



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Lailson Ferreira dos Santos

**Transmissão Baseada em Sub-Bandas para Sistemas
Ópticos com Multiplexação Modal**

Campinas

2020

Lailson Ferreira dos Santos

Transmissão Baseada em Sub-Bandas para Sistemas Ópticos com Multiplexação Modal

Tese 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 Doutor em Engenharia Elétrica, na Área de Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Lailson Ferreira dos Santos, e orientada pelo Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello

Campinas

2020

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

Santos, Lailson Ferreira dos, 1990-
Sa59t Transmissão baseada em sub-bandas para sistemas ópticos com multiplexação modal / Lailson Ferreira dos Santos. – Campinas, SP : [s.n.], 2020.

Orientador: Darli Augusto de Arruda Mello.
Tese (doutorado) – 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: Subband-based transmission for optical systems with modal multiplexing

Palavras-chave em inglês:

Optical communications

Digital signal processing

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Darli Augusto de Arruda Mello [Orientador]

Aldebaro Barreto da Rocha Klautau Júnior

Cristiano Magalhães Panazio

Dalton Soares Arantes

Lucas Heitzmann Gabrielli

Data de defesa: 27-03-2020

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Identificação e informações acadêmicas do(a) aluno(a)

- ORCID do autor: <https://orcid.org/0000-0003-0322-2242>

- Currículo Lattes do autor: <http://lattes.cnpq.br/5807259978585051>

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Lailson Ferreira dos Santos RA:144405

Data da Defesa: 27 de Março de 2020

Título da Tese: “Transmissão Baseada em Sub-Bandas para Sistemas Ópticos com Multiplexação Modal”

Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello (Presidente)

Prof. Dr. Aldebaro Barreto da Rocha Klautau Júnior

Prof. Dr. Cristiano Magalhães Panazio

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes

Prof. Dr. Lucas Heitzmann Gabrielli

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no SIGA (Sistema de Fluxo de Dissertação/Tese) e na Secretaria de Pós-Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Agradecimentos

Primeiramente eu gostaria de agradecer a Deus por eu ter chegado até aqui.

Agradeço à minha esposa, Micheline, pelo amor e paciência durante o meu doutoramento. Aos meus filhos, Guilherme e Gustavo, que são a minha força e motivação para lutar pelos meus objetivos.

Agradeço ao meus pais, Antônio e Maria, pelo apoio incondicional. À minha irmã, Laise, por sempre acreditar em mim. Ao meu sogro, Hilton, à minha sogra, Maria, e à minha cunhada, Márcia, por todo carinho e apoio.

Sou muitíssimo grato ao meu orientador, prof. Darli, que para mim, foi mais do que um orientador, foi um amigo, um conselheiro, que mesmo com todas as dificuldades do doutoramento, sempre levantou a minha cabeça para continuar essa caminhada.

Agradeço ao prof. Dalton, pelas riquíssimas conversas e atenção. A todos os meus amigos do Laboratório de Comunicações Digitais (ComLab): Alaelson, Fábio, Veruska, Carlos, Ruby, Kayol, Jonathan, Omar e André.

Agradeço pela infra-estrutura da Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação (FEEC).

Agradeço à parceria técnica com a Universidade Aston, Inglaterra, para o desenvolvendo desta tese. Especialmente, sou muito grato pela colaboração de Filipe e Andrew.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

O presente trabalho foi realizado com apoio dos processos 2015/24341-7 e 2015/24517-8, Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) .

Resumo

Sistemas ópticos com multiplexação modal são aventados como alternativa promissora para aumentar a capacidade de transmissão em enlaces ópticos de comunicação. Esses sistemas são afetados por significativos atrasos diferenciais modais e acoplamentos modais que são compensados por equalizadores de múltiplas entradas e múltiplas saídas (*multiple-input multiple-output* – MIMO) adaptativos. Entretanto, a implementação desses filtros em sistemas com alta taxa de transmissão e elevado número de modos espaciais e de polarização impõe diversas restrições em termos de complexidade de implementação em *hardware*. Nesse contexto, a paralelização da arquitetura de processamento digital de sinais (*digital signal processing* – DSP) se torna decisiva para implementação em circuito integrado de aplicação específica (*application-specific integrated circuit* – ASIC). Para longos atrasos, a equalização no domínio da frequência (*frequency-domain equalization* – FDE) com MIMO torna-se atrativa em relação à equalização no domínio do tempo (*time-domain equalization* – TDE). Porém, utilizar blocos grandes para transformada rápida de Fourier pode gerar problemas na implementação de filtros adaptativos em alta velocidade. Nesta tese, avalia-se uma arquitetura multisub-banda (MSB) baseada em estruturas de banco de filtros polifásicos para aplicação em sistemas com multiplexação modal. A arquitetura MSB habilita o processamento paralelo das sub-bandas, ao mesmo tempo que reduz a complexidade de equalização de certos efeitos lineares na fibra e diminui o comprimento dos filtros equalizadores MIMO. Ademais, arquiteturas MSB têm potencial de mitigar efeitos não-lineares em sistemas ópticos de comunicação. Comparam-se o desempenho de uma arquitetura monoportadora (*single-carrier* – SC) com FDE, e de uma arquitetura MSB com TDE. Estudam-se cenários de canal estático, canal dinâmico e ruídos aditivo e de fase. Avaliam-se desempenho e complexidade computacional. Os resultados mostram que a arquitetura MSB, quando comparada ao sistema SC, apresenta potencial de elevado grau de paralelismo e resposta equivalente a perturbações do canal. Observam-se, contudo, desvantagens em termos desempenho e complexidade. A arquitetura MSB investigada apresenta uma penalidade de relação sinal ruído intrínseca de 0,5 dB em relação à alternativa SC em virtude da interferência inter-sub-banda. Além disso, nos cenários investigados, a influência do ruído de fase pode elevar essa penalidade para até 1,3 dB para larguras de linha do laser de 100 kHz. Em termos de complexidade, observa-se um crescimento moderado no número de multiplicações complexas por bit.

Palavras-chaves: Comunicações ópticas; Processamento digital de sinais.

Abstract

Optical systems with mode multiplexing are considered a promising alternative to increase the transmission capacity of optical communications links. These systems are affected by significant differential mode delays and mode coupling that are compensated by multiple-input multiple-output (MIMO) adaptive equalizers. However, the implementation of these filters in high-rate transmission systems with a large number of spatial and polarization modes poses several constraints in terms of complexity and hardware implementation. In this context, the parallelization of the digital signal processing (DSP) architecture becomes crucial to the feasibility of an application-specific integrated circuit (ASIC) hardware implementation. For long delays, frequency-domain equalization (FDE) MIMO becomes attractive with respect to time-domain equalization (TDE). However, the use of large blocks for fast Fourier transform may pose challenges to the implementation of high-speed adaptive filters. In this thesis, a multisub-band (MSB) architecture based on polyphase filter bank structures is evaluated. The MSB architecture enables parallel processing of the sub-bands, while reducing the equalization complexity of certain linear fiber effects as well as shortening the length of the MIMO adaptive equalizers. Moreover, MSB architectures have the potential to mitigate nonlinear effects in fiber-optic communications systems. We compare the performance of a single-carrier (SC) architecture with FDE, with that of an MSB architecture with TDE. We study scenarios with a static channel, a dynamic channel, and additive and phase noises. We evaluate performance and computational complexity. The results show that the MSB architecture, when compared to the SC system, exhibits a high potential for parallelization and an equivalent response to channel perturbations. However, we observe disadvantages in terms of performance and computational complexity. The investigated MSB architecture exhibits an intrinsic signal-to-noise ratio penalty of 0.5 dB with respect to the SC architecture because of inter-carrier interference. Moreover, in the investigated scenarios, the phase noise influence can raise this penalty up to 1.3 dB for a laser linewidth of 100 kHz. In terms of complexity, we observe a moderate increase in the number of complex multiplications per bit.

Keywords: Optical communications; Digital signal processing.

Lista de ilustrações

Figura 1	– Representação de uma fibra cilíndrica com perfil índice degrau, em que n_c e n_n são os índices de refração da casca e núcleo, respectivamente.	26
Figura 2	– Funções para encontrar a frequência de corte, u_c , para $l=0,1,2$ e 3	28
Figura 3	– Mapa modal dos modos linearmente polarizados (LP_{01} , LP_{11} , LP_{21} , LP_{02} , LP_{31} e LP_{12}) de uma fibra com índice degrau.	29
Figura 4	– Intensidade do perfil do campo modal para os modos LP_{01} , LP_{11} , LP_{11a} , LP_{21a} , LP_{21b} e LP_{02} , considerando uma fibra com índice degrau. Os campos modais foram obtidos de acordo com a Equação 2.18 para os seguintes parâmetros, $n_n = 1,47$, $n_c = 1,46$, $a = 12 \mu\text{m}$ e $\lambda = 1550 \text{ nm}$	30
Figura 5	– Representação gráfica de uma fibra de perfil refrativo gradual com trincheira localizada na casca. Figura baseada em (FERREIRA <i>et al.</i> , 2014).	31
Figura 6	– Alargamento do pulso óptico devido à dispersão modal.	32
Figura 7	– Realização do processo de ruído de fase para diferentes valores do produto largura de linha do laser e o período de símbolo ($\Delta\nu T_s$).	34
Figura 8	– Estrutura geométrica da interface entre a casca e o núcleo de uma fibra óptica. (a) Contorno de uma fibra ideal. (b) Contorno de uma fibra com uma perturbação contínua. (c) Contornos adotados pelo modelo do canal com perturbações discretas. Figura baseada em (FERREIRA <i>et al.</i> , 2017).	35
Figura 9	– Curvas das potências modais por comprimento da seção da fibra com $\kappa = \pi$. (a) $\Delta\beta_{1,2} = 0$. (b) $\Delta\beta_{1,2} = 2\kappa$. (c) $\Delta\beta_{1,2} = 4\kappa$. (d) $\Delta\beta_{1,2} = 16\kappa$. A linha contínua refere-se ao modo 1, e a tracejada ao modo 2.	37
Figura 10	– Diafonia considerando a média dos deslocamentos azimutais, em função do deslocamento radial normalizado pelo raio da fibra. Estas curvas foram geradas por meio dos códigos fonte disponibilizados em (ASTON UNIVERSITY, 2017), para reprodução da Figura 5 do artigo (FERREIRA <i>et al.</i> , 2017).	39
Figura 11	– Diafonia média acumulada para 0,1; 1; 10 e 100 km de fibra, considerando o modo LP_{02} e seções de fibra de 100 m.	39
Figura 12	– Diagrama de simulação do canal óptico.	40
Figura 13	– Blocos principais de um sistema de transmissão óptica coerente utilizando modulação QAM.	44
Figura 14	– Constelação 16-QAM com mapeamento de Gray.	44
Figura 15	– Descrição dos campos de pares de bits para símbolos 16-QAM (0011, 1000, 1111).	45
Figura 16	– Representação gráfica da operação da codificação diferencial para uma constelação 16-QAM. Figura baseada em (PFAU <i>et al.</i> , 2009).	46

Figura 17 – Respostas em frequência do filtro RC para para valores de fatores de <i>roll-off</i> iguais a 0, 0,25, 0,5, 0,75 e 1.	48
Figura 18 – Respostas ao impulso do filtro RC para valores de fatores de <i>roll-off</i> iguais a 0, 0,25, 0,5, 0,75 e 1.	49
Figura 19 – Ilustração dos três processos atômicos envolvidos na emissão de luz do laser: absorção, emissão espontânea e emissão estimulada.	50
Figura 20 – Ilustração de uma arquitetura de um modulador de fase (MF) baseado em (SEIMETZ, 2009).	51
Figura 21 – Ilustração de um modulador Mach-Zehnder (MZM).	51
Figura 22 – Ilustração de um modulador Mach-Zehnder com componentes em fase e quadratura (IQ-MZM).	53
Figura 23 – Ilustração de um receptor coerente com diversidade de fase.	54
Figura 24 – Ilustração de um receptor coerente com diversidade modal, polarização e fase.	56
Figura 25 – Algoritmos de processamento digital do receptor para um sistema com multiplexação modal.	57
Figura 26 – Esquema de equalização supervisionada de um canal linear.	58
Figura 27 – Análise do filtro Wiener para um sinal real polar (com símbolos -1 e 1) convoluído com um vetor canal com coeficientes $[1 \ 0,6]^T$, seguido de ruído gaussiano aditivo de média zero e variância unitária. (a) Superfície da função custo de Wiener. (b) Curvas de nível da função custo de Wiener.	61
Figura 28 – Busca iterativa da solução ótima do algoritmo LMS para um sinal real polar (com símbolos 1 e -1) convoluído por um canal com coeficientes $[1 \ 0,35]^T$ e seguindo por ruído gaussiano aditivo de média zero e variância 0,1. (a) Para o passo $\mu = 10^{-3}$. (b) Para o passo $\mu = 10^{-4}$	62
Figura 29 – Convergência do algoritmo LMS para um sinal real polar (com símbolos 1 e -1) em um canal com coeficientes $[1 \ 0,35]^T$, seguido pela adição de ruído gaussiano de média zero e variância 0,1. (a) e (c) Convergência do algoritmo LMS com base no valor dos coeficientes do canal para os passos $\mu = 10^{-3}$ e $\mu = 10^{-4}$, respectivamente. (b) e (d) Convergência do algoritmo LMS com base no erro instantâneo do algoritmo LMS para os passos $\mu = 10^{-3}$ e $\mu = 10^{-4}$, respectivamente.	63
Figura 30 – Arquitetura do equalizador TDE-MIMO.	66
Figura 31 – Arquitetura do equalizador MIMO-FDE para sistemas com multiplexação modal e de polarização. Figura baseada em (FARUK; KIKUCHI, 2011).	69
Figura 32 – Arquitetura do algoritmo de recuperação cega de fase com fator de esquecimento.	72

Figura 33 – Análise do comprimento do filtro para compensar a dispersão cromática em sistemas SC e MSB com 3, 5 e 9 sub-bandas para diferentes distâncias. O gráfico é construído com base na Equação 4.1 para os parâmetros $R_{sc} = 32$ Gbaud, $R_{sb} = 32$ Gbaud/ N_{sb} , $\beta^{(2)} = 28$ ps ² /km e $O_s = 2$	75
Figura 34 – Análise do comprimento do filtro para compensar a MD para sistemas SC e MSB com 3, 5 e 9 sub-bandas para diferentes distâncias. Utiliza-se a Equação 4.3 com base nos parâmetros $R_s = 32$ Gbaud, $R_{sb} = 32$ Gbaud/ N_{sb} , $\Delta\beta^{(1)} = 20$ ps/km e $O_s = 2$	76
Figura 35 – Análise do comprimento do filtro para compensar a CD e MD entre o sistema SC e MSB com 3, 5 e 9 sub-bandas para diferentes distâncias. Os resultados obtidos são baseados nos parâmetros $R_s = 32$ Gbaud, $R_{sb} = 32$ Gbaud/ N_{sb} , $\beta^{(2)} = 28$ ps ² /km, $\Delta\beta^{(1)} = 20$ ps/km e $O_s = 2$	77
Figura 36 – Arquitetura de transmissão MSB para sistemas com multiplexação modal.	77
Figura 37 – Arquitetura de recepção MSB para sistemas com multiplexação modal.	78
Figura 38 – Esquema de transmissão em comunicação digital para sistemas com multiplexação por divisão de frequência baseada em arquitetura de bancos de filtros de síntese e análise. Figura baseada em (TOLMACHEV; NAZARATHY, 2011).	79
Figura 39 – Esquema de transmissão em comunicação digital baseado em banco de filtros utilizando filtros protótipo na transmissão e recepção. Figura baseada em (TOLMACHEV; NAZARATHY, 2011).	81
Figura 40 – Esquema de transmissão em comunicação digital baseado em banco de filtros polifásicos. Figura baseada em (TOLMACHEV; NAZARATHY, 2011)	82
Figura 41 – Arquitetura do banco de filtros de síntese criticamente amostrado baseado em DFT. Figura baseado no processo dual do receptor apresentado em (NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014b).	83
Figura 42 – Espectro do sinal digital de saída do banco de filtros de síntese.	83
Figura 43 – Arquitetura do banco de filtros de análise (2x-Udec-FB). Figura baseada em (NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014b).	84
Figura 44 – Desempenho dos sistemas SC e MSB com carregamento de ruído; linha sólida com asterisco: sistema SC usando FDE; linhas sólidas: sistema MSB usando TDE com 3 (triângulos) e 11 (pentágonos) sub-bandas; linhas tracejadas: sistema MSB usando TDE no qual uma sub-banda é simulada por vez para 3 (triângulos) e 11 (pentágonos) sub-bandas, respectivamente.	88

Figura 45 – (a) Transmissão SC e MSB com carregamento de ruído. (b) Transmissão SC com -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD, com compensação total da CD (linha sólida) e sem compensação da CD (linha tracejada). (c) Transmissão MSB com -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD, e com compensação da CD. (d) Transmissão MSB com -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD, e sem compensação da CD; Estrelas: sistema SC usando FDE. Símbolos restantes: sistema MSB para 3 (círculos), 5 (triângulos), 7 (losangos), 9 (quadrados) and 11 (pentágonos) sub-bandas usando TDE.	89
Figura 46 – Período de convergência para OSNR = 21 dB do sistema SC e MSB com -30 dB/km de diafonia e 20 ps/km de DMD. (a) em número de símbolos, e (b) em microssegundos. Estrelas: sistemas SC usando FDE. Demais símbolos: sistemas MSB para 3 (círculos), 5 (triângulos), 7 (diamantes), 9 (quadrados) and 11 (pentágonos) sub-bandas usando TDE.	91
Figura 47 – (a) Desempenho da convergência depois da perturbação ao sistema SC-FDE-LMS com diferentes passos. (b)–(d) Desempenho da convergência depois da perturbação ao sistema MSB com 3, 7 e 11 sub-bandas usando TDE-LMS com diferentes comprimentos de passo. O canal simulado inclui -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD. A CD é totalmente compensada por equalizadores estáticos. A resolução temporal é de 0,015 μ s.	92
Figura 48 – Curva de variação do fator de esquecimento do algoritmo FF-BPS para os sistemas MSB e SC com diferentes larguras de linha do laser (0, 25, 100 e 200 kHz). (a) Desempenho para SC-FDE. (b)–(d) Desempenho para o sistema MSB-TDE com 3, 7 e 11 sub-bandas, respectivamente. O canal simulado inclui -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD e 21 dB de OSNR. A CD é totalmente compensada por equalizadores estáticos.	94
Figura 49 – Desempenho do algoritmo LMS considerando diferentes pontos de troca (em símbolos) para o segundo estágio com diferentes largura de linha de laser (0, 25, 100 e 200 kHz). (a) Desempenho para o sistema SC-FDE. (b)–(d) Desempenho para o sistema MSB-TDE com 3, 7 e 11 sub-bandas. O canal simulado inclui -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD e 21 dB de OSNR. A CD é totalmente compensada por equalizadores estáticos.	95
Figura 50 – Convergência do segundo estágio: algoritmo RDE supervisionado. (a) Análise para o sistema SC-FDE. (b)–(d) Análise para o sistema MSB-TDE com 3, 7 e 11 sub-bandas. O canal simulado inclui -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD. A CD é totalmente compensada por equalizadores estáticos.	96
Figura 51 – Efeito do ruído de fase nos sistemas SC-FDE e MSB-TDE com diafonia e DMD. A CD é totalmente compensada por filtros estáticos.	97

Lista de tabelas

Tabela 1 – Exemplo de uma codificação diferencial 16-QAM para uma sequência de três símbolos (0010, 1000, 1111).	46
Tabela 2 – Comparação de complexidade entre os transceptores SC e MSB.	98

Lista de Abreviaturas e Siglas

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> – ADC (Conversor Analógico-Digital)
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i> (Emissão Espontânea Amplificada)
ASIC	<i>Application-Specific Integrated Circuit</i> (Circuito Integrado de Aplicação Específica)
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> (Ruído Gaussiano Branco Aditivo)
BER	<i>Bit Error Rate</i> (Taxa de Erro de Bit)
BPS	<i>Blind Phase Search</i> (Busca de Fase Cega)
CCF	<i>Coupled-Core Fiber</i> (Fibra de Núcleos Acoplados)
CD	<i>Chromatic Dispersion</i> (Dispersão Cromática)
CSI	<i>Channel State Information</i> (Informação de Estado do Canal)
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i> (Conversor Digital-Analógico)
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> (Transformada Discreta de Fourier)
DGD	<i>Differential Group Delay</i> (Atraso de Grupo Diferencial)
DMD	<i>Differential Mode Delay</i> (Atraso de Modo Diferencial)
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> (Processamento Digital de Sinais)
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i> (Amplificador a Fibra Dopada com Érbio)
EDO	Equação Diferencial Ordinária
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i> (Magnitude do Vetor de Erro)
FDE	<i>Frequency-Domain Equalization</i> (Equalização no Domínio da Frequência)
FF-BPS	<i>Forgetting Factor - Blind Phase Search</i> (Busca de Fase Cega com Fator de Esquecimento)
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> (Resposta ao Impulso Finita)
FP	Filtro Protótipo

FSE	<i>Fractionally-Spaced Equaliser</i> (Equalizador Fracionalmente Espaçado)
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i> (Transformada Discreta Inversa de Fourier)
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida Inversa de Fourier)
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i> (Resposta ao Impulso Infinita)
IQ-MZM	<i>In-Phase and Quadrature Mach-Zehnder Modulator</i> (Modulador Mach-Zehnder em Fase e Quadratura)
ISI	<i>Intersymbol Interference</i> (Interferência Inter-Simbólica)
LMS	<i>Least Mean Square</i> (Mínimo Quadrático Médio)
LP	<i>Linearly Polarized</i> (Linearmente Polarizado)
MCF	<i>Multicore Fiber</i> (Fibra Multinúcleo)
MD	<i>Modal Dispersion</i> (Dispersão Modal)
MF	Modulador de Fase
MGD	<i>Modal Group Delay</i> (Atraso de Grupo Modal)
MGVD	<i>Modal Group-Velocity Dispersion</i> (Dispersão de Velocidade de Grupo Modal)
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i> (Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas)
MMF	<i>Multimode Fiber</i> (Fibra Multimodo)
MSE	<i>Mean-Squared Error</i> (Erro Quadrático Médio)
MSB	<i>Multisub-Band</i> (Multisub-banda)
MZ	<i>Mach-Zehnder</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i> (Modulador Mach-Zehnder)
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> (Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal)
OSNR	<i>Optical Signal to Noise Ratio</i> (Relação Sinal-Ruído Óptica)
PBS	<i>Polarization Beam Splitter</i> (Separador de Feixe de Polarização)
PM	<i>Polarization Multiplexing</i> (Multiplexação de Polarização)
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i> (Dispersão dos Modos de Polarização)
PU	<i>Phase Unwrapper</i> (Desempacotador de Fase)

QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> (Modulação de Amplitude em Quadratura)
RC	<i>Raised Cosine</i> (Cosseno Levantado)
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Raiz Média Quadrática)
RRC	<i>Root-Raised Cosine</i> (Raiz do Cosseno Levantado)
RDE	<i>Radius Directed Equalization</i> (Equalização Orientada a Decisão Radial)
SC	<i>Single-Carrier</i> (Monoportadora)
SDM	<i>Space-Division Multiplexing</i> (Multiplexação por Divisão Espacial)
SMF	<i>Single-Mode Fiber</i> (Fibra Monomodo)
SpS	<i>Sample per Symbol</i> (Amostra por Símbolo)
TDE	<i>Time-Domain Equalization</i> (Equalização 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)
XT	<i>Crosstalk</i> (Diafonia)
2x-Udeci-FB	<i>Twice-Underdecimated Filter Bank</i>

Lista de Símbolos

$\beta_m^{(0)}$	Parâmetro de dispersão de grupo modal do m -ésimo modo
$\beta_m(\omega)$	Constante de propagação do m -ésimo modo.
$\beta_m^{(i)}(\omega)$	Componente de ordem i da série de Taylor da função $\beta_m(\omega)$
$\gamma_{m,i}$	Raízes do polinômio característico
$\Delta\beta_{m,p}$	Descasamento de fase entre os modos m e p
Δv	Soma da largura de linha dos lasers do transmissor e receptor
ε	Permissividade perturbativa
ε_i	Permissividade relativa ideal
κ	Coefficiente de acoplamento para fibras com 2 modos
λ	Comprimento de onda no vácuo
μ	Valor do passo do equalizador
σ_θ	Desvio padrão do ruído de fase
ω	Frequência angular
ω_z	Frequência espacial
∇	Operador nabla
a	Raio da fibra de perfil índice degrau
B_{ref}	Banda de referência
c	Velocidade da luz no vácuo
C_{FB_RX}	Complexidade do banco de filtros do receptor MSB
C_{FDE}	Complexidade do algoritmo FDE
C_{FB_TX}	Complexidade do banco de filtros do transmissor MSB
$C_{m,p}$	Coefficiente de acoplamento modal entre modos m e p
C_{MSB}	Complexidade do transceptor MSB-TDE
C_{SC}	Complexidade do transceptor SC-FDE

C_{SC_RX}	Complexidade do receptor SC
C_{SC_TX}	Complexidade do transmissor SC
C_{TDE}	Complexidade do algoritmo TDE
D_m	Parâmetro de dispersão cromática do m -ésimo modo
DGD_m	Atraso de grupo diferencial entre os modos de polarização do m -ésimo modo espacial
DMD	Máxima DMD entre os modos espaciais
$DMD_{m,p}$	Atraso de grupo diferencial entre os modos espaciais m e p
dx, dy	Deslocamentos aleatórios das coordenadas da abscissa e ordenada, respectivamente
E_{in}	Campo óptico de entrada
E_{out}	Campo óptico de saída
f_c	Frequência da portadora
$h_{m,i}$	Resposta ao impulso dos filtros equalizadores
h_{PF}	Resposta ao impulso do filtro protótipo
$h_{pol,r}$	Resposta ao impulso do filtro polifásico da r -ésima sub-banda
L_t	Comprimento do enlace
L_w	Largura de linha do laser
M	Ordem da modulação
N_{ASE}	Densidade espectral de potência do ruído para uma polarização
n_c	Índice de refração da casca
N_{FDE}	Comprimento do bloco do algoritmo FDE
N_m	Quantidade de modos espaciais
N_{md}	Comprimento do filtro para compensar a MD
N_{cd}	Comprimento do filtro para compensar a CD
N_{pol}	Comprimento do filtro polifásico
n_n	Índice de refração do núcleo

N_{RRC}	Número de coeficientes do filtro RRC
N_{sb}	Número de sub-bandas utilizadas
N_{TDE}	Comprimento dos filtros da TDE
$o_{m,i}$	Constantes das equações diferenciais
O_s	Número de amostras por símbolo
OSNR	Relação sinal-ruído óptica
PE_b	Probabilidade de erro de bit
PE_s	Probabilidade de erro de símbolo
P_i	Potência do modo i
P_{rx}	Potência média do sinal recebido das duas polarizações
$Q(x)$	Integral da função densidade de probabilidade Gaussiana
$R(\theta)$	Matriz de rotação do canal dinâmico
R_{sb}	Taxa de símbolo do sistema MSB
R_{sc}	Taxa de símbolo do sistema SC
SNR	Relação sinal-ruído
SPS_{RRC}	Fator de <i>oversampling</i> do filtro RRC
T_s	Período de símbolo
T_{sb}	Período de símbolo dos sistema MSB
$U_m(z)$	Intensidade de acoplamento do modo m
$\tilde{U}_m(\omega_z)$	Transformada de Fourier da intensidade de acoplamento do modo m
$u_{m,i}$	Variáveis em função de $\Delta\beta_{m,p}$ e $C_{m,p}$
$\tilde{\mathbf{V}}$	Transformada de Fourier do campo elétrico $\mathbf{V}$
V_i	Distribuição do campo elétrico do modo i
v_{g_m}	Velocidade de grupo do modo m
XT_m	Diafonia modal do m -ésimo modo espacial
x_i	Sinal de entrada dos filtros equalizadores do i -ésimo modo
y_m	Saída dos filtros equalizadores para o modo m
z	Componente longitudinal

Sumário

1	INTRODUÇÃO	21
2	FUNDAMENTOS DO CANAL ÓPTICO	24
2.1	Efeitos lineares na fibra óptica	31
2.1.1	Dispersão modal e de modo de polarização	31
2.1.2	Dispersão cromática	33
2.2	Ruído de fase	33
2.3	Modelo de canal para fibras com poucos modos	34
2.4	Ruído ASE e OSNR	41
2.5	Resumo do capítulo	42
3	SISTEMAS ÓPTICOS COERENTES	43
3.1	Modulação de Amplitude em Quadratura (QAM)	43
3.1.1	Codificação diferencial	44
3.2	Probabilidade de erro de bit	47
3.3	Pulso Conformador	47
3.4	Modulação Óptica	49
3.4.1	Lasers Semicondutores	49
3.4.2	Modulador Mach-Zehnder	50
3.4.3	Pré-distorção no sinal elétrico de controle	53
3.5	<i>Front-end</i> de recepção	54
3.6	Algoritmos de DSP	56
3.6.1	Compensação da dispersão cromática	57
3.6.2	Equalização Dinâmica	58
3.6.2.1	Filtragem adaptativa de Wiener	58
3.6.2.2	Algoritmo LMS	60
3.6.2.3	Algoritmo RDE	63
3.6.2.4	Equalização com espaçamento fracionado	64
3.6.2.5	Equalização MIMO no domínio do tempo (TDE-MIMO)	65
3.6.2.6	Equalização MIMO no domínio da frequência (FDE-MIMO)	67
3.6.3	Recuperação de fase	71
3.7	Magnitude do vetor de erro (EVM)	73
3.8	Resumo do capítulo	73
4	SISTEMA MULTISUB-BANDA (MSB)	74
4.1	Transceptor MSB para sistemas com multiplexação modal	76
4.2	Arquitetura do banco de filtros de síntese e análise	78
4.3	Cálculo de complexidade	84
4.3.1	Complexidade do transceptor SC	84

4.3.2	Complexidade do transceptor MSB	85
4.4	Resumo do capítulo	86
5	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	87
5.1	Simulações com um canal estático	87
5.2	Simulações com um canal dinâmico	90
5.3	Simulações com ruído de fase	91
5.4	Comparação de complexidade	98
5.5	Resumo do capítulo	98
6	CONCLUSÃO	100
	Lista de Trabalhos Publicados pelo Autor	102
	 Referências	 103

1 INTRODUÇÃO

Com a popularização dos *smartphones* e *tablets* na última década, o tráfego anual global da Internet superou a ordem dos zettabytes, com uma previsão de taxa de crescimento anual de 26% até 2022 (CISCO, 2019). E com esse crescimento exponencial do tráfego em vários segmentos da rede, especialmente para conexões *intra e inter-data center* (CISCO, 2018), a multiplexação por divisão espacial (*space-division multiplexing* – SDM) tem sido aceita como a única solução capaz de suportar esse crescimento de demanda. Além da transmissão paralela de dados usando várias fibras monomodo (*single-mode fibers* – SMFs), as fibras multinúcleo (*multicore fibers* – MCFs) e as fibras multimodo (*multimode fibers* – MMFs) (HO; KHAN, 2011) surgem como importantes candidatas tecnológicas na área de transmissão SDM. As MCFs podem ser classificadas como MCFs de núcleos acoplados ou desacoplados. As MCFs de núcleos desacoplados possuem uma distância entre núcleos que reduz o acoplamento entre os sinais propagantes (HAYASHI *et al.*, 2012). Já nas MCFs de núcleos acoplados (*coupled-core fibers* – CCF), procura-se acoplamento forte entre os sinais propagantes de forma a amenizar a dispersão modal e assim reduzir a complexidade dos algoritmos de processamento digital de sinais (*digital signal processing* – DSP) na recepção (MELLO *et al.*, 2020). Nas CCFs, busca-se o menor espaçamento entre núcleos de modo maximizar o número de modos suportados na fibra (ARIK; KAHN, 2013).

Os sinais transmitidos por MCFs com núcleos desacoplados são fáceis de acoplar e comutar, no entanto requerem um gerenciamento cuidadoso da diafonia em todos os elementos da rede (ARIK; KAHN, 2013; TAKARA *et al.*, 2012). Por outro lado, as MMFs e CCFs utilizam tipicamente algoritmos de DSP de múltiplas entradas e múltiplas saídas (*multiple-input multiple-output* – MIMO) para separar os sinais multiplexados usando os múltiplos modos ortogonais (RYF *et al.*, 2011; RYF *et al.*, 2012; FONTAINE *et al.*, 2015). Um dos grandes desafios para sistemas ópticos utilizando MMFs e CCFs é o fenômeno da dispersão modal (*modal dispersion* – MD), no qual os vários modos suportados pela fibra se propagam com diferentes velocidades de grupo, resultando em diferentes atrasos de grupo modais (*modal group delays* – MGDs) (BOTTACCHI, 2006). As CCFs possuem tipicamente menor dispersão modal e maior tolerância a não-linearidades que as MMFs, sendo portanto uma alternativa promissora à transmissão SDM. Seu funcionamento vem sendo investigado em diversas publicações na literatura (ARIK; KAHN, 2013). Neste trabalho, investigam-se diversas técnicas de transmissão considerando MMFs, entretanto, sua aplicabilidade estende-se também às CCFs.

As MMFs podem trabalhar em regimes de fraco ou forte acoplamento entre os modos. Em (SHEMIRANI *et al.*, 2009; HO; KHAN, 2013) mostra-se que, no regime de fraco acoplamento, os MGDs possuem uma relação fraca com acoplamento modal, implicando em

um atraso de modo diferencial (*differential mode delay* – DMD) linearmente proporcional ao comprimento da fibra. Já para o regime de forte acoplamento verifica-se que os MGDs obtêm uma forte dependência do acoplamento modal. Há, portanto, uma redução no DMD quando comparado ao regime de fraco acoplamento, sendo proporcional à raiz quadrada do comprimento da fibra (SHEMIRANI *et al.*, 2009). Assim, as MMFs operando em um regime de forte acoplamento são uma alternativa interessante para reduzir o espalhamento temporal do canal óptico e, conseqüentemente, a complexidade dos equalizadores MIMO (ARIK *et al.*, 2013). Contudo, esta complexidade permanece um desafio para sistemas com multiplexação modal com canais de alto DMD e baixo ou moderado nível de acoplamento modal (RYF *et al.*, 2011; RYF *et al.*, 2012). Embora a complexidade computacional da equalização no domínio da frequência (*frequency-domain equalization* – FDE) possua dependência logarítmica com o atraso diferencial (BAI *et al.*, 2013; RANDEL *et al.*, 2013), a área reservada para as transformadas rápidas de Fourier (*fast Fourier transforms* – FFTs) no circuito integrado de aplicação específica (*application-specific integrated circuit* – ASIC) se torna excessivamente alta, o que pode ocasionar aos equalizadores de canais dinâmicos longos possíveis problemas de implementação (NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014a).

Em sistemas SDM de altas taxas com processamento MIMO, paralelizar a arquitetura de DSP é essencial para implementação em *hardware*, possibilitando aos circuitos integrados de aplicação específica (*application specific integrated circuit* - ASIC) operarem em frequências de relógio reduzidas. Uma alternativa promissora para evitar comprimentos grandes de FFTs e melhorar o grau de paralelismo dos algoritmos de DSP é dividir o espectro do sinal em sub-bandas menores e realizar a separação de fonte e a desconvolução do canal em paralelo em cada sub-banda (HO, 2009). Além disso, arquiteturas em sub-banda possuem vantagens adicionais, como uma maior tolerância à dispersão cromática (*chromatic dispersion* – CD) (HO, 2009; SLIM *et al.*, 2013; MALEKIHA *et al.*, 2015; MALEKIHA; PLANT, 2016) e aos efeitos não-lineares (TANG *et al.*, 2010; QIU *et al.*, 2014; QIU *et al.*, 2014; KRAUSE *et al.*, 2017). O particionamento em sub-bandas com formato de pulso de Nyquist já tem sido empregado comercialmente para sistemas ópticos com multiplexação de polarização (*polarization multiplexing* – PM) convencional de alta velocidade (INFINERA, 2016).

A aplicação da multiplexação por divisão de frequência ortogonal (*orthogonal frequency division multiplexing* – OFDM) em sistemas com multiplexação modal é complicada pela necessidade de prefixos cíclicos longos devido ao grande espalhamento temporal do canal óptico. Esta desvantagem pode ser contornada usando sub-bandas com formato de Nyquist, como reportado em (MIZUNO *et al.*, 2014; SHIBAHARA *et al.*, 2016) para reduzir o DMD em MCFs com núcleos multimodais. Em ambos os trabalhos as sub-bandas geradas foram multiplexadas e desmultiplexadas na frequência independentemente. Alternativamente, soluções de geração de sub-bandas de baixa complexidade, baseadas em bancos de filtros polifásicos, têm sido amplamente investigadas no contexto de sistemas de comunicação sem fio (FARHANG-BOROUJENY, 2011). Por exemplo, esta abordagem foi investigada na transmissão de siste-

mas ópticos PM convencional usando uma estrutura computacional eficiente com banco de filtros polifásicos, denominada *twice-underdecimated filter bank* (2x-Udeci-FB) (NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014b). Arquiteturas de bancos de filtros polifásicos também foram empregadas no contexto da equalização MIMO para MMFs em (NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014a), cuja arquitetura 2x-Udeci-FB foi adaptada para alcançar uma rápida convergência em sistemas OFDM em canais espaciais fracamente acoplados.

Em sistemas com alto espalhamento temporal do canal, a FDE é preferível à equalização no domínio do tempo (*time-domain equalization* – TDE). Entretanto, em sistemas com sub-bandas, nos quais o espalhamento temporal do canal reduz de acordo com o número de sub-bandas, a memória do canal se torna mais curta, e a TDE permanece como uma alternativa interessante. Portanto, neste trabalho, investiga-se uma arquitetura multisub-banda (*multisub-band* – MSB) com TDE, MSB-TDE, usando bancos de filtros polifásicos em SDM com sub-bandas geradas digitalmente (MALEKIHA *et al.*, 2015; NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014b). Para tanto, compara-se o desempenho entre o sistema de portadora única (*single-carrier* – SC) com FDE, SC-FDE, e a arquitetura MSB-TDE, na mesma taxa de bit e largura de banda, utilizando o método de simulação Monte-Carlo. Avaliam-se ambas arquiteturas sob um canal estático e um canal dinâmico, incluindo acoplamento modal, ruído aditivo e ruído de fase. Por fim, comparam-se as suas complexidades em termos de número de multiplicações complexas.

Este trabalho está estruturado da seguinte forma. O Capítulo 2 apresenta fundamentos do canal óptico. O Capítulo 3 apresenta os fundamentos gerais dos sistemas ópticos coerentes. O Capítulo 4 descreve os fundamentos do sistema MSB e análise de complexidade. O Capítulo 5 apresenta diversos cenários de simulações, assim como os resultados obtidos. Por fim, o Capítulo 6 conclui este trabalho.

2 FUNDAMENTOS DO CANAL ÓPTICO

As equações que descrevem o comportamento da propagação das ondas eletromagnéticas foram publicadas no clássico trabalho de J. C. Maxwell “*On Physical Lines of Force*”, em 1861 (MAXWELL, 1861). Maxwell foi o primeiro a mostrar que a luz é uma onda transversal, em que os campos magnético e elétrico são perpendiculares ao sentido de propagação. Ele apresentou 20 equações escalares para descrever a natureza das ondas eletromagnéticas. Posteriormente, Oliver Heaviside as reformulou em 4 equações diferenciais, que hoje são conhecidas na literatura como equações de Maxwell (HAMPSHIRE, 2018). Tais equações são apresentadas como (CHENG, 1989)

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho, \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0, \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J}. \quad (2.4)$$

Nas equações de Maxwell, a variável ρ (C/m^3) representa a densidade volumétrica de cargas livres, $\mathbf{J}$ (A/m^2) é a densidade superficial de corrente, $\mathbf{E}$ (V/m) e $\mathbf{H}$ (A/m) correspondem aos vetores de campo elétrico e magnético, e $\mathbf{D}$ (C/m^2) e $\mathbf{B}$ (Wb/m^2) são as densidades de fluxo elétrico e magnético, respectivamente. Nas fibras ópticas de sílica, supõe-se que o meio possui uma condutividade desprezível ($\mathbf{J} = 0$ na Equação 2.4) e não há cargas livres ($\rho = 0$ na Equação 2.1). Normalmente, de forma simplificada, as derivações das equações eletromagnéticas para fibra óptica de sílica supõem que o meio de propagação é localmente responsivo, isotrópico, linear, homogêneo e sem perdas (RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2002).

As relações entre os campos e as suas respectivas densidades de fluxo são dadas por meio das relações constitutivas (AGRAWAL, 2010)

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}, \quad (2.5)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{M}, \quad (2.6)$$

em que ϵ_0 e μ_0 são a permissividade e permeabilidade no vácuo, respectivamente, $\mathbf{P}$ é a polarização do campo elétrico, e $\mathbf{M}$ é a polarização do campo magnético. Como a sílica é um material não magnético, $\mathbf{M} = 0$ na Equação 2.6 (RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2002).

Devido à natureza da sílica, a relação entre $\mathbf{E}$ e $\mathbf{P}$ dá origem a dois efeitos importantes: a dispersão cromática e o efeito Kerr (AGRAWAL, 2010; AGRAWAL, 2007; RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2002). Considerando apenas a parte linear em um meio isotrópico, pode-se representar essa relação por meio da seguinte convolução (AGRAWAL, 2010)

$$\mathbf{P}(\mathbf{r}, t) = \epsilon_0 \int_{-\infty}^{+\infty} \chi(\mathbf{r}, t - t') \mathbf{E}(\mathbf{r}, t') dt', \quad (2.7)$$

em que χ é a susceptibilidade linear do meio e $\mathbf{r}$ é o vetor posição. Esta relação pode ser escrita no domínio da frequência aplicando a transformada de Fourier de uma convolução no tempo

$$\tilde{\mathbf{P}}(\mathbf{r}, \omega) = \epsilon_0 \tilde{\chi}(\mathbf{r}, \omega) \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{r}, \omega), \quad (2.8)$$

em que $\tilde{\mathbf{P}}$, $\tilde{\chi}$ e $\tilde{\mathbf{E}}$ são as transformadas de Fourier de $\mathbf{P}$, χ e $\mathbf{E}$, respectivamente. Utilizando as relações constitutivas e as duas equações rotacionais de Maxwell (Equações 2.3 e 2.4), é possível eliminar as densidades de fluxo e obter a seguinte relação (KEISER, 1991; AGRAWAL, 2007)

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = -\mu_0 \frac{\partial(\nabla \times \mathbf{H})}{\partial t} = -\left(\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}}{\partial t^2} \right), \quad (2.9)$$

em que c é a velocidade da luz no vácuo dada por $c = (\epsilon_0 \mu_0)^{-1/2}$.

