração. O algoritmo SE-PU com SEF igual a 11 obteve desempenho similar ao do SE para valores de OSNR entre 5 e 5,5 dB. Porém, para valores superiores a 5,5 dB de OSNR, a inserção do PU permitiu diminuir a quantidade de CSs detectados incorretamente e, portanto, a probabilidade de CS obtida, fazendo com que o algoritmo SE-PU alcançasse um desempenho global superior ao do SE.

A tendência a um valor constante por parte das curvas ajustadas está relacionada às variações estatísticas das simulações e ao modo em que a otimização do BPS foi realizada. Este comportamento é tratado com mais detalhes em uma subseção específica.

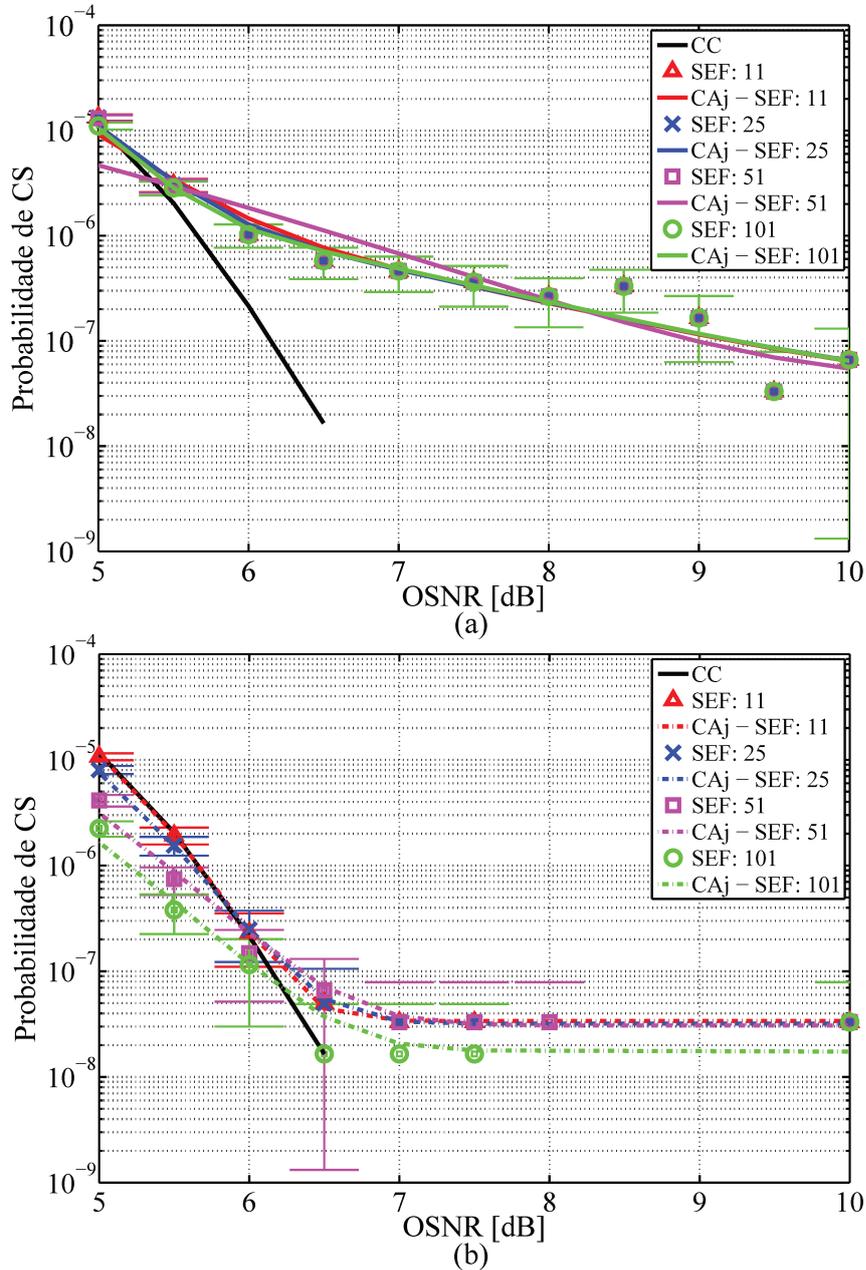


Figura 26 – Probabilidade de CS para o formato de modulação 4-QAM obtida (a) com o algoritmo SE e (b) com o algoritmo SE-PU, em comparação com os resultados obtidos pelo algoritmo CA.

A Figura 27 mostra o erro médio de fase em função da OSNR obtido com os algoritmos SE-PU e SE em comparação com o erro médio obtido pelo algoritmo CA. O cálculo do erro médio leva em consideração o desvio de fase estimado na recepção e corrigido por uma das etapas de mitigação de CSs em análise e o real desvio de fase inserido nos símbolos. Por esta razão, seu nível nunca será nulo tomando como parâmetro uma recuperação de fase não

ideal. Com relação ao BPS, utilizou-se 20 fases de teste. Isso faz com que exista uma certa quantização do desvio de fase estimado e, além disso, erros de estimação podem ocorrer. Todos estes fatores contribuem então para que a curva de calibração obtida com o algoritmo CA não possua erro nulo. Porém, tal curva pode ser julgada como o erro mínimo esperado por uma detecção e correção ótima de CSs levando em conta a recuperação de fase empregada.

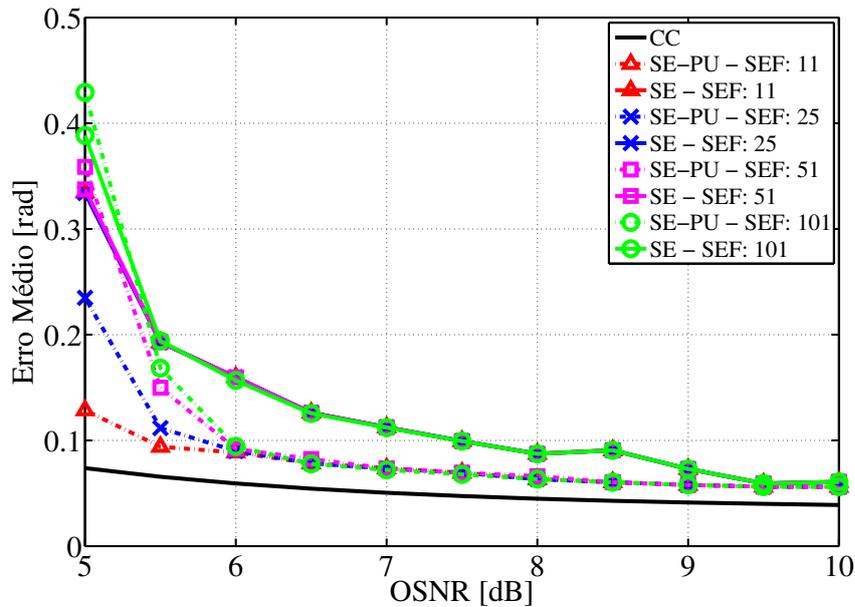


Figura 27 – Erro médio de fase na presença do formato de modulação 4-QAM obtido com os algoritmos SE-PU e SE em comparação a curva de calibração.

O erro médio de fase para o algoritmo SE-PU se mostrou dependente do valor de SEF. Por outro lado, para o algoritmo SE pouca variação foi observada a partir de alterações no parâmetro SEF. O algoritmo SE-PU, considerando SEF igual a 11 símbolos obteve o melhor resultado dentre os casos avaliados. Um fato interessante é que na região de OSNR que se estende de 5 a 6 dB o algoritmo SE-PU obteve o melhor desempenho com relação à probabilidade de CS, conforme visto na Figura 26(b). No entanto, é nesta mesma região que os níveis mais altos de erro médio de fase são percebidos, como indicado na Figura 27. Isto pode ser explicado pelo fato de que como nesta região os CSs são mais frequentes e o nível de ruído é mais elevado, o que é responsável por uma maior quantidade de símbolos errados, a capacidade de detecção no local exato de ocorrência e a apropriada correção dos CSs se torna limitada. Então, apesar de detectar o número correto de CSs, estes podem ter sido encontrados de maneira deslocada da real posição de ocorrência ou ter sido inapropriadamente corrigidos.

Com o aumento da OSNR, as curvas de erro médio de fase convergem para a proximidade da curva de calibração. Porém, o algoritmo SE-PU sempre apresentou valores menores de erro médio de fase. Apesar deste algoritmo também ter apresentado erros de superestimação de CSs a medida que se aumenta a OSNR, em média, a detecção e a correção são feitas próximas aos devidos locais, de modo a garantir um baixo erro médio de fase.

6.1.2.2 Resultados para o Formato de Modulação 8-QAM

A Figura 28 apresenta os resultados de probabilidade de CS em função da OSNR para o formato de modulação 8-QAM obtidos com os algoritmos SE e SE-PU em comparação com aqueles obtidos pelo algoritmo CA. Nesta figura, os resultados são mostrados no intervalo de 5 a 13 dB de OSNR, pois acima desta região não foram detectados CSs.

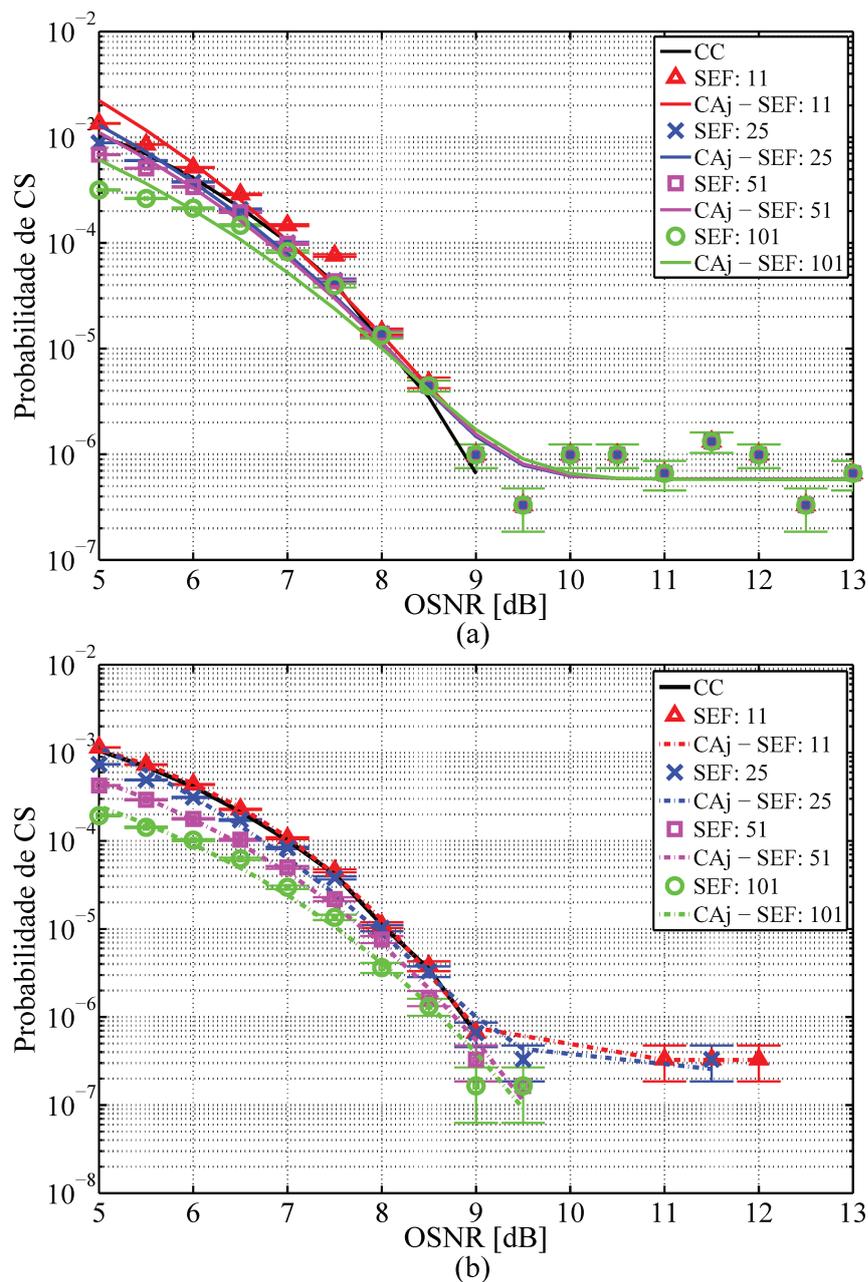


Figura 28 – Probabilidade de CS para o formato de modulação 8-QAM obtida (a) com o algoritmo SE e (b) com o algoritmo SE-PU, em comparação com os resultados obtidos pelo algoritmo CA.

Os resultados de probabilidade de CS obtidos com o algoritmo SE se aproximaram da curva de calibração, como mostra a Figura 28(a). O melhor resultado para este algoritmo

foi obtido considerando SEF igual a 25 símbolos. Neste caso, a curva de probabilidade de CS conseguiu acompanhar o comportamento da curva de calibração para os valores de OSNR entre 5 e aproximadamente 8,5 dB. Com SEF igual a 51 símbolos, o algoritmo SE também obteve resultados similares aos da curva de calibração, porém, no intervalo de 6 a aproximadamente 8,5 dB. E com o aumento da OSNR, o algoritmo SE superestimou a probabilidade de CS.

Da mesma forma que observado para o formato de modulação 4-QAM, os valores de probabilidade de CS se mostraram dependentes do parâmetro SEF para o caso de utilização do algoritmo SE-PU, como pode ser visto na Figura 28(b). Esta dependência é superior àquela mostrada pelo algoritmo SE. O aumento da quantidade de símbolos do parâmetro SEF contribuiu para a subestimação do número e , consequentemente, da probabilidade de CS. Todavia, é importante ressaltar que considerando SEF igual a 11 símbolos, o algoritmo SE-PU obteve valores de probabilidade de CS praticamente iguais aos da curva de calibração entre 5 e 9 dB de OSNR. De um modo geral, com relação à probabilidade de CS, o algoritmo SE-PU foi outra vez superior ao algoritmo SE.

O erro médio de fase obtido para o formato de modulação 8-QAM é mostrado na Figura 29.

