UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DE SISTEMAS CDMA ÓPTICOS

Rivail Vilas Boas dos Santos Filho

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da USP, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Ben-Hur Viana Borges

São Carlos – SP

2006

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

Santos Filho, Rivail Vilas Boas dos

S237a Análise de sistemas CDMA ópticos / Rivail Vilas Boas dos Santos Filho; orientador Ben-Hur Viana Borges. – São Carlos-SP, 2006.

Dissertação (Mestrado – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Telecomunicações) – Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2006.

1. Acesso múltiplo por divisão de código em domínio óptico (OCDMA). 2. Códigos ópticos. 3. Sistema de comunicações ópticas. 4. Dispositivos ópticos. 5. Degradações em fibra óptica e dispositivos.
I. Título.

Agradecimento

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e ao projeto FAPESP Tidia KyaTera pelo suporte financeiro.

Resumo

SANTOS FILHO, R. V. B. (2005). Análise de Sistemas CDMA Ópticos. Dissertação (mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2006.

A evolução das redes ópticas para atender o crescimento da demanda por largura de banda tem estimulado a busca por uma maior eficiência na utilização da largura de faixa disponível. O sucesso da implementação prática da técnica de acesso múltiplo por divisão de código (CDMA) em sistemas de comunicações móveis também despertou o interesse por aplicações em redes ópticas (OCDMA). Atributos únicos tais como capacidade flexível sob demanda, segurança na comunicação e alta escalabilidade, incentivaram significativamente as pesquisas.

Neste contexto, este trabalho apresenta, primeiramente, uma revisão de várias configurações OCDMA propostas na literatura para qualificar e quantificar códigos válidos, com ênfase nas propriedades de correlação. Em seguida, realiza uma modelagem de sistema óptico abrangendo os subsistemas principais de geração, transmissão e recepção de sinal. O impacto das degradações, referentes à fibra óptica e aos diversos dispositivos que constituem o sistema, é então avaliado e sua influência sobre o desempenho de algumas configurações de codificação é investigado.

O conhecimento da forma e das condições de manifestação destas degradações poderá servir de base ao processamento de sinal óptico à luz dos esquemas de codificação. Uma discussão sobre qualidade de serviço (QoS) e sobre flexibilização da aplicação OCDMA em sistemas de comunicação óptica também são também abordadas.

Palavras-chave: Acesso Múltiplo por Divisão de Código em domínio Óptico (OCDMA), códigos ópticos, sistema de comunicações ópticas, dispositivos ópticos, degradações em fibra óptica e dispositivos.

Abstract

SANTOS FILHO, R. V. B. (2005). Analysis of Optical CDMA Systems. M.Sc. Dissertation – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2006.

The evolution of optical networks verified in the last few years has been characterized by the search for better bandwidth utilization efficiency. The successful implementation of practical code division for multiple access techniques (CDMA) in mobile communications systems has stimulated new investigations on this topic, particularly in the optical domain (optical CDMA). This is justified due to some remarkable attributes of this technology, such flexibility in code design, capacity on demand, safety, and high scalability.

In this context, this dissertation presents, initially, a comprehensive review of several code configurations for OCDMA proposed in the literature, with emphasis particularly on the correlation and users availability properties. Next, it describes the modeling of an optical system consisting of the following three subsystems: generation, transmission, and signal detection. The penalties imposed to the optical codes by the propagating medium, as well as by the devices employed in the system, are accounted for and their influence on the performance of some coding configurations is investigated. The knowledge of how and when these penalties will affect the system is crucial in optical signal processing based on codification schemes.

Finally, this work also addresses some aspects related to quality of service (QoS) and flexibility of the OCDMA technology in optical communications systems.

Index-Terms: Code Division for Multiple Access in Optical domain (OCDMA), code in optical domain, optical communication systems, optical devices, impairments in fiber optic and devices.

Sumário

AGRADECIMENTO	I
RESUMO	II
ABSTRACT	III
LISTA DE FIGURAS	VI
LISTA DE TABELAS	IX
LISTA DE ACRÔNIMOS	X
LISTA DE SÍMBOLOS	XIII
CONSTANTES FUNDAMENTAIS	XIV
TERMINOLOGIA EMPREGADA	XIV
CAPÍTULO 1	1
INTRODUÇÃO	1
1.1 <i>Técnicas de Acesso e Multiplexação</i>	2
1.2 <i>Técnicas de Modulação</i>	3
1.3 <i>Aplicação CDMA em Fibra Óptica</i>	5
1.3.1 Canal Óptico versus Canal de Rádiofrequência	5
1.3.2 Técnicas de Modulação em Domínio Óptico	6
1.3.3 Rede Óptica Convencional	7
1.3.4 Rede Óptica CDMA	8
1.4 <i>Motivação</i>	9
1.5 <i>Organização da Dissertação</i>	10
CAPÍTULO 2	11
EVOLUÇÃO DA TECNOLOGIA OCDMA	11
2.1 <i>Implementação CDMA em Domínio Óptico</i>	13
2.1.1 Codificação no Domínio do Tempo	13
2.1.1.1 Codificação temporal utilizando linhas de atraso óptico (ODL)	17
2.1.2 Codificação no Domínio da Frequência	19
2.1.2.1 Codificação de fase espectral coerente com pulsos ultracurtos	20
2.1.2.2 Codificação de intensidade espectral não-coerente (pulsos unipolares)	21
2.1.2.3 Codificação de intensidade espectral não-coerente (pulsos bipolares)	24
2.1.3 Codificação no Domínio do Espaço	24
2.1.4 Combinando Codificação em Tempo e Espaço	26
2.1.5 Combinando Codificação em Tempo e Frequência	29
2.1.5.1 Codificação híbrida em tempo e frequência (W/T)	30
2.1.5.2 Codificação W/T com saltos rápidos em frequência no domínio óptico	33
2.1.5.3 Codificação W/T utilizando conversões de seqüências 1-D em 2-D	36
2.1.6 Codificação Tridimensional (3-D)	39
2.1.7 Codificação CDMA Síncrono (S/CDMA)	42
2.2 <i>CDMA em Redes de Fibra Óptica</i>	43
CAPÍTULO 3	44
MODELAGEM DO SISTEMA ÓPTICO	44
3.1 <i>Transmissor Óptico</i>	44
3.1.1 Modulação Direta	45
3.1.2 Modulação Externa	48
3.2 <i>Canal Óptico</i>	50
3.2.1 Atenuação	52
3.2.2 Efeitos dispersivos lineares	52
3.2.3 Efeitos dispersivos não-lineares	56
3.2.4 Modelagem da Propagação em Fibra Óptica	57
3.2.4.1 Solução da equação NLS utilizando SSFM simétrico	60
3.3 <i>Amplificador Óptico a Fibra Dopada com Érbio (EDFA)</i>	65
3.3.1 Característica de Ganho	65
3.3.2 Ruído de Emissão Espontânea Amplificada (ASE)	67
3.4 <i>Receptor Óptico</i>	68
3.4.1 Fotodetectores	69
3.4.2 Contribuições de Ruído na Recepção	72
3.4.3 Figuras de Mérito Clássicas em Estimativa de Desempenho	74
3.4.3.1 Relação sinal ruído no receptor (SNR)	74