É possível resolver a Equação 2.9 de forma mais fácil no domínio da frequência, utilizando a definição da transformada de Fourier de $\tilde{\mathbf{E}}$

$$\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{r}, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) e^{j\omega t} dt. \quad (2.10)$$

A transformada de Fourier da diferenciação de segunda ordem de $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$ em respeito a t resulta em $(-j\omega)^2 \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{r}, \omega)$. Cálculo similar pode ser feito para diferenciações em $\mathbf{P}$. Com base nessas propriedades e na Equação 2.8, pode-se representar a Equação 2.9, no domínio da frequência, como

$$\nabla \times (\nabla \times \tilde{\mathbf{E}}) = -\left(-\frac{\omega^2}{c^2} \tilde{\mathbf{E}} - \mu_0 \omega^2 \tilde{\mathbf{P}} \right) = \frac{\omega^2}{c^2} \tilde{\mathbf{E}} + \mu_0 \epsilon_0 \omega^2 \tilde{\chi} \tilde{\mathbf{E}} = (1 + \tilde{\chi}(\mathbf{r}, \omega)) \frac{\omega^2}{c^2} \tilde{\mathbf{E}}. \quad (2.11)$$

A constante dielétrica dependente da frequência pode ser escrita como (AGRAWAL, 2010)

$$(1 + \tilde{\chi}(\mathbf{r}, \omega)) = \left(n + \frac{j\alpha c}{2\omega} \right)^2, \quad (2.12)$$

em que n é o índice de refração do meio e α é o coeficiente de absorção. Em um meio sem perdas, o coeficiente de absorção é desprezado, logo, tem-se a seguinte relação entre n e χ

$$n(\omega)^2 = (1 + \chi(\mathbf{r}, \omega)). \quad (2.13)$$

Aplicando a Equação 2.13 na Equação 2.11, tem-se

$$\nabla \times (\nabla \times \tilde{\mathbf{E}}) = \frac{\omega^2}{c^2} n(\omega)^2 \tilde{\mathbf{E}}. \quad (2.14)$$

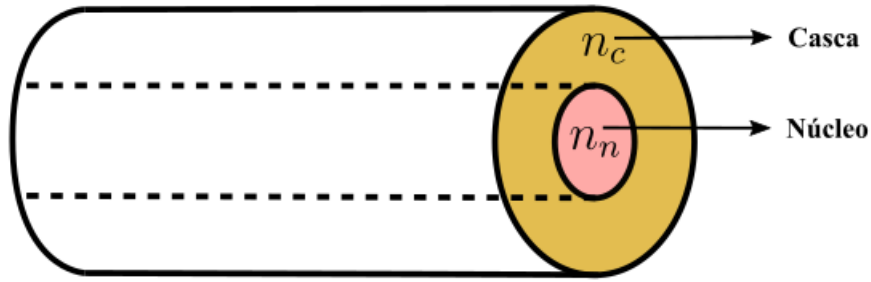


Figura 1 – Representação de uma fibra cilíndrica com perfil índice degrau, em que n_c e n_n são os índices de refração da casca e núcleo, respectivamente.

Fazendo-se uso da identidade

$$\nabla^2 \tilde{\mathbf{E}} + \nabla \times (\nabla \times \tilde{\mathbf{E}}) = \nabla(\nabla \cdot \tilde{\mathbf{E}}), \quad (2.15)$$

e sabendo-se que $\nabla \cdot \tilde{\mathbf{E}} = 0$ em um meio livre de cargas, pode-se chegar à equação de onda, dada por (AGRAWAL, 2010)

$$\nabla^2 \tilde{\mathbf{E}} + n(\omega)^2 \frac{\omega^2}{c^2} \tilde{\mathbf{E}} = 0. \quad (2.16)$$

A mesma Equação 2.16 pode ser obtida para $\tilde{\mathbf{H}}$ e, quando aplicada às condições de fronteira de uma fibra óptica, admite uma ou mais soluções, chamadas de modos. Para solucionar-las, usualmente, supõe-se um perfil índice degrau para fibras ópticas de estrutura cilíndrica, em que a região tubular central é chamada de núcleo, com índice de refração n_n , e a região externa ao redor do núcleo é chamada de casca, com índice de refração n_c . Tal estrutura geométrica é representada na Figura 1. Assim, é possível solucionar as seis componentes do campo de forma independente utilizando sistemas de coordenadas cilíndricas, $\tilde{E}_x(r, \phi, z)$, $\tilde{E}_y(r, \phi, z)$, $\tilde{E}_z(r, \phi, z)$, $\tilde{H}_x(r, \phi, z)$, $\tilde{H}_y(r, \phi, z)$ e $\tilde{H}_z(r, \phi, z)$, em que r é a componente radial, ϕ a componente azimutal e z é a componente longitudinal. Por meio do método de separação de variáveis, é possível expressar todas as componentes dos campos como produto de funções de suas coordenadas. Por exemplo, para o caso $\tilde{E}_x$ (AGRAWAL, 2010), tem-se

$$\tilde{E}_x(r, \phi, z) = R(r)\Phi(\phi)Z(z), \quad (2.17)$$

tal que a função da componente longitudinal possui solução da forma $Z = e^{j\beta z}$, em que β é a constante de propagação do modo.

Ao assumir aproximação de fraco guiamento modal, i.e., que a diferença entre os índices de refração da fibra de índice degrau é muito pequena, os modos tornam-se linearmente polarizados (*linearly polarized* – LP), e as intensidades das componentes de campo $\tilde{E}_z$ e $\tilde{H}_z$ são insignificantes comparadas às suas respectivas componentes transversais (BOTTACCHI, 2006). Com essa aproximação LP, na seção transversal do campo o sinal pode ser linearmente polarizado na direção x , quando $\tilde{E}_y = 0$, ou na direção y , para $\tilde{E}_x = 0$. Assim, para o caso $\tilde{E}_x = 0$,

$\tilde{E}_y(r, \phi)$ pode ser aproximada pela seguinte equação (GLOGE, 1971; MELLO; BARBOSA, 2020),

$$\tilde{E}_y(r, \phi) = E_l \left[\frac{J_l(ur/a)/J_l(u)}{K_l(wr/a)/K_l(w)} \right] \cos(l\phi), \quad (2.18)$$

em que J_l é a função de Bessel de primeiro tipo, K_l é a função Bessel modificada de segundo tipo, l é o número de oscilações na direção azimutal, a é o raio do núcleo da fibra, e E_l é intensidade do campo elétrico na interface entre o núcleo e a casca da fibra. A expressão superior refere-se ao núcleo ($r < a$), e a inferior à casca ($r > a$). Os parâmetros u e w são constante dadas por

$$u = a\sqrt{(k_0 n_n)^2 - \beta^2}, \quad (2.19)$$

$$w = a\sqrt{\beta^2 - (k_0 n_c)^2}, \quad (2.20)$$

em que $k_0 = 2\pi/\lambda$ é o número de onda no espaço livre, e λ é o comprimento de onda no vácuo. Vale ressaltar que a Equação 2.18 também suporta outra solução, substituindo o termo $\cos(l\phi)$ por $\sin(l\phi)$ (MELLO; BARBOSA, 2020).

Com base nas constantes u e w é possível obter a frequência normalizada dos modos, definida como (GLOGE, 1971)

$$v = \sqrt{u^2 + w^2} = ak\sqrt{(n_n^2 - n_c^2)}. \quad (2.21)$$

Para encontrar a constante de propagação β de cada modo, aplica-se a condição de contorno nas componentes tangenciais à interface sob a condição de guiamento fraco, e obtém-se a seguinte aproximação para os modos LP (GLOGE, 1971),

$$u \frac{J_{l-1}(u)}{J_l(u)} = -w \frac{K_{l-1}(w)}{K_l(w)}. \quad (2.22)$$

Observa-se que a Equação 2.22 possui diversas soluções para um dada frequência normalizada. Essas soluções são os modos propagantes LP_{lm} , em que l é o número de oscilações na direção azimutal, e m é o índice da solução. Configurando $w = 0$ na Equação 2.22 e, conseqüentemente, $u = v$, obtêm-se as frequências de corte dos modos u_c^{lm} , por meio das soluções de $J_{l-1}(u) = 0$. A frequência de corte é a frequência mínima para que um modo possa se propagar no meio.

A Figura 2 apresenta as funções de Bessel para $l=0,1,2$ e 3 . Para um dado l existem várias soluções, i.e, frequências de corte, indexadas por m . Para o modo fundamental LP_{01} , que consiste na primeira solução ($m = 1$) com nenhuma oscilação azimutal ($l = 0$), não existe frequência corte. Ou seja, o modo fundamental se propaga em qualquer frequência normalizada. O segundo modo propagante LP_{11} , que consiste na primeira solução ($m = 1$) com apenas uma oscilação na direção azimutal ($l = 1$), possui uma frequência de corte igual $u_c^{11} = 2,405$. Logo, a condição para uma fibra suportar apenas um modo (condição monomodo) é $v < 2,405$. Para $v > 2,405$, outros modos são suportados, e a fibra é considerado multimodo.

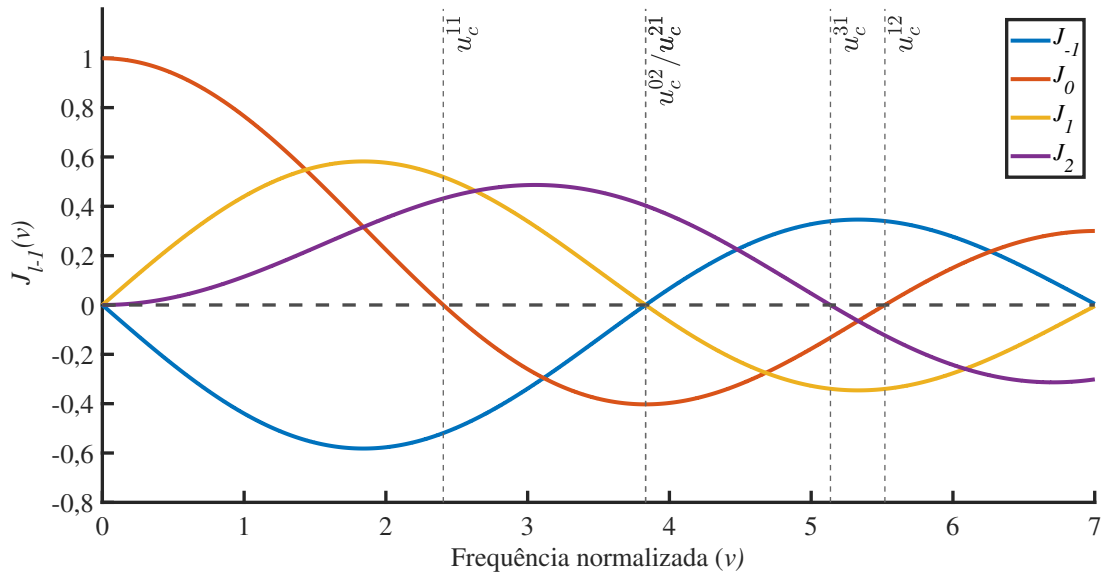


Figura 2 – Funções para encontrar a frequência de corte, u_c , para $l=0,1,2$ e 3 .

Com objetivo de visualizar os modos propagantes da fibra sobre a aproximação de guiamento fraco, introduz-se a constante de propagação normalizada b , em função de v (GLOGE, 1971),

$$b(v) = 1 - \frac{u^2}{v^2}, \quad (2.23)$$

em que $u(v)$ é dado para todos os modos, exceto LP_{01} , pela seguinte aproximação,

$$u(v) = u_c e^{[\arcsen(s/u_c) - \arcsen(s/v)]/s}, \quad (2.24)$$

em que $s = \sqrt{u_c^2 - l^2} - 1$. Para o modo fundamental LP_{01} , u pode ser aproximado por (GLOGE, 1971),

$$u(v) = \frac{v(1 + \sqrt{2})}{1 + (4 + v^4)^{\frac{1}{4}}}. \quad (2.25)$$

Vale ressaltar que para diferença pequena entre os índices de refração da casca e do núcleo, a constante de propagação normalizada pode ser aproximada pela seguinte expressão em função da constante de propagação (GLOGE, 1971),

$$b \approx \frac{\beta/k_0 - n_c}{n_n - n_c}. \quad (2.26)$$

A Figura 3 apresenta o mapa modal de uma fibra de índice degrau para modos LPs de acordo com a Equação 2.23. As frequências de corte utilizadas foram obtidas a partir da Figura 2. Observa-se que, na condição monomodo ($v < 2,405$), há apenas um modo propagante, o LP_{01} . Para valores acima da condição monomodo, outros modos propagantes começam a surgir, por exemplo, para $v = 3$, os modos suportados são LP_{01} e LP_{11} . A região $3,83 < v < 5,14$ suporta os modos LP_{01} , LP_{11} , LP_{21} e LP_{02} . Nessas condições, apesar de o mapa modal apresentar quatro modos propagantes, na verdade há seis modos, pois os modos LP_{11} e LP_{21} possuem dois

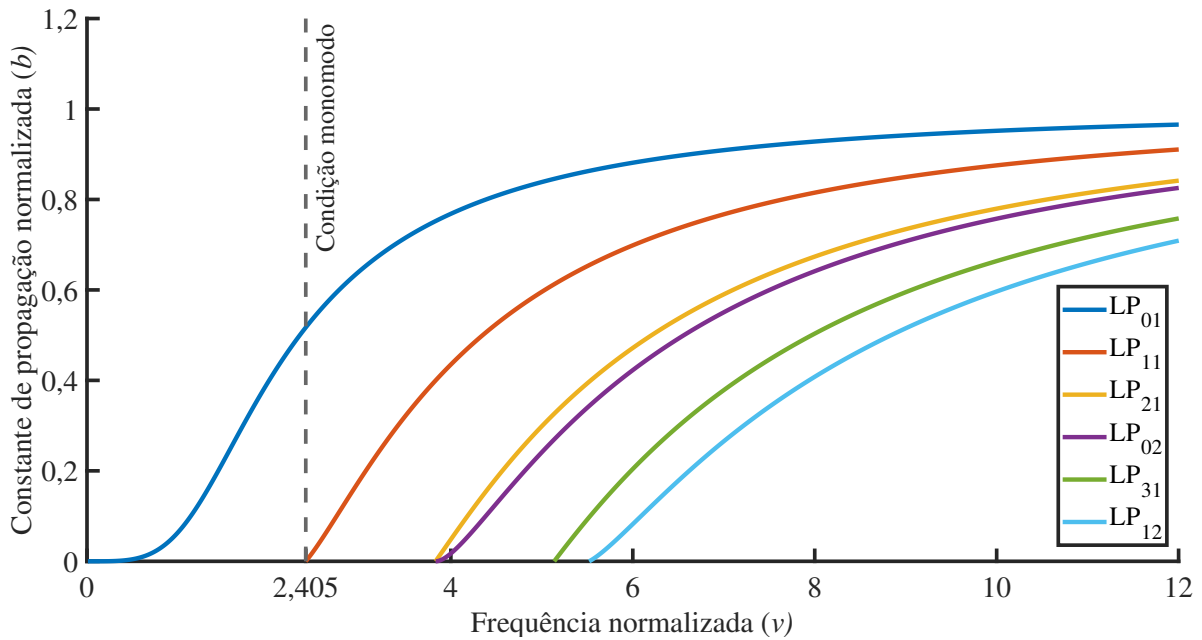


Figura 3 – Mapa modal dos modos linearmente polarizados (LP_{01} , LP_{11} , LP_{21} , LP_{02} , LP_{31} e LP_{12}) de uma fibra com índice degrau.

modos degenerados cada, i.e., modos que possuem a mesma constante de propagação, LP_{11a} , LP_{11b} , LP_{21a} e LP_{21b} , respectivamente. Os modos degenerados também são modos ortogonais provenientes das oscilações azimutais (os termos cossenos e senos) da Equação 2.18.

A Figura 4 apresenta a intensidade do perfil do campo modal em uma área transversal ao eixo longitudinal da fibra de índice degrau com base na Equação 2.18, para os quatros primeiros modos apresentados na Figura 3, incluindo os modos degenerados. O modo fundamental, LP_{01} , não apresenta nenhuma oscilação no eixo azimutal ($l = 0$), possuindo um perfil em formato circular dentro do núcleo, e à medida que se desloca em direção à casca, a intensidade do campo se desvanece. Os modos degenerados, LP_{11a} e LP_{11b} , possuem uma intensidade de perfil de campo com apenas uma oscilação azimutal ($l = 1$), e sua intensidade também desvanece em direção à casca. Esses dois perfis modais degenerados se diferem apenas de uma rotação de 90° , assim como os perfis modais de LP_{21a} e LP_{21b} , que possuem duas oscilações azimutais. O último perfil modal, LP_{02} , não possui oscilações azimutais, logo, apresenta um formato circular.

Por motivo de simplicidade de análise, apresentaram-se estudos modais para uma fibra com índice degrau. Contudo, nesta tese, os parâmetros físicos da fibra adotado levam em consideração uma fibra de perfil gradual com trincheira na casca. O perfil refrativo é ilustrado

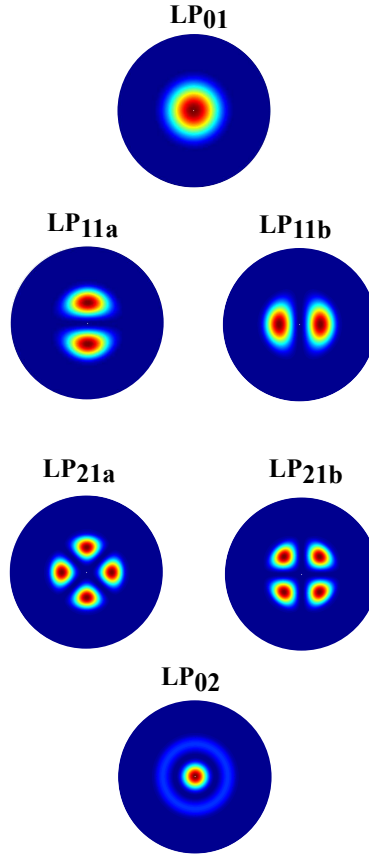


Figura 4 – Intensidade do perfil do campo modal para os modos LP_{01} , LP_{11} , LP_{11a} , LP_{21a} , LP_{21b} e LP_{02} , considerando uma fibra com índice degrau. Os campos modais foram obtidos de acordo com a Equação 2.18 para os seguintes parâmetros, $n_n = 1,47$, $n_c = 1,46$, $a = 12 \mu\text{m}$ e $\lambda = 1550 \text{ nm}$.

na Figura 5, e é descrito analiticamente como (FERREIRA *et al.*, 2014),

$$n(r) = \begin{cases} n(0)[1 - \Delta n_{co}(r/a_1)^k], & |r| < a_1 \\ n_c, & a_1 \leq |r| < a_1 + a_2 \\ n_c/(1 - \Delta n_{tr}), & a_1 + a_2 \leq |r| < a_1 + a_2 + a_3 \\ n_c, & |r| \geq a_1 + a_2 + a_3 \end{cases} \quad (2.27)$$

em que a_1 é o raio do núcleo, a_2 distância radial entre o núcleo e o começo da trincheira, a_3 é a largura da trincheira, Δn_{co} e Δn_{tr} são as diferenças relativas do índice de refração no centro do núcleo e da trincheira, respectivamente, $n(0)$ é o índice refrativo em $r = 0$ e k é um parâmetro do perfil. Para um raio $a_1 = 12,82 \mu\text{m}$, otimizaram-se os parâmetros da fibra de modo a maximizar o atraso de modo diferencial de acordo com o algoritmo apresentado em (FERREIRA *et al.*, 2014), e obtiveram-se os seguintes resultados $k = 1,96$, $\Delta n_{co} = 4,5 \times 10^{-3}$, $\Delta n_{tr} = -1,9 \times 10^{-3}$, $a_2 = 0,75 \mu\text{m}$ e $a_3 = 15 \mu\text{m}$. Os resultados das otimizações foram disponibilizados pela parceria com a Universidade Aston, Inglaterra.

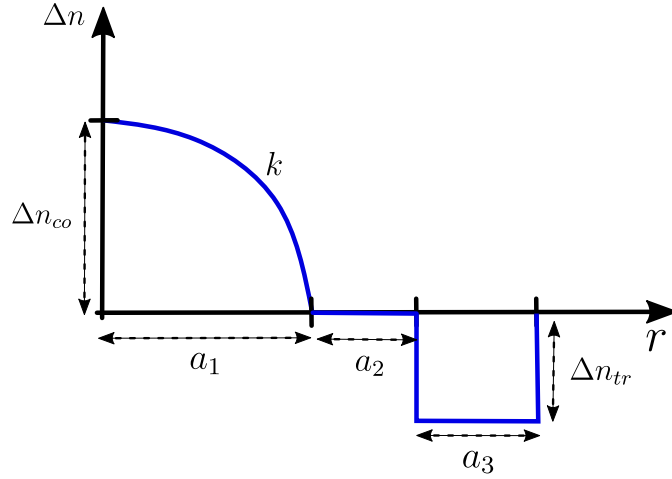


Figura 5 – Representação gráfica de uma fibra de perfil refrativo gradual com trincheira localizada na casca. Figura baseada em (FERREIRA *et al.*, 2014).

2.1 Efeitos lineares na fibra óptica

2.1.1 Dispersão modal e de modo de polarização

Cada modo espacial presente na fibra se propaga de acordo com sua constante de propagação $\beta_m(\omega)$. Embora não se tenha uma fórmula analítica exata para esta constante, costuma-se expandi-la em série de Taylor em torno da frequência da portadora ω_c (AGRAWAL, 2010; AGRAWAL, 2007)

$$\beta_m(\omega) = \beta_m^{(0)} + (\omega - \omega_c)\beta_m^{(1)} + \frac{1}{2}(\omega - \omega_c)^2\beta_m^{(2)} + \dots, \quad (2.28)$$

em que $\beta_m^{(0)} \equiv \beta_m(\omega_c)$ e

$$\beta_m^{(i)}(\omega) = \left(\frac{d^i \beta_m(\omega)}{d\omega^i} \right) \Big|_{\omega=\omega_c}. \quad (2.29)$$

A velocidade de grupo modal é dada pelo inverso de $\beta_m^{(1)}$ (BOTTACCHI, 2006)

$$vg_m = \frac{1}{\beta_m^{(1)}}. \quad (2.30)$$

Já o MGD por unidade de comprimento do modo m é dado pelo inverso da sua velocidade de grupo modal

$$\tau_m = \frac{1}{vg_m}. \quad (2.31)$$

Em um sistema sem acoplamento modal, o DMD entre os modos m e p é definido como a diferença entre os atrasos de grupos modais

$$\text{DMD}_{m,p} = \tau_m - \tau_p. \quad (2.32)$$

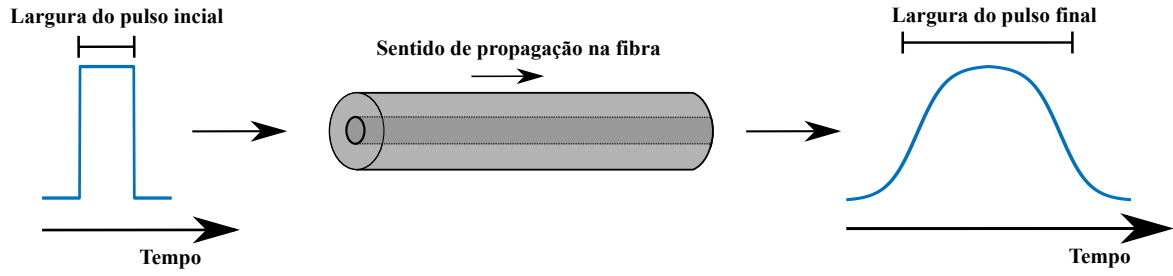


Figura 6 – Alargamento do pulso óptico devido à dispersão modal.

É comum definir o DMD do sistema como o DMD calculado em relação ao modo mais rápido e o modo mais lento, de modo que

$$\text{DMD} = \max_{m,p}(\text{DMD}_{m,p}). \quad (2.33)$$

A dispersão modal é uma das responsáveis pelo alargamento dos pulsos ópticos, pois os sinais transmitidos excitam diferentes modos, e portanto a informação viaja de acordo com diferentes velocidades de grupo pela fibra, dispersando o sinal. O efeito da dispersão modal é ilustrado na Figura 6, em que se lança um pulso retangular no início da fibra que, após se propagar, é alargado, aumentando assim o espalhamento temporal do canal. Vale ressaltar que esse efeito da dispersão modal não existe nas SMFs por possuírem apenas um modo propagante. Entretanto, nas MMFs esse efeito é muito importante, pois impacta diretamente na complexidade dos equalizadores dinâmicos, utilizados para recuperar o sinal.

Cada modo espacial propagante na fibra pode ser decomposto em dois modos de polarização ortogonais. Esses modos ortogonais são degenerados, ou seja, possuem a mesma velocidade de propagação em uma fibra ideal. Contudo, devido ao processo de fabricação, o formato do núcleo não é perfeitamente cilíndrico, e varia ao longo da propagação, contribuindo para uma mudança nos índices de refração observados pelos modos de propagação, tornando a fibra birrefringente (AGRAWAL, 2010). A birrefringência aleatória na fibra combinada a rotações aleatórias no estado de polarização do sinal criam um efeito aleatório e variante no tempo. A birrefringência tem como resultado a perda da degeneração dos modos ortogonais, de forma que um eixo de polarização se torna mais rápido do que o outro e, consequentemente, alarga o pulso óptico no final do enlace de transmissão. Esse fenômeno é conhecido como dispersão dos modos de polarização (*polarization modal dispersion* – PMD) (RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2002). Em SMFs, a PMD pode ser expressa pelo atraso de grupo diferencial (*differential group delay* – DGD) por unidade de comprimento, definido como (AGRAWAL, 2010)

$$\text{DGD}_m = \tau_{m,1} - \tau_{m,2}, \quad (2.34)$$

em que $\tau_{m,1}$ e $\tau_{m,2}$ são os atrasos de grupo por unidade de comprimento dos modos de polarização mais rápido e mais lento do m -ésimo modo.

Apesar de a PMD ser significativa em sistemas com SMFs, ela é desprezível em sistemas com MMFs, já que os atrasos de grupo entre modos são significativamente maiores que

os atrasos de grupo entre polarizações de um mesmo modo. De fato, enquanto filtros equalizadores de PMD requerem tipicamente uma dezena de coeficientes, filtros de equalização da MD podem requerer centenas de coeficientes.

2.1.2 Dispersão cromática

A dispersão cromática é um fenômeno no qual diferentes componentes espectrais do pulso óptico se propagam com diferentes velocidades de grupo, chegando em tempos distintos no final do enlace de transmissão (RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2002). Isso acontece devido à dependência do índice de refração com a frequência do sinal, como mostrado pela Equação 2.13. Tipicamente, quantifica-se a dispersão cromática de um certo modo m por seu parâmetro D_m , expresso em unidades de ps/(nm · km) (AGRAWAL, 2010), dado por

$$D_m = -\frac{2\pi c\beta_m^{(2)}}{\lambda^2}, \quad (2.35)$$

em que $\beta_m^{(2)}$ é o parâmetro de dispersão de velocidade de grupo modal definido na Equação 2.29. Atualmente, com advento da transmissão óptica com detecção coerente, a CD não é mais considerada como limitante do sistema, podendo ser totalmente compensada no receptor utilizando filtros equalizadores estáticos, como será descrito na Seção 3.6.1.

2.2 Ruído de fase

O ruído de fase dos lasers semicondutores usados em sistemas coerentes possui uma densidade espectral de potência Lorentziana com uma certa largura de linha, de modo que é possível modelar o ruído como um processo discreto de Wiener, dado por (MUNIER *et al.*, 2003; YANKOV *et al.*, 2015)

$$\Psi[n] = \Psi[n-1] + \Lambda[n], \quad (2.36)$$

no qual a diferença de fase entre símbolos adjacentes é um processo de ruído gaussiano branco, $\Lambda[n]$, com variância $\sigma_\theta^2 = 2\pi\Delta\nu T_s$, em que T_s é o período de símbolo e $\Delta\nu$ é a soma das larguras de linha do laser do transmissor e do receptor. Note que, neste trabalho, considera-se que a largura de linha dos lasers transmissor e receptor são iguais a L_w , logo $\Delta\nu = 2L_w$. A Figura 7 mostra a realização de um processo de ruído de fase para diferentes valores de produto entre a largura de linha do laser e o período de símbolo, $\Delta\nu T_s$. Observa-se que para valores de produto pequenos, por exemplo $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-6}$, a variação do desvio de fase é lenta. Porém, para valores maiores, como no caso de $\Delta\nu T_s = 1 \times 10^{-4}$, os desvios de fase inseridos pelo laser apresentam uma variação mais rápida. Logo, a natureza da intensidade do ruído de fase está relacionada diretamente com os valores de T_s e $\Delta\nu$. Por esse motivo, projetar um sistema óptico com um período de símbolo curto, ou uma largura espectral do laser estreita, ajuda a reduzir o impacto desse ruído no sistema.

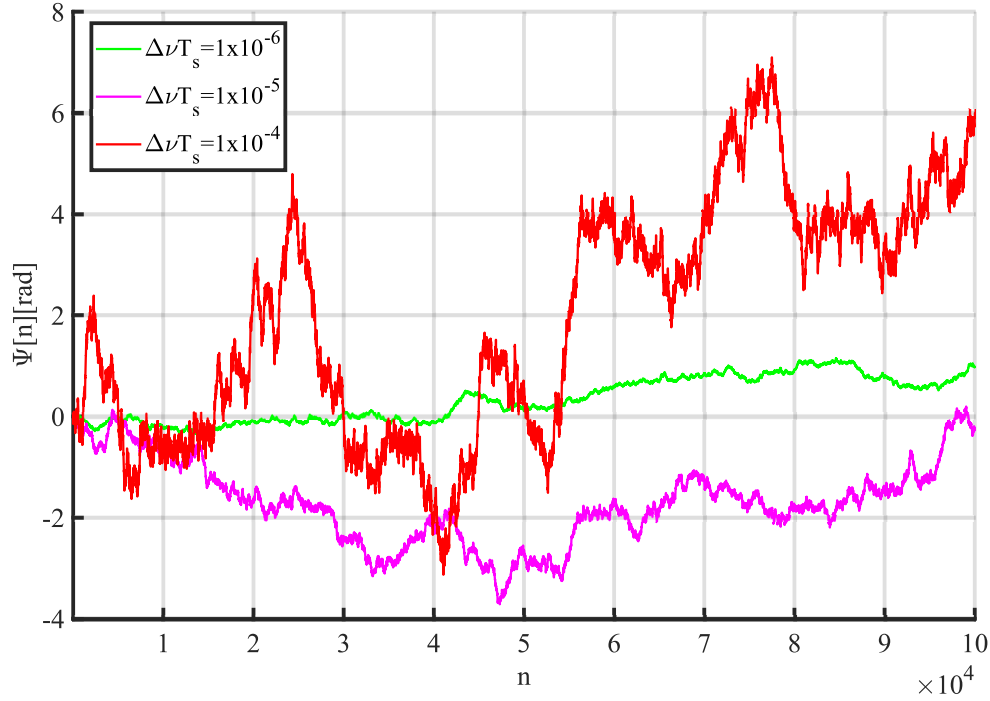


Figura 7 – Realização do processo de ruído de fase para diferentes valores do produto largura de linha do laser e o período de símbolo ($\Delta\nu T_s$).

2.3 Modelo de canal para fibras com poucos modos

Esta seção descreve o modelo de canal linear utilizado no desenvolvimento desta tese, de modo a permitir a simulação do acoplamento modal (diafonia), MD e dispersão cromática em fibras de poucos modos.

O modelo de canal adotado nesta tese (FERREIRA *et al.*, 2017; FERREIRA *et al.*, 2012b; FERREIRA *et al.*, 2012a) utiliza um sistema de equações lineares semianalíticas para solucionar as equações dos modos acoplados, em vez de métodos numéricos, como o Runge-Kutta. Primeiramente, realiza-se o acoplamento linear dos $N_m/2$ modos espaciais independentes, desconsiderando-se os respectivos modos de polarização ortogonais. Depois, insere-se a diafonia (*crosstalk* – XT) entre os modos de polarização e a PMD, que é modelada usando a abordagem tipicamente empregada para SMFs. Esta abordagem divide a fibra em várias seções, e cada seção corresponde a um trecho de fibra birrefringente (AGRAWAL, 2010). O acoplamento entre os modos ocorre devido às variações aleatórias no formato do núcleo ao longo da propagação na fibra, causadas por imperfeições presentes no guia de onda (AGRAWAL, 2010; MARCUSE, 1974).

A Figura 8a ilustra o limiar geométrico entre a casca e o núcleo de uma fibra ideal. Observa-se que não existe nenhuma flutuação entre os limiares dos dois meios ao longo do eixo de propagação z . Logo, caso um sinal se propagasse nesse cenário ideal, não haveria o efeito de acoplamento modal durante a propagação do sinal óptico. Entretanto, em cenários práticos, perturbações contínuas são presentes na fibra ao longo da direção de propagação, conforme

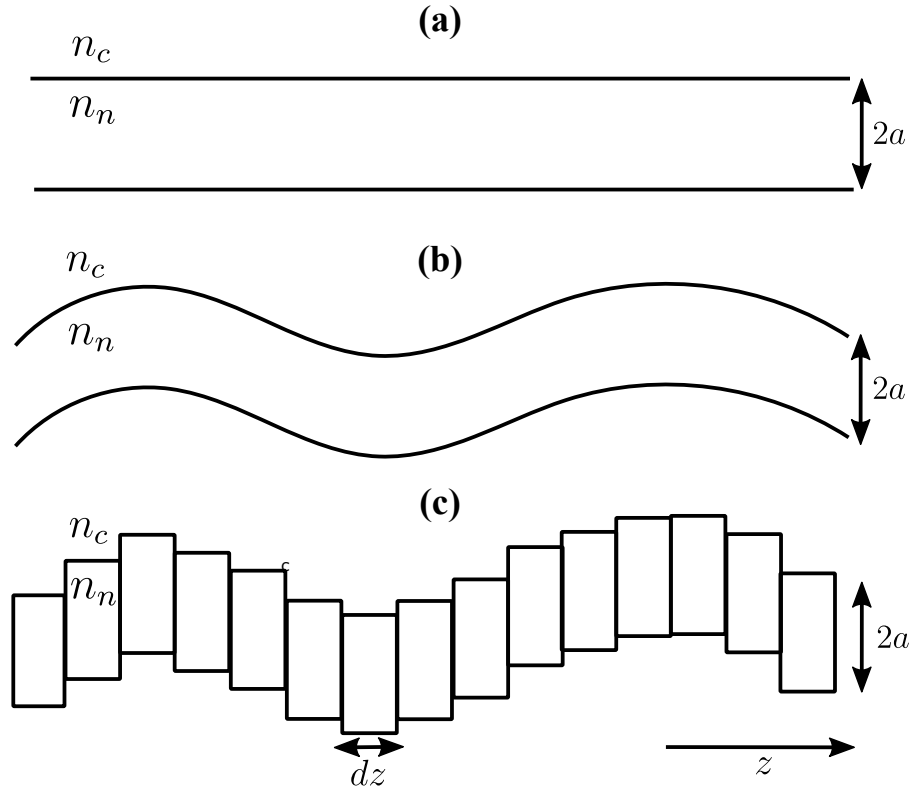


Figura 8 – Estrutura geométrica da interface entre a casca e o núcleo de uma fibra óptica. (a) Contorno de uma fibra ideal. (b) Contorno de uma fibra com uma perturbação contínua. (c) Contornos adotados pelo modelo do canal com perturbações discretas. Figura baseada em (FERREIRA *et al.*, 2017).

ilustrado na Figura 8b. Essas distorções são representadas por deslocamentos da posição central do núcleo, alterando o índice de refração efetivo e, consequentemente, a velocidade de grupo de sinais propagantes nos diferentes modos.

Modelar canais ópticos com perturbações de variação contínua, por meio de métodos numéricos, como o Runge-Kutta, torna-se impraticável para enlaces de transmissão de longa distância (FERREIRA *et al.*, 2017). O modelo aqui adotado divide a fibra em múltiplas seções de comprimento dz e, dentro de cada seção, a perturbação inserida é constante. Essa discretização nas imperfeições dos limiares entre o núcleo e a casca é visualizada na Figura 8c. Tais imperfeições são modeladas como flutuações aleatórias da posição central do núcleo, dadas por (FERREIRA *et al.*, 2012b)

$$\varepsilon(x, y, z) = \varepsilon_i(x + dx(z), y + dy(z), z), \quad (2.37)$$

em que ε é a permissividade perturbativa, ε_i é a permissividade relativa ideal, sendo dx e dy os deslocamentos aleatórios das coordenadas da abscissa e ordenada, respectivamente. As equações semianalíticas são obtidas por meio das equações dos modos acoplados, dadas por (FERREIRA, 2014; FERREIRA *et al.*, 2012a)

$$\frac{\partial \tilde{U}_m(\omega, z)}{\partial z} = -j[\beta_m(\omega) - \beta_m^{(0)}]\tilde{U}_m(\omega, z) - j \sum_{p \neq m} C_{m,p} \tilde{U}_p(\omega, z) e^{j\Delta\beta_{m,p}z}, \quad (2.38)$$

em que j representa a unidade imaginária, $\tilde{U}_m(\omega, z)$ é a transformada de Fourier da envoltória com variação lenta do campo do m -ésimo modo, z é a componente longitudinal e $\Delta\beta_{m,p} = \beta_m^{(0)} - \beta_p^{(0)}$ é o descasamento de fase entre os modos m e p , com $\beta_i^{(l)}$ representando o coeficiente de ordem l da expansão em série de Taylor de $\beta(\omega)$ do i -ésimo modo. Em uma dada seção, o coeficiente de acoplamento entre modos m e p , $C_{m,p}$, é dado por (FERREIRA, 2014; FERREIRA *et al.*, 2017),

$$C_{m,p} = \frac{\omega_c}{4} \int \int [\mathcal{E}(x, y) - \mathcal{E}_i(x, y)] V_m^*(x, y) \cdot V_p(x, y) dx dy, \quad (2.39)$$

em que V_i é a distribuição do campo elétrico do modo i . Observa-se que o coeficiente de acoplamento não varia em relação ao eixo z , pois para uma dada seção, a perturbação inserida é constante.

A intensidade do acoplamento modal está diretamente relacionada com $\Delta\beta_{m,p}$ e $C_{m,p}$. Uma forma interessante de verificar esta relação é por meio da avaliação da equação analítica para fibras com dois modos, em que se desconsideram as polarizações ortogonais (FERREIRA, 2014; FERREIRA *et al.*, 2012b; YARIV; YEH, 2007),

$$U_1(z) = e^{j(\Delta\beta_{1,2}/2)z} \left[\left(\cos(\xi z) - j \frac{\Delta\beta_{1,2} \sin(\xi z)}{2\xi} \right) U_1(0) - j\kappa \frac{\sin(\xi z)}{\xi} U_2(0) \right], \quad (2.40)$$

$$U_2(z) = e^{-j(\Delta\beta_{1,2}/2)z} \left[-j\kappa^* \frac{\sin(\xi z)}{\xi} U_1(0) + \left(\cos(\xi z) + j \frac{\Delta\beta_{1,2} \sin(\xi z)}{2\xi} \right) U_2(0) \right], \quad (2.41)$$

em que $\kappa = C_{1,2} = C_{2,1}^*$ e $\xi = \sqrt{(\kappa\kappa^* + (\Delta\beta_{1,2}/2)^2)}$. Apresentam-se na Figura 9 as curvas de potência modal normalizadas de cada modo ($|U_i|^2$) em função do comprimento da fibra, simuladas por meio das Equações 2.40 e 2.41. Utilizaram-se diferentes valores de descasamento de fase $\Delta\beta_{1,2} = (0; 2\kappa; 4\kappa; 16\kappa)$, para um mesmo coeficiente de acoplamento $\kappa = \pi$, sujeitos às condições iniciais $U_1(0) = 1$ e $U_2(0) = 0$.

Pode-se observar na Figura 9 que, quanto menor valor de $\Delta\beta_{1,2}$, maior a transferência de potência entre modos. No caso $\Delta\beta_{1,2} = 0$, ilustrado pela Figura 9a, a transferência é total. Tal fato explica o porquê de os modos degenerados possuírem fortes acoplamentos modais entre si. Por outro lado, ao aumentar o descasamento de fase, verifica-se que a transferência de potência tende a diminuir, de modo que a intensidade de acoplamento entre modos se torna insignificante, como visto na Figura 9d. O cálculo da solução analítica da Equação 2.38 para fibras com dois modos resulta em equações simples, mas para fibras com mais modos esse processo não é trivial. Por isso a necessidade de modelos que possam calcular as equações de acoplamento de forma mais simples.

Dando prosseguimento à explicação do modelo adotado, supõe-se que o comprimento da seção é muito pequeno comparado ao comprimento de dispersão e de *walk-off*, tal que os efeitos da dispersão e do acoplamento modal possam ser calculados separadamente (FERREIRA *et al.*, 2017). Logo, o termo relacionado à dispersão na Equação 2.38 é desconsiderado, e aplica-se a transformada de Fourier na dimensão z , com objetivo de evitar exponencias

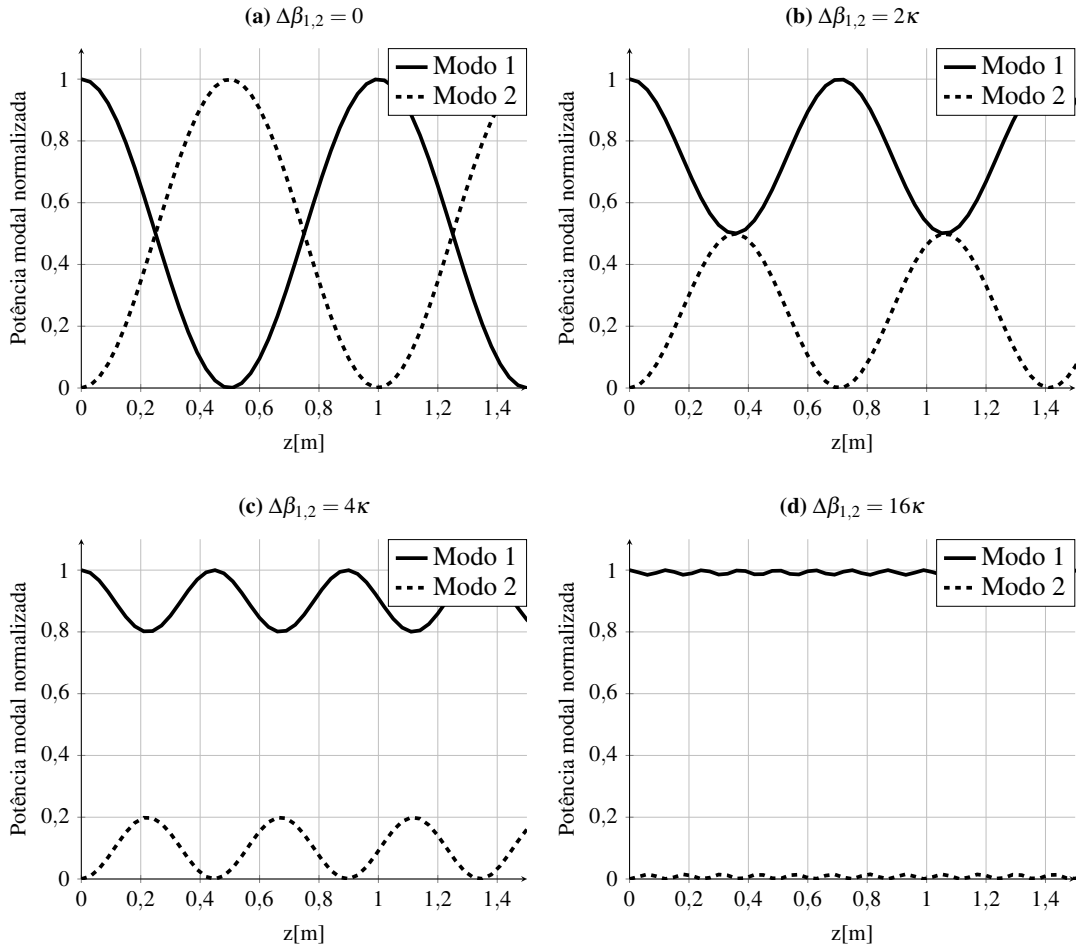


Figura 9 – Curvas das potências modais por comprimento da seção da fibra com $\kappa = \pi$. (a) $\Delta\beta_{1,2} = 0$. (b) $\Delta\beta_{1,2} = 2\kappa$. (c) $\Delta\beta_{1,2} = 4\kappa$. (d) $\Delta\beta_{1,2} = 16\kappa$. A linha contínua refere-se ao modo 1, e a tracejada ao modo 2.

complexas. Tomando por base as propriedades da diferenciação e deslocamento na frequência, tem-se (FERREIRA, 2014),

$$j\omega_z \tilde{U}_m = -j \sum_{p \neq m} C_{m,p} \tilde{U}_p(\omega_z - \Delta\beta_{m,p}), \quad (2.42)$$

em que ω_z representa a frequência espacial. Usa-se o método de substituição e, eliminando-se $\tilde{U}_p$, obtém-se (FERREIRA *et al.*, 2012b),

$$\tilde{U}_m(\omega_z) [u_{m,(N_m-2)}(j\omega_z)^{N_m-2} + u_{m,(N_m-3)}(j\omega_z)^{N_m-3} + \dots + u_{m,0}(j\omega_z)^0] = 0 \quad (2.43)$$

em que $u_{m,i}$ é uma função de $\Delta\beta_{m,p}$ e $C_{m,p}$, com $0 \leq i \leq N_m - 2$. Aplica-se a transformada de Fourier inversa na equação anterior. Com base na propriedade dual da diferenciação na frequência, tem-se o seguinte sistema de equações diferenciais ordinárias (EDOs) de ordem $N_m - 2$,

$$u_{m,(N_m-2)} \frac{d^{N_m-2} U_m(z)}{dz^{N_m-2}} + u_{m,(N_m-3)} \frac{d^{N_m-3} U_m(z)}{dz^{N_m-3}} + \dots + u_{m,0} \frac{d^0 U_m(z)}{dz^0} = 0. \quad (2.44)$$

Essas EDOs podem ser encontradas por meio de combinações de exponenciais, de acordo com método do polinômio característico dadas por (FERREIRA *et al.*, 2017)

$$U_m(z) = o_{m,1}e^{\gamma_{m,1}z} + o_{m,2}e^{\gamma_{m,2}z} + \dots + o_{m,(N_m-2)}e^{\gamma_{m,(N_m-2)}z}, \quad (2.45)$$

em que $o_{m,i}$ são constantes a serem determinadas pelas condições iniciais (em $z = 0$), obtidas por meio da diferenciação das Equações 2.38 e 2.45, e $\gamma_{m,i}$ são as raízes do polinômio característico da Equação 2.44. Com isso, pode-se montar o seguinte sistema de equações lineares (FERREIRA, 2014; FERREIRA *et al.*, 2012b),

$$\begin{bmatrix} \gamma_{m,1} & \cdots & \gamma_{m,N_m-2} \\ \gamma_{m,1}^2 & \cdots & \gamma_{m,N_m-2}^2 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \gamma_{m,1}^{N_m-2} & \cdots & \gamma_{m,N_m-2}^{N_m-2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} o_{m,1} \\ o_{m,2} \\ \vdots \\ o_{m,N_m-2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_z^0 U_m|_{z=0} \\ d_z^1 U_m|_{z=0} \\ \vdots \\ d_z^{N_m-3} U_m|_{z=0} \end{bmatrix}, \quad (2.46)$$

em que $o_{m,i}$ são as soluções do sistema e $d_z^i U_m|_{z=0} = (d^i U_m / dz^i)|_{z=0}$.