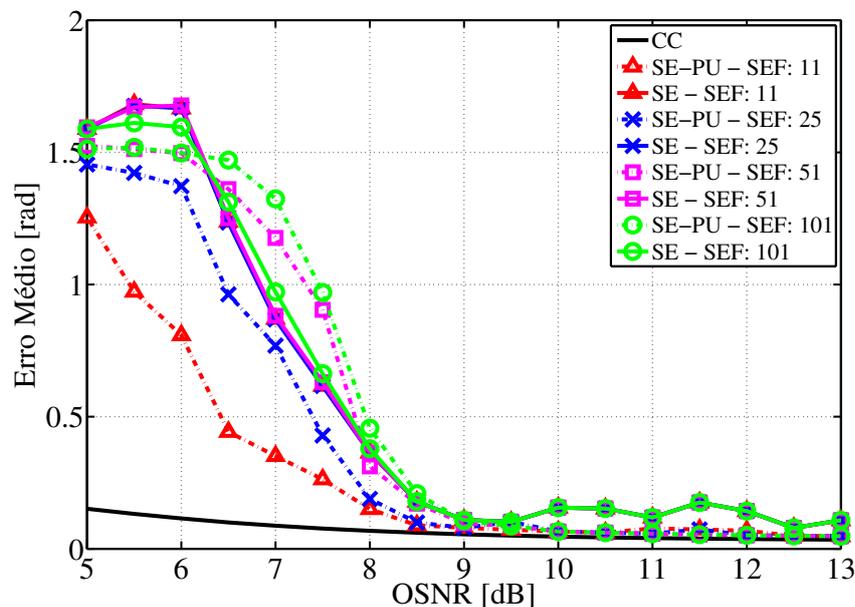


Figura 29 – Erro médio de fase na presença do formato de modulação 8-QAM obtido com os algoritmos SE-PU e SE em comparação a curva de calibração.

Os níveis de erro obtidos com o método SE se mostraram pouco dependentes do parâmetro SEF, fato este que é contrário ao apresentado pelos resultados referentes ao algoritmo SE-PU, assim como observado para o caso do formato de modulação 4-QAM. Novamente, os menores valores de erro médio de fase foram alcançados pelo SE-PU. Mas, para ambos os algoritmos SE-PU e SE, quanto menor o valor de OSNR, maior o erro médio de fase, mostrando a dificuldade de detecção e correção de CSs nesta região.

6.1.2.3 Resultados para o Formato de Modulação 16-QAM

Com relação ao formato de modulação 16-QAM, a Figura 30 apresenta os resultados de probabilidade de CS obtidos com os algoritmos SE-PU e SE em comparação com os obtidos pelo algoritmo CA.

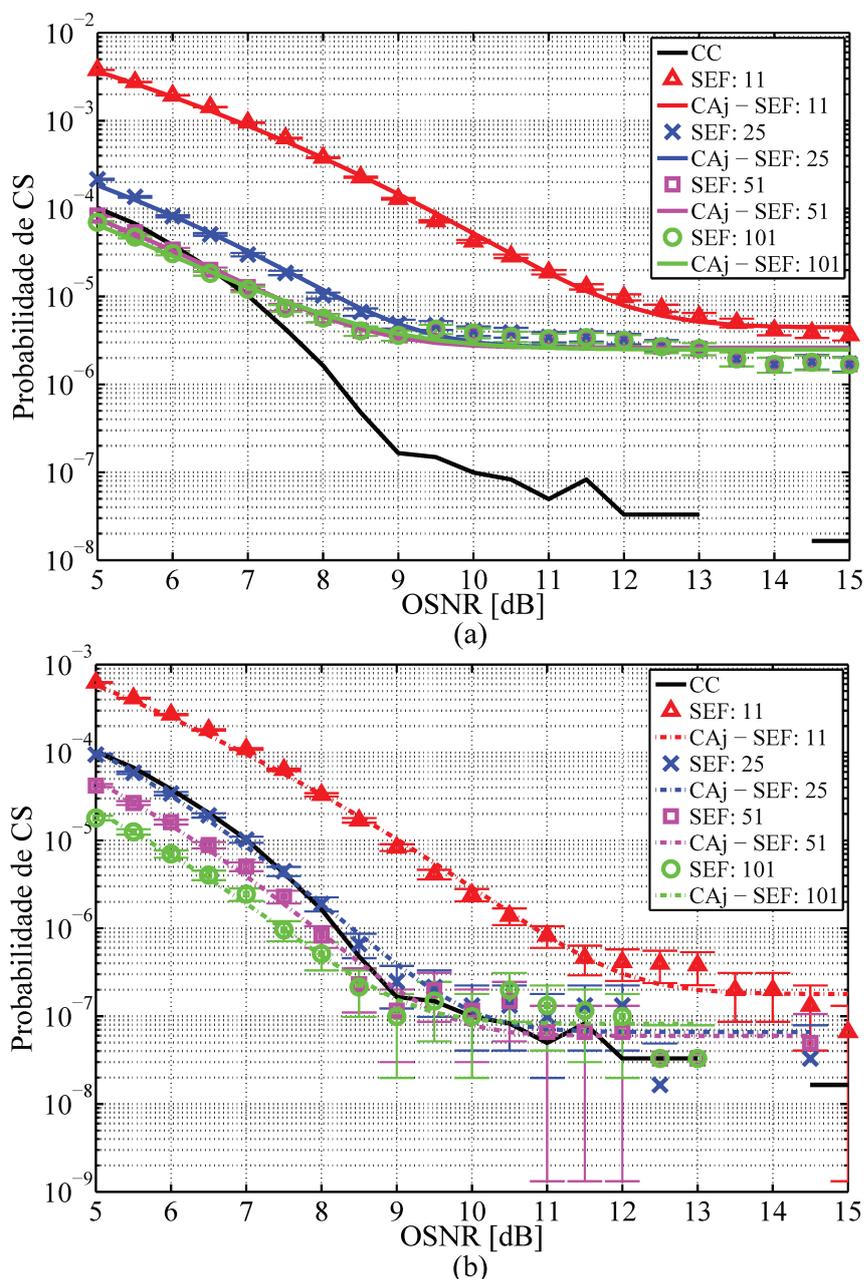


Figura 30 – Probabilidade de CS para o formato de modulação 16-QAM obtida (a) com o algoritmo SE e (b) com o algoritmo SE-PU, em comparação com os resultados obtidos pelo algoritmo CA.

Analisando os resultados das simulações apresentados na Figura 30(a) é possível perceber que, na maioria dos casos, mesmo aumentando o parâmetro SEF o algoritmo SE superestimou o número de CS, principalmente na região em que a probabilidade de CS é menor

segundo a curva de calibração. E como é possível perceber por meio da Figura 30(b), para alguns valores do parâmetro SEF o algoritmo SE-PU subestimou o número de CSs na região de OSNR que se estende de 5 e 9 dB, fazendo com que a probabilidade de CS fosse menor do que a indicada pela curva de calibração. No entanto, utilizando SEF igual a 25 símbolos, o algoritmo SE-PU produziu resultados muito próximos aos da curva de calibração. Além disso, os intervalos de confiança englobam tal curva. Quando se compara os algoritmos SE-PU e SE percebe-se então que a inserção do PU foi capaz de reduzir o número de falsos CSs detectados.

Os resultados relacionados ao erro médio de fase são apresentados na Figura 31.

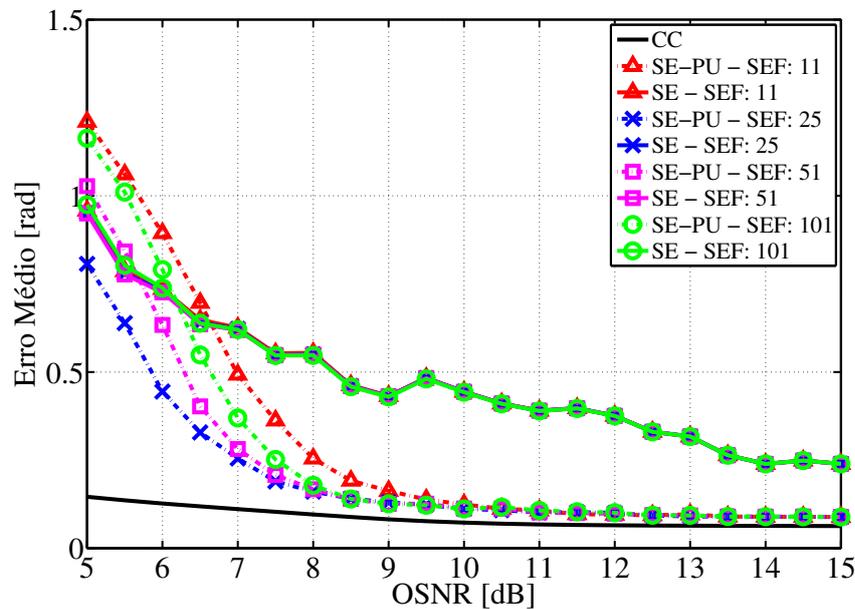


Figura 31 – Erro médio de fase na presença do formato de modulação 16-QAM obtido com os algoritmos SE-PU e SE em comparação a curva de calibração.

O algoritmo SE-PU apresentou desempenho pouco inferior ao do algoritmo SE no intervalo de OSNR que se estende de 5 a aproximadamente 7 dB, exceto quando se utilizou como condição SEF igual a 25 símbolos. Na região de OSNR que se estende de aproximadamente 7 a 15 dB, o algoritmo SE-PU apresentou desempenho superior ao do SE em todos os casos avaliados. De fato, o melhor desempenho é produzido quando se utilizou SEF igual a 25 símbolos.

6.1.2.4 Resultados para o Formato de Modulação 64-QAM

A Figura 32 resume os resultados de probabilidade de CS obtidos com os algoritmos SE-PU, SE e CA para o formato de modulação 64-QAM. Com relação ao algoritmo SE, quando se utilizou SEF igual a 11, 25 e 51 símbolos, a probabilidade de CS foi superestimada, como apresentado na Figura 32(a). Os resultados de probabilidade somente são satisfatórios com a utilização de SEF igual a 101 símbolos. E mesmo neste caso, o algoritmo SE somente conseguiu acompanhar o comportamento da curva de calibração até aproximadamente 10,5 dB de OSNR.

A partir deste valor, tal algoritmo produziu resultados de probabilidade superiores aos da curva de calibração.

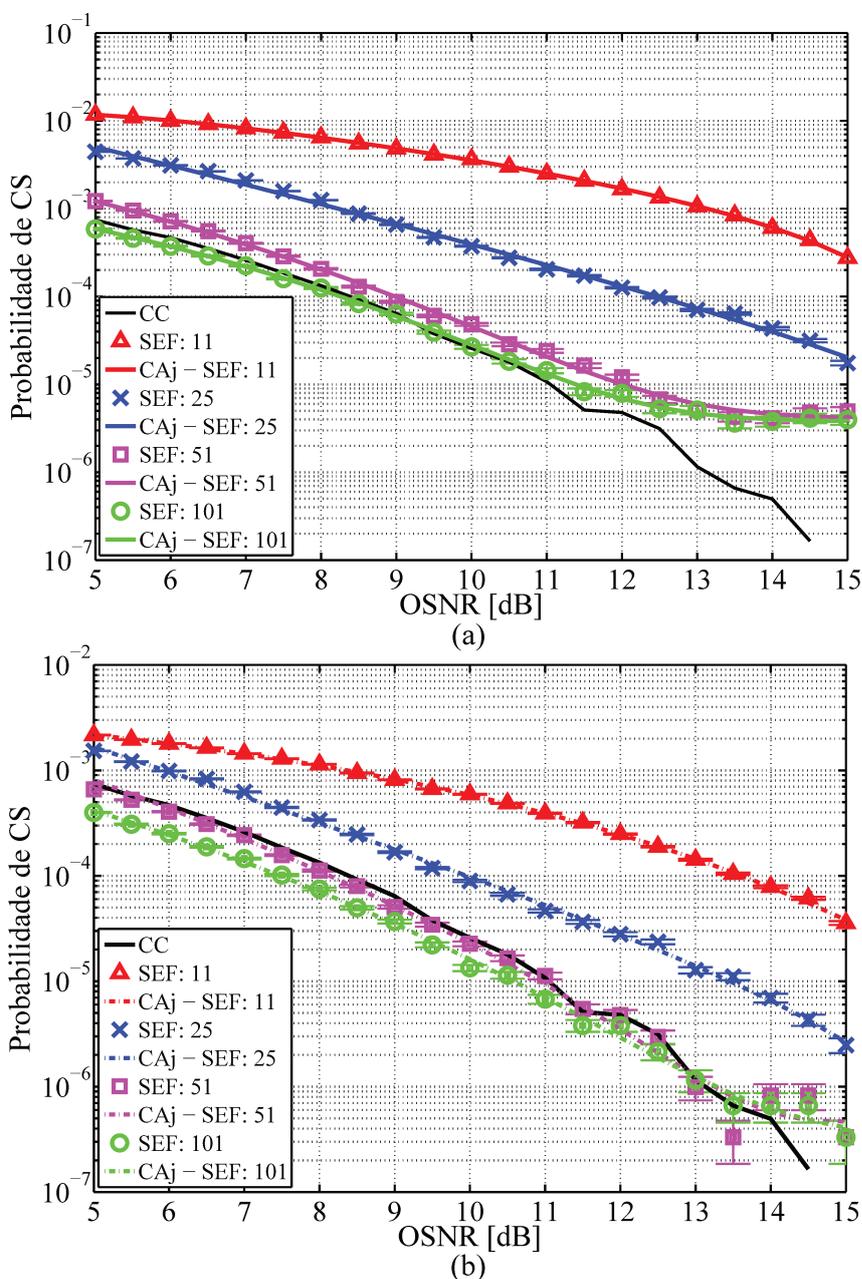


Figura 32 – Probabilidade de CS para o formato de modulação 64-QAM obtida (a) com o algoritmo SE e (b) com o algoritmo SE-PU, em comparação com os resultados obtidos pelo algoritmo CA.

Por meio da Figura 32(b) percebe-se que com o parâmetro SEF configurado para 11 e 25 símbolos, o algoritmo SE-PU também superestimou o número de CSs em toda a extensão de OSNRs avaliada, contribuindo para o aumento dos valores de probabilidade obtidos. Considerando SEF equivalente a 51 símbolos, os valores de probabilidade de CS alcançados por tal algoritmo seguiram o comportamento da curva de calibração até 13 dB de OSNR e, a partir deste nível, o algoritmo começou a superestimar a probabilidade de CS. Neste cenário,

considerar o PU se mostra novamente capaz de reduzir a superestimação de CSs, principalmente quando estes são menos frequentes.

Os resultados de erro médio de fase na presença do formato de modulação 64-QAM são mostrados na Figura 33. Da mesma forma que observado nas análises feitas com os outros formatos de modulação, as curvas de erro médio de fase na presença do formato de modulação 64-QAM obtidas com o algoritmo SE foram praticamente independentes do parâmetro SEF, enquanto que as obtidas com o SE-PU se mostraram dependentes. Apesar disso, novamente os menores valores de erro médio foram alcançados por meio da utilização do algoritmo SE-PU. Também, é interessante ressaltar que os valores de erro médio, em geral, foram maiores do que os obtidos nos cenários de avaliação com os outros formatos de modulação.