3.4.3.2 Relação sinal ruído óptica (OSNR).....	74
3.4.3.3 Penalidade na abertura do olho (EOP).....	75
3.4.3.4 Cálculo da BER com Aproximação Gaussiana.....	75
CAPÍTULO 4.....	76
AFERIÇÃO DOS MODELOS TEÓRICOS.....	76
4.1 <i>Modulação da Fonte Óptica</i>	76
4.1.1 Modulação Direta.....	76
4.1.2 Modulação Externa.....	78
4.2 <i>Canal Óptico</i>	79
4.2.1 Atenuação no Sistema.....	79
4.2.2 Impacto das Degradações em Sinais Ópticos Propagados.....	80
4.2.2.1 Dispersão Linear (GVD, TOD e PMD).....	81
4.2.2.2 Distorção Não-linear (SPM, XPM).....	85
4.2.2.3 Recepção sob Amplificação com EDFA ou APD e seus Respetivos Ruídos.....	86
4.3 <i>Recepção de Sinais OCDMA</i>	89
CAPÍTULO 5.....	90
ANÁLISE DE REDES OCDMA.....	90
5.1 <i>Desempenho de Códigos Ópticos</i>	90
5.2 <i>Desempenho de Códigos OCDMA 1-D</i>	91
5.2.1 Avaliação de Desempenho OCDMA 1-D Antes da Propagação.....	91
5.2.2 Modulação e Propagação OCDMA 1-D.....	93
5.2.3 Recepção de Códigos OCDMA 1-D.....	98
5.3 <i>Desempenho de Códigos OCDMA 2-D</i>	100
5.3.1 Códigos 2-D W/T PCS/PCS.....	102
5.3.2 Códigos 2-D W/T PO/MAT.....	104
5.3.3 Códigos 2-D W/T FFH.....	106
5.3.4 Códigos 2-D W/T PO/MAT e FFH em Diferentes Taxas.....	108
CAPÍTULO 6.....	111
CONCLUSÃO.....	111
6.1 <i>Perspectivas em Codificação Óptica</i>	112
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	114
APÊNDICE A.....	123
Processo de Modulação CDMA.....	123
APÊNDICE B.....	125
B1. <i>Dispersão Cromática em Fibra Óptica</i>	125
B2. <i>Estatística da Fotodeteção com APD</i>	127
APÊNDICE C.....	128
Avaliação de Desempenho com Aproximação Gaussiana.....	128