Logo, a Equação 2.46 substitui o sistema de equações diferenciais dos modos acoplados, dado pela Equação 2.38, por um conjunto de equações lineares, o que simplifica a solução do problema. Utilizou-se o programa Matlab para gerar as equações $u_{m,i}$ e $d_z^i U_m|_{z=0}$ em função de $\Delta\beta_{m,p}$ e $C_{m,p}$. Tais equações são armazenadas em um arquivo de texto, de modo a ser possível resolvê-las em qualquer linguagem de programação. Utilizou-se a linguagem de programação C para solucionar as raízes dos polinômios da Equação 2.43 e solucionar os sistemas de equações lineares apresentadas na Equação 2.46, conforme descrito em (FERREIRA *et al.*, 2017). Apresentaram-se em (FERREIRA *et al.*, 2017) os valores já calculados de $u_{m,i}$ e $d_z^i U_m|_{z=0}$ para uma fibra com três modos espaciais. Além disso, os autores do modelo disponibilizaram ao público *scripts* em Matlab para a geração das equações analíticas ($u_{m,i}$ e $d_z^i U_m|_{z=0}$) para seis modos, assim como os códigos na linguagem C para as suas respectivas soluções, que foram utilizados nesta tese (ASTON UNIVERSITY, 2017).

A diafonia modal é quantificada como (FERREIRA *et al.*, 2015; FERREIRA *et al.*, 2017),

$$XT_m = \sum_{p \neq m} \frac{P_p}{P_m}, \quad (2.47)$$

em que P_p é a potência do p -ésimo modo espacial, depois de um dado seguimento de teste, quando somente o m -ésimo é excitado. Na quantização, considera-se apenas a diafonia do modo que presenciou a maior força de acoplamento. Observa-se que quando a potência do modo excitado é igual à soma das potência dos outros modos ($XT = 0$ dB), significa que metade da potência do modo excitado foi transferida para os outros modos. Por outro lado, $XT = -\infty$ dB significa que não há acoplamento modal, isto é, não existe transferência de potência entre os modos espaciais.

A Figura 10 apresenta a diafonia média em função de eventos de deslocamento radial normalizado pelo raio do núcleo da fibra para os seis modos espaciais utilizados nesta tese,

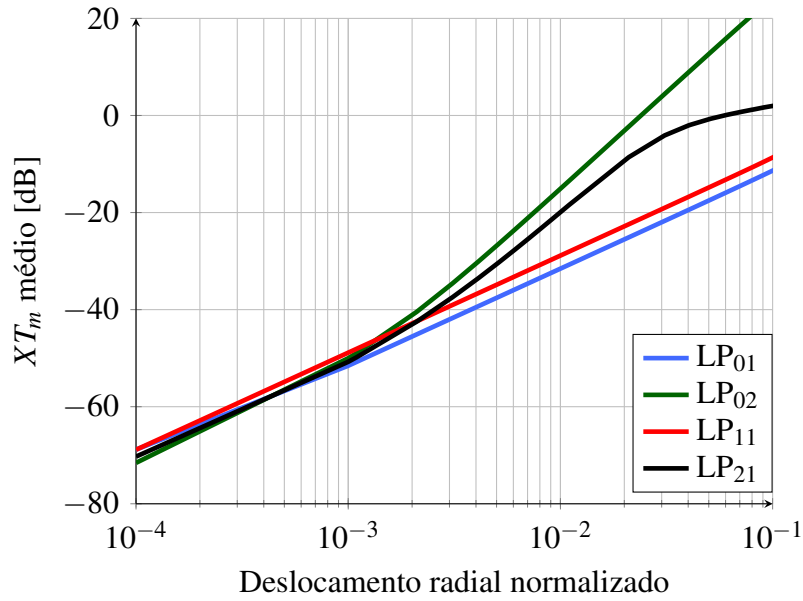


Figura 10 – Diafonia considerando a média dos deslocamentos azimutais, em função do deslocamento radial normalizado pelo raio da fibra. Estas curvas foram geradas por meio dos códigos fonte disponibilizados em (ASTON UNIVERSITY, 2017), para reprodução da Figura 5 do artigo (FERREIRA *et al.*, 2017).

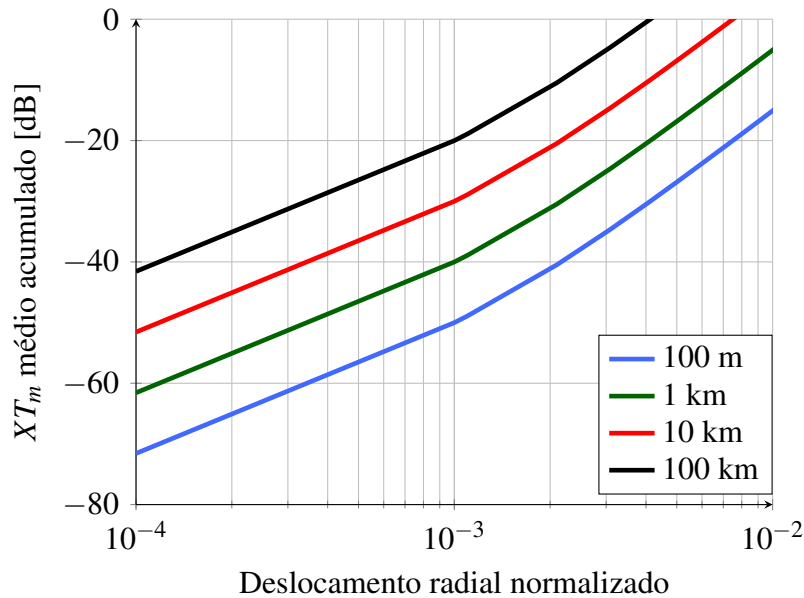


Figura 11 – Diafonia média acumulada para 0,1; 1; 10 e 100 km de fibra, considerando o modo LP_{02} e seções de fibra de 100 m.

($LP_{01}, LP_{02}, LP_{11a}, LP_{11b}, LP_{21a}, LP_{21b}$). Tais eventos são perturbações inseridas na direção radial. De modo a calcular XT, consideram-se os modos LP_{11a} e LP_{11b} como apenas um modo espacial, LP_{11} , assim como os modos LP_{21a} e LP_{21b} , que é representado pelo LP_{21} . Para um dado deslocamento radial normalizado, a diafonia na Figura 10 é uma média sobre os valores azimutais distribuídos no intervalo $-\pi$ e π .

O canal adota uma modelagem de múltiplas seções, em que o nível de acoplamento

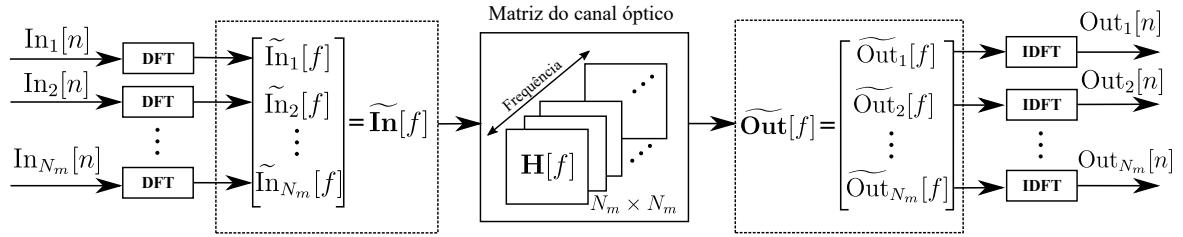


Figura 12 – Diagrama de simulação do canal óptico.

desejada em cada seção é encontrado levando em consideração um deslocamento radial fixo e um deslocamento azimutal aleatório com distribuição uniforme (FERREIRA *et al.*, 2017). O LP_{02} é o modo espacial de referência para o cálculo da diafonia do canal, por possuir o maior nível de acoplamento modal entre todos os modos apresentados na Figura 10. Utilizou-se nesta tese uma diafonia de -40 dB/100 m em um enlace de 100 km, que é equivalente a um deslocamento radial fixo de aproximadamente 2×10^{-3} em todas as mil seções de fibra. Nessa região, a relação da diafonia acumulada em função do comprimento de propagação possui uma relação aproximadamente linear (FERREIRA *et al.*, 2017). Assim, a Figura 11 mostra a diafonia acumulada do modo LP_{02} para 0,1; 1; 10 e 100 km, com base na curva da Figura 10, utilizando uma relação linear entre a diafonia média e seções de 100 m de fibra. Para um deslocamento radial fixo de 2×10^{-3} , observa-se que após 1 km a diafonia média acumulada é de -30 dB (-30 dB/km) e, no fim do enlace, em 100 km, a diafonia acumulada total inserida no sistema é de -10 dB.

Até o momento, o canal modela apenas o acoplamento entre modos espaciais com diferentes velocidades de grupo, desconsiderando os modos de polarização. Os modos de polarização, já em poucos metros, propagam-se com um forte acoplamento entre si (HO; KHAN, 2014). O acoplamento modal entre os modos de polarização é modelado matematicamente como uma matriz diagonal de blocos, em que na sua diagonal possui $N_m/2$ submatrizes 2×2 (FERREIRA *et al.*, 2017). Nesta tese, essas submatrizes são construídas de acordo com as Equações 2.40 e 2.41, considerando um descasamento de fase perfeito, $\Delta\beta_{m,p} = 0$, sem o efeito da PMD, apenas com o acoplamento entre os modos de polarização.

Os códigos fonte para simulação do canal óptico foram disponibilizados por parceria com a Universidade Aston, da Inglaterra. Para uma dada configuração de XT, DMD e vetor de frequência, o programa retorna uma matriz de canal no domínio da frequência. Apresenta-se na Figura 12 o esquema de simulação de canal utilizado nesta tese. Primeiramente, uma sequência de amostras $In_i[n]$ dos sinais ópticos de cada modo i são geradas no tempo e, por meio da transformada discreta de Fourier (*discrete fourier transform* – DFT), convertida para o domínio da frequência com elementos $\tilde{In}_i[f]$. Cada componente em frequência do canal óptico $\mathbf{H}[f]$ representa uma matriz de transferência de tamanho $N_m \times N_m$. Forma-se o vetor coluna $\tilde{\mathbf{In}}[f] = [\tilde{In}_1[f] \ \tilde{In}_2[f] \ \dots \ \tilde{In}_{N_m}[f]]^T$, contendo elementos de todos os modos em certa frequência. Então, a saída do canal, contendo os elementos em todos os N_m modos em certa frequência

f , é calculada como

$$\widetilde{\mathbf{Out}}[f] = \begin{bmatrix} \widetilde{\text{Out}}_1[f] \\ \widetilde{\text{Out}}_2[f] \\ \vdots \\ \widetilde{\text{Out}}_{N_m}[f] \end{bmatrix} = \mathbf{H}[f] \widetilde{\mathbf{In}}[f] \quad (2.48)$$

em que $\widetilde{\text{Out}}_i[f]$ é o elemento de saída óptico do i -ésimo canal na frequência f . Em seguida, cada sequência de saída formada pelos elementos $\widetilde{\text{Out}}_i[f]$ passa por uma transformada discreta inversa de Fourier (*inverse discrete fourier transform* – IDFT), de modo a converter os sinais para o domínio do tempo $\text{Out}_i[n]$. Depois, os sinais são tratados pelos receptores ópticos coerentes que serão estudados no próximo capítulo.

2.4 Ruído ASE e OSNR

Com o surgimento da tecnologia de multiplexação por divisão de comprimento de onda (*wavelength division multiplexing* – WDM) para sistemas ópticos, amplificadores a fibra dopada com érbio (*erbium doped fiber amplifier* – EDFA) se tornaram um componente fundamental na transmissão (ESSIAMBRE *et al.*, 2010). Na prática, os EDFAs não só compensam as perdas de potência devido às distâncias de propagação, mas também as perdas provenientes de dispositivos ópticos, como por exemplo, chaves seletoras de comprimento de onda (*wavelength selective switch* – WSS), acopladores, multiplexadores e demultiplexadores de comprimento de onda. Neste trabalho considera-se que as potências de lançamento dos sinais ópticos não são suficientes para acentuar efeitos não-lineares, de forma que o ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission* – ASE), provenientes dos amplificadores, torna-se dominante no meio de transmissão. Tal ruído pode ser modelado por um ruído gaussiano branco aditivo (*additive white gaussian noise* – AWGN) (ESSIAMBRE; TKACH, 2012).

A relação sinal-ruído óptica (*optical signal to noise ratio* – OSNR) é uma métrica de desempenho dos sistemas ópticos que mede a relação de potência entre o sinal de interesse e do ruído ASE em uma banda de referência. Ela pode ser definida por modo de transmissão, incluindo as duas polarizações ortogonais, como (ESSIAMBRE *et al.*, 2010),

$$OSNR = \frac{P_{rx}}{2N_{ASE}B_{ref}}, \quad (2.49)$$

em que B_{ref} é a banda de referência óptica, P_{rx} é a potência média do sinal recebido das duas polarizações, e N_{ASE} é a densidade espectral de potência de uma polarização.

Essiambre e *et al.* (ESSIAMBRE *et al.*, 2010) apresentam uma importante relação entre as métricas OSNR e a relação sinal-ruído (*signal to noise ratio* – SNR), incluindo as duas polarizações, dada como,

$$OSNR = \frac{SNR}{T_s B_{ref}}. \quad (2.50)$$

Nesta tese, a OSNR é obtida levando em consideração uma banda de referência de 12,5 GHz ou 0,1 nm.

2.5 Resumo do capítulo

Estudaram-se os fundamentos teóricos do canal óptico de comunicação com base nas equações de Maxwell, obtendo-se a equação de onda, cujas soluções dão origem aos modos propagantes na fibra. Analisaram-se o mapa e o perfil modal para os modos LPs em uma fibra de índice degrau. Descreveram-se os efeitos da dispersão modal e de polarização na fibra óptica, assim como o processo de ruído de fase dos lasers. Apresentou-se modelo de canal para fibras com pouco modos adotado nesta tese, baseado em equações semianalíticas. Por fim, estudaram-se a natureza do ruído ASE e a relação entre a OSNR e SNR. No próximo capítulo serão estudados os fundamentos dos sistemas ópticos coerentes.

3 SISTEMAS ÓPTICOS COERENTES

A detecção óptica coerente permite aumentar a capacidade do sistema por meio da modulação de amplitude e fase, além de permitir a compensação eletrônica de distorções do canal óptico. A Figura 13 ilustra os blocos principais envolvidos na modulação e desmodulação de um sistema óptico com detecção coerente. Primeiramente, mapeia-se uma sequência binária de informação em símbolos de uma constelação de modulação de amplitude em quadratura (*quadrature amplitude modulation* – QAM). A saída é formatada por um pulso de Nyquist para transmissão. O modulador óptico realiza a conversão do sinal do domínio elétrico para o óptico, e o sinal é enviado ao canal.

No receptor, o sinal é recebido pelo *front-end* de recepção, responsável pela conversão do sinal óptico para o domínio elétrico e pela conversão analógica para digital, obtendo um sinal digital amostrado. Este sinal é então processado por algoritmos de DSP e desmapeado para recuperação da informação binária. Todos os blocos de transmissão utilizados nesta tese serão abordados em mais detalhes nas próximas seções.

3.1 Modulação de Amplitude em Quadratura (QAM)

As sequências de mensagens binárias transmitidas são mapeadas em símbolos complexos pertencentes a uma constelação. Tal constelação possui num total M símbolos, e cada símbolo é representado por $\log_2 M$ bits. Como a potência de transmissão é tipicamente limitada em sistemas de comunicação, o projeto de construção de uma constelação tem como objetivo maximizar a distância mínima entre os símbolos, de modo a minimizar a taxa de erro de bit, para uma dada potência de transmissão (BARRY *et al.*, 2004). Nesta tese, adota-se a constelação QAM, que produz símbolos complexos atribuindo amplitudes discretas à fase e à quadratura do sinal. A forma de onda em banda passante do k -ésimo sinal M -QAM transmitido pode ser representada matematicamente como (PROAKIS; SALEHI, 2008; HAYKIN, 2001),

$$s_k(t) = A_{ki}g_k(t)\cos(2\pi f_c t) - A_{kq}g_k(t)\sin(2\pi f_c t), \quad k = 1, 2, \dots, M, \quad (3.1)$$

em que f_c é a frequência da portadora e $g_k(t)$ é o formato de pulso da mensagem. A_{ki} e A_{kq} são amplitudes discretas reais referentes às componentes em fase e quadratura do k -ésimo símbolo, respectivamente. Os símbolos da constelação complexa M -QAM ($M \geq 4$) são dados por $\tilde{s}_k = (A_{ki} + jA_{kq})$. Assim, alternativamente, a Equação 3.1 pode ser reescrita da seguinte forma (PROAKIS; SALEHI, 2008)

$$s_k(t) = |\tilde{s}_k|\cos(2\pi f_c t + \theta_k), \quad (3.2)$$

tal que $\theta_m = \tan^{-1}(A_{kq}/A_{ki})$.

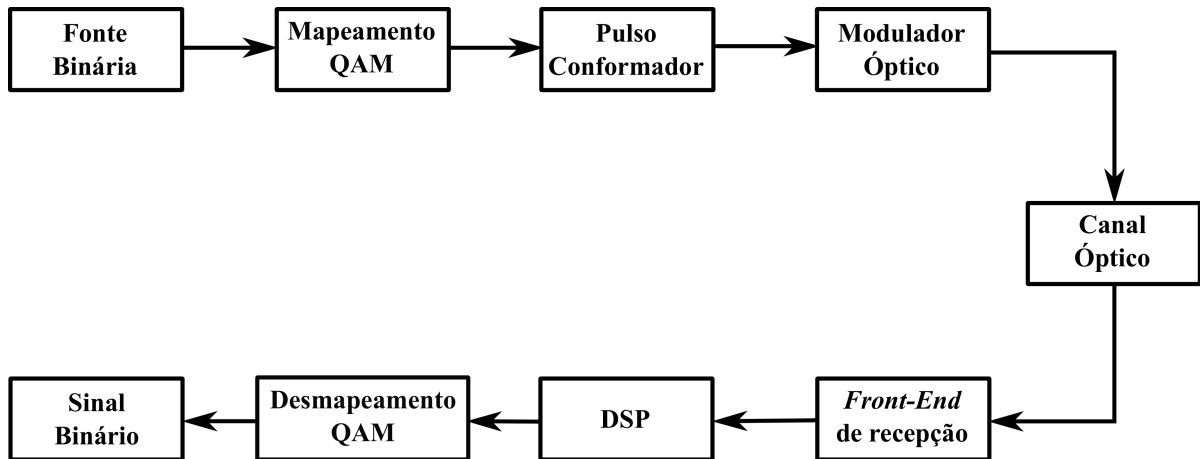


Figura 13 – Blocos principais de um sistema de transmissão óptica coerente utilizando modulação QAM.

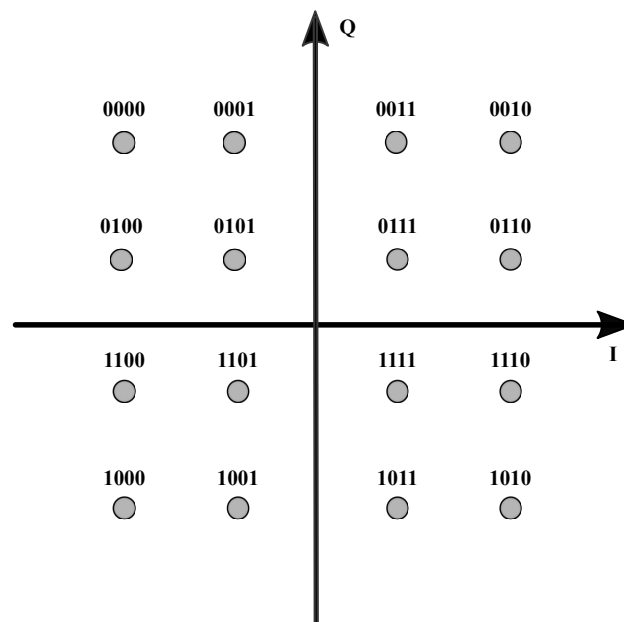


Figura 14 – Constelação 16-QAM com mapeamento de Gray.

O mapeamento de bits em símbolos de uma constelação pode ser construído com diferentes arranjos. Um desses arranjos é o mapeamento de Gray, em que os símbolos adjacentes na constelação diferem somente de um bit (BARRY *et al.*, 2004), conforme ilustrado na Figura 14 para uma constelação 16-QAM. Com a codificação Gray é possível reduzir a probabilidade de erro de bit do sistema, já que, no momento da decisão do receptor, caso se tenha decidido errado o símbolo transmitido, é mais provável que se decida por um símbolo mais próximo ao símbolo correto, de modo que se erra apenas um bit.

3.1.1 Codificação diferencial

Um outro mapeamento de bits utilizado nesta tese é a codificação diferencial, em que se utiliza a informação da diferença do ângulo de fase entre símbolos adjacentes para o ma-

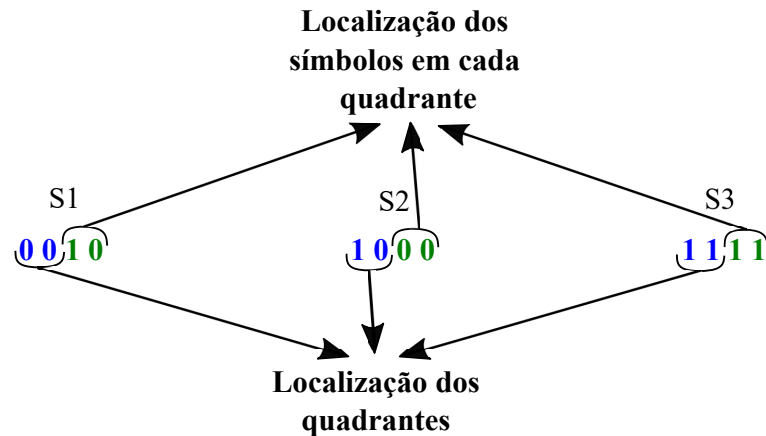


Figura 15 – Descrição dos campos de pares de bits para símbolos 16-QAM (0011, 1000, 1111).

peamento dos bits (WEBER, 1978; HWANG *et al.*, 2008; FATADIN *et al.*, 2010). Assume-se aqui como exemplo a constelação 16-QAM, utilizada nas simulações realizadas neste trabalho. Cada símbolo possui dois pares de bits, sendo o primeiro par de bits responsável pela determinação da localização do quadrante do símbolo, e o segundo par responsável pelo mapeamento dos símbolos dentro de cada quadrante, conforme ilustrado na Figura 15, para uma sequência de três símbolos 16-QAM (0010, 1000, 1111). O mapeamento do primeiro par de bits, no transmissor, é feito por meio de um incremento de fase ($\Delta\theta$) em relação ao símbolo anterior. No receptor, este incremento de fase se resume na diferença angular entre os símbolos consecutivos. Como exemplo, os pares de bits (00, 01, 11, 10) geram os incrementos de fase entre símbolos adjacentes de $(0, \pi/2, \pi, 3\pi/2)$, respectivamente (HWANG *et al.*, 2008). A Figura 16 ilustra a operação da codificação diferencial (PFAU *et al.*, 2009). Observa-se que o primeiro par de bits é responsável por uma rotação na fase do símbolo, que ainda pode ser vista como uma simples mudança de quadrante. Neste exemplo, para o par de bits 00, o símbolo permanece no quadrante que se encontra, e para os pares 01, 10 e 11, pula-se um, dois e três quadrantes, respectivamente.

Com base na sequência de símbolos apresentada na Figura 15, pode-se obter um bom exemplo para entender a codificação diferencial. Analisando apenas o primeiro par de bits de cada símbolo responsável pela posição do quadrante na constelação (00, 10, 11), tem-se uma sequência de codificação descrita na Tabela 1. Primeiramente, assume-se que o processo de codificação se inicia no quadrante II. O par de bits do primeiro símbolo indica que não há incremento de fase, e com isso, o símbolo atual permanece no quadrante II. O par de bits do segundo símbolo indica um incremento de $3\pi/2$, assim, o símbolo atual é deslocado para o quadrante I. E, por fim, o par de bits do último símbolo indica um incremento de π , rotacionando o símbolo corrente para o quadrante III.

O processo da decodificação se dá pelo processo inverso descrito no exemplo anterior. A diferença a ser notada é que o incremento de fase na decodificação é a diferença de fase do símbolo atual e o anterior. Apesar de não ser mencionado no exemplo, vale ressaltar

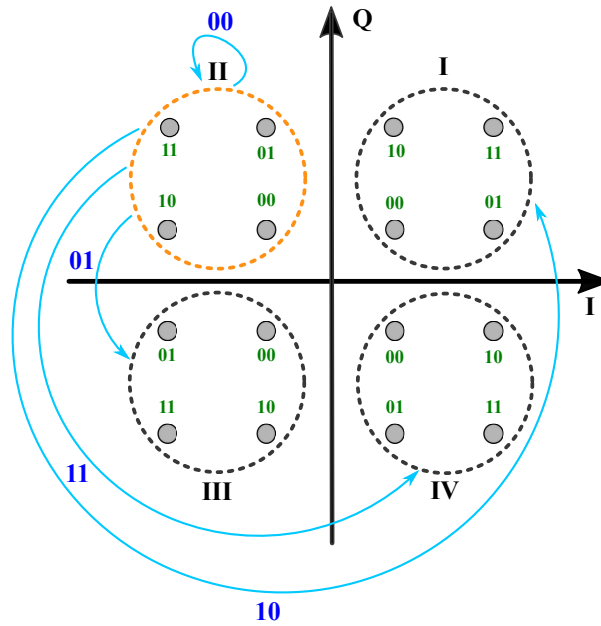


Figura 16 – Representação gráfica da operação da codificação diferencial para uma constelação 16-QAM. Figura baseada em (PFAU *et al.*, 2009).

Tabela 1 – Exemplo de uma codificação diferencial 16-QAM para uma sequência de três símbolos (0010, 1000, 1111).

	Condição inicial	S1	S2	S3
Incremento de fase ($\Delta\theta$)	—	0	$3\pi/2$	π
Posição do quadrante	II	II	I	III

que o segundo par de bits de cada símbolo pode ser mapeado utilizando a codificação de Gray. Nota-se que, antes da decodificação, o sinal passa pelo um recuperador de fase, de modo que não haja ambiguidade de fase.

A codificação diferencial é importante para ambientes susceptíveis ao ruído de fase, pois evita que o efeito de *cycle slips* no recuperador de fase resulte em uma propagação de erro catastrófica (IP; KAHN, 2007). Embora a codificação diferencial consiga atenuar problemas envolvendo a fase do sinal, na ausência de ruído de fase ela apresenta um pior desempenho em taxa de erro de bit quando comparada ao mapeamento Gray. Essa degradação de desempenho acontece principalmente pelo fato de que a informação dos bits está atrelada à diferença angular de dois símbolos adjacentes. Assim, quando um símbolo é decodificado erroneamente, por consequência o próximo símbolo também será afetado, pois seu incremento de fase é dependente do símbolo anterior.

3.2 Probabilidade de erro de bit

Em um sistema M -QAM em um canal com ruído Gaussiano aditivo, a probabilidade de erro de símbolo, PE_s , pode ser aproximada analiticamente como (BARRY *et al.*, 2004)

$$PE_s \approx 4(1 - M^{-1/2})Q(\sqrt{3SNR/(M-1)}), \quad (3.3)$$

em que SNR é a relação sinal-ruído e $Q(x)$ é a integral da função densidade de probabilidade gaussiana de média nula e variância unitária, dada por

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (3.4)$$

Assumindo que se usa um mapeamento Gray, na média, a cada erro de símbolo se erra apenas um bit. Logo, a probabilidade de erro de bit, PE_b , se relaciona com PE_s da seguinte forma

$$PE_b \approx \frac{PE_s}{\log_2 M} = \frac{4}{\log_2 M} (1 - M^{-1/2})Q(\sqrt{3SNR/(M-1)}). \quad (3.5)$$

Para o caso particular de um sistema 16-QAM, de acordo com a Equação 3.5, a probabilidade de erro de bit é dada por

$$PE_b^{16\text{-QAM}} = \frac{3}{4}Q(\sqrt{3SNR/15}). \quad (3.6)$$

3.3 Pulso Conformador

A formatação do pulso de transmissão se faz necessária para otimizar a ocupação da banda disponível para transmissão. Um pulso de Nyquist transmite símbolos em uma certa taxa sem o efeito da interferência intersimbólica (*intersymbol interference* – ISI). A menor banda possível sem ISI, de acordo com critério de Nyquist, é dada pela metade da taxa de símbolo, $1/(2T_s)$ (HAYKIN, 2001). Um pulso ideal de Nyquist no tempo é uma função sinc, e no domínio da frequência é um retângulo com largura de banda unilateral igual à metade da taxa de símbolo. Na prática, não é possível implementar um pulso ideal, pois seriam necessárias infinitas amostras para representar um função sinc. Assim, a banda mínima é relaxada de acordo com (BARRY *et al.*, 2004),

$$BW = \frac{1 + \alpha}{2T_s}, \quad 0 \leq \alpha \leq 1, \quad (3.7)$$

em que α é o fator de *roll-off*, parâmetro que quantifica o quanto da banda ideal será excedida. Um pulso de banda estreita amplamente utilizado em sistemas de comunicações é o cosseno levantando (*raised cosine* – RC). A sua resposta em frequência é dada por (BARRY *et al.*, 2004)

$$P_{rc}(f) = \begin{cases} T_s, & |f| \leq \frac{(1-\alpha)R_s}{2} \\ T_s \cos^2 \left[\frac{\pi T_s}{2\alpha} \left(|f| - \frac{(1-\alpha)R_s}{2} \right) \right], & \frac{(1-\alpha)R_s}{2} < |f| \leq \frac{(1+\alpha)R_s}{2} \\ 0, & |f| > \frac{(1+\alpha)R_s}{2} \end{cases}, \quad (3.8)$$

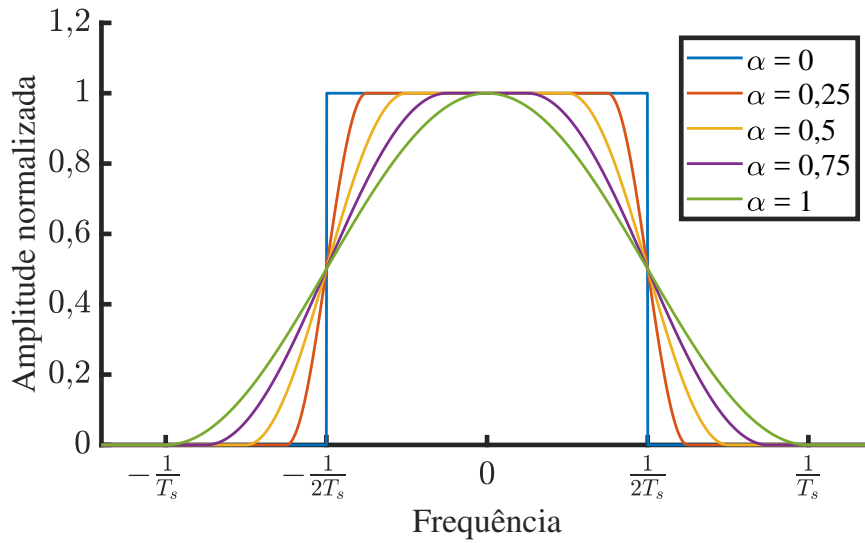


Figura 17 – Respostas em frequência do filtro RC para para valores de fatores de *roll-off* iguais a 0, 0,25, 0,5, 0,75 e 1.

em que R_s é taxa de símbolo e f é a frequência do sinal, cuja resposta ao impulso é dada por (BARRY *et al.*, 2004)

$$p_{rc}(t) = \left(\frac{\sin(\pi t/T_s)}{\pi t/T_s} \right) \left(\frac{\cos(\alpha \pi t/T_s)}{1 - (2\alpha t/T_s)^2} \right). \quad (3.9)$$

A resposta em frequência do filtro cosseno levantado para diferentes fatores de *roll-off* é apresentada na Figura 17. Nota-se que, para $\alpha=0$, não há excesso de banda e, consequentemente, obtém-se um filtro ideal que em sistemas reais não é possível ser implementado. Para $\alpha=0,5$ há um excesso equivalente a metade da largura de banda do sinal. E, por último, para $\alpha=1$, excede-se a largura de banda do sinal em 100%. Nota-se que, em sistema com múltiplas portadoras, quanto menor o valor de α , menor a interferência entre as portadoras adjacentes.

A Figura 18 apresenta a resposta ao impulso do filtro RC para valores de fator de *roll-off* variando de 0 a 1. Nota-se que para $\alpha = 0$, os lóbulos secundários de sua resposta ao impulso são significativos. Já para o $\alpha = 1$ os lóbulos secundários são bastante diminuídos à custa de um maior consumo de banda. Por se tratar de um pulso de Nyquist, em todos casos analisados, nos instantes múltiplos de T_s , exceto $t \neq 0$, a contribuição do símbolo é zero e, consequentemente, não há interferência nos símbolos adjacentes.

Em sistemas de comunicação com filtro casado usa-se a transmissão com formato de pulso tipo raiz do cosseno levantado (*root raised cosine* – RRC), cuja resposta em frequência é dada por (BARRY *et al.*, 2004)

$$P_{rrc}(f) = \sqrt{P_{rc}(f)}. \quad (3.10)$$

Ao se transmitir um filtro RRC, o seu filtro casado na recepção também é um filtro RRC. Assim, a resposta combinada do sinal recebido mais o filtro casado dá origem a um sinal com espectro equivalente a um filtro RC.

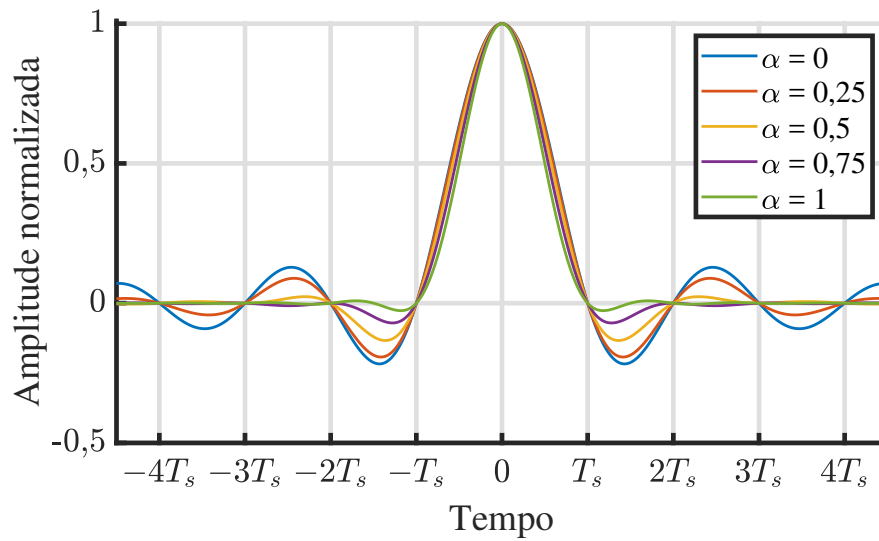


Figura 18 – Respostas ao impulso do filtro RC para valores de fatores de *roll-off* iguais a 0, 0,25, 0,5, 0,75 e 1.

3.4 Modulação Óptica

3.4.1 Lasers Semicondutores

A principal fonte óptica utilizada nos sistemas ópticos coerentes é o laser semicondutor. Lasers semicondutores possuem duas camadas semicondutoras dopadas com impurezas de modo a ser propício ao fenômeno da emissão estimulada, que é o principal responsável pela emissão da luz do laser (AGRAWAL, 2010). A emissão de fótons em lasers é governada por três processos: absorção, emissão espontânea e emissão estimulada (KEISER, 1991). Tais processos são ilustrados na Figura 19. O átomo possui um estado mais baixo de energia (estado fundamental) e um estado de maior energia (estado excitado). Quando um fóton incide em um átomo, este absorve energia se deslocando do nível fundamental para o excitado, em um processo chamado de absorção. O segundo processo é a emissão espontânea, em que o átomo se desloca do estado excitado para o fundamental sem excitação externa, liberando fótons com fases e direções aleatórias, também chamados de fótons não coerentes. Por último, tem-se a emissão estimulada, em que um fóton incide no átomo, e este passa do estado excitado para o de mais baixa energia, liberando fótons coerentes, ou seja, com as mesmas características dos fótons incidentes (AGRAWAL, 2010; KEISER, 1991).

Em um meio em equilíbrio térmico, a densidade atômica do estado excitado é menor do que a do estado fundamental. Entretanto, se não houver uma quantidade significativa de átomos no nível de maior energia, o processo de emissão estimulada não é dominante. Logo, para que o laser possa funcionar, deve-se bombear energia no material semicondutor de modo que a densidade atômica do nível excitado seja maior do que o estado fundamental, efeito conhecido como inversão de população (AGRAWAL, 2010). Embora a emissão estimulada acentue a ge-

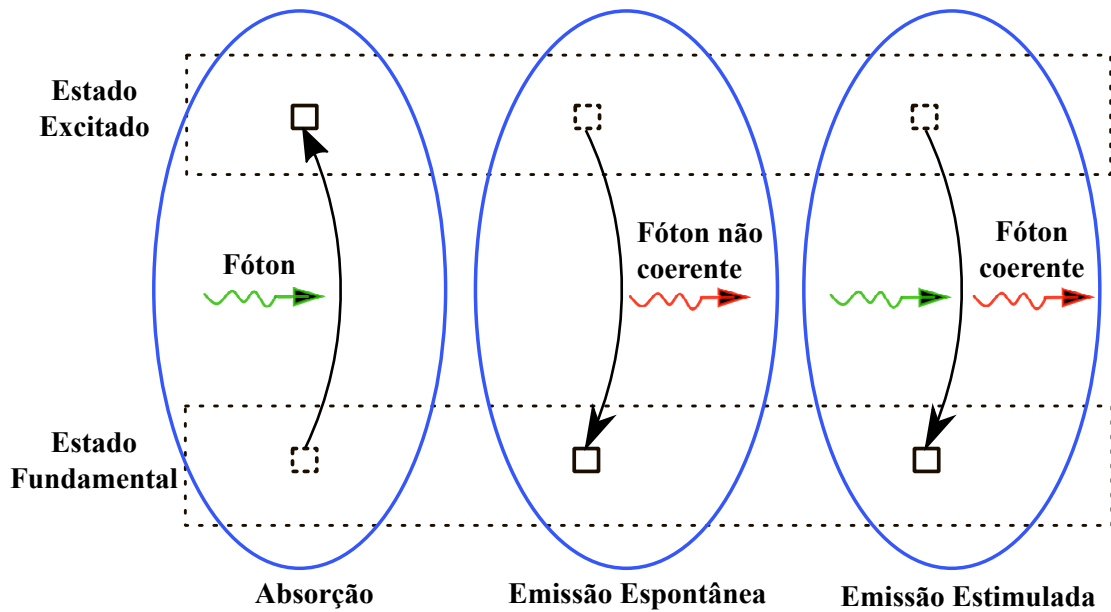


Figura 19 – Ilustração dos três processos atômicos envolvidos na emissão de luz do laser: absorção, emissão espontânea e emissão estimulada.

ração de luz coerente, durante o processo de funcionamento do laser, luz não coerente é gerada por emissão espontânea. Os fótons criados pela emissão espontânea são os responsáveis pela geração do processo de ruído de fase do laser descrito na Seção 2.2 (SEIMETZ, 2009).

3.4.2 Modulador Mach-Zehnder

Nos sistemas ópticos de transmissão, o modulador óptico é responsável pela conversão do sinal elétrico para o domínio óptico. Existem duas formas de modulação: modulação direta e externa. A modulação direta modifica a corrente de polarização do laser para modular o sinal óptico, gerando um sinal com modulação de intensidade tipo liga-desliga (*on-off keying* – OOK) (RAMASWAMI; SIVARAJAN, 2002). Esse tipo de modulação é recomendado para operar em baixas taxas de transmissão e em curtos alcances (<1 km), pois sofre com efeito do *chirp* do laser, que, combinado com a dispersão cromática, alarga o espectro do pulso transmitido, tornando a dispersão um efeito limitante no enlace de transmissão (KUMAR; DEEN, 2014). Atualmente, de modo a evitar o *chirp* e alcançar altas taxas e longos alcances, utiliza-se a modulação externa. Na maioria das aplicações, utiliza-se o modulador Mach-Zehnder em fase e quadratura (*in-phase and quadrature - Mach-Zehnder modulator* – IQ-MZM) (SEIMETZ, 2009). O modulador de fase (MF) é um dispositivo que possui entre os seus dois eletrodos um substrato de cristal eletro-óptico composto geralmente por niobato de lítio (LiNbO_3). Tem como função realizar a mudança de fase da portadora óptica com base no efeito eletro-óptico linear, em que a intensidade da tensão do sinal elétrico aplicado no modulador é diretamente proporcional à mudança do índice de refração do substrato que, conseqüentemente, altera a fase da portadora do campo elétrico do sinal óptico de entrada (KUMAR; DEEN, 2014). Este dispositivo é ilustrado na Figura 20, em que $v(t)$ é a tensão do sinal elétrico que controla o MF, e

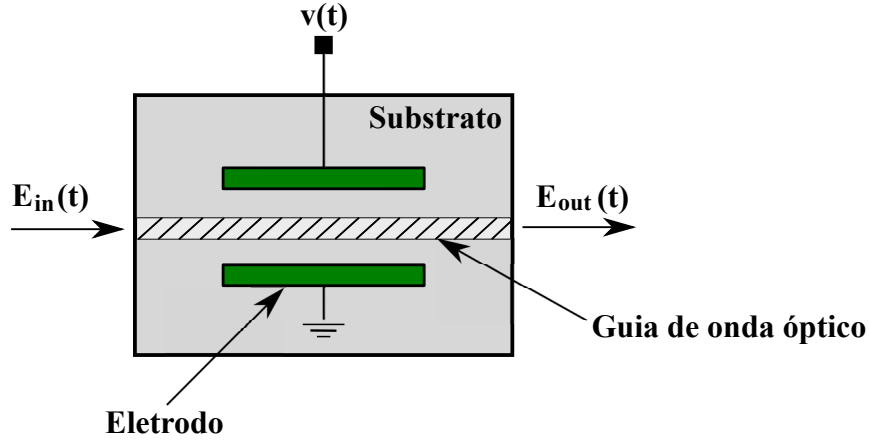


Figura 20 – Ilustração de uma arquitetura de um modulador de fase (MF) baseado em (SEI-METZ, 2009).