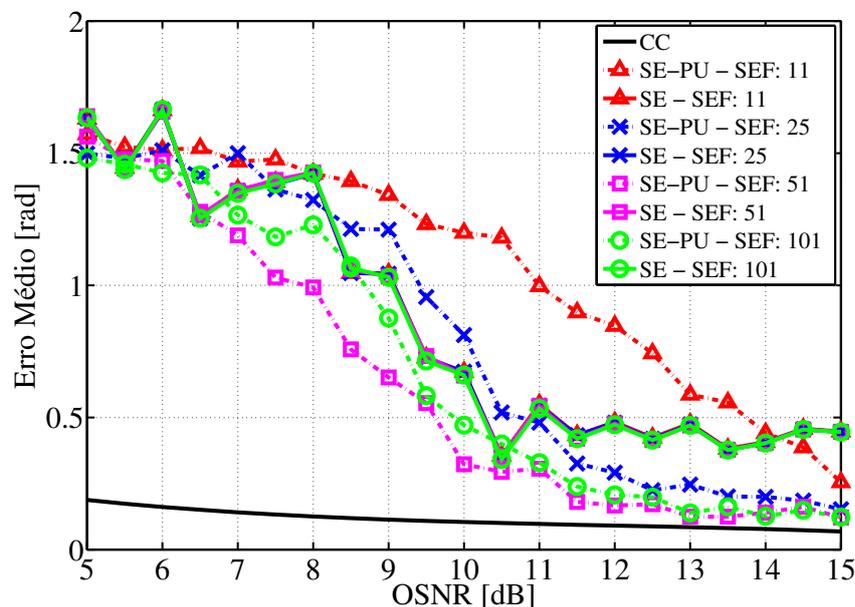


Figura 33 – Erro médio de fase na presença do formato de modulação 64-QAM obtido com os algoritmos SE-PU e SE em comparação a curva de calibração.

6.1.3 Influência da Variação do Parâmetro PUF na Detecção e Correção de CSs

Utilizando o formato de modulação 16-QAM, avaliou-se a influência do parâmetro PUF na probabilidade de CS e no erro médio de fase obtidos com o algoritmo SE-PU. Para tanto, o parâmetro SEF foi fixado em 25 símbolos, valor este que proporcionou o melhor resultado de probabilidade de CS e erro médio de fase com respeito à modulação 16-QAM, conforme mostrado na Figura 30(b). Os valores considerados para o parâmetro PUF, em símbolos, foram 25, 50, 75, 100, 125 e 150. Os demais parâmetros e métodos de análise descritos nesta seção foram mantidos para a obtenção dos resultados.

A Figura 34 mostra os resultados de probabilidade de CS em função da OSNR para o formato de modulação 16-QAM obtidos com o algoritmo SE-PU. Para esta análise não são

mostrados os intervalos de confiança para uma melhor apresentação das curvas obtidas.

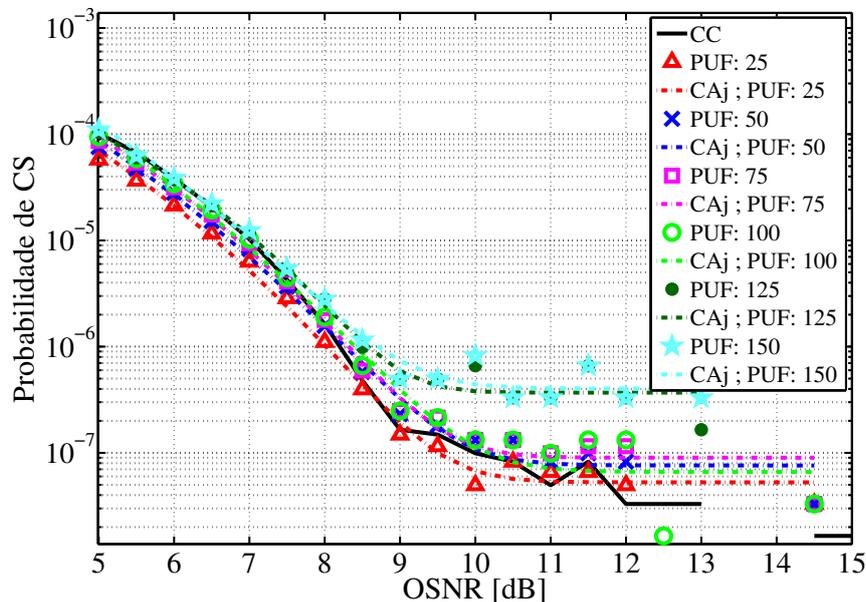


Figura 34 – Influência do parâmetro PUF na probabilidade de CS obtida para o formato de modulação 16-QAM com o algoritmo SE-PU

É possível observar que a variação do parâmetro PUF refletiu em alterações nos valores de probabilidade de CS ao longo de toda a extensão de OSNRs avaliada. A utilização de PUF igual a 25, 50 e 75 símbolos conduziu a uma redução da probabilidade de CS obtida pelo algoritmo SE-PU em comparação com a curva de calibração, principalmente para valores de OSNR abaixo de 8 dB. Por outro lado, o aumento de PUF a 125 e 150 símbolos conduziu à superestimação de CSs para valores de OSNR acima de 8 dB. Desta forma, se pode observar que a medida que PUF é aumentado, o algoritmo SE-PU passa a exibir um comportamento similar ao do algoritmo SE no que concerne à superestimação do número de CSs.

Neste contexto, a utilização de PUF igual a 100 símbolos permitiu alcançar um bom compromisso de desempenho ao longo de toda a faixa de OSNRs avaliada. De forma mais específica, para os valores de OSNR entre 5 e 9 dB, a utilização de PUF igual a 100 símbolos permitiu se aproximar mais da curva de calibração. Já a partir de 9 dB de OSNR, quanto menor o valor de PUF mais próximos da curva de calibração foram os valores de probabilidade de CS obtidos. Todavia, nesta última região os resultados obtidos com PUF igual a 100 símbolos também se aproximaram de forma satisfatória da curva de calibração mostrando que, com relação à probabilidade de CS, este valor foi o que obteve o melhor resultado dentre os avaliados.

O erro médio de fase é apresentado na Figura 35. Da mesma forma que observado com relação à probabilidade de CS, o erro médio de fase se mostrou dependente do fator PUF. Percebe-se que a medida que o parâmetro PUF aumenta, o erro médio de fase diminui na região de OSNR que se estende de 5 a aproximadamente 7 dB. Assim, o parâmetro PUF igual a 150 símbolos foi o que alcançou o melhor resultado. A partir de 7 dB, as curvas de erro médio

convergir para os mesmos níveis de erro, na proximidade da curva de calibração.

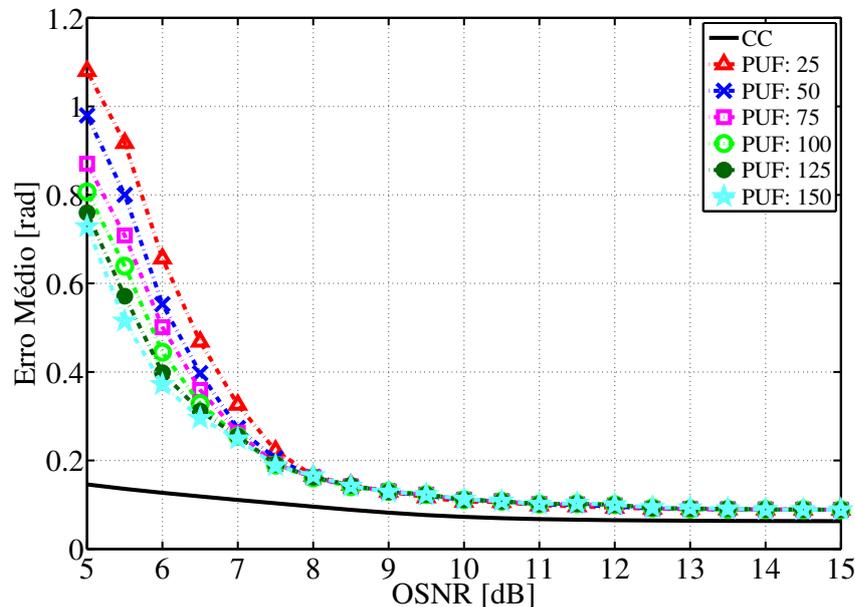


Figura 35 – Influência do parâmetro PUF no erro médio de fase obtido na presença do formato de modulação 16-QAM com o algoritmo SE-PU.

Apesar de produzir o menor nível de erro médio de fase na região de 5 a aproximadamente 7 dB, a configuração com PUF igual a 150 símbolos falha com relação à probabilidade de CS para valores de OSNR acima de 9 dB. De um modo geral, considerar o parâmetro PUF igual a 100 símbolos se mostra uma escolha com bom compromisso de desempenho entre a probabilidade de CS e o erro médio de fase ao longo dos valores de OSNR avaliados.

6.1.4 Comentários sobre os pisos de probabilidade de CS dos resultados obtidos

Algumas das avaliações de probabilidade de CS em função da OSNR apresentam curvas ajustadas com tendência a valores constantes que indicam pisos de CSs detectados. Isto pode ser percebido tanto para resultados provenientes do algoritmo SE quanto para os obtidos com o algoritmo SE-PU. Basicamente, dois fatores contribuem para o aparecimento deste comportamento. São eles as variações estatísticas das simulações e a configuração de operação do algoritmo BPS.

À medida que a OSNR é aumentada, as condições de realização de estimativas de fase e processamento com o PU se tornam mais favoráveis e então os CSs passam a ser eventos cada vez mais raros. Os resultados das simulações realizadas neste cenário visando detectar os CSs, por sua vez, podem apresentar variações estatísticas que fazem com que as curvas ajustadas tenham tendência a um valor constante. É válido ressaltar que com a finalidade de reduzir os impactos destas variações estatísticas nos resultados obtidos, para cada configuração de OSNR, formato de modulação e parâmetros SEF e PUF considerada ao longo das análises mostradas

nesta seção foram realizadas 1000 transmissões de 2^{16} símbolos.

O algoritmo BPS, como mencionado durante a apresentação do sistema de transmissão simulado mostrado na Figura 25, foi otimizado para a obtenção de melhor desempenho nos valores mais inferiores de OSNR considerados nas simulações. Neste cenário, o aumento da OSNR de avaliação do sistema traz os benefícios da redução da taxa de erro de símbolo e da BER, porém, em menores magnitudes do que seria observado caso se escolhesse como critério para a configuração do algoritmo BPS o melhor desempenho em regiões de mais alta OSNR. Os algoritmos SE e SE-PU se baseiam na análise de erro de símbolos e, conseqüentemente, são dependentes da relação entre a taxa de erro de símbolo e a OSNR. Esta dependência é muito superior para o caso do algoritmo SE, já que o algoritmo SE-PU insere informações do PU na avaliação dos CSs. Assim, como a taxa de erro de símbolo decai lentamente com o aumento da OSNR devido à configuração escolhida para o BPS, pisos de CSs detectados se tornam aparentes à medida que a OSNR é aumentada. É interessante se analisar que o algoritmo SE é intimamente influenciado pelo desempenho de taxa de erro de símbolo do sistema em análise enquanto que, devido à consideração do comportamento do PU, o algoritmo SE-PU torna-se menos dependente deste parâmetro e é mais próximo às reais estatísticas de CSs.

6.1.5 Conclusões Parciais

A partir dos resultados obtidos é possível perceber que o algoritmo SE apresenta a característica de superestimar a quantidade de CSs a medida que estes se tornam eventos menos frequentes. Para os formatos de modulação 4-QAM e 8-QAM, a probabilidade de CS obtida com tal algoritmo se mostrou pouco dependente do parâmetro SEF. No entanto, quando aplicado às modulações 16-QAM e 64-QAM, a utilização de certos valores de SEF fez com que o algoritmo SE apresentasse resultados de probabilidade de CS com largos desvios em relação aos resultados ótimos indicados pelas curvas de calibração. Por outro lado, o erro médio de fase para este algoritmo se mostrou independente do parâmetro SEF em todos os casos considerados nas avaliações.

Para todos os formatos de modulação, o melhor desempenho de detecção e correção de CSs foi obtido pelo algoritmo SE-PU. Tal algoritmo mostrou tanto resultados de probabilidade de CS quanto de erro médio de fase dependentes do parâmetro SEF. Apesar disso, com relação aos resultados de probabilidade de CS, o algoritmo SE-PU sempre foi capaz de acompanhar o comportamento da curva de calibração em uma faixa considerável de valores de OSNR para um dos valores de SEF avaliados. De fato, os melhores resultados de probabilidade de CS para os casos avaliados foram alcançados pelo algoritmo SE-PU. Ademais, o valor de SEF associado ao melhor resultado de probabilidade de CS sempre foi responsável por permitir a obtenção dos menores valores de erro médio, considerando PUF fixado em 100 símbolos. Com relação ao parâmetro PUF uma conclusão interessante é que, com o seu aumento, o comportamento do algoritmo SE-PU tende a ser semelhante ao do algoritmo SE, de modo que começam a aparecer

superestimações de CSs em regiões em que, de acordo com a curva de calibração, estes eventos são menos frequentes. É importante salientar também que para os formatos de modulação 4-QAM e 8-QAM os melhores resultados foram obtidos por meio da utilização do algoritmo SE-PU com SEF equivalente a 11 símbolos. No entanto, para a modulação 16-QAM, o melhor desempenho foi obtido com SEF equivalente a 25 símbolos enquanto que para a modulação 64-QAM foi necessário utilizar SEF igual a 51 símbolos para se produzir um resultado considerável. Isto é algo já esperado se interpretamos o algoritmo SE-PU primeiramente pelo viés da análise de erro de símbolo. Como a taxa de erro de símbolo aumenta com a ordem da modulação, um parâmetro SEF maior se torna necessário para que o desempenho de detecção seja mantido.

Devido a variações estatísticas das simulações realizadas e ao critério de otimização do algoritmo BPS, algumas curvas ajustadas a partir de resultados de probabilidade de CS obtidos com ambos os algoritmos SE e SE-PU apresentaram um comportamento de tendência a um valor constante à medida que a OSNR do sistema foi aumentada. Mas, com base nos resultados obtidos é possível afirmar que a utilização de informações do PU trouxe benefícios à tarefa de detecção e correção de CSs. De uma forma resumida, a inserção de informações do PU na detecção de CSs se mostrou capaz de reduzir o número de falsos positivos reportados, principalmente quando os CSs são menos frequentes. Em outras palavras, os problemas de superestimação de CSs apresentados pelo algoritmo SE são amenizados quando se utiliza o algoritmo SE-PU. Assim, indica-se que o algoritmo é capaz de eliminar os CSs das sequências de símbolos recebidos. Em adição a isso, mostra-se que o algoritmo desenvolvido pode ser utilizado para caracterizar um sistema com relação às informações probabilísticas de CSs. Isto, por sua vez, pode contribuir no desenvolvimento e otimização de técnicas que são empregadas para eliminar CSs das sequências de símbolos recebidos em tempo real.

6.2 Avaliação da Capacidade de Transceptores Ópticos

Nesta seção são apresentados os resultados de simulações feitas com o intuito de se avaliar, por meio de conceitos provenientes da teoria da informação, transceptores ópticos que utilizam formatos de modulação M-QAM. Especificamente, são consideradas as modulações 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM. Para tanto, foram obtidas curvas de capacidade levando em conta as limitações impostas pelos algoritmos de DSP. Uma atenção especial foi dada à etapa de recuperação de fase, de modo a ser avaliado o impacto dos CSs e da utilização de lasers com diferentes larguras de linha nas curvas de capacidade associadas aos transceptores ópticos.