Lista de Figuras

FIGURA 1.1 – ESQUEMAS DE ACESSO MÚLTIPLO PARA N USUÁRIOS, SENDO B A LARGURA DE FAIXA DE MODULAÇÃO E T A LARGURA TEMPORAL DE UM QUADRO, E AS RESPECTIVAS DIMENSÕES DE TEMPO (T), FREQUÊNCIA (F) E CÓDIGO (C): A) FDMA OU WDMA, B) TDMA E C) CDMA.	2
FIGURA 1.2 – EVOLUÇÃO DAS TÉCNICAS DE MODULAÇÃO DIGITAL COM O OBJETIVO DE MELHORAR A EFICIÊNCIA ESPECTRAL.	4
FIGURA 1.3 – TÉCNICAS DE MODULAÇÃO EM DOMÍNIO ÓPTICO: A) OOK, $BITS$ 1/0 MODULADOS POR DOIS NÍVEIS EM AMPLITUDES DISTINTAS; B) DPSK, $BITS$ 1/0 MODULADOS PELA DIFERENÇA DE FASE π , PORÉM NA MESMA AMPLITUDE.	6
FIGURA 1.4 – ESQUEMA BÁSICO DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO ÓPTICA UTILIZANDO TECNOLOGIA WDMA.	7
FIGURA 1.5 – ESQUEMA BÁSICO DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO ÓPTICA UTILIZANDO TECNOLOGIA OCDMA.	8
FIGURA 2.1 – FLUXO DE $BITS$ EM CODIFICAÇÃO TEMPORAL COM BASE NO ESQUEMA DSSS.	13
FIGURA 2.2 – CODIFICAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO UTILIZANDO ODL: A) CODIFICADOR ODL; B) DECODIFICADOR ODL (CORRELATOR ÓPTICO); C) SINAL CODIFICADO; D) FUNÇÕES DE AUTOCORRELAÇÃO (ACF) E CORRELAÇÃO CRUZADA (CCF).	18
FIGURA 2.3 – FORMAS DE ONDA NO DOMÍNIO DO TEMPO E FREQUÊNCIA PARA UM SISTEMA CODIFICADO COM FASE ESPECTRAL COERENTE: A) ESPECTRO DO PULSO ESTREITO; B) SEQUÊNCIA PSEUDO-ALEATÓRIA (PN) NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA, CUJA MULTIPLICAÇÃO POR $(-1, 1)$ EM AMPLITUDE, NESTE DOMÍNIO, CORRESPONDE AO DESLOCAMENTO DE FASE $(0, \pi)$ NO TEMPO; C) PULSO ESPALHADO, CODIFICADO EM FASE; D) RECUPERAÇÃO CORRETA E INCORRETA DO PULSO [34].	21
FIGURA 2.4 – SISTEMA DE CODIFICAÇÃO DE INTENSIDADE ESPECTRAL NÃO-COERENTE EM SISTEMAS OCDMA [40].	22
FIGURA 2.5 – EXEMPLIFICAÇÃO DO MÉTODO DE CONVERSÃO DE UMA SEQUÊNCIA TEMPORAL PSEUDO-ORTOGONAL UNIPOLAR $L(4,4)_1$ EM UM CONJUNTO DE MATRIZES PSEUDO-ORTOGONAIS EM TEMPO/ESPAÇO, T/S $M(4,4,4)$	27
FIGURA 2.6 – IMPLEMENTAÇÃO DE UMA REDE TEMPORAL/ESPACIAL CDMA UTILIZANDO CÓDIGO MATRICIAL $M(4,4,4)$ COM AS RESPECTIVAS FORMAS DE ONDA CODIFICADA E DECODIFICADA. O PRIMEIRO PAR CODIFICADOR/DECODIFICADOR MOSTRA UMA SAÍDA DECODIFICADA CORRETAMENTE, AO PASSO QUE O QUARTO PAR MOSTRA UMA SAÍDA DESCASADA [59].	28
FIGURA 2.7 – EXEMPLIFICAÇÃO DO ESQUEMA DE CODIFICAÇÃO HÍBRIDA UTILIZANDO FILTRO PASSA FAIXA (BPF) E LINHAS DE ATRASO ÓPTICO (ODL): A) CODIFICADOR $1 \times T$; B) SEQUÊNCIA DE ASSINATURA COM O CÓDIGO PCS C_2 RETIRADO DA TABELA 2.1, $P=5$ E $C_2=\{1000000100000010100000010\}$, PARA CODIFICAÇÃO WH-TS 2-D PRIMO/PRIMO, RESULTANDO NO CÓDIGO HÍBRIDO C_2H_1 (TS NA 3ª SEQUÊNCIA DE C_x E WH NA 1ª SEQUÊNCIA DE S_x).	31
FIGURA 2.8 – PROPOSTA DE IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA FFH-OCDMA UTILIZANDO MÚLTIPLAS FBGS. A) CODIFICADOR; B) DECODIFICADOR [76].	34
FIGURA 2.9 – A) ILUSTRAÇÃO DO PROCESSO DE CODIFICAÇÃO E DECODIFICAÇÃO FFH-OCDMA EM MÚLTIPLAS FBGS; B) PADRÃO DE SALTOS EM FREQUÊNCIA COM AS RESPECTIVAS ALOCAÇÕES W/T PARA CODIFICAÇÃO (E) E SUA RESPECTIVA OPERAÇÃO INVERSA DE DECODIFICAÇÃO (D), CORRESPONDENDO A UMA OPERAÇÃO DE FILTRO CASADO [77].	35
FIGURA 2.10 – MÉTODO DE CONVERSÃO DE SEQUÊNCIAS PO EM MATRIZES PO, COM OBTENÇÃO DE MATRIZES ADICIONAIS POR DESLOCAMENTOS CÍCLICOS DE LINHA [78].	37
FIGURA 2.11 – ESTRUTURA DE REDES 3-D OCDMA: A) IMPLEMENTAÇÃO $S \times W \times T$ PARA O CASO DE MÚLTIPLOS PULSOS POR PLANO (PARA O CASO DE UM ÚNICO PULSO POR PLANO APENAS UMA FBG SERIA UTILIZADA EM CADA BRAÇO); B) IMPLEMENTAÇÃO $W \times W \times T$, OU W^2/T . OS DIVERSOS A_B DE CADA FBG SÃO MULTIPLEXADOS PELO AWG [84].	39
FIGURA 2.12 – IMPLEMENTAÇÃO DE CODIFICAÇÃO 3-D UTILIZANDO HiBi FBG E POLARIZADOR [85].	41
FIGURA 3.1 – ILUSTRAÇÃO DO PROCESSO DE MODULAÇÃO DIRETA (SUPERIOR) E EXTERNA (INFERIOR).	45
FIGURA 3.2 – ESQUEMA DE FUNCIONAMENTO DO MODULADOR EXTERNO DE AMPLITUDE ÓPTICA UTILIZANDO MZI.	48
FIGURA 3.3 – DEGRADAÇÕES IMPOSTAS À PROPAGAÇÃO DE SINAL EM UM CANAL ÓPTICO.	51
FIGURA 3.4 – REPRESENTAÇÃO DA OCORRÊNCIA DA DISPERSÃO DO MODO DE POLARIZAÇÃO EM UMA FIBRA BIRREFRINGENTE.	55