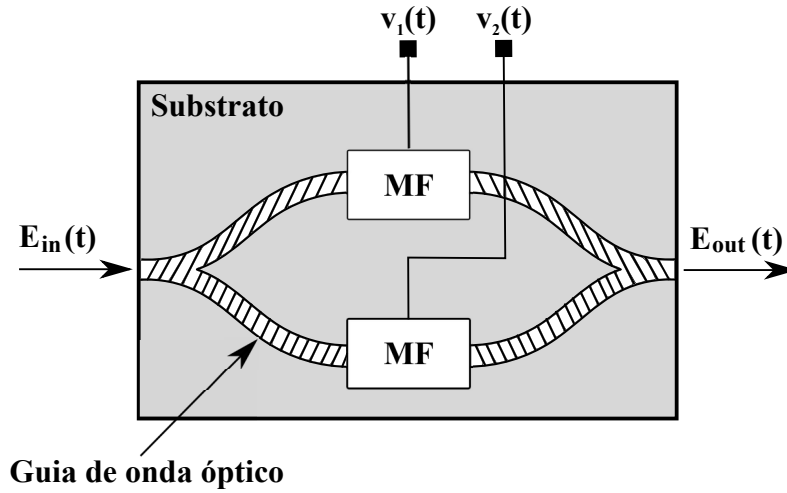


Figura 21 – Ilustração de um modulador Mach-Zehnder (MZM).

E_{in} e E_{out} são os campos elétricos de entrada e saída, respectivamente.

A relação entre o campo óptico de entrada e saída do MF é dado por (SEIMETZ, 2009)

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \exp \left(j\pi \frac{v(t)}{V_\pi} \right), \quad (3.11)$$

em que V_π é o valor de tensão aplicada para que se tenha um deslocamento de fase de π . Isso pode ser observado assumindo $v(t) = V_\pi$. Logo, com base na Equação 3.11, tem-se na saída o sinal $E_{in}(t)e^{j\pi}$, que é basicamente o campo óptico de entrada rotacionado em π radianos.

O modulador Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder modulator* – MZM) é composto por dois caminhos ópticos, conforme ilustrado na Figura 21, em que cada caminho possui um MF independente. O seu funcionamento é baseado no princípio da interferência, em que as combinações de seus caminhos podem resultar em um efeito de interferência construtiva ou destrutiva no sinal de saída, a depender da velocidade de propagação entre eles, que implica diretamente em uma diferença de fase devido à mudança do índice de refração do guia de onda (BINH, 2014). Considerando um sinal óptico senoidal na entrada, um deslocamento entre os braços de

π radianos anularia os sinais de saída (efeito destrutivo), já para uma diferença nula, os sinais se somariam (efeito construtivo). A relação de entrada e saída do sinal óptico do MZM, desconsiderando as perdas por inserção por motivo de simplicidade, é dada pela seguinte equação (KIM; GNAUCK, 2002; SEIMETZ, 2009)

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \left(\frac{e^{j\theta_1(t)} + e^{j\theta_2(t)}}{2} \right), \quad (3.12)$$

em que θ_1 e θ_2 são os deslocamentos de fase dos MFs do caminho superior e inferior, respectivamente. Os deslocamentos de fase de cada caminho estão relacionados diretamente com as tensões elétricas aplicadas nos MFs, dadas por (SEIMETZ, 2009)

$$\theta_1(t) = \pi \frac{v_1(t)}{V_{\pi_1}}, \quad (3.13)$$

$$\theta_2(t) = \pi \frac{v_2(t)}{V_{\pi_2}}. \quad (3.14)$$

As variáveis $v_1(t)$ e $v_2(t)$ representam as tensões de controle aplicadas no MF superior e inferior do MZM, respectivamente, e V_{π_1} e V_{π_2} é o valor de tensão necessário, no braço superior e inferior, para que se tenha um deslocamento de π radianos.

O MZM pode operar em dois modo de operação: *push-push* e *push-pull* (SEIMETZ, 2009). O primeiro leva em consideração que os deslocamentos de fase nos dois braços são idênticos ($\theta_1(t) = \theta_2(t)$), funcionando como um simples MF. Uma estratégia para esse funcionamento, com base nas Equações 3.13 e 3.14 apresentadas, seria configurar $v(t) = v_1(t) = v_2(t)$ e $V_{\pi} = V_{\pi_1} = V_{\pi_2}$. No segundo modo, os braços operam com fases simétricas ($\theta_1(t) = -\theta_2(t)$), e uma possível configuração seria $v(t)/2 = -v_1(t) = v_2(t)$ e $V_{\pi} = V_{\pi_1} = V_{\pi_2}$. O modo *push-pull* realiza a modulação de amplitude livre de *chirp*, e sua relação de campo óptico de entrada e saída é representada por (SEIMETZ, 2009)

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos \left(\pi \frac{v(t)}{2V_{\pi}} \right). \quad (3.15)$$

Com base na equação anterior, quando a tensão elétrica aplicada for múltiplo de V_{π} , i.e., $v(t) = kV_{\pi}$, a entrada óptica é completamente anulada para qualquer k inteiro ímpar, e a potência máxima do MZM é transferida para a saída quando k for um inteiro par.

A Figura 22 apresenta o dispositivo IQ-MZM, que permite a modulação de amplitude em fase e quadratura dos sinais ópticos. Este dispositivo possui dois caminhos ópticos, contendo um MZM operando no modo *push-pull* em cada braço e um MF responsável pela uma defasagem de $\pi/2$ no braço inferior. A relação de entrada e saída do campo é dada por (SEIMETZ, 2009)

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left[\cos \left(\frac{\Delta\theta_I(t)}{2} \right) + j \cos \left(\frac{\Delta\theta_Q(t)}{2} \right) \right], \quad (3.16)$$

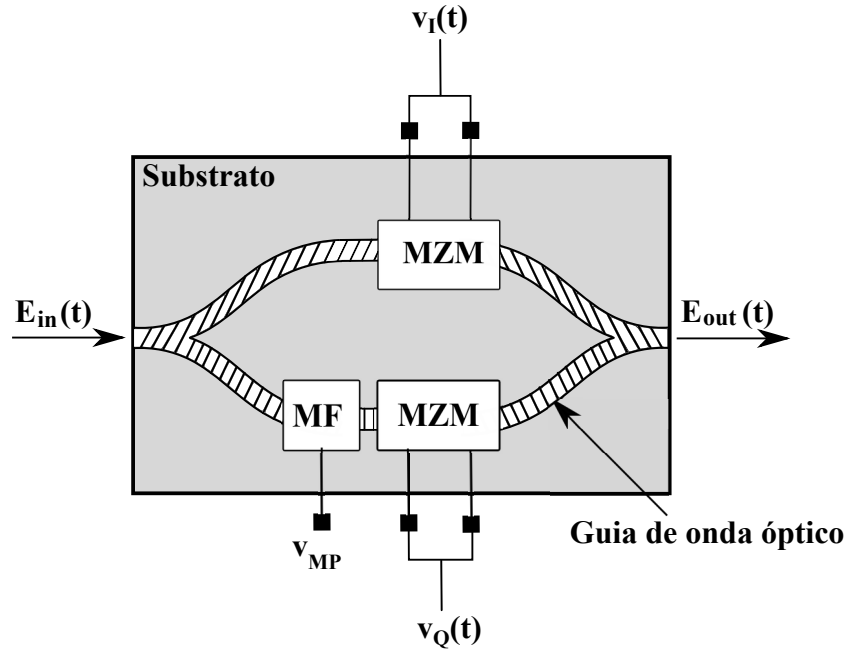


Figura 22 – Ilustração de um modulador Mach-Zehnder com componentes em fase e quadratura (IQ-MZM).

em que $\Delta\theta_I$ e $\Delta\theta_Q$ são as diferenças de fase produzidas pelo MZM superior e inferior, respectivamente, definidas como

$$\Delta\theta_I(t) = \pi \frac{v_I(t)}{V_\pi}, \quad (3.17)$$

$$\Delta\theta_Q(t) = \pi \frac{v_Q(t)}{V_\pi}, \quad (3.18)$$

em que v_I e v_Q são as tensões elétricas aplicadas nos MZMs responsáveis pelas gerações das componentes em fase e quadratura do sinal óptico.

3.4.3 Pré-distorção no sinal elétrico de controle

A tensão do sinal elétrico que controla o MZM está inserida dentro de um termo cosseno (vide Equação 3.15), que não é uma relação linear, resultando em distorção na constelação óptica. Em (SEIMETZ, 2005), foi demonstrado um modo de gerar $v(t)$ que minimiza essa distorção inserida pelo MZM e melhora o desempenho de transmissão do sinal óptico, dado pela seguinte equação

$$v_p(t) = \frac{2V_\pi}{\pi} \arcsin[v(t)]. \quad (3.19)$$

Antes de enviar o sinal elétrico para o MZM, aplica-se uma pré-distorção com base na Equação 3.19, de modo a compensar a relação não linear do modulador.

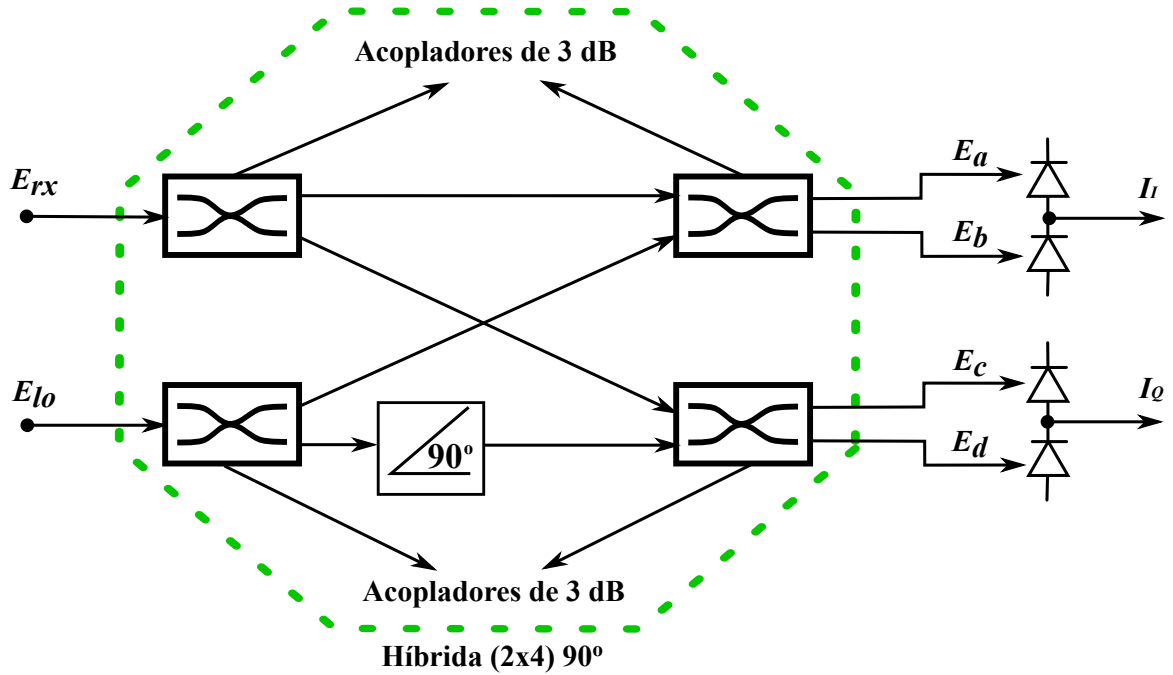


Figura 23 – Ilustração de um receptor coerente com diversidade de fase.

3.5 Front-end de recepção

O *front-end* do receptor compreende todo o processo de recepção coerente responsável pela conversão do sinal do domínio óptico analógico para o domínio elétrico digital. Um receptor coerente possui um oscilador local que serve como referência para a detecção da fase dos sinais recebidos. Quando a frequência do oscilador local é configurada igual à do laser de transmissão, a detecção é chamada homódina (AGRAWAL, 2010). Com a detecção coerente, é possível fazer o mapeamento do sinal óptico em banda passante para sinais elétricos complexos representando as componentes de fase e quadratura, conforme ilustrado na Figura 23 (SEIMETZ, 2009). O campo elétrico recebido (E_{rx}) e do oscilador local (E_{lo}) passam por uma híbrida óptica com uma defasagem de 90° no braço inferior, responsável por misturar estes sinais por meio de acopladores de 3 dB. Os campos de saída da híbrida (E_a , E_b , E_c e E_d) são detectados por fotodetectores balanceados, produzindo correntes elétricas responsáveis pelos valores das componentes em fase e em quadratura do sinal complexo elétrico (SAVORY, 2008; SEIMETZ, 2009).

As saídas dos campos elétricos da híbrida óptica são obtidas por meio das seguintes equações (SEIMETZ, 2009; KIKUCHI, 2016)

$$E_a(t) = \frac{E_{rx}(t) + E_{lo}(t)}{2}, \quad (3.20)$$

$$E_b(t) = \frac{E_{rx}(t) - E_{lo}(t)}{2}, \quad (3.21)$$

$$E_c(t) = \frac{E_{rx}(t) + jE_{lo}(t)}{2}, \quad (3.22)$$

$$E_d(t) = \frac{E_{rx}(t) - jE_{lo}(t)}{2}. \quad (3.23)$$

Logo, os sinais elétricos em fase (I_I) e quadratura (I_Q) são obtidos por meio das correntes elétricas na saída dos fotodetectores balanceados. Desconsiderando os vetores de polarização, tais correntes são obtidas pelas seguintes relações (SEIMETZ, 2009)

$$I_I(t) = a(t)R\sqrt{P_{tx}P_{lo}}\cos[\Delta\omega t + \Psi_n(t) + \theta(t) + \theta_0], \quad (3.24)$$

$$I_Q(t) = a(t)R\sqrt{P_{tx}P_{lo}}\sin[\Delta\omega t + \Psi_n(t) + \theta(t) + \theta_0], \quad (3.25)$$

em que $a(t)$ é a amplitude e $\theta(t)$ é a fase do símbolo transmitido, R é a responsividade do fotodetector, P_{tx} e P_{lo} são as potências ópticas do sinal transmitido e do oscilador local, respectivamente. Já $\Delta\omega$, $\Psi_n(t)$ e θ_0 são, respectivamente, o *offset* de frequência angular, o ruído de fase global e um valor de fase inicial definidos como

$$\Delta\omega = \omega_{tx} - \omega_{lo}, \quad (3.26)$$

$$\Psi(t) = \Psi_{tx}(t) - \Psi_{lo}(t), \quad (3.27)$$

$$\theta_0 = \theta_{tx} - \theta_{lo}, \quad (3.28)$$

em que ω_{tx} , $\Psi_{tx}(t)$ e θ_{tx} representam a frequência angular, o processo aleatório de ruído de fase e o valor de fase inicial do sinal óptico transmitido, e os mesmos parâmetros são empregados para o sinal do oscilador local, representados por ω_{lo} , $\Psi_{lo}(t)$ e θ_{lo} .

O receptor coerente apresentado leva em consideração apenas um modo de polarização. Para transmissões com multiplexação modal e de polarização, o receptor coerente torna-se mais complexo, conforme apresentado na Figura 24. Primeiramente o sinal óptico recebido passa por um demultiplexador modal, responsável por separar os modos espaciais. Cada sinal demultiplexado passa independentemente por um receptor coerente com diversidade de polarização e fase (KAZOVSKY, 1989; SAVORY, 2010; KIKUCHI, 2016; FARUK; SAVORY, 2017). O sinal óptico de interesse e do oscilador local seguem por um separador de feixe de polarização (*polarization beam splitter* – PBS) cada, responsável por separar os sinais multiplexados nas polarizações horizontal e vertical. Então, o sinal referente à polarização horizontal passa pela híbrida de 90 graus superior, e o referente à polarização vertical passa pela híbrida de 90 graus inferior. Posteriormente, todos os sinais alimentam os seus respectivos fotodetectores balanceados para geração dos sinais elétricos analógicos. Em seguida, os sinais elétricos são filtrados por filtros de Bessel passa baixas de quinta ordem. E por fim, a estrutura do *front-end* de recepção termina quando os sinais elétricos filtrados são amostrados e convertidos para o domínio digital por meio de conversores analógicos-digitais (*analog-to-digital converters* – ADCs), que entrega amostras do sinal para os blocos digitais de processamento subsequentes.

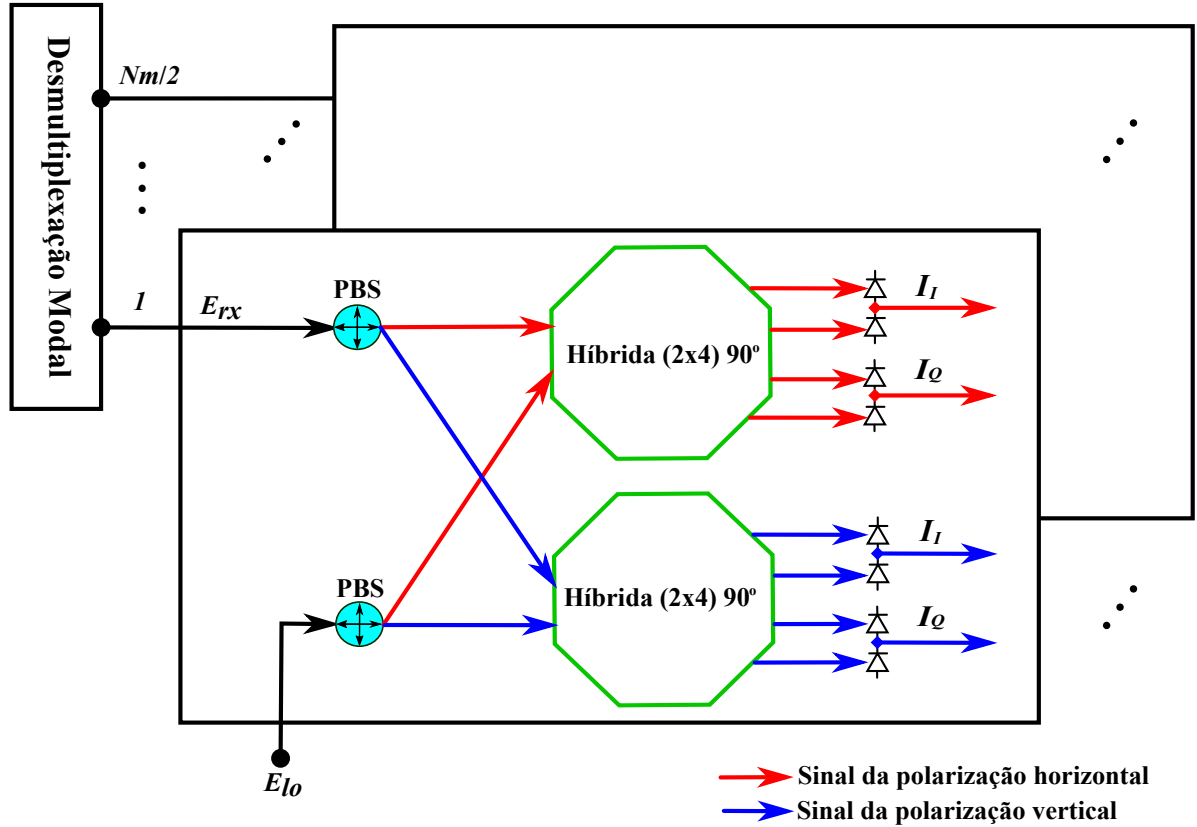


Figura 24 – Ilustração de um receptor coerente com diversidade modal, polarização e fase.

3.6 Algoritmos de DSP

Uma das grandes vantagens da detecção coerente é compensar diversas degradações do canal óptico, como ruído de fase, PMD, MD e CD no domínio digital, por meio de algoritmos de processamento digital de sinais (FARUK; SAVORY, 2017). A Figura 25 ilustra o diagrama de blocos dos algoritmos de DSP para um sistema com multiplexação modal.

O primeiro bloco de processamento é o *Deskew*, responsável por compensar os desbalanceamentos entre as componentes de quadratura e fase dos N_m sinais recebidos independentemente. Em seguida, é realizada a compensação da dispersão cromática inserida no enlace em cada sinal. Após a compensação da dispersão cromática, os sinais passam por um equalizador dinâmico, com o objetivo de combater a MD, PMD e CD residual, e desmisturar os N_m sinais recebidos. Em seguida, em cada sinal, recupera-se o relógio, a frequência e a fase do sinal recebido. Os bits transmitidos são então estimados após os processos de decisão e desmapeamento. Em simulação, a taxa de erro de bit (*bit error rate* – BER) ou a magnitude do vetor de erro (*error vector magnitude* – EVM) é calculada. Os blocos *Deskew*, recuperação de relógio e frequência não foram avaliados nesta tese, por não distinguirem significativamente do caso monomodo. Os demais blocos são detalhados nas próximas seções.

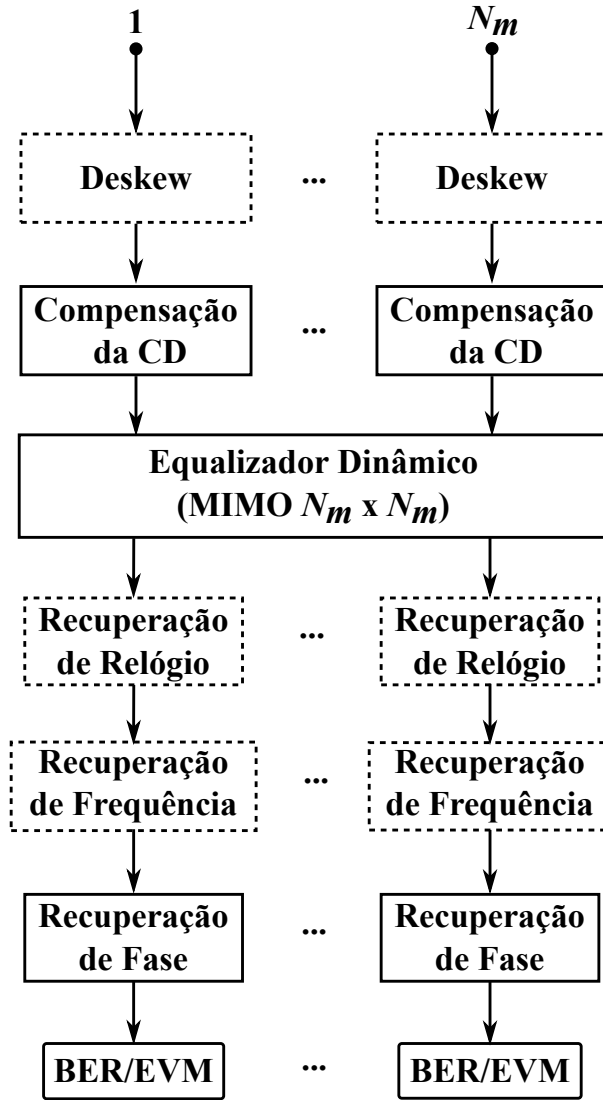


Figura 25 – Algoritmos de processamento digital do receptor para um sistema com multiplexação modal.

3.6.1 Compensação da dispersão cromática

A compensação da dispersão cromática é realizada por meio de um filtro equalizador estático. Esse filtro pode ser implementado no domínio da frequência dado pela sua resposta em frequência (SAVORY, 2016; SAVORY, 2008; TAYLOR, 2004),

$$H_{cd}[\omega] = \exp \left[j \frac{\omega^2 \beta^{(2)} L_t}{2} \right], \quad (3.29)$$

em que $\beta^{(2)}$ é definido pela Equação 2.29 e L_t é o comprimento do enlace. Esse filtro possui as mesmas características da resposta em frequência da CD inserida na transmissão, $1/H_{cd}$, trocando-se apenas o sinal do expoente. Nesta tese, o comprimento do filtro foi equivalente ao comprimento do sinal de entrada no domínio da frequência. Vale ressaltar que o filtro de compensação da CD também pode ser implementada no domínio do tempo (SAVORY, 2008).

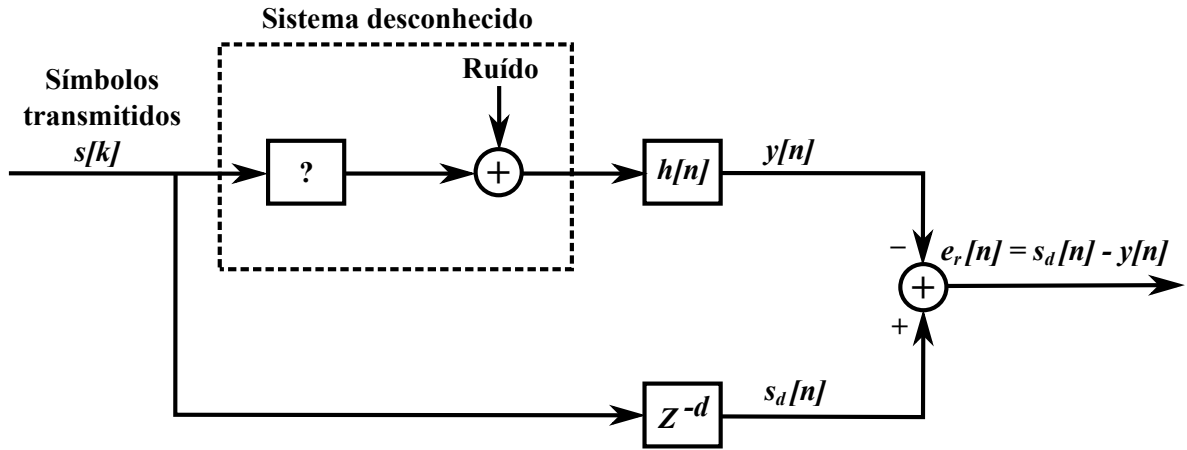


Figura 26 – Esquema de equalização supervisionada de um canal linear.

3.6.2 Equalização Dinâmica

A equalização dinâmica é uma parte importante dos algoritmos de DSP de um receptor óptico coerente, responsável por compensar CD residual, PMD, MD e por separar os sinais multiplexados em canais ortogonais. Alguns efeitos lineares na fibra são variantes no tempo, como a PMD, MD e o acoplamento intermodal. Logo, equalizadores estáticos não seriam capazes de recuperar as informações enviadas, pois os coeficientes dos seus filtros permaneceriam estáticos ao longo do tempo. Com isso, a equalização adaptativa se torna muito importante para acompanhar as variações do estado do canal óptico. Nas próximas seções, são abordados fundamentos de filtragem adaptativa.

3.6.2.1 Filtragem adaptativa de Wiener

A filtragem linear é muito utilizada em problemas de equalização de canais lineares desconhecidos, conforme ilustrado na Figura 26. A figura mostra o sinal transmitido $s[k]$ passando por um canal linear desconhecido acompanhado por uma fonte ruidosa aditiva. No receptor, o sinal recebido $x[n]$ passa por um filtro $h[n]$, cujos coeficientes são atualizados com base no erro entre o sinal de saída equalizado $y[n]$, e o sinal desejado $s_d[n]$, que é o sinal transmitido atrasado em d amostras. Para efeito de simplificação e análise da filtragem de Wiener, supõe-se que os sinais transmitidos e os canais são reais.

A saída do sinal após a filtragem do sistema é dada por

$$y[n] = x[n] * h[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k]x[n-k] = \sum_{k=0}^{N_{\text{taps}}-1} h[k]x[n-k], \quad (3.30)$$

em que $*$ é a operação de convolução e N_{taps} é o comprimento do filtro $h[n]$.

A saída apresentada na Equação 3.30 pode ser reescrita na forma matricial como (DINIZ, 2013),

$$y[n] = \mathbf{h}^T \mathbf{x}[n], \quad (3.31)$$

em que $\mathbf{h} = [h[0] \ h[1] \ \dots \ h[N_{\text{taps}} - 1]]^T$ é o vetor contendo os coeficientes do filtro equalizador e $\mathbf{x}[n] = [x[n] \ x[n-1] \ \dots \ x[n - N_{\text{taps}} + 1]]^T$ é o vetor contendo o sinal de entrada.

A filtragem de Wiener é um algoritmo supervisionado ótimo para sistemas que utilizam filtros com resposta ao impulso finita (*finite impulse response* – FIR) baseado no critério de mínimo erro quadrático médio (*mean-squared error* – MSE) (ROMANO *et al.*, 2011). A equalização do canal se baseia no erro entre o sinal desejado e o equalizado

$$e_r[n] = s_d[n] - y[n]. \quad (3.32)$$

O sistema se baseia na minimização do MSE. Logo, utilizando as Equações 3.31 e 3.32, e assumindo que os processos estocásticos discretos no tempo são estacionários de média zero, é possível encontrar a seguinte função custo de Wiener (ROMANO *et al.*, 2011; DINIZ, 2013)

$$J_w(\mathbf{h}) = E\{e_r^2[n]\} = \sigma_{s_d}^2 - \mathbf{b}^T \mathbf{h} - \mathbf{h}^T \mathbf{b} + \mathbf{h}^T \mathbf{B} \mathbf{h}, \quad (3.33)$$

em que $E\{\cdot\}$ é o operador de média do sinal e σ_{s_d} é o desvio padrão do sinal almejado. Os parâmetros $\mathbf{B}$ e $\mathbf{b}$ são a matriz de autocorrelação e o vetor de correlação cruzada, respectivamente, definidos como

$$\mathbf{B} = E\{\mathbf{x}[n]\mathbf{x}[n]^T\} = \begin{bmatrix} E\{x^2[n]\} & E\{x[n]x[n-1]\} & \dots & E\{x[n]x[n - N_{\text{taps}} + 1]\} \\ E\{x[n-1]x[n]\} & E\{x^2[n-1]\} & \dots & E\{x[n-1]x[n - N_{\text{taps}} + 1]\} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E\{x[n - N_{\text{taps}} + 1]x[n]\} & E\{x^2[n - N_{\text{taps}} + 1]\} & \dots & E\{x^2[n - N_{\text{taps}} + 1]\} \end{bmatrix}, \quad (3.34)$$

$$\mathbf{b} = E\{\mathbf{x}[n]s_d[n]\} = \begin{bmatrix} E\{x[n]s_d[n]\} \\ E\{x[n-1]s_d[n]\} \\ \vdots \\ E\{x[n - N_{\text{taps}} + 1]s_d[n]\} \end{bmatrix}. \quad (3.35)$$

Observa-se que a função custo de Wiener depende das médias estatísticas dos sinais de entrada e de referência. Para encontrar o valor mínimo desta função, de modo a obter os coeficientes ótimos do filtro, basta calcular o gradiente da Equação 3.33 e igualar a zero, $\nabla J_w = 0$. Assim, obtém-se a seguinte equação, conhecida como solução de Wiener (ROMANO *et al.*, 2011)

$$\mathbf{h}_{\text{opt}} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{b}. \quad (3.36)$$

Então, para encontrar os coeficientes ótimos do filtro, basta conhecer as estatísticas de segunda ordem dos sinais.

Com intuito de ilustrar a superfície da função custo de Wiener, transmitiram-se sinais binários polares (com símbolos +1 e -1). O canal consiste de um vetor de coeficientes

Algoritmo 1: Algoritmo LMS

Entrada: μ , s_d , $\mathbf{x}$
Saída: $\mathbf{y}$

- 1 **início**
- 2 Inicialização: $\mathbf{h}[0] = [0 \dots 0]^T$; $n = 0$;
- 3 **repita**
- 4 $y[n] \leftarrow \mathbf{h}^T[n]\mathbf{x}[n]$;
- 5 $e_{\text{LMS}}[n] \leftarrow s_d[n] - y[n]$;
- 6 $\mathbf{h}[n+1] \leftarrow \mathbf{h}[n] + \mu e_{\text{LMS}}[n]\mathbf{x}[n]^*$;
- 7 $n \leftarrow n + 1$;
- 8 **até** que se processe toda a entrada;
- 9 **fim**

$[1 \ 0,6]^T$ seguido de ruído gaussiano aditivo de média zero e variância unitária. O gráfico da função custo de Wiener, gerado a partir da Equação 3.33, é dado pela Figura 27a. Os coeficientes ótimos do filtro de Wiener, calculados a partir da Equação 3.36, são

$$\mathbf{h}_{\text{opt}} = \begin{bmatrix} h[0] \\ h[1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,45 \\ -0,11 \end{bmatrix}. \quad (3.37)$$

A Figura 27b apresenta a função custo em curvas de nível, em que os coeficientes ótimos são destacados no centro da figura, e representam o ponto de menor valor da função. Como esperado pela teoria, observa-se um mínimo global (WIDROW; STEARNS, 1985).

3.6.2.2 Algoritmo LMS

A filtragem de Wiener requer que se tenha um conhecimento prévio das estatísticas de segunda ordem do sinal recebido. Na prática, essas estatísticas são muitas vezes desconhecidas, tornando inviável a solução de Wiener. O algoritmo supervisionado de média quadrática mínima (*least mean square* – LMS) é um mecanismo de busca iterativa que estima as estatísticas de segunda ordem do sinal com base na aproximação estocástica do algoritmo de descida mais íngreme (*steepest descent*), que é um processo de otimização baseado no vetor gradiente (ROMANO *et al.*, 2011). Assim, as estatísticas de segunda ordem são estimadas utilizando apenas medidas instantâneas dos sinais (SAYED, 2008; ROMANO *et al.*, 2011). A grande vantagem do algoritmo LMS para sinais complexos é a sua simplicidade de implementação, em que os seus coeficientes são atualizados a cada iteração, de acordo com a seguinte relação (WIDROW *et al.*, 1975; SAYED, 2008)

$$\mathbf{h}[n+1] = \mathbf{h}[n] + \mu e_{\text{LMS}}[n]\mathbf{x}[n]^*, \quad (3.38)$$

em que μ é o passo do algoritmo, $e_{\text{LMS}}[n] = s_d[n] - y[n]$ é o erro do algoritmo LMS, $\mathbf{h}[n]$ é um vetor contendo os coeficientes do filtro no instante n e $\mathbf{x}[n]^*$ representa o complexo conjugado de $\mathbf{x}[n]$.

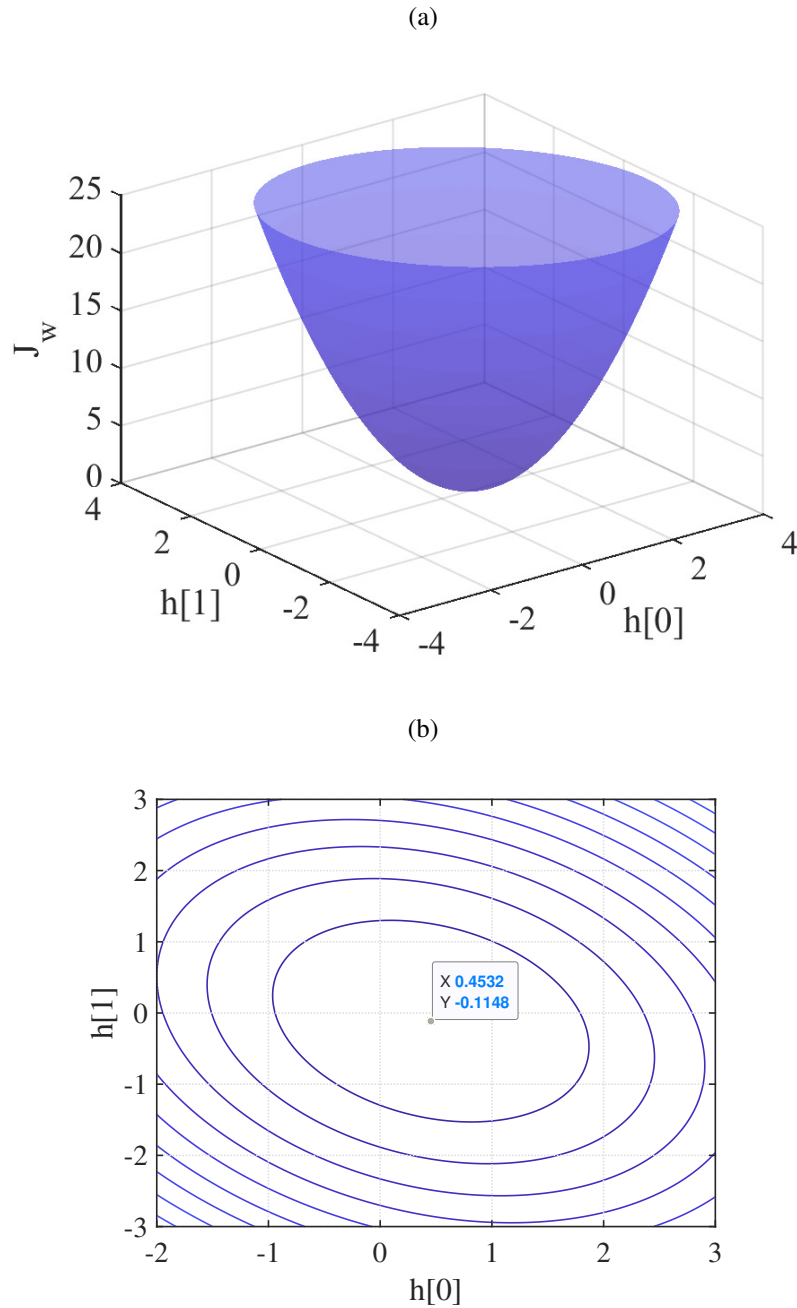


Figura 27 – Análise do filtro Wiener para um sinal real polar (com símbolos -1 e 1) convoluído com um vetor canal com coeficientes $[1 \ 0, 6]^T$, seguido de ruído gaussiano aditivo de média zero e variância unitária. (a) Superfície da função custo de Wiener. (b) Curvas de nível da função custo de Wiener.

De forma geral, o algoritmo LMS pode ser implementado conforme apresentado no Algoritmo 1. Primeiramente, inicializam-se os coeficientes do filtro como nulos, e calculam-se a saída do sinal e o erro. Então, atualizam-se os coeficientes do filtro e o contador de iteração é incrementado. O algoritmo termina quando são processadas todas as amostras recebidas.

O algoritmo LMS busca, a cada iteração, caminhar em direção à solução de Wiener com base no gradiente instantâneo do erro. A Figura 28 mostra tais iterações para uma transmissão de sinais binários polares (com símbolos iguais a -1 ou 1) em um canal linear com

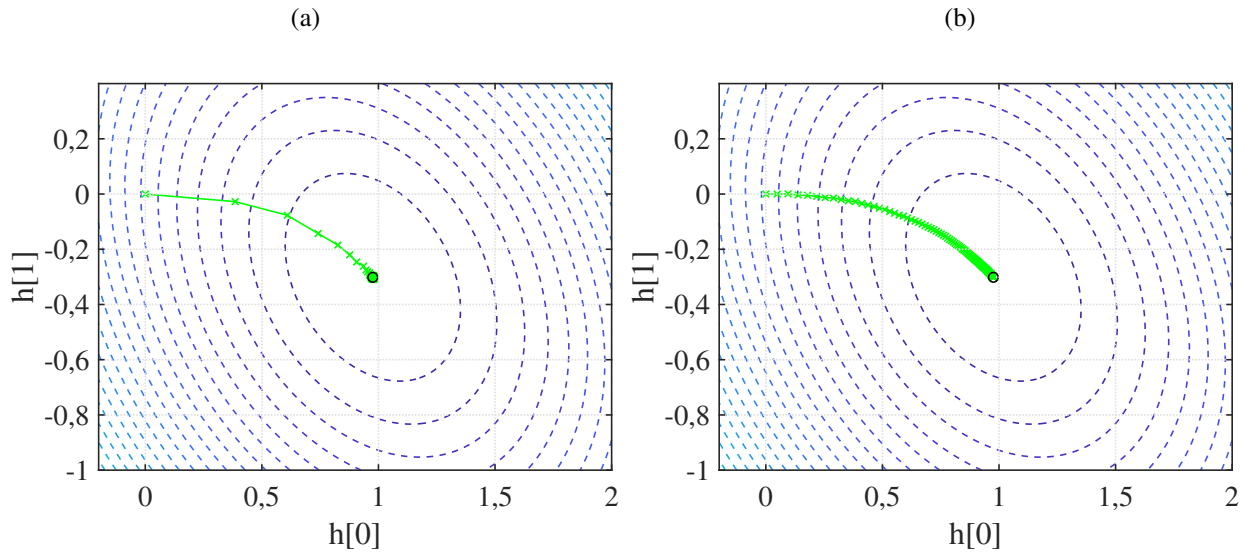


Figura 28 – Busca iterativa da solução ótima do algoritmo LMS para um sinal real polar (com símbolos 1 e -1) convoluído por um canal com coeficientes $[1 \ 0,35]^T$ e seguindo por ruído gaussiano aditivo de média zero e variância 0,1. (a) Para o passo $\mu = 10^{-3}$. (b) Para o passo $\mu = 10^{-4}$

coeficientes $[1 \ 0,35]^T$, seguido da adição de ruído gaussiano de média zero e variância 0,1. A solução de Wiener calculada pela Equação 3.36 é dada por

$$\mathbf{h}_{\text{opt}} = \begin{bmatrix} h[0] \\ h[1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,98 \\ -0,3 \end{bmatrix}. \quad (3.39)$$

De forma ilustrativa, analisam-se as iterações do algoritmo LMS em busca da solução ótima para dois valores de passo. O menor passo $\mu = 10^{-3}$, o algoritmo rapidamente tende a chegar ao ponto ótimo conforme apresentado na Figura 28a. Embora não esteja ilustrado na figura, grandes passos de adaptação, apesar de chegarem mais rapidamente à proximidade de mínimos, podem gerar erros em excesso (*excess errors*) mais elevados. O maior passo $\mu = 10^{-4}$, o algoritmo precisa de mais iterações para chegar à solução de Wiener, conforme apresentado na Figura 28b.

Uma outra forma de analisar a velocidade do algoritmo é observando a convergência dos coeficientes do filtro e do erro instantâneo, conforme apresentado na Figura 29 para os mesmos passos estudados anteriormente. Observa-se que, para o maior passo, o algoritmo LMS precisa de aproximadamente 8.000 símbolos para convergir (vide Figura 29a). Já para o menor o passo, o algoritmo precisa de aproximadamente 60.000 símbolos de convergência, conforme observado na Figura 29c. Erros em excesso na saída são variações do erro após a convergência do algoritmo. Observa-se que, nas Figuras 29b e 29d, para os passos $\mu = 10^{-3}$ e $\mu = 10^{-4}$, os erros em excesso são similares.