6.2.1 Sistema Óptico Simulado

Na Figura 36 é apresentado o sistema óptico com multiplexação em polarizações ortogonais simulado em configuração *back-to-back*. Apesar de não ser capaz de caracterizar totalmente um sistema óptico, as simulações em configuração *back-to-back* propiciam dados que

permitem atender os objetivos do trabalho em questão.

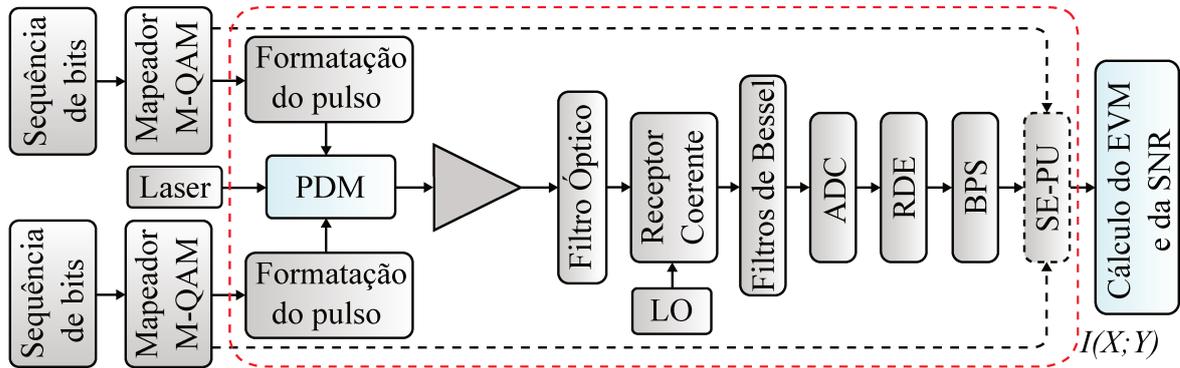


Figura 36 – Sistema óptico coerente simulado

Sequências de bits distintas são geradas para serem transmitidas nas duas polarizações ortogonais do sinal óptico. Estas sequências alimentam mapeadores M-QAM capazes de gerar os formatos de modulação 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM, com distribuição equiprovável dos símbolos e constelação normalizada para ter energia unitária.

Os símbolos gerados são formatados por meio de um filtro raiz de cosseno levantado (*root-raised cosine* - RRC) com fator de *roll-off* igual a 0,1 e pré-equalizados para a compensação de não-linearidades dos moduladores ópticos. Assume-se que a formatação dos pulsos não insere degradações significativas nos sinais gerados. E após a filtragem são produzidos quatro sinais que correspondem às componentes em fase e quadratura das polarizações X e Y. Aplicam-se estes sinais a um modulador com diversidade de polarização, similar ao introduzido na subseção 2.1.2, com o intuito de apropriadamente ser gerado o sinal óptico com multiplexação em polarizações ortogonais. A portadora óptica manipulada pelo modulador, por sua vez é produzida por um laser que hipoteticamente pode assumir diversos valores de largura de linha. O desvio de fase produzido por tal laser é modelado conforme as equações 3.47 e 3.48.

Para a variação da OSNR, ruído ASE é adicionado ao sinal transmitido. Na recepção, um filtro óptico ideal com largura de banda igual a do sinal óptico transmitido é utilizado antes da detecção por meio de um receptor coerente com diversidade de fase e polarização. Assume-se uma recepção homódina. Supõe-se a possibilidade de variação da largura de linha do LO e o ruído de fase associado a este laser também é modelado com base nas equações 3.47 e 3.48.

Os sinais elétricos provenientes do receptor coerente são aplicados a filtros de Bessel de quinta ordem com largura de banda igual a $0,65 \times R_s$, em que R_s é a taxa de símbolos do sinal, e amostrados a duas amostras por símbolo por um ADC com resolução de 8 bits. Os dados digitais são então manipulados por algoritmos de DSP. Considera-se a realização das etapas de equalização adaptativa e recuperação de fase. A equalização adaptativa é realizada por meio do algoritmo RDE descrito na seção 3.4 em uma estrutura MIMO do tipo borboleta. Como o sinal proveniente do *front-end* óptico é amostrado a uma taxa de duas vezes a taxa de símbolos, o equalizador é do tipo $T/2$ -FSE. É importante salientar que como as simulações realizadas não

envolvem fibras ópticas e se supõe que o modulador e o receptor coerente possuem elementos ideais, a equalização adaptativa é utilizada unicamente com o intuito de exercer o papel de filtro casado. Para a recuperação de fase emprega-se o algoritmo BPS com fator de esquecimento e especialmente realizado para se ter acesso ao funcionamento do PU, assim como descrito na seção 6.1.1. A recuperação de fase é realizada de maneira independente para os sinais digitais provenientes das duas polarizações do sinal óptico.

O algoritmo SE-PU descrito no Capítulo 5 é utilizado quando se pretende retirar os CSs das sequências provenientes da recuperação de fase. É válido mencionar que os procedimentos de detecção e correção de CSs também são feitos de modo independente nos sinais digitais advindos das duas polarizações do sinal óptico.

Após o correto processamento dos sinais recebidos realiza-se a obtenção do parâmetro denominado magnitude do vetor de erro (*error vector magnitude* - EVM) e da SNR. O EVM é uma métrica que pode ser utilizada na avaliação da qualidade de um sinal recebido. Um fato importante é que a partir de seu valor é possível se estimar a SNR de um sinal no domínio elétrico. O valor de raiz média quadrática (*root mean square* - RMS) do EVM pode ser calculado da forma como mostrado na equação 6.3:

$$\text{EVM}_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N_{seq}} \sum_{n=1}^{N_{seq}} |s_{ref}[n] - \alpha r[n]|^2} \quad (6.3)$$

em que N_{seq} é o tamanho da sequência recebida $r[n]$, $s_{ref}[n]$ é a constelação de referência ou sequência de símbolos enviados e α é um parâmetro de normalização que, segundo a recomendação técnica 61282-10 da Comissão Eletrotécnica Internacional (*International Electrotechnical Commission* - IEC), pode ser obtido pela seguinte expressão matemática (IEC, 2013):

$$\alpha = \frac{\sum_{n=1}^{N_{seq}} [(i_{ref}[n])^2 + (q_{ref}[n])^2]}{\sum_{n=1}^{N_{seq}} (i_{ref}[n]i_r[n] + q_{ref}[n]q_r[n])} \quad (6.4)$$

Na equação 6.4, $i_{ref}[n]$ e $q_{ref}[n]$ são respectivamente a parte real e imaginária de $s_{ref}[n]$ enquanto que $i_r[n]$ e $q_r[n]$ são respectivamente a parte real e imaginária de $r[n]$. E para o caso em que o sistema óptico é limitado por ruído gaussiano branco, a SNR em dB se relaciona ao EVM_{RMS} pela seguinte equação (SHAFIK *et al.*, 2006):

$$\text{SNR(dB)} = -10 \log_{10}[(\text{EVM}_{RMS})^2] \quad (6.5)$$

Por fim, a partir dos valores de SNR torna-se possível estimar a capacidade restrita dos formatos de modulação para análises posteriores. Neste ponto, é interessante ressaltar que um esquema FEC ótimo baseado em SD é assumido ao longo da obtenção dos resultados.

Por meio das Equações 4.8, 4.9 e 4.13 e suas respectivas considerações, assumindo uma distribuição equiprovável para os símbolos de entrada, torna-se possível a obtenção dos resultados teóricos de capacidade restrita em função da SNR apresentados na Figura 23 para os

formatos de modulação 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM. É possível relacionar SNR e OSNR por meio da seguinte expressão teórica (ESSIAMBRE *et al.*, 2010):

$$\text{OSNR}_{\text{Teórica}} = \frac{N_{\text{pol}} R_s}{2B_{\text{ref}}} \text{SNR}_{\text{Teórica}} \quad (6.6)$$

em que N_{pol} é o número de polarizações utilizadas, R_s é a taxa de símbolos empregada e B_{ref} é a banda de referência considerada para a obtenção da OSNR (tipicamente 12,5 GHz, o que equivale a 0,1 nm na região de comprimento de onda de 1550 nm). Com esta relação, podem-se obter curvas teóricas de capacidade restrita em função da OSNR.

Para avaliar a capacidade restrita considerando limitações de implementação, simulações foram realizadas variando a OSNR do sistema em um intervalo de valores específicos, obtidos por meio da conversão de SNRs requeridas a partir da Equação 6.6. E para cada valor de OSNR configurado, após a recepção e processamento do sinal realiza-se o cálculo do EVM e da SNR elétrica equivalente, chamada de SNR', a qual é usada na estimação da capacidade dos formatos de modulação que posteriormente é comparada com valores teóricos.

Com a finalidade de separar os impactos causados pelas diferentes imperfeições presentes no sistema óptico simulado daqueles relacionados principalmente ao ruído de fase e a recuperação de fase não ideal, uma abordagem similar à demonstrada em (TORRENGO *et al.*, 2011) é usada. Inicialmente, simulações na ausência do ruído de fase são realizadas e para um alto valor de OSNR configurado compara-se SNR' e o valor teórico de SNR, $\text{SNR}_{\text{Teórica}}$, obtido conforme a equação 6.6, de forma a se obter o parâmetro de correção β descrito na equação 6.7.

$$\beta = \frac{\text{SNR}_{\text{Teórica}} - \text{SNR}'}{\text{SNR}_{\text{Teórica}} \times \text{SNR}'} \quad (6.7)$$

Com base neste parâmetro e nos valores teóricos de SNR utilizados para determinar as OSNRs configuradas na simulação podem ser obtidos valores analíticos de SNR, $\text{SNR}_{\text{Analítica}}$, como apresentado na Equação 6.8. E por meio destes novos valores de SNR é possível se avaliar uma curva analítica de capacidade que leva em consideração as imperfeições do sistema óptico simulado. De fato, esta curva pode ser tratada como o limite de capacidade para o sistema óptico simulado, considerando suas técnicas, componentes utilizados e degradações, exceto aquelas relacionadas ao ruído de fase e a recuperação de fase não ideal.

$$\text{SNR}_{\text{Analítica}} = \frac{\text{SNR}_{\text{Teórica}}}{1 + \beta \times \text{SNR}_{\text{Teórica}}} \quad (6.8)$$

Para a obtenção dos resultados mostrados nesta seção, a SNR teórica foi variada no intervalo de -2 a 35 dB, em passos de 0,25 dB e os valores de OSNR configurados na simulação foram obtidos por meio da equação 6.6. Considerou-se a transmissão de 2^{16} símbolos dos formatos de modulação utilizados nas avaliações. Por fim, os valores de SNR' usados na estimação das curvas de capacidade em cada uma das configurações avaliadas foram obtidos por meio de uma média dos resultados de 10 simulações.

6.2.2 Simulações do Sistema Óptico sem Ruído de Fase

Baseando-se no sistema óptico apresentado na Figura 36 foram realizadas simulações com transmissão em polarização única a uma taxa de símbolos de 32 GBd para os formatos de modulação 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM. Considerou-se lasers ideais e somente a inserção de ruído ASE como fonte de degradação. A OSNR foi variada conforme descrito na subseção anterior. E ao invés de se utilizar o algoritmo de equalização adaptativa, foi empregado na recepção um filtro elétrico casado com o utilizado na formatação do pulso no transmissor. Ambos os filtros do transmissor e do receptor foram projetados com um número de coeficientes igual a quantidade de elementos discretos do espectro de frequências do sinal transmitido e a filtragem foi feita no domínio da frequência.

A Figura 37 apresenta os resultados de capacidade em função da OSNR obtidos para estas simulações. Existem três curvas para cada formato de modulação, sendo elas uma teórica, obtida considerando a relação entre OSNR e SNR mostrada na Equação 6.6, a curva de capacidade obtida por meio das simulações e, por fim, uma curva analítica obtida com base nas equações 6.7 e 6.8.

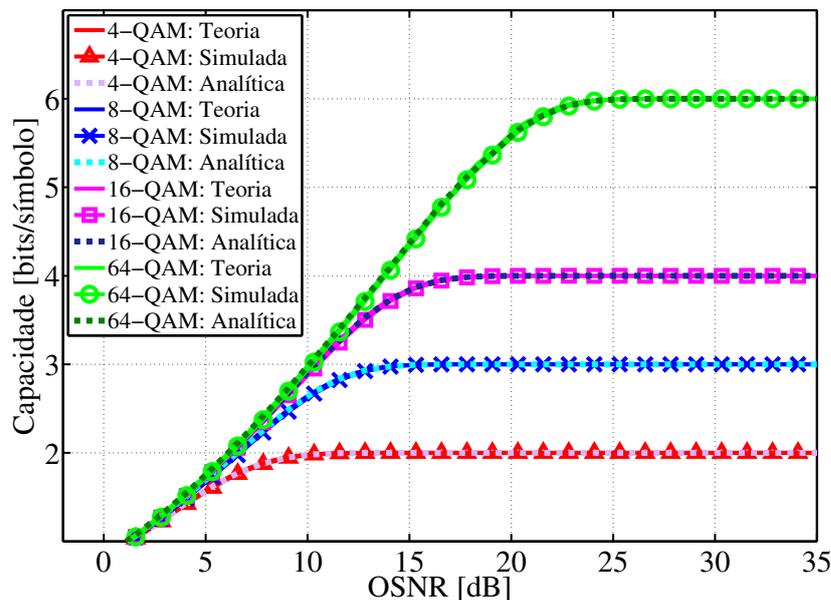


Figura 37 – Curvas de capacidade em função da OSNR para formatos de modulação M-QAM a 32 GBd em polarização única.

Percebe-se que o sistema simulado alcança a capacidade restrita para os quatro formatos de modulação em toda a região de OSNRs considerada. Ademais, é possível observar que as curvas analíticas coincidem com as teóricas e as simuladas.

Os resultados de capacidade em função da OSNR referentes a simulação do sistema ilustrado na Figura 36 com multiplexação em polarizações ortogonais são mostrados na Figura 38. Os valores indicados nesta figura levam em consideração a capacidade obtida nas duas

polarizações. Assim como para o caso anterior, a taxa de símbolos empregada foi 32 GBd e a única degradação levada em consideração foi a inserção de ruído ASE nos 2^{16} símbolos transmitidos. Para a equalização adaptativa utilizou-se o algoritmo RDE em configuração não supervisionada e devidamente otimizado para cada modulação. O número de coeficientes dos filtros FIR e parâmetro μ do RDE utilizados para cada formato de modulação são mostrados na tabela 1. Nenhum outro algoritmo de DSP foi usado para mitigação de distorções.

Formato de Modulação	μ	Número de Coeficientes dos Filtros FIR
4-QAM	0,0002	15
8-QAM	0,0001	15
16-QAM	0,0002	15
64-QAM	0,0001	15

Tabela 1 – Número de coeficientes dos filtros FIR e parâmetro μ utilizado para cada modulação.