FIGURA 3.5 – ILUSTRAÇÃO DO MÉTODO SSFM SIMÉTRICO PARA SOLUÇÃO DA EQUAÇÃO DE PROPAGAÇÃO NLS.	61
FIGURA 3.6 – ESQUEMA DO RECEPTOR OPTOELETRÔNICO MOSTRANDO OS COMPONENTES INTEGRANTES DO SISTEMA.	68
FIGURA 3.7 – ESQUEMA DOS PROCESSOS DENTRO DA ESTRUTURA DE UM FOTODETECTOR.	70
FIGURA 4.1 – RESPOSTA EM POTÊNCIA, FASE E AMPLITUDE DE SINAL ÓPTICO DE UM DIODO LASER A UM PULSO NRZ SOB MODULAÇÃO DIRETA EM REGIME CONTÍNUO EM $R_b=2,5\text{Gb/s}$	77
FIGURA 4.2 – DIAGRAMA DE OLHO PARA MODULAÇÃO DIRETA DE UM SLD EM DIFERENTES TAXAS DE <i>BIT</i> : A) $R_b=2,5\text{Gb/s}$ ($B_o=2,5\text{GHz}$), B) $R_b=5\text{Gb/s}$ ($B_o=5\text{GHz}$), C) $R_b=10\text{Gb/s}$ ($B_o=10\text{GHz}$) E D) $R_b=20\text{Gb/s}$ ($B_o=20\text{GHz}$).	78
FIGURA 4.3 – RESPOSTA COM MODULAÇÃO EXTERNA A UMA SEQUÊNCIA DE PULSOS NRZ IDEAL A UMA TAXA $R_b=40\text{Gb/s}$	79
FIGURA 4.4 – EFEITOS DISPERSIVOS LINEARES PARA UM PULSO GAUSSIANO APÓS $L=50\text{km}$: (A) DISPERSÃO DE VELOCIDADE DE GRUPO (GVD), COM $T_{FWHM}=40\text{ps}$; (B) DISPERSÃO DE TERCEIRA ORDEM (TOD), COM $T_{FWHM}=1\text{ps}$	82
FIGURA 4.5 – PROPAGAÇÃO SOB AÇÃO DA PMD COM $R_b=622\text{Mb/s}$ E $D_{PMD}=1,6\text{ps/km}^{1/2}$: A) BLOCO $P=5$ ($T_c=321,5\text{ps}$) COM $L_{D2}=1600\text{km}$ E $\langle\Delta T\rangle/T=3,52\%$; B) BLOCO $P=11$ ($T_c=146,1\text{ps}$) COM $L_{D2}=331\text{km}$ E $\langle\Delta T\rangle/T=7,74\%$	83
FIGURA 4.6 – PROPAGAÇÃO DE UM PULSO GAUSSIANO COM $T_{FWHM}=24,3\text{ps}$ A UMA DISTÂNCIA $L=1,18\text{km}$ SOB AÇÃO DA PMD COM $D_{PMD}=237,95\text{ps/km}^{1/2}$	83
FIGURA 4.7 – PROPAGAÇÃO SOB AÇÃO DA PMD ARBITRADA COM $D_{PMD}=100\text{ps/km}^{1/2}$: A) BLOCO $P=5$ COM $R_b=622\text{Mb/s}$ ($R_c=3,11\text{Gc/s}$); B) BLOCO $P=5$ COM $R_b=1\text{Gb/s}$ ($R_c=5\text{Gc/s}$); C) BLOCO $P=11$ COM $R_b=622\text{Mb/s}$ E ($R_c=6,84\text{Gc/s}$); D) BLOCO $P=11$ COM $R_b=1\text{Gb/s}$ ($R_c=11\text{Gc/s}$).	84
FIGURA 4.8 – EFEITOS DISPERSIVOS NÃO-LINEARES EM UM PULSO GAUSSIANO COM $T_{FWHM}=40\text{ps}$ PROPAGANDO EM UMA FIBRA COM $L=50\text{km}$: A) $P_0=10\text{mW}$ COM TODOS OS EFEITOS INCLUSOS; B) $P_0=100\text{mW}$, APENAS O EFEITO SPM.	85
FIGURA 4.9 – ESTIMULAÇÃO DO EFEITO NÃO-LINEAR SPM ($T_{FWHM}=40\text{ps}$ E $P_0=100\text{mW}$): A) EVOLUÇÃO DA PROPAGAÇÃO DA INTERAÇÃO SPM E GVD; B) EVOLUÇÃO DA PROPAGAÇÃO DA INTERAÇÃO SPM, XPM, GVD E PMD.	86
FIGURA 4.10 – ATENUAÇÃO EM PULSO GAUSSIANO (BLOCO $P=5$, $T_{FWHM}=80\text{ps}$, $R_b=2,5\text{Gb/s}$), EM $L=50\text{km}$ COM $A=0,2\text{dB/km}$: (A) EVOLUÇÃO DA PROPAGAÇÃO, COM ATENUAÇÃO DOMINANTE; (B) DISTRIBUIÇÃO INICIAL E FINAL DA ENVOLTÓRIA DO SINAL ÓPTICO.	87
FIGURA 4.11 – RUÍDO ASE NA AMPLIFICAÇÃO DO PULSO GAUSSIANO DA FIGURA 4.10: (A) COM LARGURA DE FAIXA ÓPTICA $\Delta N_{ASE}=4460\text{GHz}$; (B) COM FILTRO PASSA FAIXA DE LARGURA NUMERICAMENTE IGUAL À TAXA DE <i>CHIP</i> , $\Delta N=2,5\text{GHz}$	88
FIGURA 4.12 – RECEPÇÃO UTILIZANDO DIFERENTES COMBINAÇÕES NA DETECÇÃO, MANTENDO PORÉM O MESMO GANHO: A) EDFA ($F_N=6\text{dB}$ E $G_A=10\text{dB}$) + FOTODETECTOR PIN ($G_P=1$); B) FOTODETECTOR APD ($G_P=10\text{dB}$), SEM AMPLIFICADOR.	88
FIGURA 4.13 – ESQUEMAS DE RECEPÇÃO UTILIZANDO: A) CORRELAÇÃO PASSIVA E, B) CORRELAÇÃO ATIVA.	89
FIGURA 5.1 – VARIAÇÃO DA TAXA DE ERRO DE <i>BIT</i> (BER) COM NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA PCS 1-D.	92
FIGURA 5.2 – RESPOSTA EM MODULAÇÃO DIRETA, COM MESMO PERÍODO, A UM PULSO NRZ POR UM SLD TÍPICO: (A) SISTEMA CONVENCIONAL COM $R_b=5\text{Gb/s}$; (B) SISTEMA OCDMA COM $R_b=156,25\text{Mb/s}$ E $R_c=5\text{Gc/s}$	94
FIGURA 5.3 – REPRESENTAÇÃO DOS CÓDIGOS OCDMA SOB MODULAÇÃO DIRETA COM $R_b=155,52\text{Mb/s}$ APÓS PROPAGAÇÃO EM UMA DISTÂNCIA $L=50\text{km}$, SEGUNDO ALGORITMO PCS(32,5,4,2), PARA OS USUÁRIOS TRANSMITINDO ISOLADAMENTE (C_0 A C_4) E PARA TODOS OS USUÁRIOS TRANSMITINDO SIMULTANEAMENTE (SOMATÓRIO).	96
FIGURA 5.4 – CÓDIGOS OCDMA PCS(32,5,4,2) SOB MODULAÇÃO DIRETA APÓS PROPAGAÇÃO EM $L=50\text{km}$, COM $R_b=622\text{Mb/s}$. CADA UM TRANSMITE ISOLADAMENTE (C_0 A C_4) E, NO FINAL, SIMULTANEAMENTE (SOMATÓRIO).	96
FIGURA 5.5 – CÓDIGOS OCDMA PCS(32,5,4,2) SOB MODULAÇÃO EXTERNA APÓS PROPAGAÇÃO EM $L=50\text{km}$, COM $R_b=622\text{Mb/s}$. CADA UM TRANSMITE ISOLADAMENTE (C_0 A C_4) E, NO FINAL, SIMULTANEAMENTE (SOMATÓRIO).	97
FIGURA 5.6 – ILUSTRAÇÃO DA TRANSMISSÃO DA INFORMAÇÃO $B_N=\{1,1,0,1\}$ POR MEIO DO CÓDIGO C_0 EM REDE OCDMA COM CINCO USUÁRIOS.	98
FIGURA 5.7 – GRÁFICO DE DESEMPENHO PARA O CÓDIGO PCS 1-D ANTERIOR COM MODULAÇÃO EXTERNA EM $R=622\text{Mb/s}$. (A) <i>NIBBLE</i> CODIFICADO REFLETINDO O AUMENTO PROGRESSIVO DA MAI	