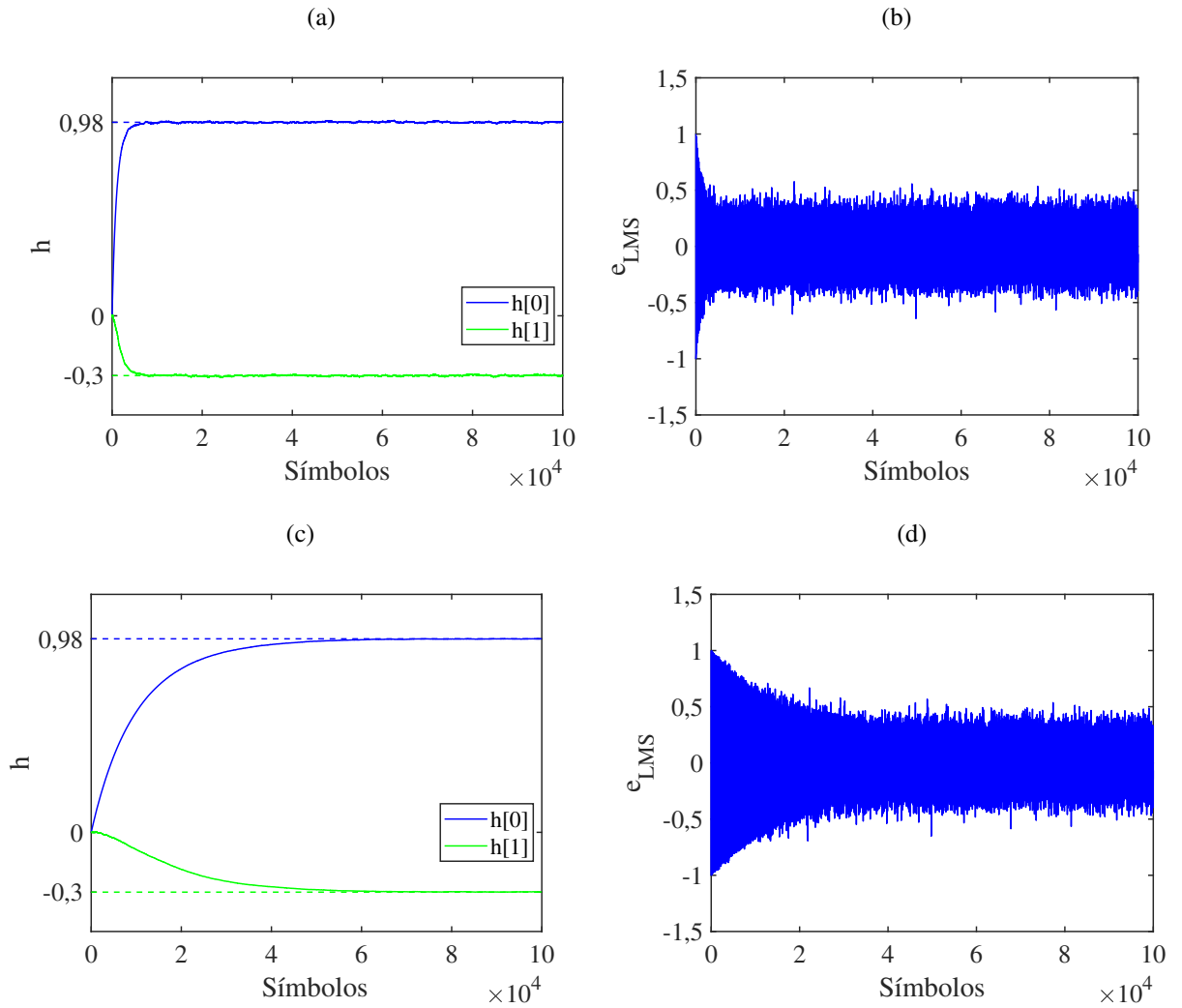


Figura 29 – Convergência do algoritmo LMS para um sinal real polar (com símbolos 1 e -1) em um canal com coeficientes $[1 \ 0,35]^T$, seguido pela adição de ruído gaussiano de média zero e variância 0,1. (a) e (c) Convergência do algoritmo LMS com base no valor dos coeficientes do canal para os passos $\mu = 10^{-3}$ e $\mu = 10^{-4}$, respectivamente. (b) e (d) Convergência do algoritmo LMS com base no erro instantâneo do algoritmo LMS para os passos $\mu = 10^{-3}$ e $\mu = 10^{-4}$, respectivamente.

3.6.2.3 Algoritmo RDE

O algoritmo de equalização orientada por raio (*radius directed equalization* - RDE) é um mecanismo iterativo de equalização adaptativa não supervisionada, isto é, não necessita conhecer os símbolos previamente transmitidos para o cálculo do erro (READY; GOOCH, 1990). O algoritmo leva em consideração o módulo do sinal para o cálculo do erro, dado por (SAVORY, 2010; SAVORY, 2016)

$$e_{\text{RDE}}[n] = (R^2 - |y[n]|^2)y[n] \quad (3.40)$$

em que R é o raio da constelação M -QAM mais próximo do sinal equalizado $y[n]$.

Embora o algoritmo cego RDE não necessite conhecer os símbolos transmitidos,

tal algoritmo apresenta problemas de mínimos locais em sua superfície de erro. Além disso, é possível ocorrer problemas de singularidades nos equalizadores para sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas, em que distintos equalizadores convergem para a mesma solução (SAVORY, 2010). Para evitar esses problemas, utiliza-se nesta tese um algoritmo RDE supervisionado, em que se conhece o raio transmitido. Logo, a sua implementação se torna similar ao algoritmo LMS, conforme visto no Algoritmo 2.

Algoritmo 2: Algoritmo RDE supervisionado

Entrada: μ , s_d , $\mathbf{x}$

Saída: $\mathbf{y}$

1 **início**

2 Inicialização: $\mathbf{h}[0] = [0 \dots 1 \dots 0]^T$; $n = 0$;

3 **repita**

4 $y[n] \leftarrow \mathbf{h}[n]^T \mathbf{x}[n]$;

5 $e_{\text{RDE}}[n] \leftarrow (|s_d[n]|^2 - |y[n]|^2)y[n]$;

6 $\mathbf{h}[n+1] \leftarrow \mathbf{h}[n] + \mu e_{\text{RDE}}[n] \mathbf{x}[n]^*$;

7 $n \leftarrow n + 1$;

8 **até** que se processe toda a entrada;

9 **fim**

A principal diferença desse algoritmo em relação ao algoritmo LMS consiste no cálculo do erro. Este é obtido elevando ao quadrado o módulo do sinal desejado e o de saída, e o resultado da diferença entre eles é multiplicado pela saída. Para o algoritmo RDE, aconselha-se inicializar o vetor coeficiente do filtro ($\mathbf{h}[0]$), com um valor unitário no coeficiente central e os restantes nulos. Essa técnica é conhecida como *single spike* (JOHNSON *et al.*, 1998). Embora ambos os algoritmos sejam supervisionados, o algoritmo RDE é mais robusto ao efeito de ruído de fase por levar em consideração apenas o módulo do sinal na atualização do erro.

3.6.2.4 Equalização com espaçamento fracionado

Nos algoritmos LMS e RDE, descritos anteriormente para um sistema monocal, todo o estudo foi feito assumindo equalizadores espaçados à taxa de símbolo, isto é, com espaçamento entre amostras igual ao tempo de símbolo, T_s . Entretanto, as estruturas dos sistemas ópticos que serão apresentadas nas Seções 3.6.2.5 e 3.6.2.6 fazem usos de equalizadores fracionalmente espaçados (*fractionally-spaced equalizers* - FSE), particularmente, com espaçamento de $T_s/2$ entre amostras. Um dos grandes motivos de utilizar FSEs é a insensibilidade à fase de amostragem, ou seja, possui uma maior robustez em lidar com erros de instante de amostragem (JOHNSON *et al.*, 1998; SPINLER, 2010). Além disso, equalizadores espaçados à taxa de símbolo precisam de um filtro de resposta ao impulso infinita (*infinite impulse response* – IIR) para equalizar perfeitamente um canal do tipo FIR. Já o FSE, quando os subcanais não compartilham uma raiz em comum (problema indicado pela relação de Bezout), consegue equa-

lizar um canal do tipo FIR utilizando filtros FIR (JOHNSON *et al.*, 1998; TREICHLER *et al.*, 1996).

3.6.2.5 Equalização MIMO no domínio do tempo (TDE-MIMO)

Em sistemas com multiplexação de polarização e de modos espaciais, os sinais propagantes são misturados, de modo que, no receptor, não é possível distingui-los imediatamente. Esse tipo de problema é comum em transmissão que emprega múltiplas entradas e múltiplas saídas (*multiple-input multiple-output* – MIMO), de modo a aumentar a capacidade da transmissão (SHAH *et al.*, 2005). Uma técnica amplamente empregada nas comunicações ópticas para fibras monomodo com multiplexação de polarização é a equalização MIMO 2×2 , que possui uma estrutura do tipo borboleta, cuja finalidade é desmisturar os fluxos de dados recebidos (SAVORY, 2008). Para MMFs, utiliza-se uma generalização da estrutura borboleta, realizando um equalizador MIMO $N_m \times N_m$, em que N_m contempla os modos espaciais e de polarização (cada modo espacial suporta até dois modos de polarização) (RYF *et al.*, 2011; INAN *et al.*, 2012). Tal generalização é apresentada na Figura 30, em que os N_m fluxos de dados são equalizados utilizando N_m^2 filtros FIR. Observa-se que esta estrutura contém N_m conjuntos de filtros independentes, em que cada grupo possui N_m filtros. Com base nas Equações 3.30 e 3.31, é possível descrever a m -ésima saída do equalizador MIMO, da seguinte forma

$$y_m[n] = \mathbf{h}_{m,1}^T[n] \mathbf{x}_1[n] + \mathbf{h}_{m,2}^T[n] \mathbf{x}_2[n] + \dots + \mathbf{h}_{m,N_m}^T[n] \mathbf{x}_{N_m}[n] = \sum_{i=1}^{N_m} \mathbf{h}_{m,i}^T[n] \mathbf{x}_i[n], \quad (3.41)$$

em que $y_m[n]$ é o valor da m -ésima saída instantane n , $\mathbf{x}_i[n]$ é o vetor coluna de sinal de entrada do i -ésimo canal no instante n e, $\mathbf{h}_{m,i}[n]$ é o vetor coluna no instante n contendo os coeficientes do filtro que tem como entrada o i -ésimo canal e produz a m -ésima saída. Observa-se que o cálculo de saída do equalizador depende de todos os N_m fluxos de dados de entrada. A atualização dos coeficientes dos filtros da m -ésima saída é dada por meio do algoritmo do gradiente estocástico descendente já estudado, que pode ser representado matematicamente como

$$\mathbf{h}_{m,i}[n+1] = \mathbf{h}_{m,i}[n] + \mu e_m[n] \mathbf{x}_i[n]^*. \quad (3.42)$$

Vale ressaltar que os coeficientes dos filtros são atualizados a cada duas amostras. Além disso, é produzido um símbolo de saída a cada duas amostras, o que corresponde a uma decimação por um fator de 2. Isso se faz necessário devido à equalização fracionada.

O sinal de erro do equalizador ($e_m[n]$) é calculado de acordo com a seleção de um dos dois algoritmos de equalização investigados: o LMS e o RDE supervisionado. No caso de o erro ser atualizado pelo algoritmo LMS, o algoritmo MIMO-TDE é similar ao apresentado no Algoritmo 1, de modo que se inicializam como zeros todos os coeficientes dos N_m^2 filtros, $\mathbf{h}_{m,i}$. Realiza-se a filtragem do sinal de acordo com a Equação 3.41, calcula-se o erro LMS do sinal, e então atualizam-se todos os filtros de acordo com a Equação 3.42. O processo é repetido continuamente. No caso de o erro ser atualizado pelo algoritmo RDE supervisionado, requer-se

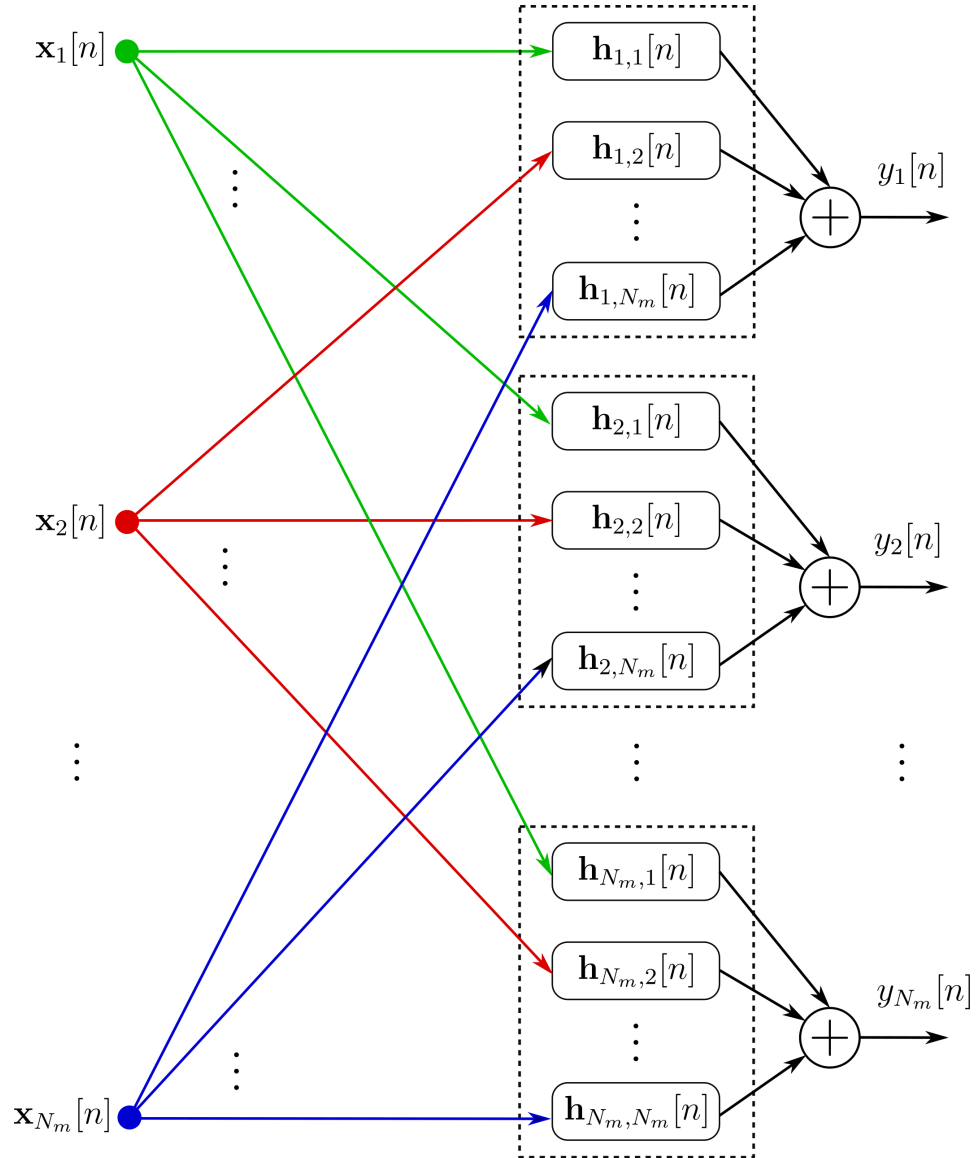


Figura 30 – Arquitetura do equalizador TDE-MIMO.

uma etapa inicial de pré-convergência. Logo, utilizou-se neste trabalho um esquema de equalização híbrido, no qual o algoritmo LMS inicia a equalização e, depois de um certo período, a atualização dos coeficientes é comutada para o algoritmo RDE supervisionado. Neste caso, a equalização inicial do LMS é útil para facilitar a inicialização dos coeficientes dos filtros para o algoritmo RDE supervisionado. A operação contínua do algoritmo LMS sem recuperação de fase seria prejudicada pela influência do ruído de fase. Em sistemas práticos, aplica-se um esquema semi-supervisionado em que, após inicializado, o RDE supervisionado é aplicado sobre sequências de treinamento, enquanto o RDE não-supervisionado é aplicado em sequência de dados de informação. Este trabalho, contudo, concentra-se nas limitações do algoritmo supervisionado.

3.6.2.6 Equalização MIMO no domínio da frequência (FDE-MIMO)

Alternativamente à equalização MIMO no domínio do tempo, é possível implementar equalização no domínio da frequência. Para canais altamente dispersivos, como sistemas com multiplexação espacial, a FDE se torna uma alternativa atrativa, pois a sua complexidade é proporcional ao logaritmo do espalhamento temporal do canal. Assim, por mais que se aumente o espalhamento temporal, não há grande impacto na complexidade. Essa propriedade contrasta com a TDE, cuja complexidade aumenta linearmente com o espalhamento temporal do canal (RANDEL *et al.*, 2013).

O equalizador FDE-MIMO implementado nesta tese é uma generalização para FMFs de um esquema proposto para sistemas ópticos com multiplexação de polarização (FARUK; KIKUCHI, 2011). Com base nos fundamentos matemáticos propostos por (FARUK; KIKUCHI, 2011) e (JOHNSON *et al.*, 1998), apresenta-se a seguir a extensão do modelo para FMFs com N_m entradas e saídas.

A m -ésima saída y_m do equalizador TDE-MIMO com filtros FSE de comprimento N_{taps} espaçados de $T_s/2$, pode ser expressa como uma convolução de taxa $T_s/2$ com o sinal recebido (JOHNSON *et al.*, 1998)

$$y_m[n] = \sum_{i=1}^{N_m} \sum_{j=0}^{N_{\text{taps}}-1} h_{m,i}[j] x_i \left((n-j) \frac{T_s}{2} \right). \quad (3.43)$$

em que $x_i(nT_s/2)$ é o sinal da i -ésima entrada contínuo no tempo, amostrado com espaçamento de $T_s/2$ entre amostras. Sem perda de generalidade, a saída é decimada de um fator de 2 selecionando apenas as amostras pares, tal que $n = 2k$, em que $k = (0, 1, 2, \dots)$ é o índice que representa amostras espaçadas de T_s , representada por

$$\begin{aligned} y_m[k] &= \sum_{i=1}^{N_m} \sum_{j=0}^{N_{\text{taps}}-1} h_{m,i}[j] x_i \left((2k-j) \frac{T_s}{2} \right), \\ &= \sum_{i=1}^{N_m} \sum_{j=0}^{N_{\text{taps}}-1} h_{m,i}[j] x_i \left(kT_s - j \frac{T_s}{2} \right). \end{aligned} \quad (3.44)$$

Desmembrando a convolução da Equação 3.44 em amostras pares e ímpares, e assumindo que N_{taps} é par, tal que $L = N_{\text{taps}}/2$ seja inteiro, tem-se

$$\begin{aligned} y_m[k] &= \sum_{i=1}^{N_m} \left[\sum_{j=0}^{L-1} h_{m,i}[2j] x_i \left(kT_s - 2j \frac{T_s}{2} \right) + h_{m,i}[2j+1] x_i \left(kT_s - (2j+1) \frac{T_s}{2} \right) \right], \\ &= \sum_{i=1}^{N_m} \left[\sum_{j=0}^{L-1} h_{m,i}[2j] x_i((k-j)T_s) + h_{m,i}[2j+1] x_i \left((k-j)T_s - \frac{T_s}{2} \right) \right]. \end{aligned} \quad (3.45)$$

Com base na Equação 3.45, a m -ésima saída do equalizador MIMO pode ser representada como combinações de convoluções de subequalizadores pares e ímpares espaçados à

taxa de símbolo, de acordo com (FARUK; KIKUCHI, 2011),

$$y_m[k] = \sum_{i=1}^{N_m} [x_i^P[k] * h_{m,i}^P[k] + x_i^I[k] * h_{m,i}^I[k]], \quad (3.46)$$

em que $x_i^P[k]$ e $x_i^I[k]$ são os sinais das amostras pares e ímpares de $x_i[k]$, nessa ordem, e $h_{m,i}^P[k]$ e $h_{m,i}^I[k]$ são os sinais das amostras pares e ímpares de $h_{m,i}[k]$, respectivamente. Assim, em vez de atualizar os coeficientes dos filtros espaçados $T_s/2$ a cada duas amostras, o uso da abordagem de subequalizadores pares e ímpares opera com atualização dos filtros espaçados T_s , amostra a amostra (FARUK; KIKUCHI, 2011).

Aplicando a transformada discreta de Fourier (*discrete fourier transform* – DFT) na Equação 3.46, obtém-se a seguinte equação

$$\tilde{\mathbf{Y}}_m[u] = \sum_{i=1}^{N_m} [\tilde{\mathbf{X}}_i^P[u] \times \tilde{\mathbf{H}}_{m,i}^P[u] + \tilde{\mathbf{X}}_i^I[u] \times \tilde{\mathbf{H}}_{m,i}^I[u]], \quad (3.47)$$

em que $\tilde{\mathbf{A}}[u]$ representa a DFT de $\mathbf{a}(k)$.

As transformadas de Fourier discretas diretas e inversas têm como princípio o uso de convoluções circulares. De modo a extrair a convolução linear por meio de uma convolução circular, a Equação 3.47 pode ser implementada utilizando o método *overlap-save* (OPPENHEIM; R. W. Schafer with J. R. Buck, 1999). Este método sobrepõe amostras de dois blocos consecutivos de entrada, evitando distorções na saída devido às DFTs/IDFTs. Pelo fato que o método *overlap-save* opera por blocos, os sinais apresentados na Equação 3.46, $x_i^P[k]$, $x_i^I[k]$, $h_{m,i}^P[k]$ e $h_{m,i}^I[k]$, são substituídos por blocos de tamanho L , representados por $\mathbf{x}_i^P[k]$, $\mathbf{x}_i^I[k]$, $\mathbf{h}_{m,i}^P[k]$ e $\mathbf{h}_{m,i}^I[k]$, respectivamente.

O algoritmo MIMO-FDE utilizado nesta tese é explicado seguindo fluxo de sua arquitetura de processamento proposto em (FARUK; KIKUCHI, 2011), sendo generalizado para FMFs, conforme apresentado na Figura 31. Para cada fluxo de entrada do equalizador são selecionados blocos de amostras pares e ímpares de comprimento L . As amostras são entregues para DFTs de $2L$ pontos, em dois blocos, um contendo o bloco de mensagem atual e o outro, contendo o bloco anterior, de acordo com

$$\tilde{\mathbf{X}}_m^P[u] = \text{DFT}(\mathbf{x}_m^P[u]) = \text{DFT} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{x}_m^P[k] \\ \mathbf{x}_m^P[k-1] \end{bmatrix} \right), \quad (3.48)$$

$$\tilde{\mathbf{X}}_m^I[u] = \text{DFT}(\mathbf{x}_m^I[u]) = \text{DFT} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{x}_m^I[k] \\ \mathbf{x}_m^I[k-1] \end{bmatrix} \right), \quad (3.49)$$

em que $\tilde{\mathbf{X}}_m^P[u]$ e $\tilde{\mathbf{X}}_m^I[u]$ são as transformadas de Fourier discretas dos blocos das entrada pares e ímpares rearranjadas, respectivamente. Vale ressaltar que a necessidade de tais rearranjos se deve ao fato que o algoritmo utiliza o método *overlap-save* com um fator de sobreposição de 50% entre os blocos de entrada.

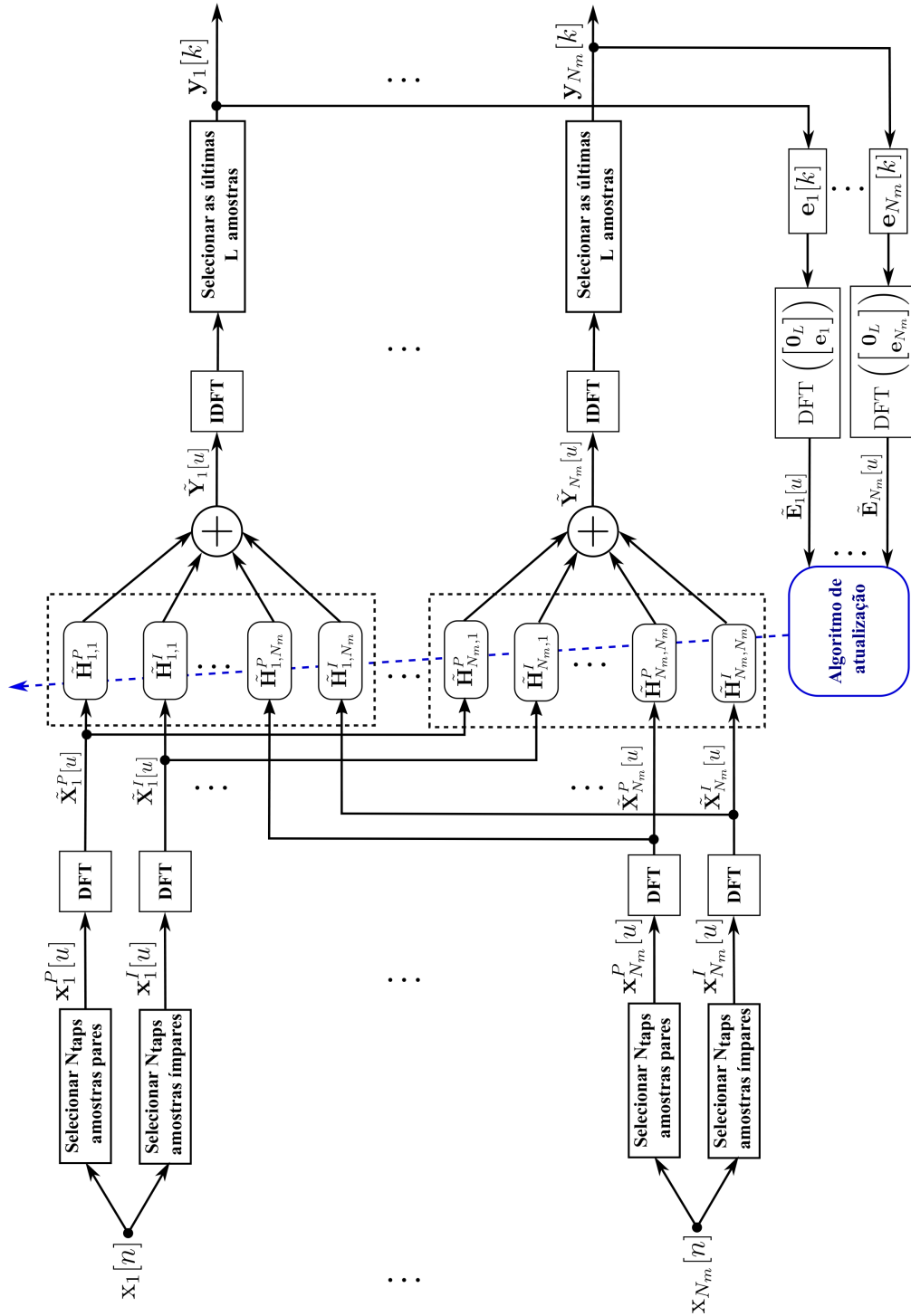


Figura 31 – Arquitetura do equalizador MIMO-FDE para sistemas com multiplexação modal e de polarização. Figura baseada em (FARUK; KIKUCHI, 2011).

Após as DFTs, as entradas alimentam os subequalizadores pares e ímpares no domínio da frequência. No total são $2N_m^2$ subequalizadores de comprimento $2L$, sendo inicializados a partir das DFTs dos vetores compostos pelos filtros no tempo acrescidos por L amostras zeros, de acordo com

$$\tilde{\mathbf{H}}_{m,i}^P[u] = \text{DFT} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{h}_{m,i}^P[k] \\ \mathbf{0}_L \end{bmatrix} \right), \quad (3.50)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}_{m,i}^I[u] = \text{DFT} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{h}_{m,i}^I[k] \\ \mathbf{0}_L \end{bmatrix} \right). \quad (3.51)$$

Cada grupo de $2N_m$ subequalizadores é responsável por gerar uma das N_m saídas no domínio da frequência, $\tilde{\mathbf{Y}}_m[u]$, de forma independente, de acordo com a Equação 3.47. Em sequência, em cada saída executa-se uma IDFT, e selecionam-se apenas as últimas L amostras. Assim, produz-se o m -ésimo vetor coluna de saída no domínio do tempo, dado por

$$\mathbf{y}_m[k] = \text{selecionam-se as últimas } L \text{ amostras da IDFT}(\tilde{\mathbf{Y}}_m[u]). \quad (3.52)$$

O vetor erro é então calculado no domínio do tempo. Para o caso do algoritmo LMS, o vetor erro da m -ésima saída é dado por

$$\mathbf{e}_m^{\text{LMS}}[k] = [\mathbf{s}_{d_m}[k] - \mathbf{y}_m[k]], \quad (3.53)$$

e, para o caso do algoritmo RDE supervisionado, ele é dado como

$$\mathbf{e}_m^{\text{RDE}}[k] = \{|\mathbf{s}_{d_m}[k]|^2 - |\mathbf{y}_m[k]|^2\} \mathbf{y}_m[k]. \quad (3.54)$$

Por simplicidade de notação, o vetor erro é chamado por $\mathbf{e}_m[k]$ para ambos algoritmos. Então, o m -ésimo vetor erro é convertido novamente para o domínio da frequência, inserindo-se L amostras zero no início da sequência, conforme mostrado na equação a seguir

$$\tilde{\mathbf{E}}_m[u] = \text{DFT} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{0}_L \\ \mathbf{e}_m[k] \end{bmatrix} \right). \quad (3.55)$$

Para atualização dos coeficientes dos subequalizadores pares e ímpares, primeiramente, é preciso encontrar os seus respectivos vetores gradiente, dados como

$$\Delta_{m,i}^P[k] = \text{selecionam-se as primeiras } L \text{ amostras da IDFT}(\mathbf{E}_m[u] \times \tilde{\mathbf{U}}_i^P[u]^*), \quad (3.56)$$

$$\Delta_{m,i}^I[k] = \text{selecionam-se as primeiras } L \text{ amostras da IDFT}(\mathbf{E}_m[u] \times \tilde{\mathbf{U}}_i^I[u]^*). \quad (3.57)$$

Observa-se que os vetores gradiente são obtidos com base nas IDFTs dos produtos no domínio da frequência entre os vetores de erro e das entradas, de modo que se mantêm apenas as L primeiras amostras dos resultados das IDFTs.

Por fim, os vetores de coeficientes pares e ímpares dos subequalizadores são atualizados no domínio da frequência como

$$\tilde{\mathbf{H}}_{m,i}^P[u+1] = \tilde{\mathbf{H}}_{m,i}^P[u] + \mu \text{DFT} \left(\begin{bmatrix} \Delta_{m,i}^P[k] \\ \mathbf{0}_L \end{bmatrix} \right), \quad (3.58)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}_{m,i}^I[u+1] = \tilde{\mathbf{H}}_{m,i}^I[u] + \mu \text{DFT} \left(\begin{bmatrix} \Delta_{m,i}^I[k] \\ \mathbf{0}_L \end{bmatrix} \right). \quad (3.59)$$

Após as atualizações dos coeficientes, novos blocos de entrada são construídos de modo a dar prosseguimento ao processo de equalização. Vale ressaltar que, nesta tese, utiliza-se arquitetura MIMO-FDE com atualização dos coeficientes por meio do algoritmo LMS. Também se utiliza o algoritmo RDE supervisionado, porém numa versão híbrida, em que primeiro se usa o LMS para inicializar os coeficientes dos filtros e, depois de um certo período, comuta-se para o algoritmo RDE, de modo a continuar o processo de equalização adaptativa.

3.6.3 Recuperação de fase

Sistemas de modulação M -QAM de alta ordem são mais susceptíveis ao ruído de fase do laser, devido à diminuição do espaçamento entre os símbolos na sua constelação e, conseqüentemente, dificultando a recuperação de fase da portadora. Assim, esta tese emprega o algoritmo de busca cega de fase (*blind phase search* – BPS) (PFAU *et al.*, 2009), que possui uma robusta tolerância ao ruído de fase e arquitetura compatível com processamento paralelo. De modo a acelerar o processamento computacional dos dados, adota-se o BPS com fator de esquecimento (FF – *forgetting factor*), FF-BPS, proposto por (PAYYAZH *et al.*, 2018). O algoritmo BPS possui uma estrutura com *buffer* de entrada, para combater o ruído aditivo do canal, que é adequada a processamento paralelo em *hardware*. Já o FF-BPS substitui esse *buffer* por uma estrutura retroalimentada utilizando um fator de esquecimento que possibilita o processamento amostra a amostra. Como as simulações realizadas são sequenciais, não contando com a paralelização em *hardware*, o FF-BPS reduz o tempo de simulação. Como mostrado em (PAYYAZH *et al.*, 2018), o FF-BPS apresenta desempenho equivalente ao BPS tradicional. Arquitetura do algoritmo FF-BPS é apresentada na Figura 32. Esta estrutura do recuperador de fase se repete para todos os N_m canais espaciais e de polarização presentes. Para facilitar apresentação do algoritmo, omite-se das derivações o índice de canal espacial.

Primeiramente, o algoritmo testa B diferentes rotações de ângulos de fase θ , no sinal de entrada, $y[k]$. Assume-se que o número total de fases de teste é par. Assim, é possível obter a seguinte relação da fase candidata para sistemas M -QAM com variação entre $-\pi/4$ a $\pi/4$,

$$\theta_j = \frac{(j - B/2) \pi}{B} \frac{\pi}{2}, \quad \text{para } j = 0, 1, 2, \dots, B - 1. \quad (3.60)$$

Observa-se que quanto maior for o valor de B , menor será o intervalo entre as fases de teste, melhorando a resolução na procura da fase de correção correta. O algoritmo rotaciona o sinal de entrada para cada fase candidata. Em seguida, o sinal rotacionado passa por um decisor de símbolo complexo M -QAM, de modo a gerar o seguinte sinal

$$v_j[k] = |y[k]e^{j\theta_j[k]} - \hat{y}_j[k]|, \quad (3.61)$$

em que $\hat{y}_j[k]$ é o símbolo complexo após a decisão. A saída de cada bloco de fase candidata é calculada por meio de uma estrutura de retroalimentação, dada como (PAYYAZH *et al.*, 2018)

$$p_j[k] = v_j[k](1 - F_e) + p_j[k - 1]F_e, \quad (3.62)$$

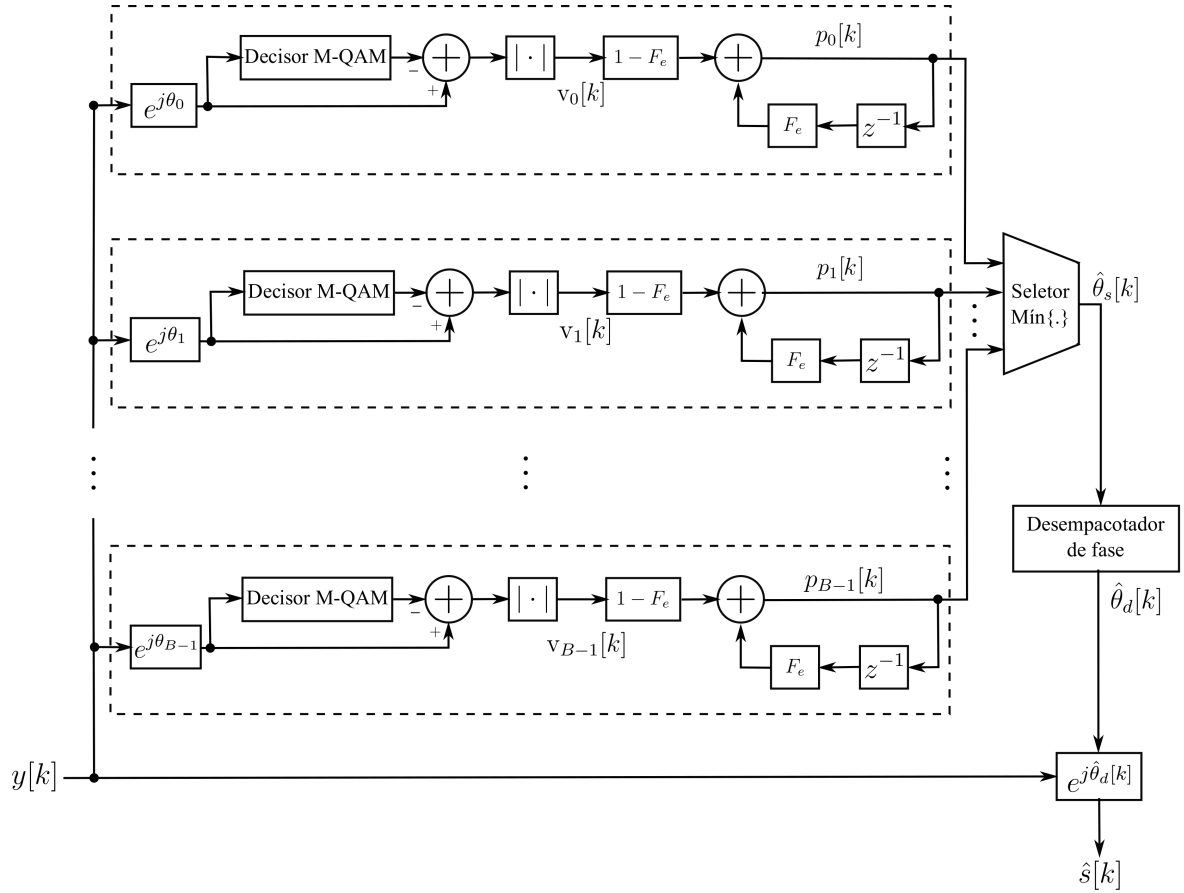


Figura 32 – Arquitetura do algoritmo de recuperação cega de fase com fator de esquecimento.

em que F_e é fator de esquecimento do algoritmo, que tem como função remover distorções provenientes do ruído aditivo. As saídas dos B blocos de teste de fase alimentam um bloco seletor, que é responsável por encontrar o menor valor de $p_j[k]$, e selecionar a sua respectiva fase candidata, $\theta_s[k]$, como a fase estimada para correção. Porém nota-se que a excursão da fase estimada é limitada entre $-\pi/4$ a $\pi/4$, conforme observado na Equação 3.60, gerando descontinuidades na fase do sinal. Tais descontinuidades são tratadas por um processo chamado de desempacotador de fase (*phase unwrapper – PU*), que tem como objetivo reconstruir o sinal de forma contínua. No caso de sistemas com modulação M -QAM, o PU pode ser calculado como (IP; KAHN, 2007; DINIZ *et al.*, 2019)

$$\hat{\theta}_d[k] = \hat{\theta}_s[k] + \left\lfloor \frac{1}{2} + \frac{\hat{\theta}_d[k-1] - \hat{\theta}_s[k]}{\pi/2} \right\rfloor \frac{\pi}{2}. \quad (3.63)$$

Por fim, o sinal de entrada é corrigido pela fase candidata desempacotada, de acordo com a seguinte equação

$$\hat{s}[k] = y[k]e^{j\hat{\theta}_d[k]}, \quad (3.64)$$

em $\hat{s}[k]$ é a saída estimada do algoritmo FF-BPS.

3.7 Magnitude do vetor de erro (EVM)

A EVM é uma métrica de qualidade de transmissão do sinal com base na comparação dos símbolos transmitidos e recebidos. Nesta tese, emprega-se a EVM para estimar a BER do sinal recebido, de modo a dispensar longas sequências de bits para uma contagem precisa da BER (SHAFIK *et al.*, 2006). Neste trabalho, a utilização da EVM em vez da contagem direta de erro é especialmente interessante porque sistemas com equalizadores MIMO de alta ordem possuem elevado tempo de processamento.

Primeiramente, é calculada a raiz média quadrática (*root mean square – RMS*) da EVM de acordo com (TECHNICAL..., 2013)

$$\text{EVM}_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{N_s} \left(\sum_{k=0}^{N_s-1} |s_d[k] - \gamma \hat{s}[k]|^2 \right)}, \quad (3.65)$$

em que N_s é o tamanho do bloco de símbolos a ser analisado, $s_d[k]$ é o sinal transmitido, $\hat{s}[k]$ é o sinal estimado, e γ é um fator de normalização dado por

$$\gamma = \frac{\sum_{n=0}^{N_s-1} |s_d[k]|^2}{\sum_{k=0}^{N_s-1} (\text{Re}\{s_d[k]\}\text{Re}\{\hat{s}[k]\} + \text{Im}\{s_d[k]\}\text{Im}\{\hat{s}[k]\})}, \quad (3.66)$$

em que $\text{Re}\{\cdot\}$ e $\text{Im}\{\cdot\}$ são operadores que extraem a parte real e imaginária do sinal, respectivamente. Assim, para um sistema óptico operando em regime linear, em que o ruído gaussiano aditivo é dominante, é possível estimar a SNR a partir do EVM_{RMS} , com base na seguinte aproximação (SHAFIK *et al.*, 2006)

$$\text{SNR} \approx (\text{EVM}_{\text{RMS}})^{-2}. \quad (3.67)$$

Por fim, a BER estimada é obtida por meio da Equação 3.5, que representa a função teórica da probabilidade de erro de bit em função da SNR para sistemas M -QAM.

3.8 Resumo do capítulo

Este capítulo apresentou os principais fundamentos de sistemas ópticos coerentes de comunicação. No transmissor, estudaram-se a modulação M -QAM, codificação Gray, codificação diferencial, probabilidade de erro de bit para modulação M -QAM, o pulso conformador RRC e a modulação óptica. Já no receptor, descreveram-se o *front-end* óptico baseado em um receptor coerente com diversidade de modo, polarização e fase. Também descreveram-se os algoritmos de DSP utilizados na recepção, como a compensação de CD, equalização dinâmica e recuperação de fase. Com relação à equalização dinâmica, estudaram-se as arquiteturas MIMO-TDE e MIMO-FDE, com base nos algoritmos LMS e RDE supervisionados para atualização dos filtros equalizadores. Por fim, apresentou-se uma estimativa de BER por meio do cálculo da EVM. O próximo capítulo abordará os fundamentos de transmissão MSB a serem aplicados a sistemas ópticos com multiplexação modal.

4 SISTEMA MULTISUB-BANDA (MSB)

Sistemas ópticos com multiplexação modal possuem elevado espalhamento temporal, com consequências no comprimento dos filtros equalizadores. Além disso, a multiplexação modal requer equalizadores MIMO adaptativos de alta ordem, o que aumenta ainda mais a complexidade da estrutura de DSP do receptor. Logo, tornam-se essenciais sistemas de transmissão que permitam paralelizar o DSP, de modo que seja viável a implementação em uma arquitetura em ASIC. Sistemas MSB têm sido investigados como uma solução para aliviar restrições de DSP na recepção, em termos de complexidade e paralelização. A abordagem de particionamento em sub-bandas permite reduzir significativamente a complexidade na equalização da dispersão cromática CD (HO, 2009; MALEKIHA *et al.*, 2015). Além disso, ela permite reduzir o comprimento dos filtros requeridos na equalização da dispersão modal, com vantagens de implementação em *hardware* (MIZUNO *et al.*, 2014; SHIBAHARA *et al.*, 2016). Por último, mas não menos importante, esquemas com múltiplas sub-bandas têm potencial para mitigar efeitos não-lineares do canal (TANG *et al.*, 2010; QIU *et al.*, 2014; KRAUSE *et al.*, 2017).