Para os formatos de modulação 4-QAM, 8-QAM e 16-QAM, a capacidade teórica foi alcançada ao longo de todos os valores de OSNR avaliados. Por outro lado, para o formato 64-QAM uma pequena penalidade de capacidade é observada no intervalo de valores de OSNR que se estende de aproximadamente 20 a 27 dB. Como nenhuma degradação havia sido observada nos resultados obtidos para o caso de transmissão em polarização única mostrados na Figura 37, percebe-se que a utilização da equalização adaptativa feita por meio do algoritmo RDE introduziu certa penalidade na capacidade obtida com o formato de modulação 64-QAM.

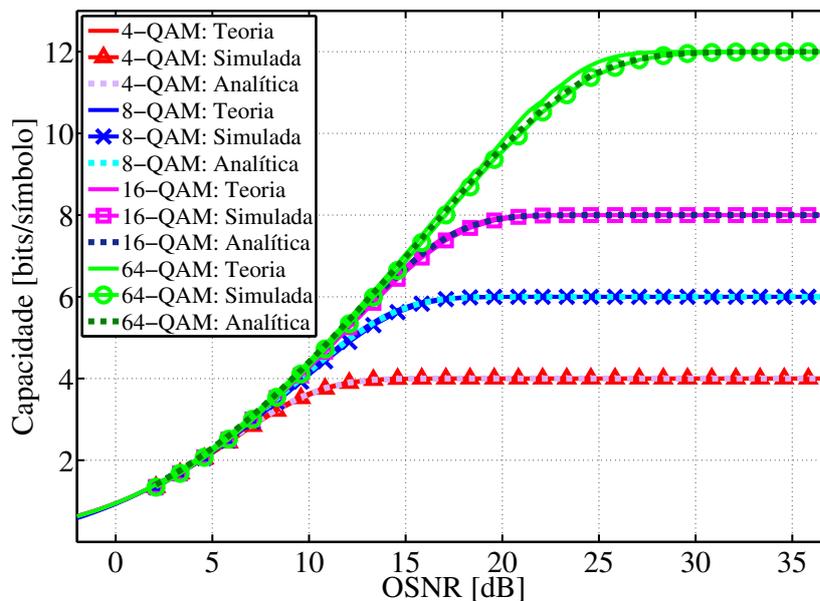


Figura 38 – Curvas de capacidade em função da OSNR para formatos de modulação M-QAM a 32 GBd com multiplexação em polarizações ortogonais.

É interessante ressaltar que em ambos os casos de transmissão em polarização única e com multiplexação em polarizações ortogonais as curvas analíticas obtidas com base

nas Equações 6.7 e 6.8 apresentam satisfatória correspondência com relação aos resultados alcançados por simulação. Isto justifica suas utilizações como um método que permite analisar de forma separada o impacto das degradações presentes em um sistema óptico nas curvas de capacidade. De fato, as curvas analíticas podem ser interpretadas como limite de capacidade que pode ser obtido considerando o sistema óptico simulado, com as técnicas e componentes empregados. Por esta razão, estas curvas serão mostradas ao longo das outras análises feitas.

6.2.3 Simulações do Sistema Óptico com Ruído de Fase

Para analisar a influência do ruído de fase e de uma recuperação de fase não ideal nas curvas de capacidade, foram realizadas simulações com base no sistema óptico mostrado na Figura 36 para os formatos de modulação 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM, a 32 GBd com multiplexação em polarizações ortogonais e lasers transmissor e LO com diferentes larguras de linha. A seguir são apresentados os resultados e as análises para os casos avaliados.

6.2.3.1 Curvas de Capacidade na presença de Lasers com Largura de Linha de 100 kHz e taxa de símbolos de 32 GBd

Foram realizadas simulações considerando lasers transmissor e LO com largura de linha igual a 100 kHz e a taxa de símbolos de 32 GBd. O algoritmo RDE com as configurações indicadas na tabela 1 foi utilizada na etapa de equalização adaptativa. O algoritmo BPS utilizado na etapa de recuperação de fase foi otimizado individualmente para cada formato de modulação e com o intuito de produzir o melhor desempenho na região de baixa OSNR. A tabela 2 mostra o valor do FF que foi utilizado para cada um dos formatos de modulação considerados. E em todos os casos, foram utilizadas 20 fases de teste.

Formato de Modulação	Fator de Esquecimento
4-QAM	0,999
8-QAM	0,998
16-QAM	0,999
64-QAM	0,998

Tabela 2 – Fator de esquecimento do BPS utilizado para cada modulação no caso de lasers com 100 kHz de largura de linha e taxa de símbolos de 32 GBd.

Na Figura 39 são apresentados os resultados de capacidade em função da OSNR obtidos com as simulações no cenário descrito. Juntamente com as curvas de capacidade estimadas por meio das simulações são apresentadas também as curvas teóricas e as curvas analíticas obtidas na subseção anterior. Para o formato de modulação 4-QAM, penalidades relativamente pequenas foram observadas para valores de OSNRs abaixo de aproximadamente 5 dB. A medida que a OSNR foi ajustada para valores acima deste limiar, estas penalidades desapareceram e foi

possível se alcançar a capacidade máxima de 4 bits/símbolo. Isto ocorre devido a maior robustez deste formato de modulação ao ruído de fase e, conseqüentemente, a uma correção não ideal do mesmo, já que possui uma constelação com símbolos consideravelmente espaçados entre si. Com relação ao formato de modulação 8-QAM, para valores de OSNR acima de aproximadamente 17 dB foi possível se alcançar a capacidade máxima de 6 bits/símbolo. No entanto, na região de OSNRs abaixo de 10 dB, a curva de capacidade sofreu um decaimento abrupto. As curvas de capacidade dos formatos 16-QAM e 64-QAM apresentam degradações semelhantes a esta. O formato de modulação 16-QAM atinge a capacidade máxima de 8 bits/símbolo para valores de OSNR acima de aproximadamente 23 dB, mas sua curva de capacidade sofre decaimento rápido com a diminuição da OSNR. A modulação 64-QAM, por sua vez, não alcança o valor máximo de capacidade e apresenta decaimento similar ao observado na modulação 16-QAM. É interessante ressaltar que a otimização do BPS para a operação na região de baixas OSNRs contribui para que não seja possível alcançar a capacidade máxima de 12 bits/símbolo com o formato de modulação 64-QAM.

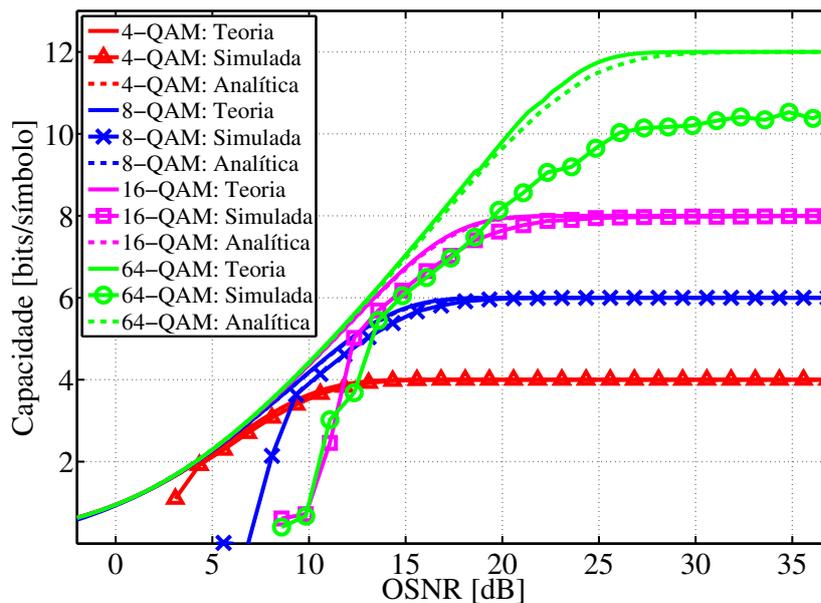


Figura 39 – Curvas de capacidade em função da OSNR considerando lasers transmissor e LO com largura de linha de 100 kHz e recuperação de fase por meio do algoritmo BPS.

Um fato interessante é que entre as regiões de máximos valores de capacidade alcançados pelas curvas dos formatos de modulação 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM e as regiões de queda abrupta das mesmas, os níveis de capacidade, apesar de não alcançarem as curvas teóricas, seguem de maneira aproximada os seus comportamentos. Neste intervalo, o algoritmo BPS recupera o desvio de fase experimentado pelos símbolos transmitidos, porém, este procedimento não é realizado de forma ideal. De fato, o ruído aditivo interfere no processo de estimação dos desvios de fase sofridos pelos símbolos de modo que na saída do BPS os símbolos apresentam um desvio de fase residual. Este desvio de fase residual, por sua vez, é responsável pela perda de

capacidade observada. Porém, as quedas abruptas nas curvas de capacidade estimadas não são causadas unicamente por desvios de fase residuais, mas principalmente por causa da ocorrência de CSs. É válido mencionar que o formato de modulação 4-QAM também se mostrou afetado por CSs, porém, como indicado na Figura 39 isso ocorreu para valores de OSNR abaixo de 5 dB.

6.2.3.2 Curvas de Capacidade na presença de Lasers com Largura de Linha de 10 kHz e taxa de símbolos de 32 GBd

Simulações considerando os lasers transmissor e LO com largura de linha de 10 kHz foram realizadas. A taxa de símbolos e as configurações com relação ao algoritmo RDE foram mantidas as mesmas do caso de análise anterior e o BPS foi novamente otimizado para os formatos de modulação utilizados considerando produzir o melhor resultado em regiões de baixa OSNR. Utilizou-se 20 fases de teste em todos os casos avaliados e a tabela 3 indica o valor do fator de esquecimento para cada modulação.

Formato de Modulação	Fator de Esquecimento
4-QAM	0,9992
8-QAM	0,9996
16-QAM	0,9997
64-QAM	0,9996

Tabela 3 – Fator de esquecimento do BPS utilizado para cada modulação no caso de lasers com 10 kHz de largura de linha e taxa de símbolos de 32 GBd.

Os resultados de capacidade em função da OSNR obtidos nas simulações são mostrados na Figura 40. A utilização de lasers com larguras de linha menores contribui para a diminuição da magnitude do ruído de fase inserido nos símbolos. Ao se analisar os resultados mostrados na Figura 40 é possível se perceber os reflexos deste fato nas curvas de capacidade. Para o formato de modulação 4-QAM, a mudança dos lasers foi responsável por melhorar o desempenho na região de OSNRs abaixo de 5 dB. Já para os formatos de modulação 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM, a queda abrupta da capacidade devido aos CSs foi deslocada para valores mais baixos de OSNR em comparação com o mesmo comportamento presente na análise feita com lasers de 100 kHz. De modo mais específico, a curva de capacidade do formato de modulação 8-QAM passou a apresentar a queda para valores em torno de 7 dB de OSNR, enquanto que para o caso de utilização de lasers de 100 kHz de largura de linha este valor era de aproximadamente 10 dB. Com relação à modulação 16-QAM a queda da curva passou de proximidade de 13 dB de OSNR para 8 dB, e valores similares e estes são observados para o formato de modulação 64-QAM. Também, o desempenho geral destes mesmos formatos de modulação foi melhorado. Em especial, tornou-se possível atingir a capacidade máxima de 12 bits/símbolo com o formato de modulação 64-QAM mesmo garantindo o melhor desempenho para valores de OSNR mais baixos, por parte do BPS.

Apesar das melhorias alcançadas neste cenário, o desvio de fase residual presente nos símbolos provenientes do BPS ainda causa perda de capacidade, principalmente quando a ordem da modulação é aumentada. Em adição a isto, é importante salientar que a ocorrência de CSs também continua penalizando as curvas de capacidade.

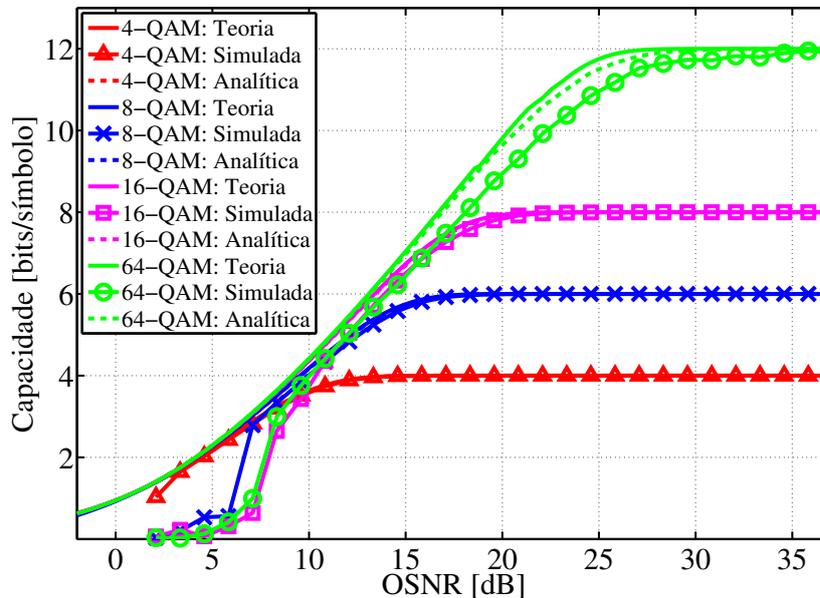


Figura 40 – Curvas de capacidade em função da OSNR considerando lasers transmissor e LO com largura de linha de 10 kHz e recuperação de fase por meio do algoritmo BPS.

De um modo geral, é possível perceber que a recuperação de fase apresenta desempenho limitado em regiões de baixa OSNR. O desvio de fase residual e principalmente a ocorrência de CSs contribui para a perda de capacidade nestas regiões. E apesar dos ganhos a utilização de lasers com larguras de linha de 10 kHz está ainda muito distante da realidade. Percebe-se então a necessidade da adoção de métodos de recuperação de fase e também de mitigação de CSs que sejam robustos tanto ao ruído de fase quanto ao ruído aditivo. Com a finalidade de demonstrar a importância da mitigação de CSs e os ganhos associados a esta tarefa, nas seguintes análises são mostrados resultados de capacidade após o processamento com o algoritmo SE-PU.

6.2.4 Avaliação do Impacto da Correção de CSs na Capacidade de Formatos de Modulação M-QAM

A fim de investigar os ganhos em termos de capacidade dos formatos de modulação M-QAM proporcionados pela correção de CSs, foram realizadas simulações nos mesmos cenários avaliados na subseção 6.2.3, porém, com a inserção do algoritmo SE-PU. Utilizou-se resultados das análises feitas na seção 6.1 para a otimização dos parâmetros SEF e PUF do algoritmo SE-PU. A seguir, são mostrados os resultados obtidos para cada cenário e também uma análise do ganho de utilização de lasers com largura de linha mais estreita em um ambiente com correção de CSs.