	COM O INCREMENTO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS NA REDE ($C_0 \times C_{0-4}$) E (B) CURVAS DE BER ANTES DA PROPAGAÇÃO (<i>BACK-TO-BACK</i>) E APÓS A PROPAGAÇÃO ($L=50\text{KM}$).....	99
FIGURA 5.8 –	CONFIGURAÇÃO DE REDE ÓPTICA FO-CDMA ADOTADA NAS SIMULAÇÕES QUE UTILIZAM ESQUEMAS DE CODIFICAÇÃO OCDMA 2-D.....	101
FIGURA 5.9 –	EXEMPLIFICAÇÃO DO ESQUEMA 2-D W/T PCS/PCS TRANSMITINDO 4 BITS {1,1,0,1}, UTILIZANDO CÓDIGOS PRIMOS COM $P=3$ PARA ESPALHAMENTO TEMPORAL E ESPECTRAL: CÓDIGO $C_0H_1 = \Lambda_000\Lambda_100\Lambda_200$	103
FIGURA 5.10 –	GRÁFICOS DE DESEMPENHO PARA O CÓDIGO PCS 2-D ($P=3$) <i>BACK-TO-BACK</i> (SEM FIBRA) E PROPAGADO (COM FIBRA, $L=50\text{KM}$) TRANSMITINDO EM $R=1,25\text{Mb/s}$: (A) <i>NIBBLE</i> CODIFICADO REFLETINDO O AUMENTO PROGRESSIVO DA MAI COM O INCREMENTO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS NA REDE ($C_1 \times C_{1-6}$) E (B) CURVAS DE BER ASSOCIADAS.	103
FIGURA 5.11 –	ILUSTRAÇÃO DO CÓDIGO W/T PO/MAT UTILIZADO NA TRANSMISSÃO DE UMA SEQUÊNCIA DE 4 BITS, <i>NIBBLE</i> , “1101”. CÓDIGO $C_X = [\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3, \Lambda_4, 0, 0, 0, 0]$	104
FIGURA 5.12 –	GRÁFICOS DE DESEMPENHO PARA O CÓDIGO PO/MAT <i>BACK-TO-BACK</i> (SEM FIBRA) E PROPAGADO (COM FIBRA, $L=50\text{KM}$) TRANSMITINDO EM $R=1,25\text{Mb/s}$: (A) <i>NIBBLE</i> CODIFICADO REFLETINDO O AUMENTO PROGRESSIVO DA MAI COM O INCREMENTO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS NA REDE ($C_9 \times C_{9-21}$) E (B) CURVAS DE BER ASSOCIADAS.	106
FIGURA 5.13 –	EXEMPLO DE CÓDIGO W/T FFH MODULANDO UMA SEQUÊNCIA DE 4 BITS, <i>NIBBLE</i> , “1101”. CÓDIGO $C_1 = [\Lambda_1, \Lambda_4, \Lambda_9, \Lambda_2, \Lambda_6, \Lambda_3, \Lambda_{11}, \Lambda_5]$	107
FIGURA 5.14 –	GRÁFICOS DE DESEMPENHO PARA O CÓDIGO FFH <i>BACK-TO-BACK</i> (SEM FIBRA) E PROPAGADO (COM FIBRA, $L=50\text{KM}$) TRANSMITINDO EM $R=1,25\text{Mb/s}$: (A) <i>NIBBLE</i> CODIFICADO REFLETINDO O AUMENTO PROGRESSIVO DA MAI COM O INCREMENTO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS NA REDE ($C_1 \times C_{1-13}$) E (B) CURVAS DE BER ASSOCIADAS.	107
FIGURA 5.15 –	BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA O CÓDIGO PO/MAT <i>BACK-TO-BACK</i> (SEM FIBRA) E PROPAGADO (COM FIBRA, $L=50\text{KM}$) COM OS PARÂMETROS $N_A=8$, $N_C=8$, $N_U=13$. AS RESPECTIVAS TAXAS SÃO: 1,25Gb/s (QUADRADO), 2,5Gb/s (CÍRCULO), 5Gb/s (TRIÂNGULOS) E 10Gb/s (ESTRELA).	109
FIGURA 5.16 –	BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA O CÓDIGO FFH <i>BACK-TO-BACK</i> (SEM FIBRA) E PROPAGADO (COM FIBRA, $L=50\text{KM}$) COM OS PARÂMETROS $N_A=8$, $N_C=8$, $N_U=13$. AS RESPECTIVAS TAXAS SÃO: 1,25Gb/s (QUADRADO), 2,5Gb/s (CÍRCULO), 5Gb/s (TRIÂNGULOS) E 10Gb/s (ESTRELA).	109