O comprimento do filtro digital para compensar a CD possui uma relação quadrática com a banda do sinal (NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014b), e pode ser mensurado em número de amostras como (ARIK *et al.*, 2014)

$$N_{cd} = \lceil 2\pi|\beta^{(2)}|L_t(R_s O_s)^2 \rceil, \quad (4.1)$$

em que L_t é o distância total do enlace, O_s é o número de amostras por símbolo e o operador $\lceil x \rceil$ é o menor inteiro maior ou igual a x . Um sistema MSB com N_{sb} sub-bandas possui uma taxa de símbolo dada por

$$R_{sb} = \frac{1}{T_{sb}} = \frac{R_{sc}}{N_{sb}}, \quad (4.2)$$

em que T_{sb} é o período de símbolo do sistema MSB e R_{sc} é a taxa de símbolo do sistema SC equivalente. Observa-se que a taxa de símbolo em um sistema MSB é N_{sb} vezes menor do que em um sistema SC. Reduzir a taxa de símbolo por um fator de N_{sb} de acordo com a Equação 4.1 representa uma redução por um fator quadrático de N_{sb}^2 no comprimento do filtro equalizador de cada sub-banda. De modo a visualizar o impacto do esquema MSB na redução do comprimento do filtro, a Figura 33 apresenta uma comparação entre os sistemas SC e MSB com $N_{sb} = 3, 5$ e 9 sub-bandas em termos de comprimento do filtro de CD para $L_t = 1, 10, 100$ km. Utiliza-se $O_s = 2$, $\beta^{(2)} = 28 \text{ ps}^2/\text{km}$, a taxa de símbolo do sistema SC é configurada igual a 32 Gbaud, e a taxa do sistema MSB é calculada de acordo com a Equação 4.2. A Figura 33 mostra que, para 1 km de distância, a dispersão cromática acumulada é pequena, e o emprego do sistema MSB não implica em vantagens em relação ao sistema SC. Porém, para distâncias maiores que 10 km, esse cenário se altera. Em 100 km, por exemplo, o filtro SC requer 73 amostras para compensar a CD acumulada, enquanto que para o sistema MSB com 3 sub-bandas requerem-se

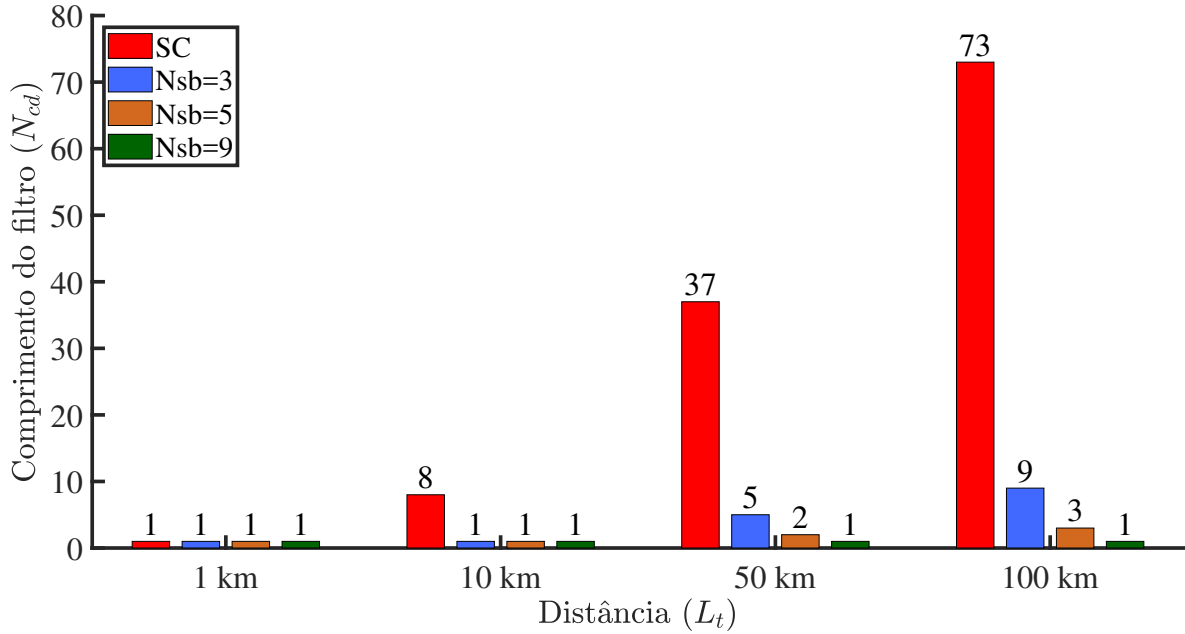


Figura 33 – Análise do comprimento do filtro para compensar a dispersão cromática em sistemas SC e MSB com 3, 5 e 9 sub-bandas para diferentes distâncias. O gráfico é construído com base na Equação 4.1 para os parâmetros $R_{sc} = 32$ Gbaud, $R_{sb} = 32$ Gbaud/ N_{sb} , $\beta^{(2)} = 28$ ps²/km e $O_s = 2$.

apenas 9 amostras. Com 9 sub-bandas o comprimento do filtro reduz para apenas 1 amostra. Esse resultado mostra que é possível realizar o filtro de CD utilizando apenas um único tap empregando-se um esquema MSB com um número suficiente de sub-bandas.

A compensação da dispersão modal e da diafonia em MMFs são realizadas por filtros equalizadores MIMO. O comprimento em amostras desses filtros em um regime de fraco acoplamento pode ser aproximado por (ARIK *et al.*, 2014),

$$N_{md} = \lceil \Delta\beta^{(1)} L_t O_s R_s \rceil \quad (4.3)$$

em que $\Delta\beta^{(1)}$ é o máximo DMD entre os modos. Ao contrário da CD, esta equação mostra que o comprimento do filtro equalizador obedece uma relação linear com a taxa de símbolo. A Figura 34 compara os valores do comprimento do filtro para compensar a MD para diferentes distâncias entre os sistemas SC e MSB com base na Equação 4.3, com $\Delta\beta^{(1)} = 20$ ps/km e os parâmetros restantes configurados de acordo com os valores apresentados na Figura 33. Observa-se que para curtas distâncias, por exemplo 1 km, usar o esquema MSB para compensar o MD não traz uma redução significativa do comprimento do filtro devido ao DMD acumulado ser pequeno. Porém, assim que aumenta a distância, nota-se que a redução do comprimento é proporcional ao número de sub-bandas implementadas. Por exemplo, no caso de 100 km, o filtro requer 128 amostras, já para o sistema MSB com 9 sub-bandas o comprimento reduz para 15 amostras, uma redução por um fator de $N_{sb} = 9$.

A Figura 35 apresenta novamente a comparação entre os sistemas SC e MSB, porém

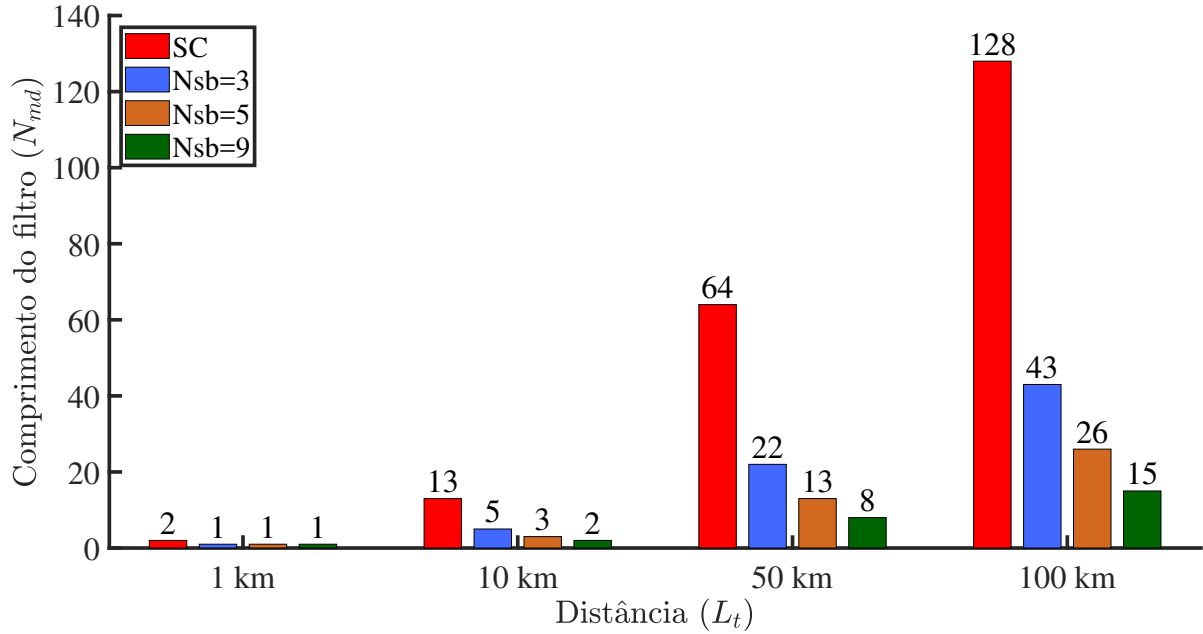


Figura 34 – Análise do comprimento do filtro para compensar a MD para sistemas SC e MSB com 3, 5 e 9 sub-bandas para diferentes distâncias. Utiliza-se a Equação 4.3 com base nos parâmetros $R_s = 32$ Gbaud, $R_{sb} = 32$ Gbaud/ N_{sb} , $\Delta\beta^{(1)} = 20$ ps/km e $O_s = 2$.

considerando o impacto dos dois efeitos simultaneamente ($N_{cd} + N_{MD}$). Ratifica-se que para curtas distâncias (caso 1 km), o processamento por sub-banda não obtém uma vantagem em relação ao caso SC. Porém, à medida que aumenta a distância, o processamento MSB torna-se atraente. Como exemplo, em 100 km, o filtro do sistema SC precisa de 201 de amostras, já o sistema MSB com 3, 5 e 9 sub-bandas requer apenas 52, 29 e 16 amostras, com um fator de redução de 3,9, 6,9 e 12,5, respectivamente. Nota-se, neste caso, que o fator de redução do comprimento do filtro tende a ser muito maior que N_{sb} , à medida que se aumenta o número de sub-bandas transmitidas. Isso se deve à contribuição quadrática da CD.

4.1 Transceptor MSB para sistemas com multiplexação modal

Nesta tese, utiliza-se um sistema MSB com multiplexação modal, generalizando o esquema de transmissão proposto para sistema com apenas multiplexação de polarização em (MALEKIHA *et al.*, 2015; NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014b). O diagrama de transmissão é mostrado na Figura 36. A estrutura básica de geração de sinais é replicada para cada um dos N_m modos. Os dados gerados por uma fonte binária são primeiramente mapeados em uma constelação de sinais complexos a uma taxa equivalente à do sistema SC, $R_{sc} = N_{sb}/T_{sb}$, em que N_{sb} é o número de sub-bandas que transportam informação e T_{sb} é taxa de símbolo do sistema MSB. Os dados seguem então para o banco de filtros polifásicos de síntese implementados com $N_{sb} + 1$ sub-bandas, incluindo uma banda de guarda. Um filtro RRC é usado

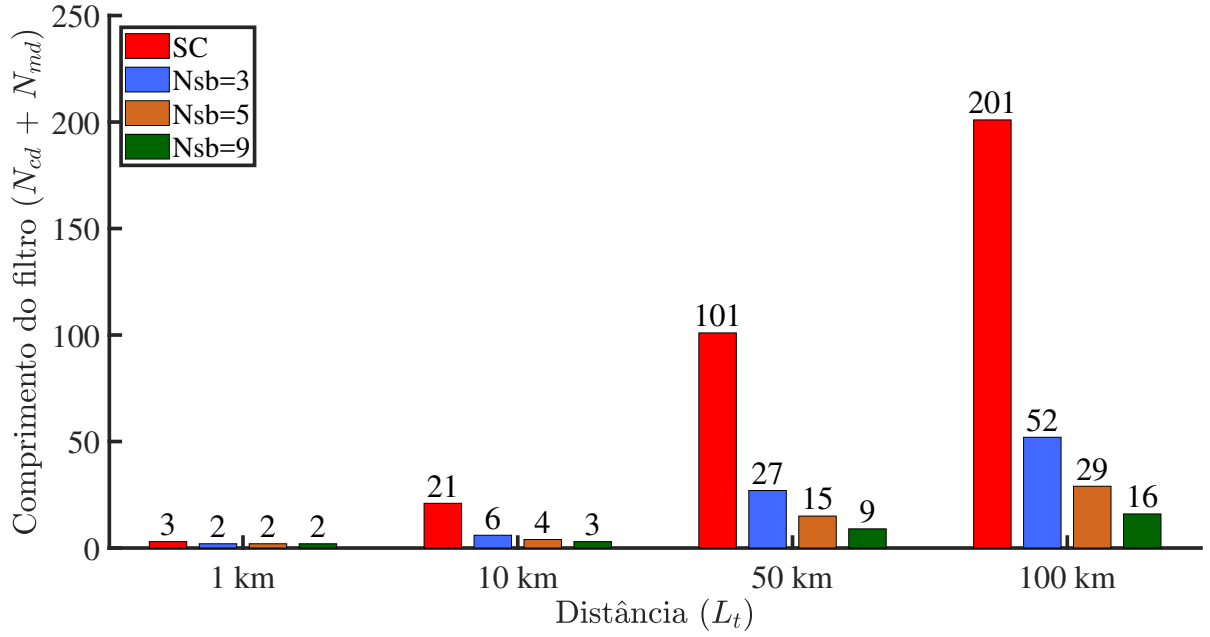


Figura 35 – Análise do comprimento do filtro para compensar a CD e MD entre o sistema SC e MSB com 3, 5 e 9 sub-bandas para diferentes distâncias. Os resultados obtidos são baseados nos parâmetros $R_s = 32$ Gbaud, $R_{sb} = 32$ Gbaud/ N_{sb} , $\beta^{(2)} = 28$ ps²/km, $\Delta\beta^{(1)} = 20$ ps/km e $O_s = 2$.

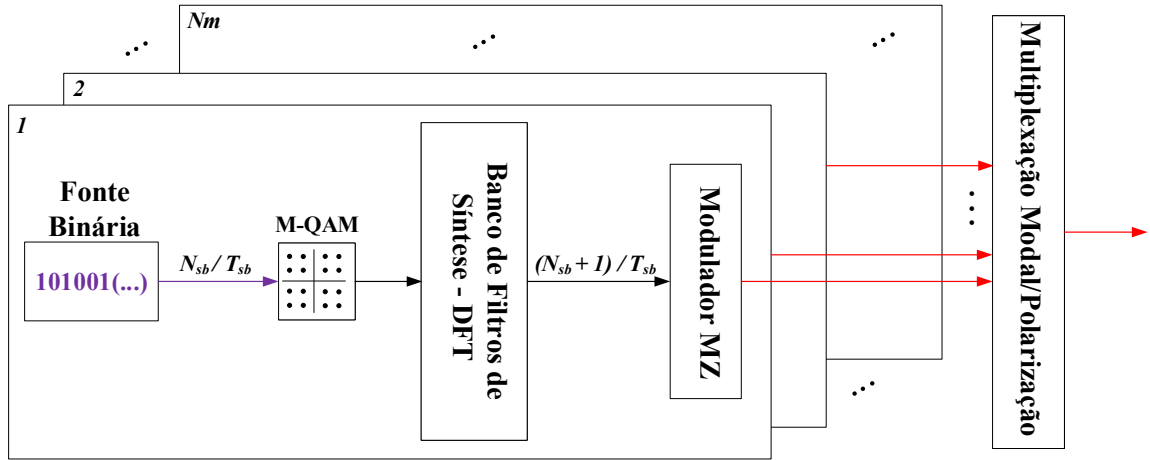


Figura 36 – Arquitetura de transmissão MSB para sistemas com multiplexação modal.

como filtro protótipo. Após passar pelo banco de filtros, a taxa de transmissão do sinal cresce por causa de uma sub-banda de guarda inserida, contudo a banda útil de informação do sinal continua equivalente à do sistema SC. Em sequência, os sinais complexos são pré-distorcidos e enviados a um modulador Mach-Zehnder (MZ) para conversão eletro-óptica. Por fim, os sinais modais espaciais e suas respectivas polarizações são multiplexados e enviados para o canal óptico.

A estrutura do receptor MSB é mostrada na Figura 37. Após ser realizada a desmultiplexação das polarizações e dos modos ópticos, os N_m sinais são convertidos para o domínio

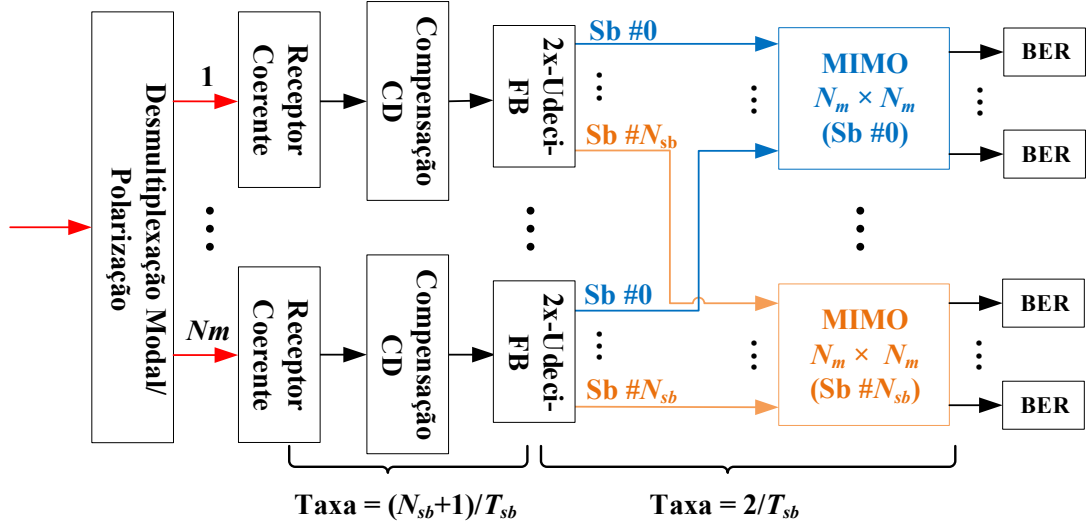


Figura 37 – Arquitetura de recepção MSB para sistemas com multiplexação modal.

elétrico por meio dos receptores coerentes. Esses receptores incluem o *front-end* óptico estudado com um amostrador à taxa $(N_{sb} + 1)/T_{sb}$. Cada sinal espacial é então enviado a um bloco de compensação da dispersão cromática, realizado por um filtro estático no domínio da frequência. Em seguida, o sinal segue para a estrutura 2x-Udeci-FB com seus filtros polifásicos casados com os filtros transmissores (NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014b). Embora esta arquitetura de DSP receba um sinal com 1 SpS em cada sub-banda, o bloco 2x-Udeci-FB produz 2 SpS para equalização subsequente. Os sinais são posteriormente encaminhados para os N_m equalizadores adaptativos MIMO $N_m \times N_m$ que trabalham de forma independente, um para cada sub-banda. Caso o sistema necessite de um recuperador de fase, este é inserido nas saídas dos equalizadores MIMO de forma independente. Por fim, contam-se os bits errados para o cálculo da BER para todas as sub-bandas de cada modo. Em alguns casos, a BER é estimada com base na EVM.

4.2 Arquitetura do banco de filtros de síntese e análise

Um banco de filtros é tipicamente composto por um conjunto de filtros passa-banda, e é denominado uniforme quando os filtros passa-banda possuem a mesma largura de banda com frequências centrais uniformemente espaçadas (LEE *et al.*, 2009). A Figura 38 apresenta um esquema MSB típico em sistemas de comunicações baseados em banco de filtros uniformes de síntese e análise (TOLMACHEV; NAZARATHY, 2011; HARRIS, 2004; NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014b). O banco de filtros de síntese é alimentado por N_{sb} sinais modulados independentemente operando a uma taxa igual a $1/T_{sb}$. Os N_{sb} sinais passam pelos operadores *up sampling* aumentando as suas taxas de transmissão em D vezes, e em seguida são enviados aos seus respectivos filtros passa-banda. Esses filtros são uniformemente espaçados em frequência, e cada filtro opera a uma taxa igual a D/T_{sb} . Então, os N_{sb} sinais são somados e enviados para transmissão. No receptor, o sinal é replicado para os N_{sb} sinais, que passam pelos seus respectivos filtros passa-banda operando a uma taxa igual a D/T_{sb} . Em sequência, os sinais pas-

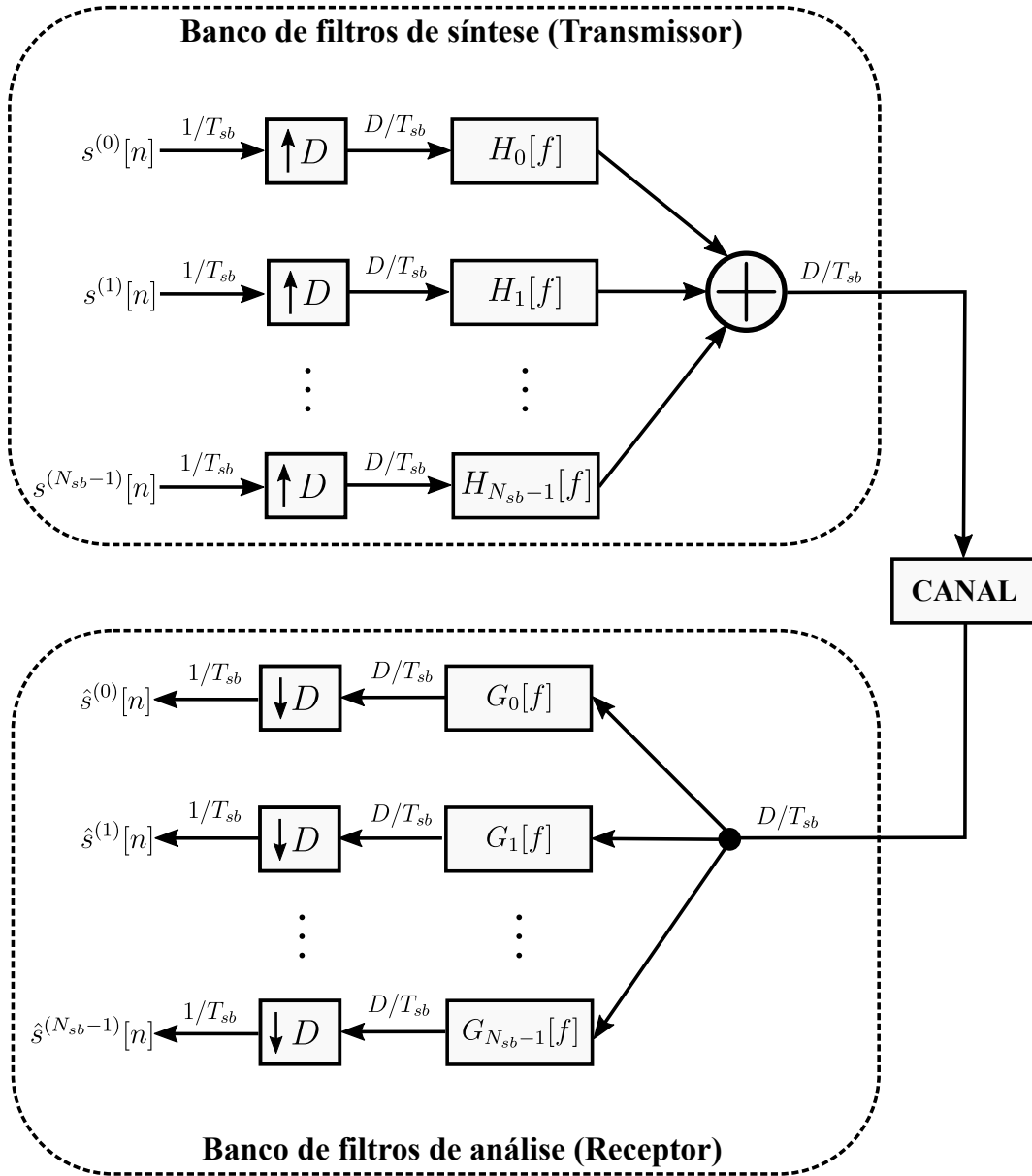


Figura 38 – Esquema de transmissão em comunicação digital para sistemas com multiplexação por divisão de frequência baseada em arquitetura de bancos de filtros de síntese e análise. Figura baseada em (TOLMACHEV; NAZARATHY, 2011).

sam pelos seus respectivos operadores de *down sampling*, reduzindo a taxa de transmissão em D vezes. Assim, os sinais transmitidos são recuperados.

Ao construir uma arquitetura de banco de filtros de análise ou síntese, se o número de sub-bandas for menor do que o fator de *up/down sampling* ($N_{sb} < D$), chama-se esta arquitetura de subdecimada (*underdecimated*) ou superamostrada (*oversampled*). Se o número de sub-bandas for igual ao fator de *up/down sampling* ($N_{sb} = D$), a arquitetura denomina-se criticamente amostrada ou criticamente subdecimada (NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014b). Os filtros passa-banda da Figura 38 operam a uma taxa D vezes maior do que a taxa de símbolo do sistema sub-banda, $1/T_{sb}$, porém, é possível reduzir essa taxa de amostragem. A Figura 39 introduz um filtro em banda-base ($H_{FP}[f], G_{FP}[f]$) presente em todas as sub-bandas do banco,

chamado de filtro protótipo (FP), com um deslocamento de frequência dado por $e^{j\theta_r k}$, em que $\theta_r = 2\pi r/N_{sb}$, r é o índice de sub-banda e k é o índice temporal de amostras espaçadas de T_{sb}/D . Esta estrutura é equivalente à arquitetura apresentada na Figura 38, considerando que os filtros passa-banda são versões deslocadas em frequência de um filtro comum (TOLMACHEV; NAZARATHY, 2011). O FP pode ser decomposto em filtros polifásicos de acordo com (HARRIS, 2004; OPPENHEIM; R. W. Schafer with J. R. Buck, 1999)

$$h_{pol,r}[n] = h_{PF}[N_{sb}n + r], \quad 0 \leq r < N_{sb}, \quad (4.4)$$

em que $h_{pol,r}$ é o filtro polifásico da r -ésima sub-banda e h_{FP} é a resposta ao impulso do filtro protótipo. Utilizando as propriedades de filtros multitaxas (HARRIS, 2004; HARRIS *et al.*, 2003; LEE *et al.*, 2009), é possível substituir o FP pelos seus correspondentes filtros polifásicos de cada sub-banda ($H_{pol,r}$), e as modulações discretas exponenciais por um par IDFT/DFT de N_{sb} pontos. Esta configuração pode ser observada na Figura 40 para o caso criticamente amostrado, na qual os filtros polifásicos no receptor são casados com os dos transmissores (TOLMACHEV; NAZARATHY, 2011). No banco de síntese, após os filtros polifásicos, utiliza-se um conversor paralelo para serial para concatenar os N_{sb} sinais e enviar para o canal com uma taxa N_{sb} vezes maior do que a taxa de símbolo por sub-banda. No receptor há um conversor serial para paralelo que realiza o processo dual. Esta estrutura é equivalente ao esquema apresentado na Figura 38 para o caso criticamente amostrado ($N_{sb} = D$), porém o emprego dos filtros polifásicos permite à arquitetura trabalhar com filtros à taxa de símbolo, $1/T_{sb}$, reduzindo assim comprimento do filtro e tornando a implementação da modulação exponencial complexa por meio de DFTs mais eficiente.

Embora a arquitetura de bancos de filtros criticamente amostrada apresentada na Figura 40 possua uma estrutura eficiente do ponto de vista de implementação, o banco de filtros de recepção entrega um sinal com 1 SpS ($1/T_{sb}$), e os equalizadores MIMO empregados neste tese trabalham com 2 SpS. De modo a ser possível utilizar tais equalizadores fracionados, emprega-se o esquema proposto por (NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014b). Nesta arquitetura, utiliza-se no transmissor um banco de filtros de síntese criticamente amostrado clássico conforme descrito na Figura 41. Em vez de utilizar no banco de síntese N_{sb} sub-bandas, implementaram-se $N_{sb} + 1$ sub-bandas, devido à adição da sub-banda de guarda. Ressalta-se que, na decomposição polifásica da Equação 4.4, precisa-se levar em consideração essa banda adicional no número total de sub-bandas. Inicialmente, o sinal operando em uma taxa N_{sb}/T_{sb} é paralelizado, para que seja processado por uma DFT com $N_{sb} + 1$ pontos. Os dados transmitidos em cada sub-banda operam em uma taxa de símbolo R_{sb} , de acordo com a Equação 4.2. Após realizadas as filtragens dos sinais pelos filtros polifásicos, as saídas são serializadas, produzindo uma taxa de amostragem um pouco maior em relação à taxa de entrada, R_{sc} . Isto ocorre devido à inserção de uma sub-banda de guarda na posição $(N_{sb} + 1)/2$ com zeros na entrada, com o objetivo de minimizar os efeitos das bordas espectrais dos sinais, como por exemplo distorções causadas por um conversor digital-analógico (*digital to analog converter* – DAC) não ideal (TOLMACHEV;

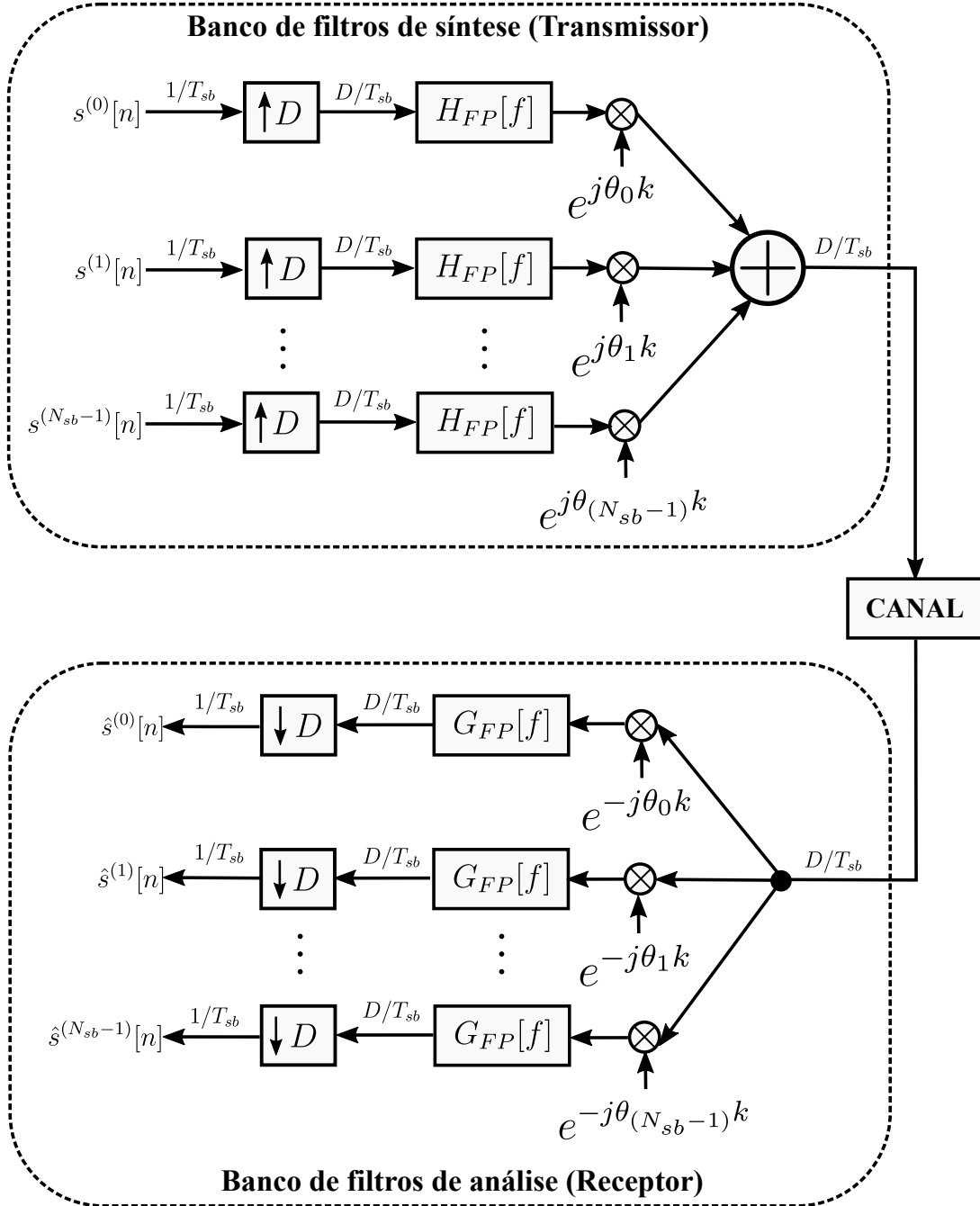


Figura 39 – Esquema de transmissão em comunicação digital baseado em banco de filtros utilizando filtros protótipo na transmissão e recepção. Figura baseada em (TOLMA-CHÉV; NAZARATHY, 2011).

NAZARATHY, 2011). A posição desta sub-banda de guarda é escolhida de modo que as meta-des de suas componentes espectrais se localizem nas duas regiões mais externas do espectro do sinal. Esse efeito pode ser observado na Figura 42, que mostra o espectro do sinal digital gerado pela estrutura de banco de filtros polifásicos com $N_{sb} = 5$. Esta abordagem foi uma alternativa encontrada para não usar coeficientes de pré-ênfase, evitando-se assim inserir mais potência em uma sub-banda em detrimento às outras (MALEKIHA *et al.*, 2015; GUIOMAR *et al.*, 2017).

Já a estrutura do banco de filtros de análise do receptor proposta por (NAZA-

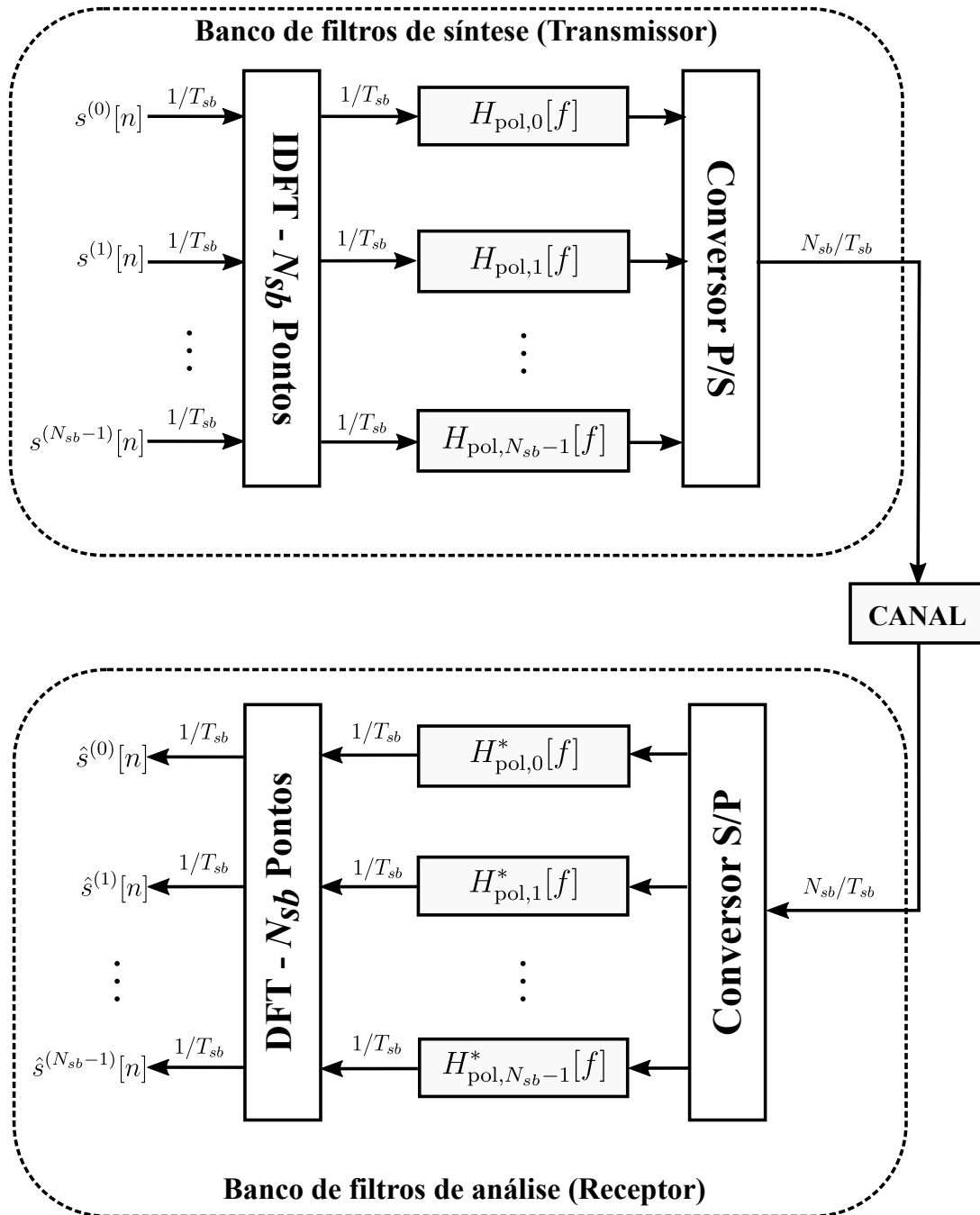


Figura 40 – Esquema de transmissão em comunicação digital baseado em banco de filtros polifásicos. Figura baseada em (TOLMACHEV; NAZARATHY, 2011)

RATHY; TOLMACHEV, 2014b) (2x-Udec-FB) constitui-se por dois bancos de filtros de análise criticamente amostrados operando em paralelo, conforme apresentado na Figura 43. Esta estrutura é equivalente àquela apresentada na Figura 38 para o caso de banco de filtros *underdecimated* ($N_{sb} < D$), em que $D/N_{sb} = 2$, permitindo ao receptor entregar 2 SpS, conforme descrito em (NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014b). Esta arquitetura, além de ser uma forma eficiente de implementação em *hardware*, permite a reutilização de arquiteturas de banco de filtros já existentes, tornando sua implementação mais simples. Além disso, esse esquema de sub-banda é adequado para equalização fracionada, a qual é amplamente utilizada em sistemas

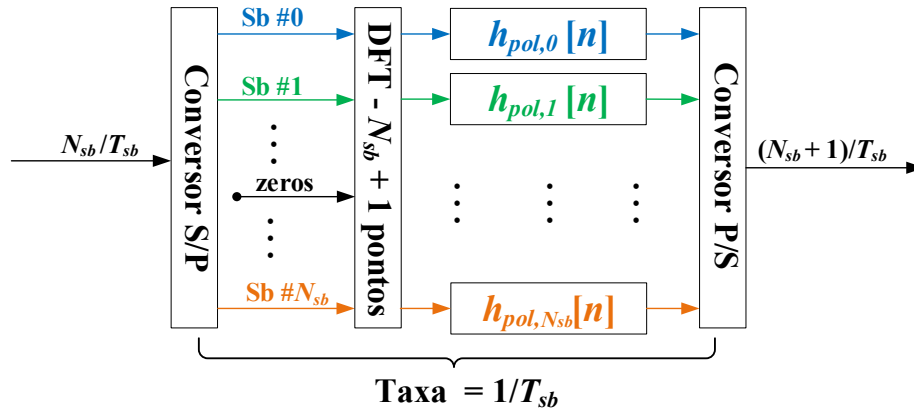


Figura 41 – Arquitetura do banco de filtros de síntese criticamente amostrado baseado em DFT. Figura baseado no processo dual do receptor apresentado em (NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014b).

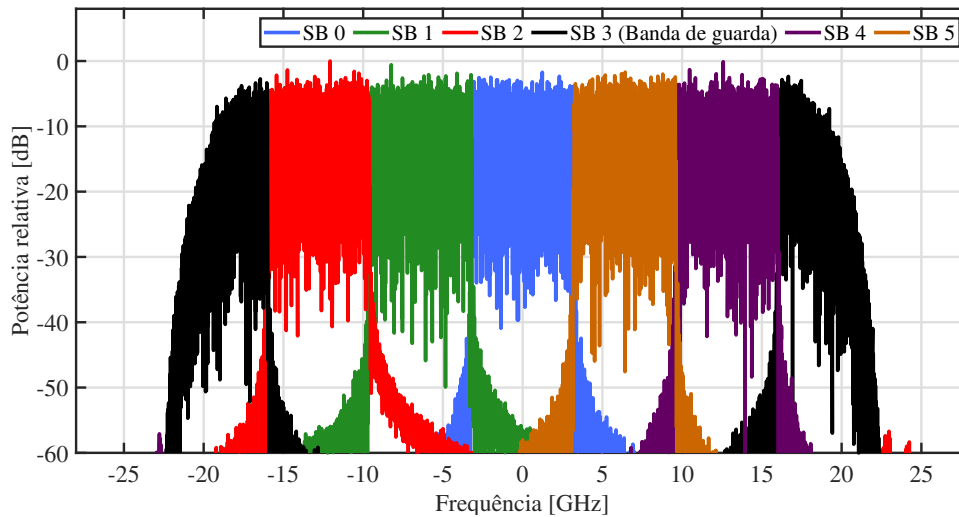


Figura 42 – Espectro do sinal digital de saída do banco de filtros de síntese.

ópticos.

Os dois bancos de filtros de análise criticamente amostrados apresentados na Figura 38 operam com o mesmo sinal de entrada, porém com uma defasagem em $(N_{sb} + 1)/2$ amostras. O sinal de entrada é paralelizado em $N_{sb} + 1$ sinais, e cada sinal trabalha a uma taxa igual a $1/T_{sb}$ em ambos os bancos. Em seguida, os sinais passam pelos filtros polifásicos de recepção, que são casados com o banco de filtros do transmissor. Nota-se que os filtros polifásicos do banco de filtros superior são os mesmos do inferior. Após as filtragens, os sinais em cada sub-banda são processados por uma IDFT de $N_{sb} + 1$ pontos. O banco de filtros superior possui nas saídas da IDFT mudança de sinais alternadamente, como pode ser visto nos blocos multiplicadores com intercalamento de 1 e -1. Embora cada sub-banda opere em uma taxa de amostragem igual a $1/T_{sb}$, ou seja, a 1 SpS, a estrutura 2x-Udeci-FB produz 2 SpS em cada sub-banda ao coletar as amostras dos dois bancos de filtros e serializá-los em sua saída.

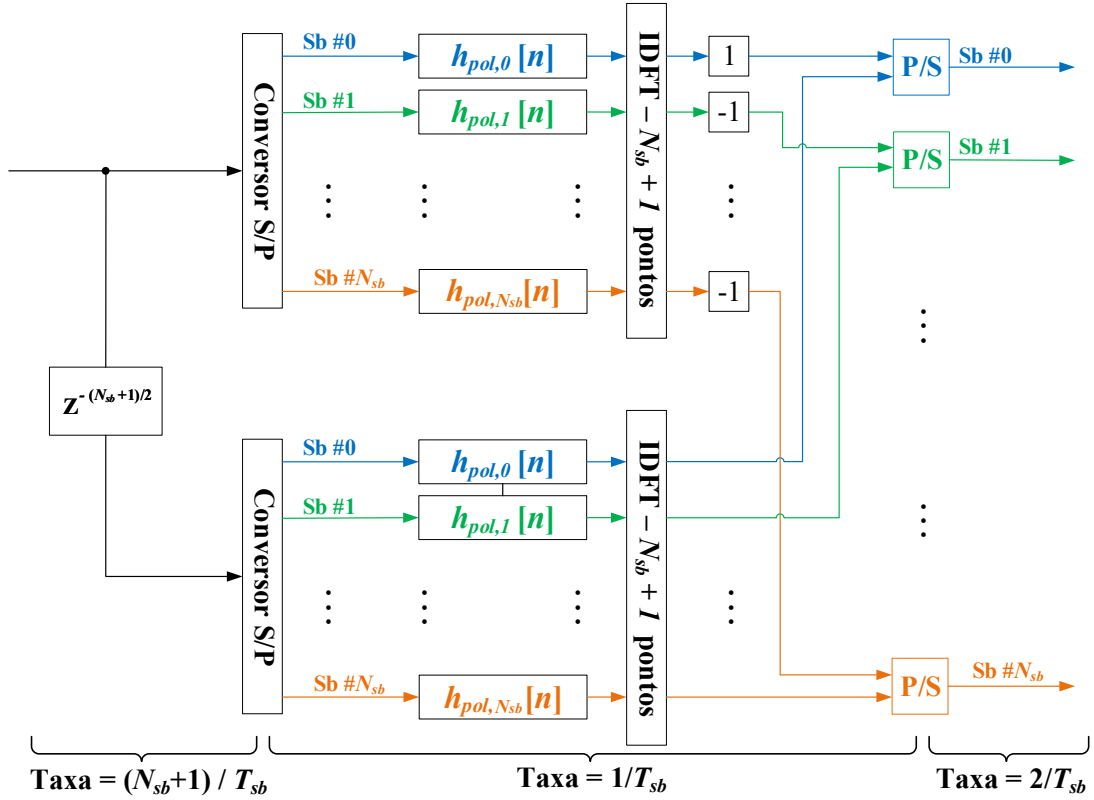


Figura 43 – Arquitetura do banco de filtros de análise (2x-Udecí-FB). Figura baseada em (NAZARATHY; TOLMACHEV, 2014b).