6.2.4.1 Curvas de Capacidade com Lasers de Largura de Linha de 100 kHz, taxa de símbolos de 32 GBd e compensação de CSs

Para as simulações com os lasers transmissor e LO de largura de linha igual a 100 kHz o RDE foi configurado com os mesmos parâmetros descritos na tabela 1. Utilizou-se no algoritmo BPS os valores de fator de esquecimento descritos na tabela 2, exceto para o formato de modulação 64-QAM. Para tal modulação o BPS foi otimizado de modo que a curva de capacidade estimada atingisse o valor teórico máximo de 12 bits/símbolo. Para tanto, foi necessário um fator de esquecimento igual a 0,996. E para todas as modulações o número de fases de teste foi mantido em 20. O algoritmo SE-PU foi empregado para detectar e corrigir os CSs presentes nos dados provenientes do BPS. Desta forma, utilizou-se os símbolos da saída do algoritmo SE-PU para a estimação das curvas de capacidade.

A Figura 41 apresenta os resultados de capacidade em função da OSNR obtidos para as modulações 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM.

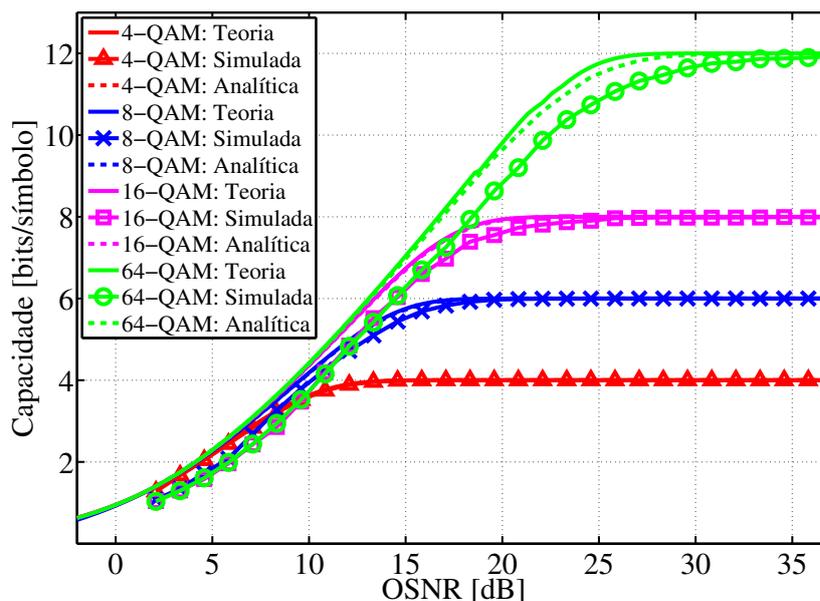


Figura 41 – Curvas de capacidade em função da OSNR considerando lasers transmissor e LO com largura de linha de 100 kHz, recuperação de fase por meio do algoritmo BPS e compensação de CSs com o algoritmo SE-PU.

A partir da comparação entre os resultados mostrados na Figura 41 e os mostrados na Figura 39 é possível se observar que os procedimentos de compensação de CSs realizados foram capazes de eliminar as quedas abruptas nas curvas de capacidade dos formatos de modulação. Isto, por sua vez, foi responsável pela obtenção de ganhos consideráveis em termos de capacidade em regiões de baixa OSNR. É importante observar também que, mesmo com uma otimização visando alcançar a capacidade teórica máxima de 12 bits/símbolo, a partir da correção dos CSs foi possível garantir desempenho satisfatório para o formato de modulação 64-QAM em regiões

de baixa OSNR. Como os CSs foram removidos das curvas estimadas, as perdas de capacidade destas em relação às curvas analíticas e teóricas estão unicamente relacionadas ao algoritmo BPS. Para a relevância desta observação é válido ressaltar que as curvas de capacidade na ausência do ruído de fase alcançaram os níveis teóricos de capacidade em toda a extensão de OSNRs avaliada, exceto para o formato de modulação 64-QAM, em que uma pequena penalidade foi observada devido à utilização do algoritmo RDE. Estes resultados foram mostrados na Figura 38. De modo específico, as perdas de capacidade observadas nas curvas estimadas e mostradas na Figura 41 são causadas pela imprecisão da recuperação de fase realizada pelo BPS que faz com que os símbolos em sua saída apresentem certos níveis de desvio de fase residual. E quanto maior a ordem da modulação, maiores são as penalidades, visto que constelações com maiores quantidades de símbolos são mais susceptíveis a erros devido a distúrbios de fase.

6.2.4.2 Curvas de Capacidade com Lasers de Largura de Linha de 10 kHz, taxa de símbolos de 32 GBd e compensação de CSs

Nas simulações assumindo lasers transmissor e LO com largura de 10 kHz, o RDE foi também configurado de acordo com a tabela 1. E com relação ao algoritmo BPS, os mesmos parâmetros descritos na tabela 3 foram empregados, mantendo-se o número de fases de teste em 20. O algoritmo SE-PU foi inserido na cadeia de procedimentos para realizar a correção dos CSs e, portanto, os símbolos em sua saída foram os utilizados na estimação da capacidade para os formatos de modulação avaliados, assim como descrito no caso de análise anterior. A Figura 42 apresenta os resultados de capacidade em função da OSNR obtidos para as modulações 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM.

Da mesma forma que observado para o caso da utilização de lasers de largura de linha igual a 100 kHz, o tratamento dos CSs permitiu a eliminação dos decaimentos abruptos nas curvas de capacidade dos formatos de modulação obtidas com lasers de 10 kHz de largura de linha, como pode ser observado na Figura 42. E comparando os resultados mostrados na Figura 42 com aqueles mostrados na Figura 40, percebe-se ganhos significativos na capacidade obtida em baixos valores de OSNR, principalmente pelos formatos de modulação 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM. As modulações 4-QAM e 8-QAM se aproximaram dos valores teóricos de capacidade em quase toda a extensão de OSNRs avaliada. E novamente é possível se mencionar que o algoritmo BPS penaliza a capacidade obtida pelos formatos de modulação devido ao nível de desvio de fase residual presente nos símbolos em sua saída.

6.2.4.3 Avaliação dos Ganhos em Capacidade Devido à Redução da Largura de Linha dos Lasers

A Figura 43 agrupa por formato de modulação os resultados de capacidade em função da OSNR mostrados nas Figuras 41 e 42, permitindo a verificação dos ganhos em termos

de capacidade devido à redução da largura de linha dos lasers transmissor e LO em um cenário com correção de CSs. É importante mencionar que na Figura 43 $\Delta\nu$ indica a largura de linha de cada um dos lasers utilizados no sistema.

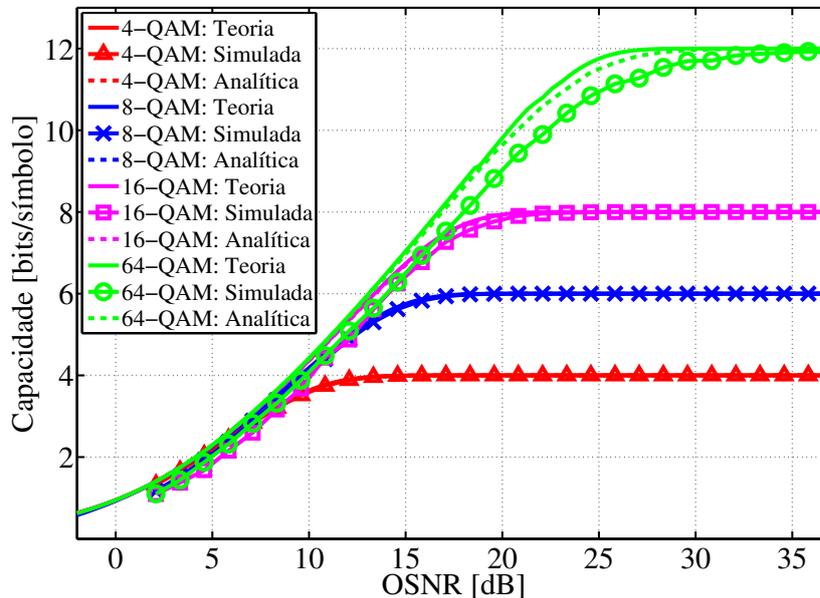


Figura 42 – Curvas de capacidade em função da OSNR considerando lasers transmissor e LO com largura de linha de 10 kHz, recuperação de fase por meio do algoritmo BPS e compensação de CSs com o algoritmo SE-PU.

Na Figura 43a são mostradas as curvas de capacidade para o formato de modulação 4-QAM. É possível perceber que corrigindo os CSs das sequências de símbolos, a redução da largura de linha dos lasers transmissor e LO de 100 kHz para 10 kHz não contribuiu para ganhos com respeito à capacidade. Para o formato de modulação 8-QAM, cujo os resultados são mostrados na Figura 43b, a utilização de lasers com largura de linha igual a 10 kHz foi responsável por um aumento da capacidade estimada, em comparação com aquela obtida com os lasers de largura de linha de 100 kHz. Isto, principalmente para valores de OSNR menores do que 8 dB e entre 10 e 20 dB. Os resultados com respeito à modulação 16-QAM mostrados na Figura 43c também indicam ganhos em termos de capacidade relacionados à utilização de lasers com largura de linha de 10 kHz. Os ganhos são mais notáveis na região que se estende de 15 a aproximadamente 24 dB de OSNR. E para a modulação 64-QAM, os resultados apresentados na Figura 43d mostram ganhos consideráveis com relação ao uso de lasers com largura de linha de 10 kHz somente para valores de OSNR abaixo de 13 dB.

De um modo geral, percebe-se que neste cenário de avaliação em que se utilizou o algoritmo BPS para a recuperação de fase de sinais transmitidos a uma taxa de símbolos de 32 GBd e se removeu os CSs das sequências de símbolos, a redução da largura de linha dos lasers de 100 kHz para 10 kHz resultou em ganhos em termos de capacidade para praticamente todos os formatos de modulação avaliados.

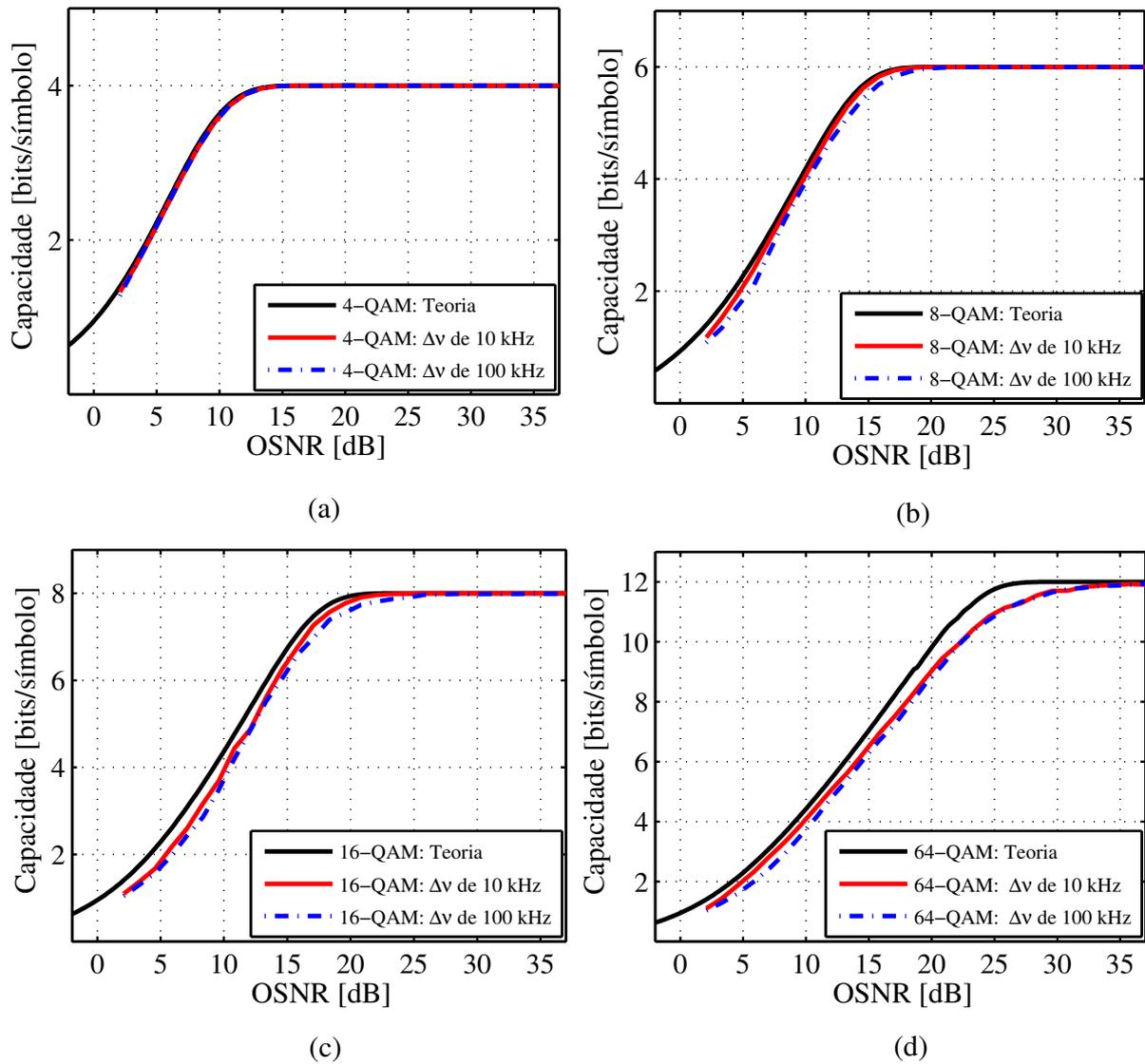


Figura 43 – Curvas de capacidade obtidas com lasers transmissor e receptor com largura de linha $\Delta\nu$ de 10 kHz e 100 kHz para os formatos de modulação (a) 4-QAM, (b) 8-QAM, (c) 16-QAM e (d) 64-QAM, considerando correção de CSs por meio do algoritmo SE-PU.

6.2.5 Conclusões Parciais

Os resultados obtidos nesta seção, considerando o cenário de avaliação utilizado, mostram que o algoritmo RDE foi responsável por causar uma pequena penalidade na capacidade do formato de modulação 64-QAM, enquanto que não introduziu perdas na capacidade alcançada pelos formatos de modulação 4-QAM, 8-QAM e 16-QAM. Como visto na seção 3.4, o RDE se baseia em amplitudes de referência para a equalização que são determinadas símbolo a símbolo por um processo de medida de distância. E quanto maior a ordem da modulação, menor será a distância entre os raios que formam o conjunto de referências de amplitudes. Isto pode então

implicar em queda no desempenho de certos formatos de modulação.