Lista de Tabelas

TABELA 1.1 – COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE OS MEIOS DE TRANSMISSÃO FIBRA ÓPTICA E RÁDIO.	5
TABELA 2.1 – SEQUÊNCIAS PRIMAS DE $P=5$, NO CAMPO DE GALOIS $GF(5)$, COM $S_x = \{s_{x0}, s_{x1}, s_{x2}, s_{x3}, s_{x4}\}$, E OS RESPECTIVOS CÓDIGOS PRIMOS $C_x = \{c_{x0}, c_{x1}, c_{x2}, \dots, c_{xb}, \dots, c_{x(N-1)}\}$, COM $N=25$	15
TABELA 2.2 – COMPARAÇÃO ENTRE DIFERENTES ESQUEMAS DE DECODIFICAÇÃO 2-D [81].	38
TABELA 3.1 – ESPECIFICAÇÃO DE FAIXA NO CANAL DEDICADO À TRANSMISSÃO EM FIBRA ÓPTICA.	51
TABELA 4.1 – VALORES DOS PARÂMETROS ADOTADOS NA SIMULAÇÃO DA RESPOSTA DO LASER.	76
TABELA 4.2 – PARÂMETROS TÍPICOS DE DISPOSITIVOS ENVOLVIDOS EM REDES DE COMUNICAÇÃO ÓPTICA.	80
TABELA 5.1 – SEQUÊNCIAS PRIMAS DO CÓDIGO PCS(32,5,4,2).	94
TABELA 5.2 – CÓDIGOS PO/MAT INTERPRETADOS COMO MATRIZES W/T [79].	105

Lista de Acrônimos

1-D One Dimension	Unidimensional
2-D Two Dimension	Bidimensional
3-D Three Dimension	Tridimensional
ACF Autocorrelation Function	Função de Autocorrelação
AM Amplitude Modulation	Modulação em Amplitude
AOM Acousto-optic Modulator	Modulador Acústico-óptico
APD Avalanche Photo Diode	Fotodiodo (Fotodetector) Avalanche
ASE Amplified Spontaneous Emission (noise)	Emissão Espontânea Amplificada (ruído)
ASK Amplitude Shift Keying	Chaveamento por Deslocamento de Amplitude
AWG Arrayed Waveguide Grating	Arranjos de Redes de Difração em Guia de Onda
BER Bit Error Ratio	Taxa de Erro de Bit
BPF Band Pass Filter	Filtro Passa Faixa
BPSK Binary Phase Shift Keying	Chaveamento por Deslocamento de Fase Binária
CCF Cross Correlation Function	Função de Correlação Cruzada
CDM Code Division Multiplexing	Multiplexação por Divisão de Código
CDMA Code Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Código
DCF Dispersion Compensating Fiber	Fibra de Compensação de Dispersão
DGD Differential Group Delay	Atraso Diferencial de Grupo
DPSK Differential Phase Shift Keying	Chaveamento por Deslocamento de Fase Diferencial
DSF Dispersion Shift Fiber	Fibra de Dispersão Deslocada
DSSS Direct Sequence Spread Spectrum	Espalhamento Espectral por Sequência Direta
DS-CDMA Direct Sequence CDMA	Codificação CDMA em Sequência Direta
EDFA Erbium Doped Fiber Amplifier	Amplificador (óptico) de Fibra Dopada com Érbio
EHC Extended Hyperbolic Congruence	Congruência Hiperbólica Estendida
EQC Extended Quadratic Congruence	Congruência Quadrática Estendida
EPS Extended Prime Sequence	Sequência Prima Estendida
FDMA Frequency Domain Multiple Access	Acesso Múltiplo no Domínio da Frequência
FE-CDMA Frequency Encoded CDMA	Codificação CDMA em Frequência
FBG Fiber Bragg Grating	Rede de Bragg em Fibra Óptica
FFH Fast Frequency Hopping	Salto Rápido em Frequência
FH Frequency Hopping	Salto em Frequência
FHMA Frequency Hopping Multiple Access	Acesso Múltiplo por Salto em Frequência
FHSS Frequency Hopping Spread Spectrum	Espalhamento Espectral por Salto em Frequência
FM Frequency Modulation	Modulação em Frequência
FO-CDMA Fiber Optic Code Division Multiplexing Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Código baseado em Fibra Óptica
FSK Frequency Shift Keying	Chaveamento por Deslocamento de Frequência
FSR Free Spectral Range	Faixa Espectral Livre
FWH Fast Wavelength Hopping	Salto Rápido em Comprimento de Onda