4.3 Cálculo de complexidade

Avalia-se a complexidade do sistema SC com FDE e da arquitetura MSB com TDE, em termos de multiplicações complexas por bit. A complexidade computacional devido às adições é desconsiderada. Assume-se que todas as IFFTs/FFTs de K pontos são implementadas pelo algoritmo radix-2, que requer aproximadamente $K \log_2(K)/2$ multiplicações complexas (BENVENUTO; CHERUBINI, 2002). Também se assume que todas as operações de convolução são realizadas no domínio do tempo, exceto no caso da FDE.

4.3.1 Complexidade do transceptor SC

No transmissor, o sistema SC possui um filtro conformador RRC com N_{RRC} coeficientes por modo. O filtro precisa de N_{RRC} multiplicações complexas para produzir uma amostra de saída. Assim, a complexidade do transmissor SC é calculada como

$$C_{\text{SC_TX}} = \frac{N_{\text{RRC}} \text{SPS}_{\text{RRC}}}{\log_2 M}, \quad (4.5)$$

em que M é a ordem de modulação e SPS_{RRC} é o fator de *oversampling* do filtro RRC.

Para o cálculo da complexidade do receptor, assume-se a FDE como uma versão estendida da estrutura do algoritmo descrito em (FARUK; KIKUCHI, 2011) já estudada, aplicando o método *overlap-save* com 50% de *overlap*. A atualização dos coeficientes dos filtros

adaptativos é realizada pelo algoritmo LMS. Inicialmente, um bloco de entrada com $2N_{\text{FDE}}$ amostras para cada modo é dividido em dois blocos de N_{FDE} amostras correspondentes às amostras ímpares e pares que são processadas separadamente. Esta estrutura requer $2N_m^2$ filtros para o processamento MIMO (N_m^2 para as amostras pares e N_m^2 para as amostras ímpares). Cada um dos $2N_m$ blocos de entrada de N_{FDE} amostras estão sujeitos a uma FFT, produzindo $N_m N_{\text{FDE}} \log_2(N_{\text{FDE}})$ multiplicações complexas. Isto é seguido de um produto interno pelos coeficientes do filtro, requerendo $2N_m^2 N_{\text{FDE}}$ multiplicações complexas. Posteriormente, as saídas dos filtros são adicionadas, produzindo N_m saídas. Os N_m sinais são convertidos de volta ao domínio do tempo por N_m IFFTs, exigindo $N_m N_{\text{FDE}} \log_2(N_{\text{FDE}})/2$ multiplicações complexas. Para a atualização do filtro, o cálculo do erro requer uma FFT para cada uma das N_m saídas, gerando $N_m N_{\text{FDE}} \log_2(N_{\text{FDE}})/2$ multiplicações complexas. O cálculo do gradiente implementado em (FARUK; KIKUCHI, 2011) requer uma IFFT e N_{FDE} multiplicações complexas para cada um dos $2N_m^2$ filtros, exigindo $(N_m^2 N_{\text{FDE}} \log_2(N_{\text{FDE}}) + 2N_m^2 N_{\text{FDE}})$ multiplicações complexas. Finalmente, a atualização dos coeficientes do filtro precisa de uma FFT para cada um dos $2N_m^2$ filtros, resultando em $N_m^2 N_{\text{FDE}} \log_2(N_{\text{FDE}})$ multiplicações complexas. Essas operações produzem $N_m N_{\text{FDE}} \log_2(M)/2$ bits, considerando um *overlap* de 50% e uma decimação no domínio da frequência por um fator de 2. Portanto, a complexidade do receptor, em multiplicações complexas por bit, pode ser calculada como

$$C_{\text{SC_RX}} = C_{\text{FDE}} = \frac{(4N_m + 4)\log_2 N_{\text{FDE}} + 8N_m}{\log_2 M}. \quad (4.6)$$

Finalmente, a complexidade do transceptor SC-FDE é dada por

$$C_{\text{SC}} = C_{\text{SC_TX}} + C_{\text{SC_RX}} = \frac{N_{\text{RRC}} \text{SPS}_{\text{RRC}} + (4N_m + 4)\log_2 N_{\text{FDE}} + 8N_m}{\log_2 M}. \quad (4.7)$$

4.3.2 Complexidade do transceptor MSB

O transmissor MSB processa N_{sb} símbolos de entrada por modo com filtros protótipo de N_{pol} coefficients. A FFT com $(N_{sb} + 1)$ pontos na entrada do filtro polifásico requer $(N_{sb} + 1)\log_2(N_{sb} + 1)/2$ multiplicações complexas. Os símbolos de saída são processados no domínio do tempo por pulsos conformadores que requerem $(N_{sb} + 1)N_{\text{pol}}$ multiplicações complexas (veja a Figura 41). Assim, a complexidade do transmissor pode ser calculada como

$$C_{\text{FB_TX}} = \frac{(N_{sb} + 1)[\log_2(N_{sb} + 1) + 2N_{\text{pol}}]}{2N_{sb} \log_2 M}. \quad (4.8)$$

No receptor, o filtro polifásico processa blocos com $N_{sb} + 1$ amostras de entrada. A arquitetura *twice-underdecimated* requer $2(N_{sb} + 1)N_{\text{pol}}$ multiplicações complexas para implementar os filtros casados e adicionalmente contém 2 IFFTs de $(N_{sb} + 1)$ pontos, resultando em $(N_{sb} + 1)\log_2(N_{sb} + 1)$ multiplicações complexas. Em sua saída, a estrutura polifásica produz $2N_{sb}$ amostras, que geram N_{sb} símbolos após o processamento MIMO e a recuperação de fase.

Assim, a complexidade do banco de filtros é dada por

$$C_{\text{FB_RX}} = \frac{(N_{sb} + 1)[2N_{\text{pol}} + \log_2(N_{sb} + 1)]}{N_{sb} \log_2 M}. \quad (4.9)$$

O equalizador MIMO TDE-LMS opera no domínio do tempo com N_{TDE} coeficientes e duas amostras por símbolo. O equalizador MIMO de cada sub-banda precisa de $N_m^2 N_{\text{TDE}}$ multiplicações complexas para filtragem, e $N_m^2 N_{\text{TDE}}$ multiplicações complexas para atualizar seus coeficientes. Assume-se que essas operações são calculadas apenas uma vez dentro de um período de símbolo (INAN *et al.*, 2012). Portanto, a complexidade do TDE-LMS é dada por

$$C_{\text{TDE}} = \frac{2N_m N_{\text{TDE}}}{\log_2 M}. \quad (4.10)$$

Finalmente, a complexidade do transceptor MSB total pode ser calculada como

$$C_{\text{MSB}} = C_{\text{FB_TX}} + C_{\text{FB_RX}} + C_{\text{TDE}} = \frac{(N_{sb} + 1)[3\log_2(N_{sb} + 1) + 6N_{\text{pol}}] + 4N_{sb}N_m N_{\text{TDE}}}{2N_{sb} \log_2 M}. \quad (4.11)$$

4.4 Resumo do capítulo

Neste capítulo, apresentaram-se esquemas de transmissão MSB para sistemas ópticos com multiplexação modal. Estudaram-se os fundamentos de arquiteturas de banco de filtros polifásicos. Como motivação ao problema, compararam-se cenários com CD e MD para sistemas SC e MSB. Destacou-se a redução de complexidade em DSP para sistemas MSB sujeitos à CD, e a redução do comprimento dos filtros adaptativos para sistemas sujeitos à MD, o que traz benefícios em termos de implementação em *hardware*. Por último, calcularam-se expressões de complexidade computacional dos sistemas SC-FDE e MSB-TDE. Utilizando as técnicas de detecção coerente e de sistemas SC e MSB apresentadas nos capítulos prévios, o próximo capítulo comparará as arquiteturas SC-FDE e MSB-TDE em diversas condições de canal, em termos de desempenho em complexidade.

5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

5.1 Simulações com um canal estático

As simulações para ambos os sistemas (SC e MSB) utilizam o formato de modulação de amplitude em quadratura 16-QAM a uma taxa de 256 Gb/s por canal espacial, com filtro elétrico de recepção de largura de banda de 16 GHz e comprimento de onda de 1550 nm. Os equalizadores adaptativos implementam a FDE para o sistema SC e a TDE para o sistema MSB. Embora em canais longos o algoritmo com FDE ofereça uma complexidade baixa, uma das propostas desse trabalho é investigar a TDE no contexto de sistemas sub-bandas de maneira a evitar longas FFTs e utilizar as diferentes sub-bandas para paralelizar as etapas de DSP. O *setup* de transmissão do sistema SC é implementado com pulsos de Nyquist (pulso conformador RRC com 513 coeficientes e fator de *roll-off* de 0,01) em uma taxa de símbolo de $R_{sc} = 32$ Gbaud. Uma sequência inicial de 200 mil símbolos é usada para supervisionar a convergência do equalizador MIMO 12×12 , correspondentes aos 6 modos LPs e os seus respectivos modos de polarização ortogonais, cujos filtros são atualizados pelo algoritmo LMS. Após a fase de treinamento, os coeficientes dos filtros permanecem estáticos, pois o canal não varia com o tempo. A BER é calculada pelos valores médios de 50 mil símbolos de cada modo. No sistema MSB, o filtro protótipo RRC é implementado com fator de *roll-off* igual a 0,01 e o comprimento dos filtros polifásicos é configurado com 128 coeficientes. Utilizam-se 30 mil símbolos para a convergência dos N_{sb} equalizadores adaptativos MIMO 12×12 , implementados individualmente em cada sub-banda. Depois do treinamento, os coeficientes dos filtros permanecem constantes. A BER é calculada pela média dos resultados obtidos sobre $25000/N_{sb}$ símbolos transmitidos em cada sub-banda, isto é, 25 mil símbolos por modo. A simulação é rodada duas vezes para cada ponto da curva.

Avaliaram-se as simulações das arquiteturas dos transceptores SC e MSB primeiramente com carga de ruído, e utilizando um modelo de fibra de 100 km contendo -30 dB/km de diafonia e 20 ps/km de DMD. O vetor de dispersão cromática é dado por [22,18; 21,55; 22,15; 22,15; 21,84; 21,84] ps/(km·nm) e o vetor de atraso de grupo sem acoplamento é [-1,12; -11,26; -2,53; -2,53; 8,73; 8,73] ps/km para os respectivos modos [LP01, LP02, LP11a, LP11b, LP21a, LP21b] de acordo com a otimização apresentada em (FERREIRA *et al.*, 2014). As curvas da BER por OSNR dos dois sistemas são apresentadas na Figura 44. Esta curva é importante para detectar possíveis penalidades de implementação. As linhas tracejadas indicam o caso em que apenas uma sub-banda é simulada por vez, sem vizinhos. Observa-se que os sistemas MSB e SC exibem desempenho equivalente. No entanto, se todas as sub-bandas estiverem ativas, uma penalidade de 0,5 dB é observada para o sistema MSB com 3 e 11 sub-bandas para uma $BER = 4 \times 10^{-3}$. Tais penalidades devido à interferência inter-sub-bandas são fenômenos bem

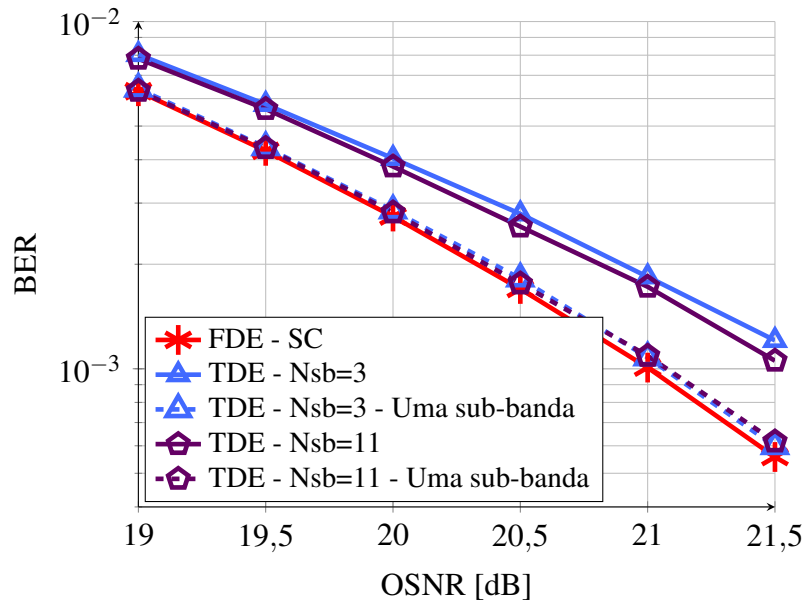


Figura 44 – Desempenho dos sistemas SC e MSB com carregamento de ruído; linha sólida com asterisco: sistema SC usando FDE; linhas sólidas: sistema MSB usando TDE com 3 (triângulos) e 11 (pentágonos) sub-bandas; linhas tracejadas: sistema MSB usando TDE no qual uma sub-banda é simulada por vez para 3 (triângulos) e 11 (pentágonos) sub-bandas, respectivamente.

conhecidos nas arquiteturas MSB (MALEKIHA *et al.*, 2015), e também estão presentes neste trabalho.

A Figura 45 apresenta a OSNR requerida ($OSNR_{req}$) para alcançar uma BER de 4×10^{-3} por número de coeficientes dos filtros do equalizador, para diferentes configurações. A resolução da simulação para encontrar o valor da $OSNR_{req}$ é menor que 0,1 dB. O desempenho dos sistemas SC e MSB com carregamento de ruído é apresentado na Figura 45a. Para comprimentos de equalizadores suficientemente longos, a $OSNR_{req}$ estabiliza em 19,5 dB para o SC e aproximadamente 20 dB para todas configurações de simulação do sistema MSB, confirmando uma penalidade de OSNR de aproximadamente 0,5 dB para o sistema MSB quando comparado ao SC, por causa da interferência intersub-bandas.

O desempenho do SC para configurações com diafonia, DMD, e com ou sem compensação da CD é mostrado na Figura 45b. Para o cenário apenas com diafonia e DMD, quando comparado ao caso com apenas carregamento de ruído, o comprimento requerido dos filtros aumenta de 20 para aproximadamente 250 coeficientes para alcançar a mesma OSNR requerida de 19,5 dB. Quando não se compensa a CD, o comprimento mínimo dos filtros cresce para 280 coeficientes.

O desempenho do sistema MSB sujeito a diafonia e DMD é mostrado na Figura 45c. O comprimento requerido dos filtros para um desempenho satisfatório varia de 30 coeficientes (11 sub-bandas) a 70 coeficientes (3 sub-bandas), de acordo com o número de sub-bandas. Os resultados do caso em que a CD não é compensada são mostrados na Figura 45d, e indicam

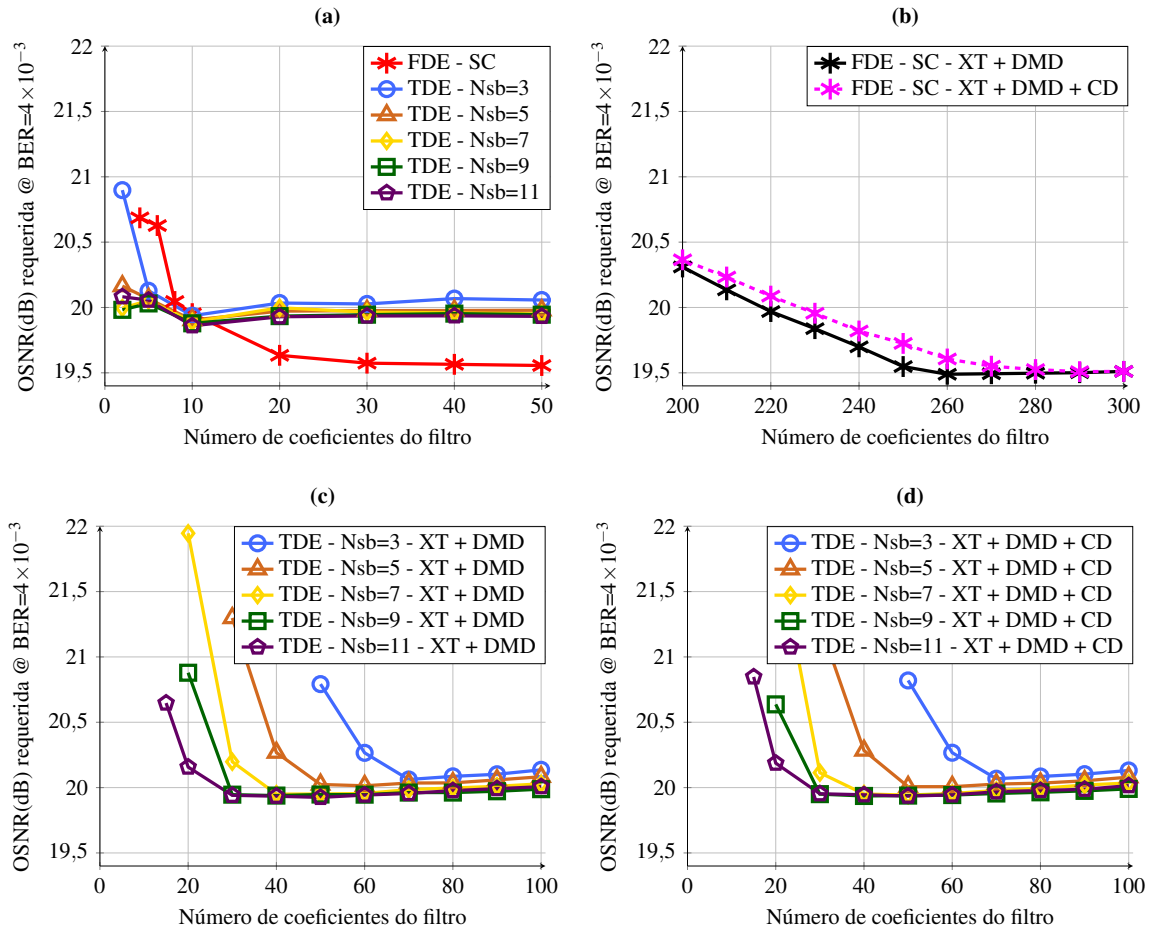


Figura 45 – (a) Transmissão SC e MSB com carregamento de ruído. (b) Transmissão SC com -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD, com compensação total da CD (linha sólida) e sem compensação da CD (linha tracejada). (c) Transmissão MSB com -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD, e com compensação da CD. (d) Transmissão MSB com -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD, e sem compensação da CD; Estrelas: sistema SC usando FDE. Símbolos restantes: sistema MSB para 3 (círculos), 5 (triângulos), 7 (losangos), 9 (quadrados) and 11 (pentágonos) sub-bandas usando TDE.

que o impacto da CD no comprimento dos filtros equalizadores é insignificante. Embora espere-se que o espalhamento do atraso da CD residual aumente o comprimento dos equalizadores adaptativos como observado no sistema SC (com um aumento no comprimento do filtro em 30 taps), o seu impacto é desprezível no sistema MSB. Isso pode ser explicado pelo fato de que o espalhamento temporal devido à CD diminui quadraticamente com a largura de banda de transmissão e, consequentemente, com o número de sub-bandas. Assim, embora os sistemas SC exijam um aumento na complexidade devido à CD, este aumento é fortemente reduzido com a implementação de sistemas MSB.

A Figura 46 mostra o tempo de convergência dos sistemas SC e MSB com diafonia e DMD. Os comprimentos dos filtros são selecionados de acordo com as Figuras 45b e 45c, e os valores dos passos dos filtros são otimizados para todas as condições. A Figura 46a mos-

tra a fase de convergência em número de símbolos *versus* a BER para uma OSNR de 21 dB. Observa-se que o transceptor SC precisa de aproximadamente 120 mil símbolos para atingir a convergência, que é notadamente maior do que os utilizados nos sistemas com multiplexação de polarização convencionais. Com o MSB, o número de símbolos requeridos reduz-se significativamente para um intervalo de 10 mil a 20 mil símbolos, dependendo do número de sub-bandas, comprimento do equalizador correspondente e o valor do passo. Embora o sistema MSB requeira um número de símbolos mais baixo para alcançar a convergência, faz-se necessário analisar o tempo de convergência global, levando-se em consideração que o período de símbolo é escalonado pelo número de sub-bandas. Com base nisso, na Figura 46b mostra o tempo de convergência global (em microssegundos) para os sistemas SC e MSB. Percebe-se que não é possível obter nenhuma relação direta com o número de sub-bandas. O sistema com 3 sub-bandas apresenta convergência mais rápida, e o com 7 sub-bandas, a mais lenta. Ambos os resultados apresentados também indicam uma penalidade sistemática de BER no transceptor MSB devido à interferência intersub-bandas.

5.2 Simulações com um canal dinâmico

O modelo de canal dinâmico tem os mesmos parâmetros que o estático. No entanto, após uma sequência de 300.000 símbolos, uma rotação de polarização é inserida usando uma matriz de rotação de 2×2 em cada modo (SZAFRANIEC *et al.*, 2013), dada por

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

com $\theta=10^\circ$. Este valor é selecionado para alcançar uma taxa de erro de bit próxima a 10^{-2} , de forma a gerar erros em rajadas (em inglês, *burst errors*). O desempenho do rastreamento do sistema é avaliado pela BER estimada por meio da EVM calculada em uma janela de 512 símbolos.

A BER para os sistemas SC e MSB sujeitos a uma rotação de polarização com -30 dB/km de diafonia e 20 ps/km de DMD é mostrada na Figura 47, para diferentes valores de passo do equalizador (μ) e número de sub-bandas. A CD do enlace é totalmente compensada por equalizadores estáticos. O transiente da BER é estimado a partir do valor médio do EVM de todas as sub-bandas. O objetivo desta configuração é observar a resposta do sistema MSB a uma perturbação do canal de transmissão, que neste caso é implementada por uma rotação de polarização. Como esperado, passos excessivamente grandes levam a erros excessivos. Para o sistema SC, aproximadamente $0,6 \mu s$ são suficientes para garantir a recuperação transitória. Durante o transiente, picos de BER maiores que 10^{-2} são observados, potencialmente causando erros em rajadas na recepção. Para o sistema MSB com 3 sub-bandas, o tempo do transiente praticamente dobra, aumentando o período de perda de informação. O desempenho melhora para 7 e 11 sub-bandas, com uma duração transitória equivalente para o caso SC.

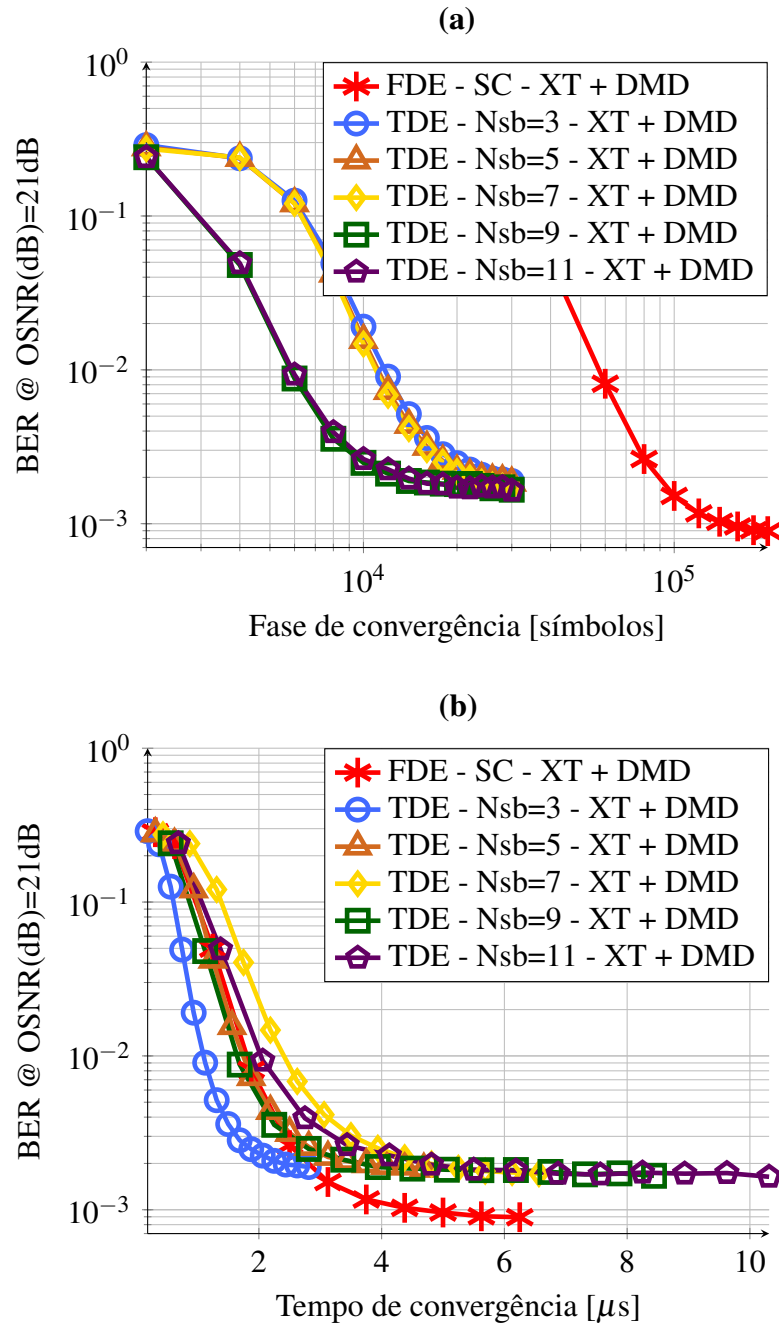


Figura 46 – Período de convergência para OSNR = 21 dB do sistema SC e MSB com -30 dB/km de diafonia e 20 ps/km de DMD. (a) em número de símbolos, e (b) em microssegundos. Estrelas: sistemas SC usando FDE. Demais símbolos: sistemas MSB para 3 (círculos), 5 (triângulos), 7 (diamantes), 9 (quadrados) and 11 (pentágonos) subbandas usando TDE.

5.3 Simulações com ruído de fase

Esta seção investiga o impacto do ruído de fase no desempenho nos sistemas SC e MSB. As realizações de ruído de fase de Wiener geradas são replicadas para todos os modos espaciais, exceto por uma rotação constante gerada por uma distribuição uniforme de 0 a 2π . O sistema adota uma equalização híbrida com dois estágios, que começa com o algoritmo LMS e

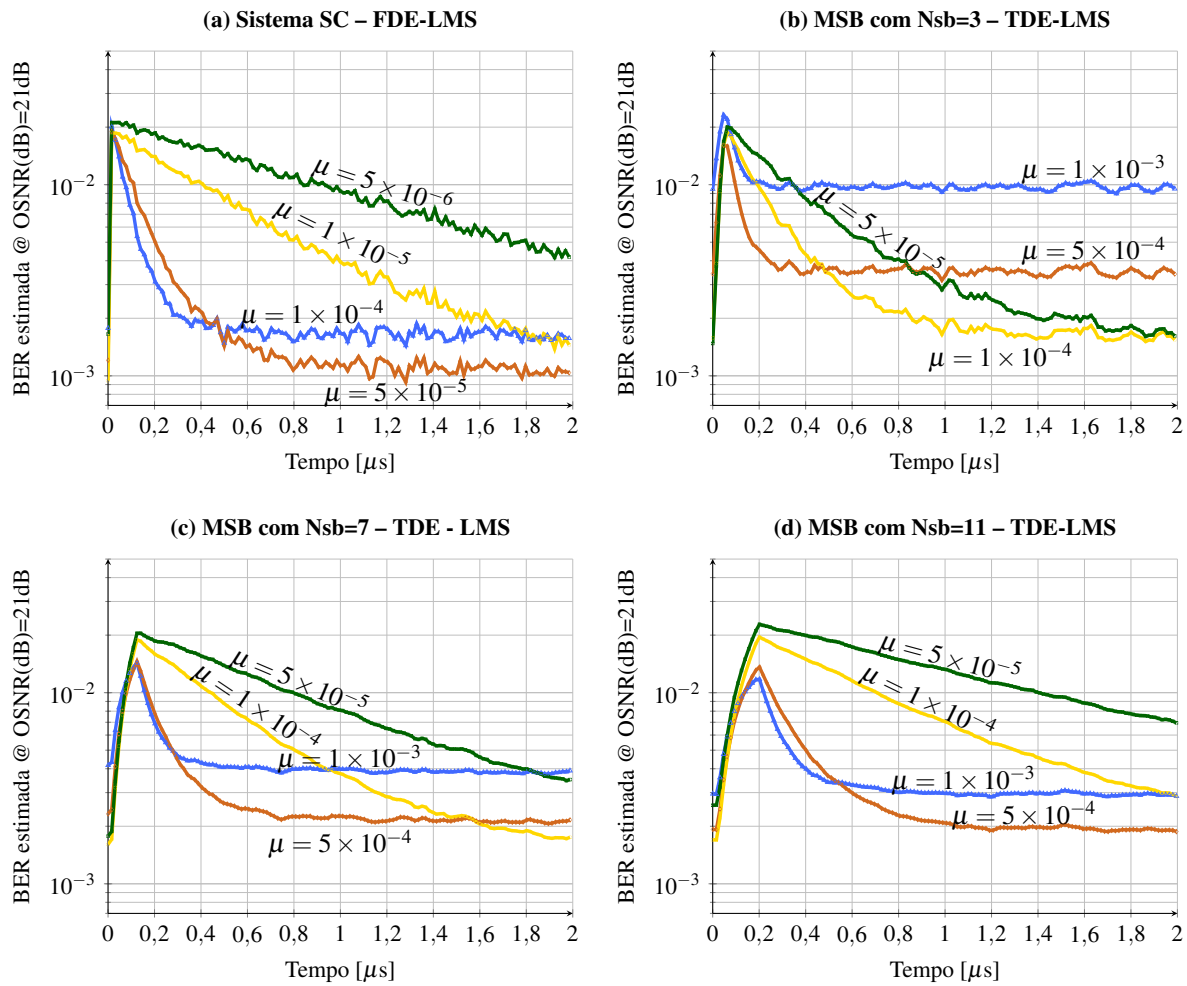


Figura 47 – (a) Desempenho da convergência depois da perturbação ao sistema SC-FDE-LMS com diferentes passos. (b)–(d) Desempenho da convergência depois da perturbação ao sistema MSB com 3, 7 e 11 sub-bandas usando TDE-LMS com diferentes comprimentos de passo. O canal simulado inclui -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD. A CD é totalmente compensada por equalizadores estáticos. A resolução temporal é de 0,015 μs .

depois troca para a RDE supervisionada. O algoritmo RDE supervisionado é adotado por não sofrer com as perturbações provenientes da fase do sinal. Em todas as simulações presentes nesta seção os valores dos passos dos equalizadores são otimizados para cada largura de linha do laser (L_w) com 0; 25; 100 e 200 kHz, considerando um canal com -30 dB de diafonia, 20 ps/km de DMD, 21 dB de OSNR. A dispersão cromática é totalmente compensada por filtros estáticos. Os comprimentos dos filtros adaptativos são selecionados de acordo com a Figura 45.

A recuperação de fase é realizada após o equalizador dinâmico, usando o algoritmo FF-BPS, com 32 fases de teste. E em seguida, é calculada a BER da transmissão. Esta, para o caso SC-FDE é calculada pela média dos resultados obtidos em cada modo espacial, sobre 50.000 símbolos (no caso MSB-TDE, o cálculo é realizado sobre duas rodadas de 25.000 símbolos cada). Além disso, a codificação e decodificação diferenciais são empregadas.

Com intuito de otimizar o fator de esquecimento do algoritmo FF-BPS, simularam-se os sistemas MSB-TDE e SC-FDE para valores de fator de esquecimento, entre 0,9 e 1, e diferentes larguras de linha do laser, conforme visto na Figura 48. O sistema SC apresentou um desempenho estável e satisfatório para valores de fatores de esquecimento no intervalo de 0,9 a 0,98. E para valores que se aproximam de 1, o desempenho tende a degradar como visto na Figura 48a. Esse mesmo comportamento de curva também é observado nos sistemas MSB-TDE com 3, 7 e 11 sub-bandas, apresentados nas Figuras 48b, 48c e 48d, respectivamente. Para o sistema com 3 sub-bandas o intervalo de estabilidade compreende de 0,9 a 0,96, enquanto para 11 sub-bandas de 0,9 a 0,93. Observa-se que a região de estabilidade do fator de esquecimento para o sistema MSB-TDE é menor do que o SC-FDE, e diminui proporcionalmente com o número crescente de sub-bandas. Além disso, o sistema MSB-TDE demonstrou uma penalidade crescente comparado ao sistema sem ruído de fase à medida que se aumenta o valor da largura de linha do laser e o número de sub-bandas, enquanto o sistema SC apresentou penalidades desprezíveis para diferentes larguras do laser. Com base nos gráficos obtidos, adotou-se neste trabalho um fator de esquecimento igual 0,92 para todos os cenários simulados em ambos os sistemas.

O algoritmo LMS é usado como primeiro estágio para facilitar a convergência do equalizador do segundo estágio, o RDE supervisionado. Entretanto, é importante saber o melhor ponto de transição para o segundo estágio. Com base nisso, a Figura 49 mostra o desempenho dos sistemas SC-FDE e MSB-TDE para diferentes pontos de transição do primeiro para segundo estágio do equalizador (em número de símbolos) com diferentes larguras de linha de laser (0, 25, 100 e 200 kHz). Incluindo os dois estágios, são utilizados 200.000 símbolos de convergência total para o SC, e 30.000 símbolos para o caso MSB. Analisando o sistema SC-FDE na Figura 49a, o algoritmo híbrido LMS-RDE supervisionado apresenta um desempenho em BER satisfatório, próximo a 2×10^{-3} , no intervalo de 2.000 a 120.000 símbolos de convergência para o algoritmo LMS. Para quantidade de símbolos de convergência maiores que 120.000 símbolos, a penalidade do sistema tende a aumentar com o valor crescente da largura de linha do laser comparado ao sistema sem ruído de fase ($L_w = 0$). Observa-se que para $L_w = 25$ kHz, o desempenho do sistema se degrada, mas a penalidade introduzida pelo ruído pode ser considerada pequena quando comparada às penalidades introduzidas por lasers com larguras maiores (100 e 200 kHz). Esta penalidade pode ser explicada pelo fato de que usar somente o LMS para equalizar o canal com larguras de linha do laser altas não é a melhor opção, tendo em vista que o cálculo do erro do LMS é sensível à rápida variação de fase do sinal. Com isso, as adaptações dos coeficientes do equalizador sentem dificuldades em acompanhar o canal.

O sistema MSB-TDE com 3 sub-bandas com diferentes largura de linha obteve um desempenho satisfatório entre 2.000 a 24.000 símbolos para adaptação do primeiro estágio, conforme visto na Figura 49b. Com 7 sub-bandas, esse intervalo se localiza entre 1.000 a 16.000 símbolos, conforme indicado na Figura 49c. E por último, com 11 sub-bandas se obteve uma região entre 1.000 a 12.000 símbolos, apresentada na Figura 49d. Observa-se que quanto maior

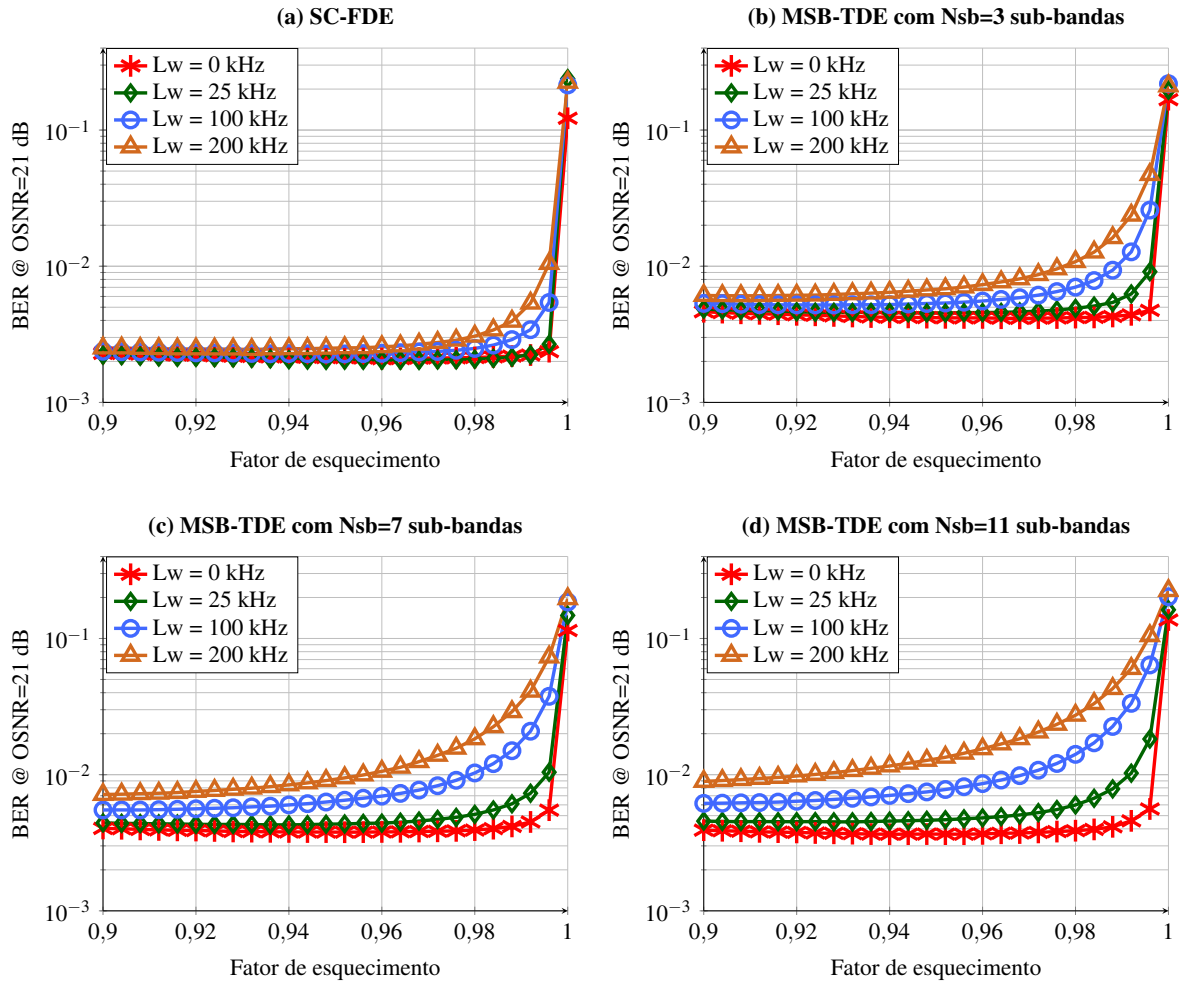


Figura 48 – Curva de variação do fator de esquecimento do algoritmo FF-BPS para os sistemas MSB e SC com diferentes larguras de linha do laser (0, 25, 100 e 200 kHz). (a) Desempenho para SC-FDE. (b)–(d) Desempenho para o sistema MSB-TDE com 3, 7 e 11 sub-bandas, respectivamente. O canal simulado inclui -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD e 21 dB de OSNR. A CD é totalmente compensada por equalizadores estáticos.

a largura de linha, maior a penalidade do sistema MSB-TDE quando comparada ao caso sem ruído de fase, e menor a região de desempenho satisfatório do algoritmo LMS. Em todos os cenários do sistema MSB-TDE, o caso para largura de 25 kHz é o que obteve a menor penalidade, e particularmente para 3 sub-bandas, a sua penalidade é insignificante. Entretanto, ao aumentar número de sub-bandas, verifica-se que o desempenho do sistema se degrada. Isso pode ser explicado pelo fato de que a variância do ruído de fase é diretamente proporcional ao número de sub-bandas, ou seja, quanto maior o número de sub-bandas maior o efeito do ruído de fase no sistema.

Com base nos estudos realizados, para adaptação dos filtros do primeiro estágio com algoritmo LMS, adotaram-se 20.000 símbolos para o sistema SC-FDE, e 10.000 símbolos para o MSB-TDE. Empregou-se o algoritmo RDE supervisionado como o segundo estágio do

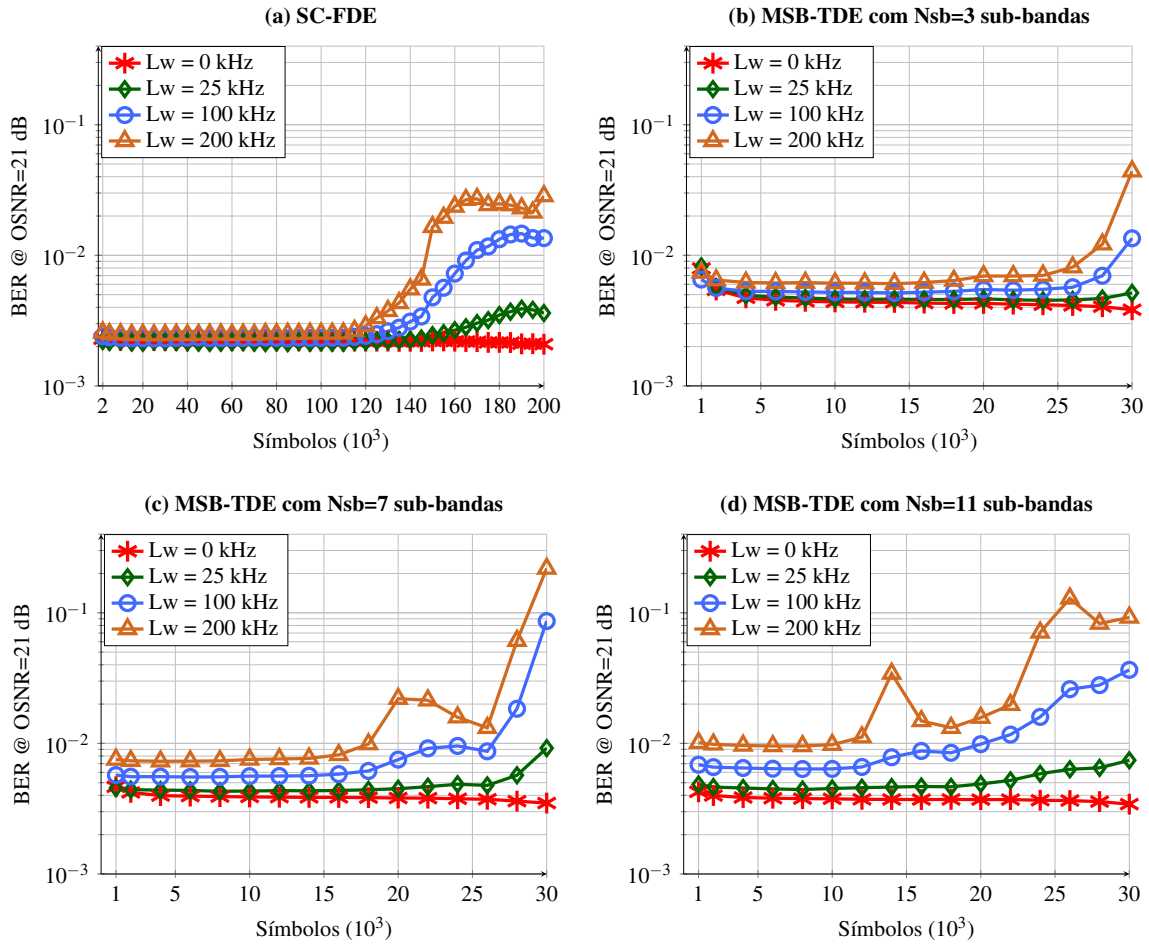


Figura 49 – Desempenho do algoritmo LMS considerando diferentes pontos de troca (em símbolos) para o segundo estágio com diferentes largura de linha de laser (0, 25, 100 e 200 kHz). (a) Desempenho para o sistema SC-FDE. (b)–(d) Desempenho para o sistema MSB-TDE com 3, 7 e 11 sub-bandas. O canal simulado inclui -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD e 21 dB de OSNR. A CD é totalmente compensada por equalizadores estáticos.

equalizador híbrido. Como visto, o algoritmo LMS possui uma sensibilidade ao ruído de fase para adaptação dos seus coeficientes, principalmente para altos valores de largura de linha de laser. Já o algoritmo RDE supervisionado não leva em consideração a fase do sinal, apenas o módulo, tornando-o imune às perturbações de fase no sinal. A Figura 50 apresenta a convergência do segundo estágio para os sistemas SC-FDE e MSB-TDE para diferentes larguras de linha do laser. Para o primeiro estágio, conforme estudado anteriormente, utilizam-se 20.000 símbolos de convergência para SC-FDE e 10.000 símbolos para MSB-TDE. Observa-se que na Figura 50a, para o sistema SC-FDE, o segundo estágio do equalizador híbrido precisa de aproximadamente 120.000 símbolos para se estabilizar em uma BER próxima de 2×10^{-3} . Para todas as larguras de linha do laser, a penalidade da recuperação de fase comparada ao caso sem ruído de fase pode ser considerada desprezível.