A recuperação de fase realizada pelo algoritmo BPS e empregando PU, por sua vez, se mostrou a principal fonte de degradações na capacidade obtida pelos formatos de modulação avaliados. Percebeu-se que os CSs são responsáveis por causar quedas abruptas nas curvas de capacidade, principalmente de formatos de modulação de mais alta ordem. A redução da largura de linha dos lasers transmissor e LO de 100 kHz para 10 kHz não foi capaz de eliminar os CSs, mas foi responsável por deslocar suas ocorrências para regiões de OSNR mais baixas. A compensação de CSs, por sua vez, é responsável pela obtenção de ganhos consideráveis em termos de capacidade nestas regiões. Todavia, mesmo com a correção dos CSs as curvas de capacidade se mostram ainda afetadas pela recuperação de fase. De fato, imprecisões na recuperação de fase realizada pelo BPS fazem com que os símbolos em sua saída apresentem certos níveis de desvio de fase residual que afetam principalmente a capacidade de formatos de modulação de mais alta ordem, como as modulações 16-QAM e 64-QAM. Foi possível perceber também que a redução da largura de linha dos lasers transmissor e LO de 100 kHz para 10 kHz, em um cenário livre de CSs, propiciou ganhos em termos de capacidade para praticamente todos os formatos de modulação avaliados.

Embora as análises realizadas nesta seção sejam dependentes do sistema avaliado, suas conclusões mostram a importância da adoção de métodos eficientes de recuperação de fase e de técnicas que tenham por objetivo compensar a ocorrência de CSs para que os transceptores ópticos apresentem altos níveis de capacidade.

7 CONCLUSÃO

A preocupação com o possível esgotamento da capacidade dos sistemas ópticos em um cenário de crescente evolução da demanda por largura de banda traz à tona a necessidade de melhor se explorar os recursos de transmissão disponíveis. A diversidade dos serviços que utilizam os sistemas ópticos, no entanto, faz com que exista uma heterogeneidade entre as demandas que não pode ser eficientemente suportada pelo atual paradigma de transmissão, o qual emprega canais com taxas fixas acomodados em uma grade com espaçamentos fixos. Em virtude disso, a adoção de um sistema óptico flexível se mostra importante. E neste contexto, os transceptores ópticos possuem a característica de dinamicamente adaptar seus parâmetros de transmissão às requisições específicas de cada conexão. Contudo, esta dinamicidade impõe desafios no que diz respeito à habilidade de modificação e determinação dos parâmetros de operação, dada a vasta gama de possíveis configurações. Curvas de capacidade associadas aos transceptores ópticos são ferramentas que podem auxiliar na determinação do conjunto ótimo de parâmetros que atende a uma determinada demanda.

O presente trabalho teve como objetivo avaliar a capacidade dos transceptores ópticos considerando as limitações dos algoritmos de processamento digital de sinais quando aplicados aos formatos de modulação M-QAM, com 4, 8, 16 e 64 símbolos, principalmente em regimes em que os níveis de ruídos são mais severos, já que nestas regiões pouco se conhece sobre o desempenho de tais algoritmos. De maneira específica, analisaram-se as etapas de equalização adaptativa e de recuperação de fase. Uma atenção especial foi dada à etapa de recuperação de fase realizada pelo algoritmo BPS. Com isso, investigou-se o impacto causado na capacidade por uma recuperação de fase não ideal, na presença de diferentes magnitudes de ruído de fase.

No que concerne à etapa de equalização adaptativa, avaliou-se o algoritmo RDE quanto ao seu papel como filtro casado. Os resultados obtidos mostram que o RDE foi responsável por causar uma pequena perda na capacidade obtida com o formato de modulação 64-QAM, enquanto que não introduziu penalidades nas curvas de capacidade dos outros formatos de modulação avaliados.

A recuperação de fase realizada pelo algoritmo BPS e empregando o PU se mostrou a principal fonte de degradações nas curvas de capacidade obtidas pelos formatos de modulação considerados. Percebeu-se que os CSs são responsáveis por induzir o aparecimento de quedas abruptas nas curvas de capacidade e que a redução da largura de linha dos lasers transmissor e LO de 100 kHz para 10 kHz não necessariamente consegue eliminar os CSs, mas é responsável por deslocar suas ocorrências para regiões de menores valores de OSNR.

Para a investigação dos benefícios associados a correção de CSs e possibilitar análises da recuperação de fase sem a influências dos mesmos, foi proposto um método supervisionado de detecção e correção de CSs para sistemas ópticos coerentes que utilizam recuperação de fase do tipo *feedforward*. A técnica supervisionada convencional usa somente análises de bits ou símbolos errados para determinar a ocorrência de CSs. O método proposto, por sua vez, detecta

CSs não só por meio da análise de erros de símbolos, mas insere informações do PU para a realização desta tarefa. Em simulações realizadas com os formatos de modulação 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM, a técnica convencional apresentou a característica de superestimação do número de CSs, principalmente quando estes são eventos menos frequentes. Isto fez com que os resultados de probabilidade de CSs obtidos exibissem largos desvios com relação aos valores ótimos. O método proposto, no entanto, foi capaz de reduzir a superestimação de CSs. De fato, o método proposto produziu os melhores resultados de probabilidade de CSs e erro médio de fase para todos os formatos de modulação utilizados na avaliação, se assemelhando aos resultados ótimos. Uma conclusão importante é que o uso de informações do PU traz benefícios à tarefa de detecção e correção de CSs, sendo responsável pela redução no número de falsos positivos que são reportados quando se analisa somente os erros de símbolos. É válido mencionar que o intuito do método no presente trabalho foi o de possibilitar certas análises com respeito aos impactos da recuperação de fase não ideal nas curvas de capacidade, porém, tal método pode ser usado para fornecer informações precisas a uma etapa de caracterização probabilística de CSs. Assim, podem ser geradas informações que contribuem com a otimização de ferramentas que permitem detectar e corrigir CSs em tempo real.

Utilizando o método proposto, foi possível notar que a compensação de CSs é responsável pela obtenção de ganhos consideráveis nas curvas de capacidade em regiões de baixa OSNR. Entretanto, mesmo com a mitigação dos CSs as curvas de capacidade dos formatos de modulação avaliados se mostraram afetadas pela recuperação de fase. Concluiu-se que imprecisões na recuperação de fase realizada pelo BPS fazem com que os símbolos em sua saída apresentem desvios de fase residuais que afetam principalmente a capacidade de formatos de modulação de mais alta ordem, como as modulações 16-QAM e 64-QAM. Por fim, observou-se também que a redução da largura de linha dos lasers transmissor e LO de 100 kHz para 10 kHz em um ambiente com mitigação de CSs propicia ganhos para praticamente todos os formatos de modulação considerados nas análises.

REFERÊNCIAS

AGRAWAL, G. P. *Fiber-Optic Communication Systems*. 4. ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2010. ISBN 9780470918524.

ALTMAN, D.; MACHIN, D.; BRYANT, T.; GARDNER, M. *Statistics with Confidence: confidence intervals and statistical guidelines*. Bristol: British Medical Journals, 2000. ISBN 978-0-7279-1375-3.

ALVARADO, A.; AGRELL, E.; LAVERY, D.; BAYVEL, P. LDPC codes for optical channels: Is the "FEC limit" a good predictor of post-FEC BER? In: *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2015. p. Th3E.5. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=OFC-2015-Th3E.5>>.

ALVARADO, A.; IVES, D. J.; SAVORY, S. J.; BAYVEL, P. On the impact of optimal modulation and FEC overhead on future optical networks. *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 9, p. 2339–2352, maio 2016. ISSN 0733-8724.

ARABACI, M.; DJORDJEVIC, I. B.; XU, L.; WANG, T. Nonbinary LDPC-coded modulation for rate-adaptive optical fiber communication without bandwidth expansion. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 24, n. 16, p. 1402–1404, ago. 2012. ISSN 1041-1135.

BARRY, J. R.; MESSERSCHMITT, D. G.; LEE, E. A. *Digital Communication*. 3. ed. Norwell, MA, USA: Kluwer Academic Publishers, 2004. ISBN 0792375483.

BEYGI, L.; AGRELL, E.; KAHN, J. M.; KARLSSON, M. Rate-adaptive coded modulation for fiber-optic communications. *Journal of Lightwave Technology*, v. 32, n. 2, p. 333–343, jan. 2014. ISSN 0733-8724.

BILAL, S. M.; BOSCO, G.; CHENG, J.; LAU, A. P. T.; LU, C. Carrier phase estimation through the rotation algorithm for 64-QAM optical systems. *Journal of Lightwave Technology*, Optical Society of America, v. 33, n. 9, p. 1766–1773, maio 2015. Disponível em: <<http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-33-9-1766>>.

BISPLINGHOFF, A.; LANGENBACH, S.; KUPFER, T.; SCHMAUSS, B. Turbo differential decoding failure for a coherent phase slip channel. In: *European Conference on Optical Communication*. Optical Society of America, 2012. p. Mo.1.A.5. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=ECEOC-2012-Mo.1.A.5>>.

BORNE, D. van den; SLEIFFER, V.; ALFIAD, M. S.; JANSEN, S. L. Towards 400G and beyond: how to design the next generation of ultra-high capacity transmission systems. In: *Opto-Electronics and Communications Conference*. Kaohsiung: IEEE, 2011. p. 429–432. ISSN 2166-8884.

BOSCO, G.; CARENA, A.; CURRI, V.; POGGIOLINI, P.; FORGHIERI, F. Performance limits of Nyquist-WDM and CO-OFDM in high-speed PM-QPSK systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 22, n. 15, p. 1129–1131, ago. 2010. ISSN 1041-1135.

COLLINGS, B. New devices enabling software-defined optical networks. *IEEE Communications Magazine*, v. 51, n. 3, p. 66–71, mar. 2013. ISSN 0163-6804.

COVER, T. M.; THOMAS, J. A. *Elements of Information Theory (Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing)*. Hoboken: Wiley-Interscience, 2006. ISBN 0471241954.

DAR, R.; WINZER, P. J. On the limits of digital back-propagation in fully loaded WDM systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 28, n. 11, p. 1253–1256, jun. 2016. ISSN 1041-1135.

DERR, F. Coherent optical QPSK intradyne system: concept and digital receiver realization. *Journal of Lightwave Technology*, v. 10, n. 9, p. 1290–1296, set. 1992. ISSN 0733-8724.

ESSIAMBRE, R. J.; KRAMER, G.; WINZER, P. J.; FOSCHINI, G. J.; GOEBEL, B. Capacity limits of optical fiber networks. *Journal of Lightwave Technology*, v. 28, n. 4, p. 662–701, fev. 2010. ISSN 0733-8724.

FAN, Y.; CHEN, X.; ZHOU, W.; ZHOU, X.; ZHU, H. The comparison of CMA and LMS equalization algorithms in optical coherent receivers. In: *International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing*. Chengdu: IEEE, 2010. p. 1–4. ISSN 2161-9646.

FARUK, M. S.; SAVORY, S. J. Digital signal processing for coherent transceivers employing multilevel formats. *Journal of Lightwave Technology*, v. 35, n. 5, p. 1125–1141, mar. 2017. ISSN 0733-8724.

FATADIN, I.; IVES, D.; SAVORY, S. J. Blind equalization and carrier phase recovery in a 16-QAM optical coherent system. *Journal of Lightwave Technology*, Optical Society of America, v. 27, n. 15, p. 3042–3049, ago. 2009. Disponível em: <<http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-27-15-3042>>.

FATADIN, I.; IVES, D.; SAVORY, S. J. Laser linewidth tolerance for 16-QAM coherent optical systems using QPSK partitioning. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 22, n. 9, p. 631–633, maio 2010. ISSN 1041-1135.

FATADIN, I.; SAVORY, S. J.; IVES, D. Compensation of quadrature imbalance in an optical QPSK coherent receiver. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 20, n. 20, p. 1733–1735, out. 2008. ISSN 1041-1135.

FEHENBERGER, T.; ALVARADO, A.; BAYVEL, P.; HANIK, N. On achievable rates for long-haul fiber-optic communications. *Optics Express*, Optical Society of America, v. 23, n. 7, p. 9183–9191, abr. 2015. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-23-7-9183>>.

FEHENBERGER, T.; ALVARADO, A.; BÖCHERER, G.; HANIK, N. On the impact of probabilistic shaping on SNR and information rates in multi-span WDM systems. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2017. p. M3C.4. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=OFC-2017-M3C.4>>.

FEHENBERGER, T.; ERIKSSON, T. A.; ALVARADO, A.; KARLSSON, M.; AGRELL, E.; HANIK, N. Improved achievable information rates by optimized four-dimensional demappers in optical transmission experiments. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2016. p. W11.4. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=OFC-2016-W11.4>>.

- FERNANDEZ-PALACIOS, J. P.; LÓPEZ, V.; CRUZ, B.; DIOS, O. G. de. Elastic optical networking: an operators perspective. In: *European Conference on Optical Communication*. Cannes: IEEE, 2014. p. 1–3. ISSN 1550-381X.
- FLUDGER, C.; NUSS, D.; KUPFER, T. Cycle-slips in 100G DP-QPSK transmission systems. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2012. p. OTu2G.1. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=OFC-2012-OTu2G.1>>.
- GAO, Y.; HA, E.; LAU, A. P. T.; LU, C.; XU, X.; LI, L. Non-data-aided and universal cycle slip detection and correction for coherent communication systems. *Optics Express*, Optical Society of America, v. 22, n. 25, p. 31167–31179, dez. 2014. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-22-25-31167>>.
- GARCIA, F. A. C.; MELLO, D. A. A.; WALDMAN, H. Feedforward carrier recovery for polarization demultiplexed signals with unequal signal to noise ratios. *Optics Express*, Optical Society of America, v. 17, n. 10, p. 7958–7969, maio 2009. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-17-10-7958>>.
- GARDNER, F. A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers. *IEEE Transactions on Communications*, v. 34, n. 5, p. 423–429, maio 1986. ISSN 0090-6778.
- GARDNER, F. M. *Phase-lock Techniques*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. ISBN 978-0-471-43063-6.
- GERSTEL, O.; JINNO, M.; LORD, A.; YOO, S. J. B. Elastic optical networking: a new dawn for the optical layer? *IEEE Communications Magazine*, v. 50, n. 2, p. s12–s20, fev. 2012. ISSN 0163-6804.
- GEYER, J. C.; FLUDGER, C. R.; DUTHEL, T.; SCHULIEN, C.; SCHMAUSS, B. Efficient frequency domain chromatic dispersion compensation in a coherent polmux QPSK-receiver. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2010. p. OWV5. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=OFC-2010-OWV5>>.
- GHO, G. H.; KAHN, J. M. Rate-adaptive modulation and low-density parity-check coding for optical fiber transmission systems. *Journal of Optical Communications and Networking*, v. 4, n. 10, p. 760–768, out. 2012. ISSN 1943-0620.
- GHO, G. H.; KLAK, L.; KAHN, J. M. Rate-adaptive coding for optical fiber transmission systems. *Journal of Lightwave Technology*, v. 29, n. 2, p. 222–233, jan. 2011. ISSN 0733-8724.
- GODARD, D. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, v. 28, n. 11, p. 1867–1875, nov. 1980. ISSN 0090-6778.
- GRAY, R. M. *Entropy and information theory*. New York: Springer Science & Business Media, 2011. ISBN 978-1-4419-7969-8.
- GRINGERI, S.; BASCH, B.; SHUKLA, V.; EGOROV, R.; XIA, T. J. Flexible architectures for optical transport nodes and networks. *IEEE Communications Magazine*, v. 48, n. 7, p. 40–50, jul. 2010. ISSN 0163-6804.
- HAILES, P.; XU, L.; MAUNDER, R. G.; AL-HASHIMI, B. M.; HANZO, L. A survey of FPGA-based LDPC decoders. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 18, n. 2, p. 1098–1122, abr./jun. 2016. ISSN 1553-877X.