FWHM Full Width at Half Maximum (width of a distribution)	Largura Total na Metade do Máximo (medição da largura de uma distribuição)
FWM Four Wave Mixing	Mistura de Quatro Ondas
GA Genetic Algorithm	Algoritmo Genético
GF Galois Field	Campo de Galois
GMSK Gaussian Minimum Shift Keying	Chaveamento por Deslocamento Mínimo de Fase com Filtro Gaussiano
GVD Group Velocity Dispersion	Dispersão da Velocidade de Grupo
HiBi Highly Birefringent Fiber	Fibra Altamente Birrefringente
IM-DD Intensity Modulated–Direct Detection	Modulação de Intensidade–Detecção Direta
ISI Intersymbol Interference	Interferência Intersimbólica
LAN Local Area Network	Rede com Área de abrangência Local
LASER Light Amplified Stimulated Emission of Radiation	Luz Amplificada por Emissão Estimulada de Radiação
LED Light Emitting Diode	Diodo Emissor de Luz
LCD Liquid Crystal Device	Dispositivo de Cristal Líquido
LNA Low Noise Amplifier	Amplificador de Baixo Ruído
LPF Low Pass Filter	Filtro Passa Baixa
MFL Multifrequency Lasers	Arranjos de Lasers para Múltiplas Frequências
MMF Multimode Fiber	Fibra óptica Multimodo
MSK Minimum Shift Keying	Chaveamento por Deslocamento Mínimo de Fase
MUX/DEMUX Multiplexer/Demultiplexer	Multiplexador/Demultiplexador de canais
MZI Mach Zehnder Interferometer	Interferômetro Mach Zehnder
MWOOC Multiwavelength Optical Orthogonal Code	Código Óptico Ortogonal que utiliza Múltiplos Comprimentos de onda
NF Noise Figure	Figura de Ruído
NLS Non-Linear Schrödinger	Equação Não-Linear de Schrödinger
NRZ Non Return to Zero	Não Retorna a Zero no período do pulso
OCDM Optical Code Division Multiplexing	Multiplexação por Divisão de Código em domínio Óptico
OCDMA Optical Code Division Multiplexing Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Código em domínio Óptico
OHL Optical Hard Limiter	Limitador Abrupto Óptico
OOC Optical Orthogonal Code	Código Óptico Ortogonal
OOSPC Optical Orthogonal Signature Pattern Code	Código com Padrão de Assinatura Óptica Ortogonal
OSA Optical Spectrum Analyzer	Analisador de Espectro Óptico
OSNR Optical signal to noise ratio	Relação Sinal/Ruído Óptica
PA Power Amplifier	Amplificador de Potência
PCS Prime Code Sequence	Seqüências de Códigos Primos
PD Photodetector	Fotodetector
PIN Positive - Intrinsic - Negative (Photodiode)	Fotodetector Positivo - Intrínseco - Negativo (Fotodiodo)
PM Phase Modulation	Modulação em Fase
PMD Polarization Mode Dispersion	Dispersão do Modo de Polarização
PN Pseudo Noise	Seqüência Pseudo-aleatória

PO Pseudo-orthogonal	Sequência Pseudo-ortogonal
PO/MAT Pseudo-orthogonal/Matrix	Código Pseudo-ortogonal/Matricial
PRBS Pseudo Random Bit Sequence	Sequência de Bits Pseudo-aleatória
PSK Phase Shift Keying	Chaveamento por Deslocamento de Fase
PSP Principal States of Polarization	Estados Essenciais de Polarização
QAM Quadrature Amplitude Modulation	Modulação de Amplitude em Quadratura
QC Quadratic Congruence	Congruência Quadrática
QoS Quality of Service	Qualidade de Serviço
QPSK Quadrature Phase Shift Keying	Chaveamento por Deslocamento de Fase em Quadratura
RIN Relative Intensity Noise	Ruído de Intensidade Relativa
RZ Return to Zero	Retorno a Zero (em fração de período)
SBS Stimulated Brillouin Scattering	Dispersão Estimulada de Brillouin
SE Spectral Efficiency	Eficiência Espectral
SIK Sequence Inverse Keying	Chaveamento por Inversão de Sequência
SIR Signal to Interference Ratio	Relação Sinal Interferentes
SLD Semiconductor Laser Diode	Diodo Laser Semicondutor
SLD-CW Semiconductor Laser Diode – Continuous Wave	Diodo Laser Semicondutor operando em fluxo contínuo
SLM Spatial Light Modulator	Modulador Espacial de Luz
SMF Single Mode Fiber	Fibra Monomodo
SNR Signal to Noise Ratio	Relação Sinal Ruído
SOP States of Polarization	Estado de Polarização
S-OOC Strict Optical Orthogonal Code	Código Óptico Ortogonal Estrito
SPM Self Phase Modulation	Automodulação de Fase
SRS Stimulated Raman Scattering	Dispersão Estimulada de Raman
SSFM Split Step Fourier Method	Método de Fourier com Passo Divido
TDM Time Domain Multiplexing	Multiplexação no Domínio do Tempo
TDMA Time Domain Multiple Access	Acesso Múltiplo no Domínio do Tempo
TOD Third Order Dispersion	Dispersão de Terceira Ordem
SPR Single Pulse per Row	Único Pulso por Linha
T/S SPR Temporal/Spatial Single Pulse per Row	Código Temporal/Espacial com um Único Pulso por Linha
T/S MPR Temporal/Spatial Multiples Pulses per Row	Código Temporal/Espacial com Múltiplos Pulsos por Linha
VBR Variable Bit Rate	Taxa de Bit Variável
WDM Wavelength Division Multiplexing	Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda
WDMA Wavelength Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Comprimento de Onda
WH/TS Wavelength Hopping/Time Spreading	Espalhamento em Comprimento de Onda e Tempo
W/T SPR Wavelength/Time Single Pulse per Row	Código em Comprimento de Onda e Tempo com um Único Pulso por Linha
W/T MPR Wavelength/Time Multiples Pulses per Row	Código em Comprimento de Onda e Tempo com Múltiplos Pulsos por Linha
XPM Cross Phase Modulation	Modulação Cruzada de Fase