As Figuras 50b, 50c e 50d exibem as curvas de convergência do segundo estágio

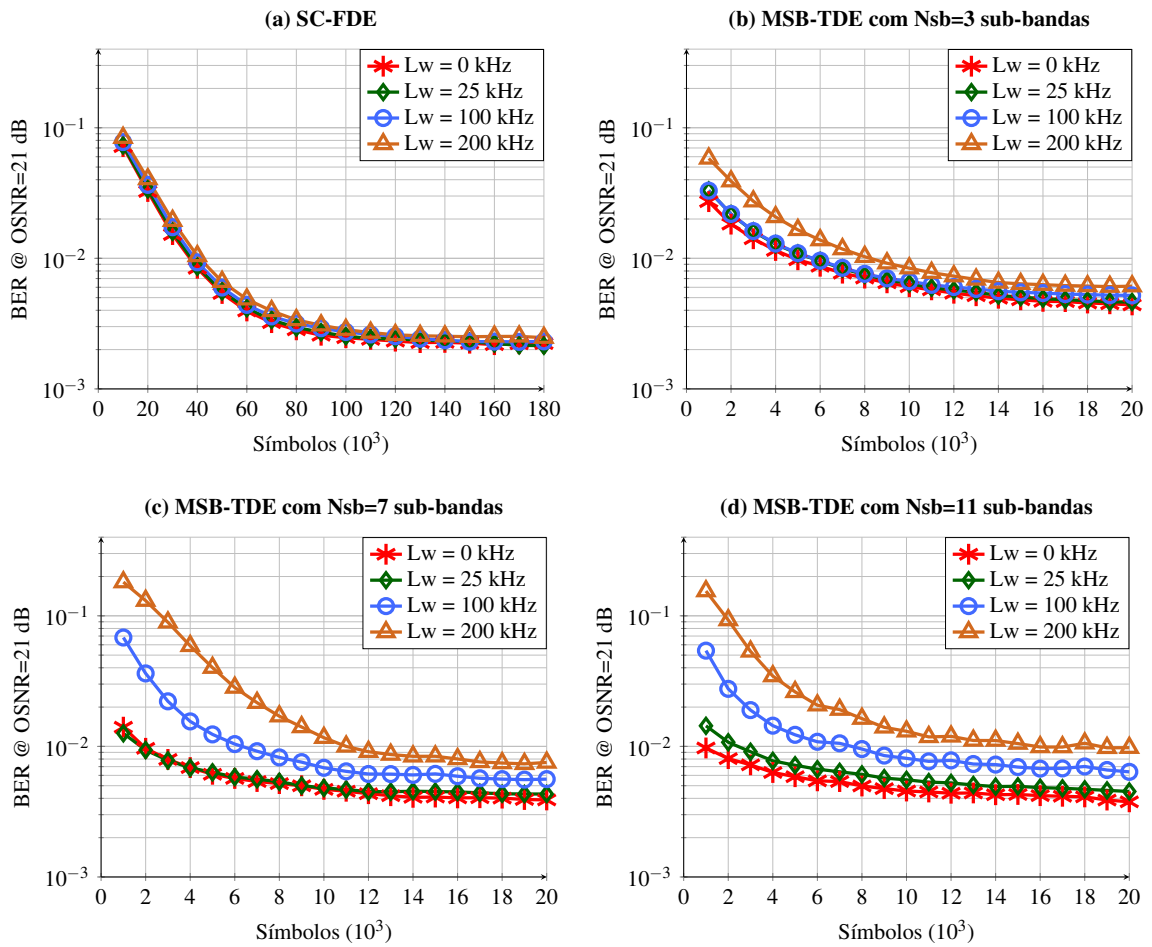


Figura 50 – Convergência do segundo estágio: algoritmo RDE supervisionado. (a) Análise para o sistema SC-FDE. (b)–(d) Análise para o sistema MSB-TDE com 3, 7 e 11 sub-bandas. O canal simulado inclui -30 dB/km de diafonia, 20 ps/km de DMD. A CD é totalmente compensada por equalizadores estáticos.

para o sistema MSB-TDE com 3, 7 e 11 sub-bandas, respectivamente, para diferentes valores de largura do laser. Observa-se que para o sistema MSB-TDE com diferentes números de sub-banda, o segundo estágio precisa de aproximadamente 16.000 símbolos para convergir com uma BER próxima a 6×10^{-3} . Apesar de para largura de linha de 25 kHz, para diferentes sub-bandas, o sistema MSB-TDE obter uma penalidade desprezível, esta penalidade aumenta de acordo com o número crescente de sub-bandas implementadas e a largura de linha.

Com base nas análises realizadas nesta seção, utiliza-se uma fase de convergência de 200.000 símbolos para o sistema SC-FDE, em que os primeiros 20.000 símbolos são processados por um algoritmo supervisionado LMS, e os restantes 180.000 símbolos recorrem à RDE supervisionada para calcular o sinal de erro. Já para o sistema MSB-TDE, utilizam-se 30.000 símbolos na fase de convergência, em que 10.000 símbolos são processados pelo algoritmo LMS e os 20.000 símbolos restantes pelo algoritmo RDE supervisionado. Emprega-se o algoritmo de recuperação de fase FF-BPS com um fator de esquecimento de rejeição de ruído de 0,92 e 32 fases de teste.

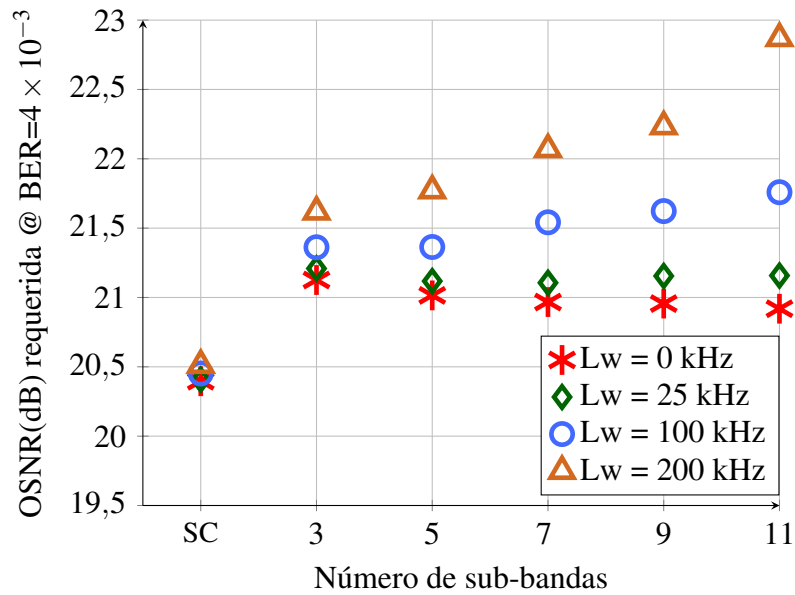


Figura 51 – Efeito do ruído de fase nos sistemas SC-FDE e MSB-TDE com diafonia e DMD. A CD é totalmente compensada por filtros estáticos.

A Figura 51 mostra o impacto do ruído de fase nos sistemas SC-FDE e MSB-TDE, com DMD e CD totalmente compensada, para diferentes larguras de linha (0, 25, 100 e 200 kHz). O desempenho do sistema é avaliado em termos de $OSNR_{req}$ versus número de sub-bandas. Observa-se uma penalidade intrínseca de 1 dB em comparação ao caso com apenas carregamento de ruído (veja a Figura 45a) devido à implementação do FF-BPS e da codificação e decodificação diferenciais. Nota-se que o impacto do ruído de fase no sistema SC-FDE é insignificante. A solução MSB sem ruído de fase exibe uma penalidade esperada de 0,5 dB em relação ao caso SC, aumentando a $OSNR_{req}$ de 20,5 dB para 21 dB. Usar um laser de 25 kHz, como em (SHIBAHARA *et al.*, 2016), incorre em uma penalidade adicional de 0,2 dB, sem nenhuma dependência notável com o número de sub-bandas. Com uma largura de laser de 100 kHz, a penalidade aumenta com o número crescente de sub-bandas, variando de 0,9 dB para 3 sub-bandas a 1,3 dB para 11 sub-bandas. Para uma largura de linha de 200 kHz, as penalidades são consideravelmente maiores.

A recuperação de fase conjunta de sub-bandas pode aliviar o impacto do ruído de fase em sistemas MSB (SOUTO *et al.*, 2012; QIU *et al.*, 2017; YANKOV *et al.*, 2017), mas esta solução pode prejudicar a natureza paralela deste tipo de arquitetura. Deve ser notado que, embora as penalidades de ruído de fase em sistemas com um alto número de sub-bandas não podem ser negligenciadas, elas podem ser suprimidas com larguras de linha do laser mais baixas, ou taxas de símbolo mais altas, o que é uma tendência em sistemas de altas taxas de bits.

Tabela 2 – Comparação de complexidade entre os transceptores SC e MSB.

Descrição	SC	MSB				
		$N_{sb} = 3$	$N_{sb} = 5$	$N_{sb} = 7$	$N_{sb} = 9$	$N_{sb} = 11$
Comprimento do equalizador (coeficientes)	280	70	50	40	30	30
Complexidade (multiplicações/bit)	162	549	416	351	288	286
Complexidade relativa	1	3,4	2,6	2,2	1,8	1,8

5.4 Comparação de complexidade

Nesta seção, comparam-se a complexidade dos transceptores SC e MSB com base no estudo de caso cujos parâmetros são obtidos a partir dos resultados de simulação apresentados na Seção 5.1. Os resultados, mostrados na Tabela 2, assumem um canal óptico com CD, diafonia e DMD. Os parâmetros de entrada para as Equações 4.7 e 4.11 são $N_m = 12$ modos, $M = 16$ (16-QAM), pulso conformador de Nyquist com $N_{RRC} = 65$ coeficientes e $SPS_{RRC} = 2$ amostras por símbolo para SC, e filtros polifásicos com $N_{pol} = 128$ coeficientes para MSB. Os comprimentos dos equalizadores adaptativos, apresentados na Tabela 2, são obtidos a partir das curvas de desempenho apresentadas nas Figuras 45b e 45d.

Analisando a Tabela 2, observa-se que aumentando o número de sub-bandas se reduz a complexidade do transceptor MSB-TDE. Por exemplo, para 3 sub-bandas requerem-se 549 multiplicações complexas por bit, enquanto para 11 sub-bandas este número é reduzido para 286. No entanto, o melhor caso para MSB-TDE ($N_{sb} = 11$) ainda requer uma complexidade 1,8 vezes maior do que a arquitetura SC-FDE. Como o tamanho do enlace é relativamente pequeno, os ganhos fornecidos pela arquitetura MSB-TDE para compensação de CD não são significativos. Finalmente, observa-se que a arquitetura MSB-TDE apresenta um aumento moderado da complexidade comparada ao caso SC-FDE, contudo, oferece um alto paralelismo conforme o número de sub-bandas implementadas.

5.5 Resumo do capítulo

Neste capítulo apresentaram-se os resultados computacionais obtidos para os sistemas MSB-TDE e SC-FDE aplicados em sistemas ópticos com multiplexação modal. Para um cenário com canal estático, o sistema MSB-TDE apresentou uma penalidade sistêmica de 0,5 dB comparado ao SC-FDE, devido à interferência intersub-bandas. Como esperado, para um canal com diafonia e DMD, quanto maior a quantidade de sub-bandas implementadas, menor o comprimento do filtro equalizador. Além disso, a arquitetura MSB-TDE se mostrou computacionalmente eficiente no combate ao efeito da CD. Também se investigou a convergência de ambos sistemas. Embora o sistema MSB-TDE para diferentes números de sub-bandas tenha requerido menor quantidade de símbolos em comparação ao esquema SC, analisando-se a escala temporal em microssegundos não foi possível obter uma relação direta entre tempo de convergência e número de sub-bandas. Obtiveram-se também resultados em um cenário com canal

dinâmico, e observou-se que a resposta ao transiente do sistema MSB-TDE dependeu do número de sub-bandas implementadas, contudo, sem diferenças significativas em relação ao caso do sistema SC-FDE. Avaliaram-se também os sistemas em um cenário com ruído de fase. Em baixas larguras de linha de lasers, o desempenho de ambas arquiteturas é equivalente. Entretanto, para larguras de linha mais elevadas, compatíveis com as utilizadas em sistemas práticos, o caso MSB-TDE apresentou uma penalidade crescente com o número de sub-bandas. Por fim, avaliou-se complexidade computacional. O sistema MSB-TDE apresentou um aumento moderado de complexidade comparado ao caso SC-FDE.

6 CONCLUSÃO

Sistemas ópticos com multiplexação modal sofrem com elevados espalhamentos temporais causados pela dispersão modal. Esses sistemas implementam algoritmos MIMO para separar os sinais multiplexados pela fibra e compensar efeitos lineares do canal. O alto espalhamento temporal, aliado às altas taxas de operação e à implementação de técnicas MIMO adaptativas de alta ordem, impõe desafios importantes relativos à complexidade de implementação em *hardware* dos algoritmos de DSP no receptor. Assim, a paralelização dos algoritmos de DSP torna-se imprescindível. Nesse cenário, sistemas MSB apresentam diversas vantagens, em especial uma arquitetura paralela intrínseca. Além disso, a arquitetura MSB reduz a complexidade da equalização da CD e diminui o comprimento dos filtros equalizadores, o que é interessante para implementação em *hardware*. Destaca-se também o potencial de arquiteturas MSB para mitigação de efeitos não-lineares na fibra.

Neste trabalho, comparou-se o desempenho da transmissão com arquitetura MSB implementada por bancos de filtros e TDE, ao de uma arquitetura SC usando FDE, para sistemas com multiplexação modal. Os cenários avaliados incluíram os efeitos da CD, diafonia, dispersão modal e ruído aditivo. Os resultados de simulação indicam que, para uma configuração apenas com carregamento de ruído, a implementação do MSB tem uma penalidade de aproximadamente 0,5 dB em relação ao sistema SC devido à interferência entre sub-bandas. Na simulação com efeitos lineares da fibra utilizando um canal estático, o sistema MSB permitiu trabalhar com equalizadores mais curtos, como esperado. A duração da fase de convergência dos sistemas MSB mostrou ser equivalente à do sistema SC. Da mesma forma, a responsividade do sistema MSB às perturbações inseridas no canal óptico foram dependentes do número de sub-bandas, mas ainda sem diferença significativa em relação aos sistemas SC. Simulações com o ruído de fase para o sistema MSB-TDE indicaram uma penalidade relativa que cresce com o número de sub-bandas em comparação ao sistema SC-FDE. Isso já era esperado, pelo fato de que quanto maior o número de sub-bandas implementadas, maior o período de símbolo e, consequentemente, maior a intensidade do ruído de fase no sistema. Essa penalidade pode ser aliviada pela recuperação de fase conjunta entre sub-bandas, por um aumento na taxa de símbolo do sistema, ou por uma redução na largura de linha do laser. Avaliou-se também a complexidade das soluções. A arquitetura MSB-TDE exibiu maior complexidade computacional comparada ao caso SC-FDE, com uma diferença relativa que diminui para um elevado número de sub-bandas.

Finalmente, a arquitetura MSB-TDE possui diversas vantagens em comparação à solução SC-FDE (estrutura paralela intrínseca, baixa complexidade de equalização da CD, menor comprimento dos filtros equalizadores e potencial para mitigar efeitos não-lineares). Por

outro lado, destacam-se neste trabalho algumas de suas desvantagens, como uma pequena penalidade de implementação ($\approx 0,5$ dB) e um aumento moderado de complexidade (por exemplo, 1.8 em 11 sub-bandas). Em cenários com ruído de fase, sistemas MSB-TDE também são sujeitos a penalidades devido ao aumento no período de símbolo por sub-banda. A implementação de sistemas SC ou MSB deve levar em consideração os aspectos avaliados nesta tese. Em princípio, constata-se que as desvantagens da arquitetura MSB são modestas em frente a suas vantagens, o que justificaria sua implementação. Entretanto, a implementação de sistemas MSB depende de forma decisiva da utilização de lasers com largura de linha mais reduzida, o que pode acarretar aumento no custo da solução.

Apesar de abordar as principais questões relativas à aplicação de esquemas MSB para sistemas ópticos com multiplexação modal, este trabalho também abre perspectivas de trabalhos futuros. Pode-se, por exemplo, avaliar o desempenho das arquiteturas investigadas quando sujeitas às perdas dependentes dos modos (mode-dependent loss - MDL), efeitos não-lineares, e um canal dinâmico com inserção de perturbações mais lentas. Pode-se também investigar equalizadores de complexidade computacional mais baixa. Por fim, a validação experimental dos resultados obtidos é sempre desejável.

Lista de Trabalhos Publicados pelo Autor

- L. F. dos Santos, F. M. Ferreira, A. D. Ellis and D. A. A. Mello, "Filter bank multi-sub-band transmission for optical systems with mode multiplexing," *IEEE Photonics Journal*, vol. 11, no. 2, pp. 1-12, 2019, doi: 10.1109/JPHOT.2019.2899078.
- L. F. dos Santos, F. M. Ferreira and D. A. A. Mello, "Sub-band-based transmission for mode-multiplexed optical systems," *2017 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Spain, 2017, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICTON.2017.8024790.
- R. S. B. Ospina, L. F. dos Santos, D. A. A. Mello and F. M. Ferreira, "Scanning-based chromatic dispersion estimation in mode-multiplexed optical systems," *2019 21st International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Angers, France, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICTON.2019.8840424.
- H. F. Santana, L. F. dos Santos, F. M. Ferreira and D. A. A. Mello, "CD estimation in FMFs using the auto-correlation of the signal power waveform," *2018 SBFoton International Optics and Photonics Conference (SBFoton IOPC)*, Campinas, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/SBFoton-IOPC.2018.8610895.

Referências

- AGRAWAL, G. P. *Nonlinear Fiber Optics*. 4. ed. [S.l.]: Academic Press, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 31.
- AGRAWAL, G. P. *Fiber-optic communication systems*. 4. ed. [S.l.]: Jhon Wiley & Sons, 2010. Citado 9 vezes nas páginas 24, 25, 26, 31, 32, 33, 34, 49 e 54.
- ARIK, S. O.; ASKAROV, D.; KAHN, J. M. Effect of mode coupling on signal processing complexity in mode-division multiplexing. *Journal of Lightwave Technology*, v. 31, n. 3, p. 423–431, Fev. 2013. ISSN 0733-8724. Citado na página 22.
- ARIK, S. O.; KAHN, J. M. Coupled-core multi-core fibers for spatial multiplexing. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 25, n. 21, p. 2054–2057, Nov. 2013. ISSN 1941-0174. Citado na página 21.
- ARIK, S. O.; KAHN, J. M.; HO, K. MIMO signal processing for mode-division multiplexing: An overview of channel models and signal processing architectures. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 31, n. 2, p. 25–34, Mar. 2014. ISSN 1558-0792. Citado 2 vezes nas páginas 74 e 75.
- ASTON UNIVERSITY. *Respositório online dos dados do artigo intulado como "Semi-Analytical Analytical Modelling of Linear Mode Coupling in Few -Mode Fibers, JLT"*. 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.17036/researchdata.aston.ac.uk.00000206>>. Acesso em: 20 Mar. 2019. Citado 3 vezes nas páginas 8, 38 e 39.
- BAI, N.; IP, E.; LI, M.; WANG, T.; LI, G. Experimental demonstration of adaptive frequency-domain equalization for mode-division multiplexed transmission. In: *Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. OM2C.5. Citado na página 22.
- BARRY, J. R.; LEE, E. A.; MESSERSCHMITT, D. G. *Digital Communication*. 3. ed. [S.l.]: Springer Science + Business Media, 2004. Citado 4 vezes nas páginas 43, 44, 47 e 48.
- BENVENUTO, N.; CHERUBINI, G. *Algorithms for Communications Systems and Their Applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2002. Citado na página 84.
- BINH, L. N. *Digital Processing: Optical transmission and coherent receiving techniques*. 1. ed. [S.l.]: CRC Press, 2014. Citado na página 51.
- BOTTACCHI, S. *Multi-Gigabit Transmission over Multimode Optical Fibre: Theory and Design Methods for 10GbE Systems*. [S.l.]: Jhon Wiley & Sons, 2006. Citado 3 vezes nas páginas 21, 26 e 31.
- CHENG, D. K. *Field and Wave Electromagnetics*. 2. ed. [S.l.]: Addison-Wesley, 1989. Citado na página 24.
- CISCO. *Documento atualizado em 19 de Novembro de 2018. Número de identificação: 1513879861264127. Cisco Global Cloud Index: Forecast and Methodology, 2016–2021 White Paper*. 2018. Disponível em: <<https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/>

service-provider/global-cloud-index-gci/white-paper-c11-738085.html>. Acesso em: 8 Mar. 2019. Citado na página 21.

CISCO. Documento atualizado em 27 de Fevereiro de 2019. Número de identificação: 1551296909190103. *Cisco Visual Networking Index: Forecast and Trends, 2017–2022 White Paper*. 2019. Disponível em: <<https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-741490.html>>. Acesso em: 8 Mar. 2019. Citado na página 21.

DINIZ, J. C. M.; FAN, Q.; RANZINI, S. M.; KHAN, F. N.; ROS, F. D.; ZIBAR, D.; LAU, A. P. T. Low-complexity carrier phase recovery based on principal component analysis for square-QAM modulation formats. *Opt. Express*, OSA, v. 27, n. 11, p. 15617–15626, Mai. 2019. Citado na página 72.

DINIZ, P. S. R. *Adaptive filtering: algorithms and practical implementation*. 4. ed. [S.l.]: Springer, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 59.

ESSIAMBRE, R.; 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 1558-2213. Citado na página 41.

ESSIAMBRE, R.; TKACH, R. W. Capacity trends and limits of optical communication networks. *Proceedings of the IEEE*, v. 100, n. 5, p. 1035–1055, Mai. 2012. ISSN 1558-2256. Citado na página 41.

FARHANG-BOROUJENY, B. OFDM versus filter bank multicarrier. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 28, n. 3, p. 92–112, Mai. 2011. ISSN 1053-5888. Citado na página 22.

FARUK, M. S.; KIKUCHI, K. Adaptive frequency-domain equalization in digital coherent optical receivers. *Opt. Express*, OSA, v. 19, n. 13, p. 12789–12798, Jun 2011. Citado 6 vezes nas páginas 9, 67, 68, 69, 84 e 85.

FARUK, M. S.; SAVORY, S. J. Digital signal processing for coherent transceivers employing multilevel formats. *Journal of Lightwave Technology*, OSA, v. 35, n. 5, p. 1125–1141, Mar. 2017. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 56.

FATADIN, I.; IVES, D.; SAVORY, S. J. Compensation of frequency offset for differentially encoded 16- and 64-QAM in the presence of laser phase noise. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 22, n. 3, p. 176–178, Fev. 2010. ISSN 1041-1135. Citado na página 45.

FERREIRA, F.; JANSEN, S.; MONTEIRO, P.; SILVA, H. Nonlinear semi-analytical model for simulation of few-mode fiber transmission. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 24, n. 4, p. 240–242, Fev. 2012. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 35.

FERREIRA, F.; MONTEIRO, P.; SILVA, H. Semi-analytical model for linear modal coupling in few-mode fiber transmission. In: *Proc. 14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. Th.A1.5. Citado 5 vezes nas páginas 34, 35, 36, 37 e 38.

FERREIRA, F. M. *High Capacity Optical Transmission Systems Based on Mode Division Multiplexing*. Tese (Doutorado) — Universidade de Coimbra (UC), Jun. 2014. Citado 4 vezes nas páginas 35, 36, 37 e 38.

- FERREIRA, F. M.; COSTA, C. S.; SYGLETOS, S.; ELLIS, A. D. Semi-analytical modelling of linear mode coupling in few-mode fibers. *Journal of Lightwave Technology*, v. 35, n. 18, p. 4011–4022, Set. 2017. ISSN 0733-8724. Citado 7 vezes nas páginas 8, 34, 35, 36, 38, 39 e 40.
- FERREIRA, F. M.; FONSECA, D.; SILVA, H. J. A. da. Design of few-mode fibers with m-modes and low differential mode delay. *Journal of Lightwave Technology*, v. 32, n. 3, p. 353–360, Fev. 2014. ISSN 0733-8724. Citado 4 vezes nas páginas 8, 30, 31 e 87.
- FERREIRA, F. M.; SUIBHNE, N. M.; SYGLETOS, S.; ELLIS, A. D. Few-mode fibre group-delays with intermediate coupling. In: *Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–3. Citado na página 38.
- FONTAINE, N. K.; RYF, R.; CHEN, H.; BENITEZ, A. V.; LOPEZ, J. E. A.; CORREA, R. A.; GUAN, B.; ERCAN, B.; SCOTT, R. P.; YOO, S. J. B.; GRÜNER-NIELSEN, L.; SUN, Y.; LINGLE, R. J. 30 x 30 MIMO transmission over 15 spatial modes. In: *Proc. Optical Fiber Communications Conference (OFC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. Th5C.1. Citado na página 21.
- GLOGE, D. Weakly guiding fibers. *Applied Optics*, OSA, v. 10, n. 10, p. 2252–2258, Out. 1971. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.
- GUIOMAR, F.; BERTIGNONO, L.; NESPOLA, A.; CARENA, A. Mitigation of transceiver bandwidth limitations using multi-subcarrier signals. In: *Proc. 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. Th.B4.6. Citado na página 81.
- HAMPSHIRE, D. P. A derivation of maxwell's equations using the heaviside notation. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, v. 376, n. 2134, p. 1–13, 2018. Citado na página 24.
- HARRIS, F. J. *Multirate Signal Processing for Communication Systems*. [S.l.]: Prentice Hall, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 78 e 80.
- HARRIS, F. J.; DICK, C.; RICE, M. Digital receivers and transmitters using polyphase filter banks for wireless communications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 51, n. 4, p. 1395–1412, 2003. Citado na página 80.
- HAYASHI, T.; TARU, T.; SHIMAKAWA, O.; SASAKI, T.; SASAOKA, E. Characterization of crosstalk in ultra-low-crosstalk multi-core fiber. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 30, n. 4, p. 583–589, Fev. 2012. Citado na página 21.
- HAYKIN, S. *Communication Systems*. 4. ed. [S.l.]: Jhon Wiley & Sons, Inc., 2001. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 47.
- HO, K. P. Subband equaliser for chromatic dispersion of optical fibre. *Electronics Letters*, v. 45, n. 24, p. 1224–1226, Nov. 2009. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 74.
- HO, K.-P.; KHAN, J. Linear propagation effects in mode-division multiplexing systems. *Journal of Lightwave Technology*, v. 32, n. 4, p. 614–628, Fev. 2014. ISSN 0733-8724. Citado na página 40.
- HO, K.-P.; KHAN, J. M. Statistics of group delays in multimode fiber with strong mode coupling. *Journal of Lightwave Technology*, v. 29, p. 3119–3128, 2011. Citado na página 21.

- HO, K.-P.; KHAN, J. M. Mode coupling and its impact on spatially multiplexed systems. *Optical Fiber Telecommunications VI, B, I. P. Kaminow, T. Li, and A. E. Willner, Eds.*, Oxford, U.K.: Academic, ch11, p. 491–568, 2013. Citado na página 21.
- HWANG, J.-K.; CHIU, Y.-L.; LIAO, C.-S. Angle differential-QAM scheme for resolving phase ambiguity in continuous transmission system. *International Journal of Communication Systems*, v. 21, n. 6, p. 631–641, 2008. Citado na página 45.
- INAN, B.; SPINLER, B.; FERREIRA, F.; BORNE, D. V. D.; LOBATO, A.; ADHIKARI, S.; SLEIFFER, V. A. J. M.; KUSCHNEROV, M.; HANIK, N.; JANSEN, S. L. DSP complexity of mode-division multiplexed receivers. *Opt. Express*, OSA, v. 20, n. 10, p. 10859–10869, Mai. 2012. Citado 2 vezes nas páginas 65 e 86.
- INFINERA. *White Paper - The Next Generation of Coherent Optical: Advanced Coherent Toolkit for Super-channels*. 2016. Disponível em: <<https://www.infinera.com/facade/uploads/2016/01/WP-the-next-generation-of-coherent-optical.pdf>>. Acesso em: 8 Mai. 2020. Citado na página 22.
- IP, E.; KAHN, J. M. Feedforward carrier recovery for coherent optical communications. *Journal of Lightwave Technology*, v. 25, n. 9, p. 2675–2692, Set. 2007. ISSN 0733-8724. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 72.
- JOHNSON, R.; SCHNITER, P.; ENDRES, T. J.; BEHM, J. D.; BROWN, D. R.; CASAS, R. A. Blind equalization using the constant modulus criterion: a review. *Proceedings of the IEEE*, v. 86, n. 10, p. 1927–1950, Out. 1998. Citado 3 vezes nas páginas 64, 65 e 67.
- KAZOVSKY, L. G. Phase- and polarization-diversity coherent optical techniques. *Journal of Lightwave Technology*, v. 7, n. 2, p. 279–292, Fev. 1989. ISSN 0733-8724. Citado na página 55.
- KEISER, G. *Optical Fiber Communications*. 2. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, Inc., 1991. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 49.
- KIKUCHI, K. Fundamentals of coherent optical fiber communications. *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 1, p. 157–179, Jan. 2016. ISSN 0733-8724. Citado 2 vezes nas páginas 54 e 55.
- KIM, H.; GNAUCK, A. H. Chirp characteristics of dual-drive mach-zehnder modulator with a finite dc extinction ratio. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 14, n. 3, p. 298–300, Mar. 2002. Citado na página 52.
- KRAUSE, D.; AWADALLA, A.; KARAR, A. S.; SUN, H.; WU, K. T. Design considerations for a digital subcarrier coherent optical modem. In: *Proc. Optical Fiber Communications Conference (OFC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. Th1D.1. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 74.
- KUMAR, S.; DEEN, M. J. *Fiber Optic Communications: fundamentals and applications*. 1. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd, 2014. Citado na página 50.
- LEE, K.-A.; GAN, W.-S.; KUO, S. M. *Subband adaptive filtering: theory and implementations*. 1 ed.. ed. [S.l.]: Jhon Wiley and Sons, Ltd, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 78 e 80.
- MALEKIHA, M.; PLANT, D. V. Complexity reduction of dispersion mitigation based on sub-band partitioning. In: *Proc. 2016 Photonics North (PN)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–2. Citado na página 22.

- MALEKIHA, M.; TSELNIKER, I.; PLANT, D. V. Chromatic dispersion mitigation in long-haul fiber-optic communication networks by sub-band partitioning. *Optics Express*, v. 23, n. 25, p. 32654–32663, 2015. Citado 6 vezes nas páginas 22, 23, 74, 76, 81 e 88.
- MARCUSE, D. *Theory of Dielectric Optical Waveguides*. 1. ed. [S.l.]: New York: Academic, 1974. Citado na página 34.
- MAXWELL, J. On physical lines of force. *Philosophical Magazine*, 1861. Citado na página 24.
- MELLO, D. A. A.; BARBOSA, F. A. *Coherent Optical Communications Systems*. [S.l.]: Livro a ser publicado, 2020. Citado na página 27.
- MELLO, D. A. A.; SRINIVAS, H.; CHOUTAGUNTA, K.; KAHN, J. M. Impact of polarization- and mode-dependent gain on the capacity of ultra-long-haul systems. *Journal of Lightwave Technology*, v. 38, n. 2, p. 303–318, Jan 2020. Citado na página 21.
- MIZUNO, T.; KOBAYASHI, T.; TAKARA, H.; SANO, A.; KAWAKAMI, H.; NAKAGAWA, T.; MIYAMOTO, Y.; ABE, Y.; GOH, T.; OGUMA, M.; SAKAMOTO, T.; SASAKI, Y.; ISHIDA, I.; TAKENAGA, K.; MATSUO, S.; SAITOH, K.; MORIOKA, T. 12-core x 3-mode dense space division multiplexed transmission over 40 km employing multi-carrier signals with parallel MIMO equalization. In: *Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. Th5B.2. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 74.
- MUNIER, F.; ALPMAN, T. E. E.; SVENSSON, A.; ZIRATH, H. Estimation of phase noise for QPSK modulation over AWGN channels. In: *GigaHertz Symposium*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 1–6. Citado na página 33.
- NAZARATHY, M.; TOLMACHEV, A. Digital sub-banding for coherent single-mode and spatial division multiplexed fiber systems. In: *Proc. OptoElectronics and Communication Conference and Australian Conference on Optical Fibre Technology (OECC/ACOFT)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 374–376. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.
- NAZARATHY, M.; TOLMACHEV, A. Subbanded DSP architectures based on underdecimated filter banks for coherent OFDM receivers: overview and recent advances. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 31, n. 2, p. 70–81, Mar. 2014. Citado 10 vezes nas páginas 10, 23, 74, 76, 78, 79, 80, 82, 83 e 84.
- OPPENHEIM, A. V.; R. W. Schafer with J. R. Buck. *Discrete-Time Signal Processing*. 2. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 68 e 80.
- PAYYAZH, A. A.; SOUZA, A. L. N. de; MELLO, D. A. A. Recursive blind phase search architecture for phase recovery at high error rates. In: *2018 International Optics and Photonics Conference (SBFoton)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5. Citado na página 71.
- PFAU, T.; HOFFMANN, S.; NOE, 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. Citado 4 vezes nas páginas 8, 45, 46 e 71.
- PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. *Digital Communications*. 5 ed.. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2008. Citado na página 43.

- QIU, M.; ZHUGE, Q.; CHAGNON, M.; GAO, Y.; XU, X.; MORSY-OSMAN, M.; PLANT, D. V. Digital subcarrier multiplexing for fiber nonlinearity mitigation in coherent optical communication systems. *Optics Express*, The Optical Society (OSA), v. 22, n. 15, p. 18770–18777, Jul. 2014. Citado na página 22.
- QIU, M.; ZHUGE, Q.; CHAGNON, M.; ZHANG, F.; PLANT, D. V. Laser phase noise effects and joint carrier phase recovery in coherent optical transmissions with digital subcarrier multiplexing. *IEEE Photonics Journal*, v. 9, n. 1, p. 1–13, Fev. 2017. ISSN 1943-0655. Citado na página 97.
- QIU, M.; ZHUGE, Q.; XU, X.; CHAGNON, M.; MORSY-OSMAN, M.; PLANT, D. V. Subcarrier multiplexing using DACs for fiber nonlinearity mitigation in coherent optical communication systems. In: *Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. Tu3J.2. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 74.
- RAMASWAMI, R.; SIVARAJAN, K. N. *Optical Network: a practical perspective*. 2. ed. [S.l.]: Morgan Kaufmann, 2002. Citado 5 vezes nas páginas 24, 25, 32, 33 e 50.
- RANDEL, S.; WINZER, P. J.; MONTOLIU, M.; RYF, R. Complexity analysis of adaptive frequency-domain equalization for MIMO-SDM transmission. In: *Proc. 39th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–3. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 67.
- READY, M. J.; GOOCH, R. P. Blind equalization based on radius directed adaptation. In: *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 1990. p. 1699–1702 vol.3. ISSN 1520-6149. Citado na página 63.
- ROMANO, J. M. T.; ATTUX, R. R. de F.; CAVALCANTE, C. C.; SUYAMA, R. *Unsupervised Signal Processing: channel Equalization and source separation*. 1. ed. [S.l.]: CRC Press, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 60.
- RYF, R.; FONTAINE, N. K.; MESTRE, M. A.; RANDEL, S.; PALOU, X.; BOLLE, C.; GNAUCK, A. H.; CHANDRASEKHAR, S.; LIU, X.; GUAN, B.; ESSIAMBRE, R.-J.; WINZER, P. J.; LEON-SAVAL, S.; BLAND-HAWTHORN, J.; DELBUE, R.; PUPALAIKIS, P.; SUREKA, A.; SUN, Y.; GRÜNER-NIELSEN, L.; JENSEN, R. V.; LINGLE, R. 12 x 12 MIMO transmission over 130-km few-mode fiber. In: *Frontiers in Optics 2012 Laser Science XXVIII*. [S.l.]: The Optical Society (OSA), 2012. p. FW6C.4. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- RYF, R.; RANDEL, S.; GNAUCK, A. H.; BOLLE, C.; ESSIAMBRE, R. J.; WINZER, P. J.; PECKHAM, D. W.; MCCURDY, A.; LINGLE, R. Space-division multiplexing over 10 km of three-mode fiber using coherent 6 x 6 MIMO processing. In: *Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. PDPB10. Citado 3 vezes nas páginas 21, 22 e 65.
- SAVORY, S. J. Digital filters for coherent optical receivers. *Optics Express*, v. 16, n. 2, p. 804–817, Nov. 2008. Citado 3 vezes nas páginas 54, 57 e 65.
- 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. Citado 3 vezes nas páginas 55, 63 e 64.

SAVORY, S. J. *Digital Equalization in Coherent Optical Transmission Systems*. [S.l.]: Enabling Technologies for High Spectral-Efficiency Coherent Optical Communication Networks. Jhon Wiley & Sons, Inc. cap. 8, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 63.

SAYED, A. H. *Adaptive Filters*. 1. ed. [S.l.]: Jhon Wiley & Sons, Inc., 2008. Citado na página 60.

SEIMETZ, M. Multi-format transmitters for coherent optical M-PSK and M-QAM transmission. In: *Proc. 7th International Conference Transparent Optical Networks (ICTON)*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 2, p. 225–229 Vol. 2. ISSN 2162-7339. Citado na página 53.

SEIMETZ, M. *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission: transmitters, receivers, system performance*. 1. ed. [S.l.]: Springer, 2009. Citado 6 vezes nas páginas 9, 50, 51, 52, 54 e 55.

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*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 408–411. Citado na página 73.

SHAH, A. R.; HSU, R. C. J.; TARIGHAT, A.; SAYED, A. H.; JALALI, B. Coherent optical MIMO (COMIMO). *Journal of Lightwave Technology*, v. 23, n. 8, p. 2410–2419, Ago. 2005. ISSN 0733-8724. Citado na página 65.

SHEMIRANI, M. B.; MAO, W.; PANICKER, R. A.; KAHN, J. M. Principal modes in graded-index multimode fiber in presence of spatial- and polarization-mode coupling. *Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 10, p. 1248–1261, Mai. 2009. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.

SHIBAHARA, K.; LEE, D.; KOBAYASHI, T.; MIZUNO, T.; TAKARA, H.; SANO, A.; KAWAKAMI, H.; MIYAMOTO, Y.; ONO, H.; OGUMA, M.; ABE, Y.; MATSUI, T.; FUKUMOTO, R.; AMMA, Y.; HOSOKAWA, T.; MATSUO, S.; SAITOH, K.; YAMADA, M.; MORIOKA, T. Dense SDM (12-core $\times$ 3-mode) transmission over 527 km with 33.2-ns mode-dispersion employing low-complexity parallel MIMO frequency-domain equalization. *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 1, p. 196–204, Jan. 2016. ISSN 0733-8724. Citado 3 vezes nas páginas 22, 74 e 97.

SLIM, I.; MEZGHANI, A.; BALTAR, L. G.; QI, J.; HAUSKE, F. N.; NOSSEK, J. A. Delayed single-tap frequency-domain chromatic-dispersion compensation. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 25, n. 2, p. 167–170, Jan. 2013. Citado na página 22.

SOUTO, D. V.; OLSSON, B.; LARSSON, C.; MELLO, D. A. A. Joint-polarization and joint-subchannel carrier phase estimation for 16-QAM optical systems. *Journal of Lightwave Technology*, v. 30, n. 20, p. 3185–3191, Out. 2012. ISSN 0733-8724. Citado na página 97.

SPINNLER, B. Equalizer design and complexity for digital coherent receivers. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 16, n. 5, p. 1180–1192, 2010. Citado na página 64.

SZAFRANIEC, B.; MARSHALL, T. S.; NEBENDAHL, B. Performance monitoring and measurement techniques for coherent optical systems. *Journal of Lightwave Technology*, v. 31, n. 4, p. 648–663, Fev. 2013. ISSN 0733-8724. Citado na página 90.

TAKARA, H.; SANO, A.; KOBAYASHI, T.; KUBOTA, H.; KAWAKAMI, H.; MATSUURA, A.; MIYAMOTO, Y.; ABE, Y.; ONO, H.; SHIKAMA, K.; GOTO, Y.; TSUJIKAWA, K.; SASAKI, Y.; ISHIDA, I.; TAKENAGA, K.; MATSUO, S.; SAITOH, K.; KOSHIBA, M.; MORIOKA, T. 1.01-Pb/s (12 SDM/222 WDM/456 Gb/s) crosstalk-managed transmission with 91.4-b/s/hz aggregate spectral efficiency. In: *European Conference and Exhibition on Optical Communication*. [S.l.]: Optical Society of America, 2012. p. Th.3.C.1. Citado na página 21.

TANG, Y.; SHIEH, W.; KRONGOLD, B. S. DFT-spread OFDM for fiber nonlinearity mitigation. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 22, n. 16, p. 1250–1252, Ago. 2010. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 74.

TAYLOR, M. G. Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 16, n. 2, p. 674–676, Fev. 2004. ISSN 1041-1135. Citado na página 57.

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. *International Electrotechnical Commission (IEC)*, Jan. 2013. Citado na página 73.

TOLMACHEV, A.; NAZARATHY, M. Filter-bank based efficient transmission of reduced-guard-interval OFDM. *Optics Express*, OSA, v. 19, n. 26, p. B370–B384, Dez. 2011. Citado 6 vezes nas páginas 10, 78, 79, 80, 81 e 82.

TREICHLER, J. R.; FIJALKOW, I.; JHONSON, JR., C. R. Fractionally spaced equalizers: How long should they really be? *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 13, p. 65–81, Mai. 1996. Citado na página 65.

WEBER, W. Differential encoding for multiple amplitude and phase shift keying systems. *IEEE Transactions on Communications*, v. 26, n. 3, p. 385–391, Mar. 1978. ISSN 0090-6778. Citado na página 45.

WIDROW, B.; MCCOOL, J.; BALL, M. The complex LMS algorithm. *Proceedings of the IEEE*, v. 63, n. 4, p. 719–720, Abr. 1975. Citado na página 60.

WIDROW, B.; STEARNS, S. D. *Adaptive Signal Processing*. 1. ed. [S.l.]: Prentice-Hall signal processing series, 1985. Citado na página 60.

YANKOV, M. P.; BARLETTA, L.; ZIBAR, D. Phase noise compensation for nonlinearity-tolerant digital subcarrier systems with high-order QAM. *IEEE Photonics Journal*, v. 9, n. 5, p. 1–12, Oct. 2017. ISSN 1943-0655. Citado na página 97.

YANKOV, M. P.; FEHENBERGER, T.; BARLETTA, L.; HANIK, N. Low-complexity tracking of laser and nonlinear phase noise in WDM optical fiber systems. *Journal of Lightwave Technology*, v. 33, n. 23, p. 4975–4984, Dez. 2015. ISSN 0733-8724. Citado na página 33.

YARIV, A.; YEH, P. *Photonics: Optical Electronics in Modern Communications*. 6 ed.. ed. [S.l.]: Oxford University Press, 2007. Citado na página 36.