HAUSKE, F. N.; KUSCHNEROV, M.; SPINLER, B.; LANKL, B. Optical performance monitoring in digital coherent receivers. *Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 16, p. 3623–3631, ago. 2009. ISSN 0733-8724.

HO, K.-P. *Phase-modulated optical communication systems*. New York: Springer Science & Business Media, 2005. ISBN 978-0-387-24392-4.

INTERNATIONAL ELETROTECHNICAL COMMISSION. *Technical Report 61282-10: Fibre optic communication system design guides part 10: characterization of the quality of optical vector-modulated signals with error vector magnitude*. Geneva, 2013. 31 p.

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION TELECOMMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR. *Recommendation G.694.1: Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid*. Geneva, 2012. 16 p.

IP, E.; KAHN, J. M. Digital equalization of chromatic dispersion and polarization mode dispersion. *Journal of Lightwave Technology*, v. 25, n. 8, p. 2033–2043, ago. 2007. ISSN 0733-8724.

IP, E.; KAHN, J. M. Feedforward carrier recovery for coherent optical communications. *Journal of Lightwave Technology*, Optical Society of America, v. 25, n. 9, p. 2675–2692, set. 2007. Disponível em: <<http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-25-9-2675>>.

JAIN, A.; KRISHNAMURTHY, P. K.; LANDAIS, P.; ANANDARAJAH, P. M. EKF for joint mitigation of phase noise, frequency offset and nonlinearity in 400 Gb/s PM-16-QAM and 200 Gb/s PM-QPSK systems. *IEEE Photonics Journal*, v. 9, n. 1, p. 1–10, fev. 2017. ISSN 1943-0655.

JINNO, M. Elastic optical networking: roles and benefits in beyond 100-Gb/s era. *Journal of Lightwave Technology*, v. 35, n. 5, p. 1116–1124, mar. 2017. ISSN 0733-8724.

JINNO, M.; KOZICKI, B.; TAKARA, H.; WATANABE, A.; SONE, Y.; TANAKA, T.; HIRANO, A. Distance-adaptive spectrum resource allocation in spectrum-sliced elastic optical path network [topics in optical communications]. *IEEE Communications Magazine*, v. 48, n. 8, p. 138–145, ago. 2010. ISSN 0163-6804.

JINNO, M.; TAKARA, H.; KOZICKI, B.; TSUKISHIMA, Y.; SONE, Y.; MATSUOKA, S. Spectrum-efficient and scalable elastic optical path network: architecture, benefits, and enabling technologies. *IEEE Communications Magazine*, v. 47, n. 11, p. 66–73, nov. 2009. ISSN 0163-6804.

JINNO, M.; TAKARA, H.; SONE, Y.; YONENAGA, K.; HIRANO, A. Multiflow optical transponder for efficient multilayer optical networking. *IEEE Communications Magazine*, v. 50, n. 5, p. 56–65, maio 2012. ISSN 0163-6804.

KIKUCHI, K. Coherent optical communications: historical perspectives and future directions. In: NAKAZAWA, M.; KIKUCHI, K.; MIYAZAKI, T. (Ed.). *High Spectral Density Optical Communication Technologies*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2010. p. 11–49. ISBN 978-3-642-10419-0. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-642-10419-0_2>.

KOIKE-AKINO, T.; KOJIMA, K.; MILLAR, D.; PARSONS, K.; MIYATA, Y.; MATSUMOTO, W.; SUGIHARA, T.; MIZUOCHI, T. Cycle slip-mitigating turbo

demodulation in LDPC-coded coherent optical communications. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2014. p. M3A.3. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=OFC-2014-M3A.3>>.

LEVEN, A.; KANEDA, N.; KOC, U. V.; CHEN, Y. K. Frequency estimation in intradyne reception. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 19, n. 6, p. 366–368, mar. 2007. ISSN 1041-1135.

LIGA, G.; ALVARADO, A.; AGRELL, E.; BAYVEL, P. Information rates of next-generation long-haul optical fiber systems using coded modulation. *Journal of Lightwave Technology*, v. 35, n. 1, p. 113–123, jan. 2017. ISSN 0733-8724.

LIU, L.; TAO, Z.; YAN, W.; ODA, S.; HOSHIDA, T.; RASMUSSEN, J. C. Initial tap setup of constant modulus algorithm for polarization de-multiplexing in optical coherent receivers. In: *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference*. Optical Society of America, 2009. p. OMT2. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=OFC-2009-OMT2>>.

MEIYAPPAN, A.; KAM, P. Y.; KIM, H. On decision aided carrier phase and frequency offset estimation in coherent optical receivers. *Journal of Lightwave Technology*, v. 31, n. 13, p. 2055–2069, jul. 2013. ISSN 0733-8724.

MELLO, D. A. A.; BARRETO, A. N.; LIMA, T. C. de; PORTELA, T. F.; BEYGI, L.; KAHN, J. M. Optical networking with variable-code-rate transceivers. *Journal of Lightwave Technology*, v. 32, n. 2, p. 257–266, jan. 2014. ISSN 0733-8724.

MELLO, D. A. A.; MÜLLER, R. R.; PORTELA, T. F.; OLSSON, B. E. Joint-polarization phase recovery algorithms for DP-16-QAM coherent optical systems. In: *International Conference on Transparent Optical Networks*. Stockholm: IEEE, 2011. p. 1–4. ISSN 2162-7339.

MELLO, D. A. A.; SOUZA, A. L. N.; REIS, J. D.; DINIZ, J. C. M.; CARVALHO, L. H. H.; GONZALEZ, N. G.; OLIVEIRA, J. R. F.; ARANTES, D. S.; COSTA, M. H. M. Parameter selection in optical networks with variable-code-rate transceivers. In: *International Conference on Optical Network Design and Modeling*. Pisa: IEEE, 2015. p. 51–56.

MEYR, H.; MOENECLAËY, M.; FECHTEL, S. A. *Digital Communication Receivers: synchronization, channel estimation, and signal processing*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2001. 325–418 p. ISBN 9780471200574. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1002/0471200573.ch6>>.

MORELLI, M.; MENGALI, U. Feedforward frequency estimation for PSK: a tutorial review. *European Transactions on Telecommunications*, Wiley Subscription Services, Inc., A Wiley Company, v. 9, n. 2, p. 103–116, 1998. ISSN 1541-8251. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1002/ett.4460090203>>.

MUELLER, K.; MULLER, M. Timing recovery in digital synchronous data receivers. *IEEE Transactions on Communications*, v. 24, n. 5, p. 516–531, maio 1976. ISSN 0090-6778.

NGUYEN, T.-H.; ROTTENBERG, F.; GORZA, S.-P.; LOUVEAUX, J.; HORLIN, F. Extended Kalman filter for carrier phase recovery in optical filter bank multicarrier Offset-QAM systems. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2017. p. Th4C.3. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=OFC-2017-Th4C.3>>.

- NOÉ, R. PLL-free synchronous QPSK polarization multiplex/diversity receiver concept with digital I&Q baseband processing. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 17, n. 4, p. 887–889, abr. 2005. ISSN 1041-1135.
- PFAU, T.; HOFFMANN, S.; NOÉ, R. Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for M-QAM constellations. *Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 8, p. 989–999, abr. 2009. ISSN 0733-8724.
- PFAU, T.; NOÉ, R. Phase-noise-tolerant two-stage carrier recovery concept for higher order QAM formats. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 16, n. 5, p. 1210–1216, set. 2010. ISSN 1077-260X.
- PORTELA, T. F.; MELLO, D. A. A. Novel non-data-aided clock recovery method for DP-QPSK systems with CMA equalizers. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 24, n. 19, p. 1696–1699, out. 2012. ISSN 1041-1135.
- RAMASWAMI, R.; SIVARAJAN, K.; SASAKI, G. *Optical Networks: a practical perspective*. 3. ed. San Francisco, CA, USA: Morgan Kaufmann Publishers Inc., 2009. ISBN 0123740924, 9780123740922.
- READY, M. J.; GOOCH, R. P. Blind equalization based on radius directed adaptation. In: *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. Albuquerque: IEEE, 1990. p. 1699–1702 vol.3. ISSN 1520-6149.
- ROMANO, J. M. T.; ATTUX, R.; CAVALCANTE, C. C.; SUYAMA, R. *Unsupervised signal processing: channel equalization and source separation*. Boca Raton: CRC Press, 2011. ISBN 978-0-8493-3751-5.
- ROZENTAL, V. N.; PORTELA, T. F.; SOUTO, D. V.; FERREIRA, H. B.; MELLO, D. A. A. Experimental analysis of singularity-avoidance techniques for CMA equalization in DP-QPSK 112-Gb/s optical systems. *Optics Express*, Optical Society of America, v. 19, n. 19, p. 18655–18664, set. 2011. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-19-19-18655>>.
- SALZ, J. Modulation and detection for coherent lightwave communications. *IEEE Communications Magazine*, v. 24, n. 6, p. 38–49, jun. 1986. ISSN 0163-6804.
- SAVORY, S. J. Digital filters for coherent optical receivers. *Optics Express*, Optical Society of America, v. 16, n. 2, p. 804–817, jan. 2008. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-16-2-804>>.
- SAVORY, S. J. Digital coherent optical receivers: Algorithms and subsystems. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 16, n. 5, p. 1164–1179, set. 2010. ISSN 1077-260X.
- SCHMALEN, L.; ALVARADO, A.; RIOS-MÜLLER, R. Performance prediction of nonbinary forward error correction in optical transmission experiments. *Journal of Lightwave Technology*, v. 35, n. 4, p. 1015–1027, fev. 2017. ISSN 0733-8724.
- SEIMETZ, M. *High-order modulation for optical fiber transmission*. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009. (Springer Series in Optical Sciences, 143). ISSN 0342-4111.

- SENIOR, J. M.; JAMRO, M. Y. *Optical fiber communications: principles and practice*. Harlow, England: Pearson Education, 2009. v. 3. ISBN 978-0-13-032681-2.
- SHAFIK, R. A.; RAHMAN, M. S.; ISLAM, A. R. On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics. In: *International Conference on Electrical and Computer Engineering*. Dhaka: IEEE, 2006. p. 408–411.
- SHANNON, C. E. A mathematical theory of communication. *SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review*, ACM, New York, NY, USA, v. 5, n. 1, p. 3–55, jan. 2001. ISSN 1559-1662. Disponível em: <<http://doi.acm.org/10.1145/584091.584093>>.
- SILVA, E. P. d.; YANKOV, M. P.; ROS, F. D.; FORCHHAMMER, S.; GALILI, M.; OXENLOWE, L. K.; ZIBAR, D. Experimental comparison of gains in achievable information rates from probabilistic shaping and digital backpropagation for DP-256QAM/1024QAM WDM. In: *European Conference on Optical Communication*. Dusseldorf: IEEE, 2016. p. 1–3.
- SOUZA, A. L. N.; MELLO, D. A. A.; REIS, J. D. Experimental evaluation of data-aided and non-data-aided dynamic equalization algorithms for low OSNR regimes. In: *International Microwave and Optoelectronics Conference*. Porto de Galinhas: IEEE, 2015. p. 1–5.
- STOJANOVIC, N.; XIE, C.; ZHAO yu; MAO, B.; GONZALEZ, N.; QI, J.; BINH, N. Modified Gardner phase detector for Nyquist coherent optical transmission systems. In: *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference*. Optical Society of America, 2013. p. JTh2A.50. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=OFC-2013-JTh2A.50>>.
- TAYLOR, M. G. Phase estimation methods for optical coherent detection using digital signal processing. *Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 7, p. 901–914, abr. 2009. ISSN 0733-8724.
- THYLÉN, L.; WESTERGREN, U.; HOLMSTRÖM, P.; SCHATZ, R.; JÄNES, P. Recent developments in high-speed optical modulators. In: KAMINOW, I. P.; LI, T.; WILLNER, A. E. (Ed.). *Optical Fiber Telecommunications V A: components and subsystems*. 5. ed. Burlington: Academic Press, 2008, (Optics and Photonics). p. 183 – 220. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780123741714000071>>.
- TOMKOS, I.; PALKOPOULOU, E.; ANGELOU, M. A survey of recent developments on flexible/elastic optical networking. In: *International Conference on Transparent Optical Networks*. Warsaw: National Institute of Telecommunications, 2012. p. 1–6. ISSN 2162-7339.
- TORRENGO, E.; CIGLIUTTI, R.; BOSCO, G.; CARENA, A.; CURRI, V.; POGGIOLINI, P.; NESPOLA, A.; ZEOLLA, D.; FORGHIERI, F. Experimental validation of an analytical model for nonlinear propagation in uncompensated optical links. *Optics Express*, Optical Society of America, v. 19, n. 26, p. B790–B798, dez. 2011. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-19-26-B790>>.
- UNGERBOECK, G. Channel coding with multilevel/phase signals. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 28, n. 1, p. 55–67, jan. 1982. ISSN 0018-9448.
- VITERBI, A. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission. *IEEE Transactions on Information theory*, IEEE, v. 29, n. 4, p. 543–551, 1983.

WINZER, P. J.; ESSIAMBRE, R. J. Advanced optical modulation formats. *Proceedings of the IEEE*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, New York, v. 94, n. 5, p. 952–985, maio 2006. ISSN 0018-9219.

XU, T.; JACOBSEN, G.; POPOV, S.; FORZATI, M.; MÅRTENSSON, J.; MUSSOLIN, M.; LI, J.; WANG, K.; ZHANG, Y.; FRIBERG, A. T. Frequency-domain chromatic dispersion equalization using overlap-add methods in coherent optical system. *Journal of optical communications*, v. 32, n. 2, p. 131–135, 2011.

YAN, M.; TAO, Z.; DOU, L.; LI, L.; ZHAO, Y.; HOSHIDA, T.; RASMUSSEN, J. C. Digital clock recovery algorithm for Nyquist signal. In: *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference*. Optical Society of America, 2013. p. OTu2I.7. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=OFC-2013-OTu2I.7>>.

YU, F.; STOJANOVIĆ, N.; HAUSKE, F. N.; CHANG, D.; BAUCH, G.; PFLUEGER, D.; XIE, C.; ZHAO, Y.; XIAO, Z.; LI, L.; XU, X.; XIONG, Q. Soft-decision LDPC turbo decoding for DQPSK modulation in coherent optical receivers. In: *European Conference and Exposition on Optical Communications*. Optical Society of America, 2011. p. We.10.P1.70. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=ECOC-2011-We.10.P1.70>>.