Lista de Símbolos

$A(z,t)$	Intensidade de campo da envoltória do sinal óptico modulado [V/m]
A_{eff}	Área efetiva [m ²]
B_{3dB}	Largura de faixa a meia potência [Hz]
B_e	Largura de faixa elétrica [Hz]
B_o	Largura de faixa óptica [Hz]
D	Parâmetro de dispersão [ps/km/nm]
D_{PMD}	Coeficiente de dispersão do modo de polarização [ps/km ^{1/2}]
S	Inclinação da dispersão [ps/km/nm ²]
f	Frequência variável [Hz]
ω	Frequência angular variável [rad/s]
ω_0	Frequência angular de oscilação da onda portadora [rad/s]
k_0	Constante de propagação da onda no vácuo [rad/km]
λ	Comprimento de onda [m]
n_2	Coeficiente de não-linearidade da fibra óptica [m ² /W]
γ	Parâmetro de não-linearidade da fibra óptica [kmW] ⁻¹
β	Constante de propagação da onda [rad/km]
β_n	Expansão de $\beta(\omega)$ em série de Taylor: $\beta_n = d^n \beta(\omega) / d\omega^n _{\omega=\omega_0}$
L	Distância ou comprimento [km]
L_{D2}	Comprimento de dispersão linear de 2 ^a ordem [km]
L_{D3}	Comprimento de dispersão linear de 3 ^a ordem [km]
L_{NL}	Comprimento não-linear [km]
$\tilde{N}$	Parâmetro de relação de não-linearidade: $\tilde{N} = (L_D / L_{NL})^{1/2}$
dB	Decibel
α	Atenuação em fibra óptica [dB/km]
P_0	Potência de pico do pulso [W]
F_n	Figura de ruído [dB]
G_P	Ganho do fotodetector APD [dB]
G_A	Ganho do amplificador óptico [dB]
R_b	Taxa de <i>bit</i> [b/s]
R_c	Taxa de <i>chip</i> [c/s]
N	Comprimento da sequência
N_u	Número de usuários
Δ	Faixa de variação de uma grandeza
ε	Erro
σ	Desvio padrão
σ^2	Variância
pdf	Função Densidade de Probabilidade (<i>probability density function</i>)
psd	Densidade Espectral de Potência (<i>power spectral density</i>)
rms	Valor Médio Quadrático (<i>root mean square</i>)
ua	Unidades Arbitrárias

Constantes Fundamentais

c	Velocidade da luz no vácuo	299792458	m/s
h	Constante de Planck	$6,626 \times 10^{-34}$	J.s
q	Carga elétrica elementar	$1,6021765 \times 10^{-19}$	C
K_B	Constante de Boltzmann	$1,3806 \times 10^{-23}$	J/K
ϵ_0	Permissividade elétrica no vácuo	$10/36\pi \times 10^{-10}$	F/m
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo	$4\pi \times 10^{-7}$	H/m

Terminologia Empregada

<i>bit</i>	Unidade de informação digital binária (<i>binary digit</i>)
<i>chip</i>	Subintervalo de <i>bit</i> para codificação
<i>Crosstalk</i>	Conversação cruzada entre canais adjacentes (diafonia)
<i>Byte</i>	Palavra de 8 <i>bits</i>
<i>Nibble</i>	Metade de um <i>byte</i> (4 <i>bits</i>)
<i>Pixel</i>	Elemento de quadro de uma imagem
<i>Spread Spectrum</i>	Técnica de espalhamento espectral para codificação
<i>SpreadTime</i>	Técnica de espalhamento temporal para codificação
<i>Spread Space</i>	Técnica de espalhamento espacial para codificação
<i>Throughput</i>	Fluxo efetivo de informação na rede

Capítulo 1

Introdução

A necessidade de particularizar a transmissão de informação, restrita apenas às partes envolvidas, tem estimulado pesquisadores a explorar as possibilidades de codificação de sinais manipulando a tecnologia à sua disposição. Um exemplo primitivo de codificação de informação foi apresentado por Políbio no século II a.C., o qual propôs um sistema de transmissão do alfabeto grego por meio de sinais de fogo (dois dígitos e cinco níveis, com $5^2 = 25$ códigos). No entanto, só a partir do momento em que a natureza e o comportamento da luz foram estabelecidos por pesquisadores como Huygens (1678), Fresnel (1827), Kirchhoff (1859), Maxwell (1864), Rayleigh (1871), Sommerfeld (1896), entre outros, é que o desenvolvimento de sistemas de transmissão utilizando os princípios de propagação e interferência ganharam impulso [1].

Já durante a Segunda Guerra Mundial surgiram necessidades de sistemas de comunicação que fossem resistentes à interferência e interceptação. A ideia de espalhamento espectral para esse fim foi patenteada pela primeira vez em 1941 pela atriz Hedy Lamarr [2]. Aplicações militares foram inicialmente desenvolvidas em meados de 1950, mas só no fim dos anos de 1970 a ideia de acesso múltiplo por divisão de código (CDMA), empregando a técnica de espalhamento espectral, começou a ser explorada para uso civil em sistemas de comunicações móveis [2]-[6]. A evolução dos processadores de sinais digitais, executando funções como codificação, regeneração, multiplexação, filtragem, etc., tornou viável sua implementação prática. O sucesso da tecnologia CDMA em comunicações móveis motivou intensos estudos sobre seus benefícios em comunicações ópticas, explorando a largura de banda disponível nas fibras ópticas [7]-[9].

A evolução das principais tecnologias de acesso, ressaltando a transição dos sistemas convencionais para o domínio óptico à luz das várias técnicas de modulação empregadas, é sumarizada nas próximas seções.

1.1 Técnicas de Acesso e Multiplexação

Acesso múltiplo é o compartilhamento do meio em um determinado domínio. O estabelecimento de canais únicos permite que diferentes usuários ingressem e coexistam na rede por meio das técnicas de multiplexação e demultiplexação de sinais. Os três esquemas mais conhecidos de acesso e multiplexação estão representados na Figura 1.1. No primeiro caso, acesso múltiplo por divisão em frequência (FDMA) ou comprimento de onda (WDMA), Figura 1.1(a), todos os usuários podem transmitir ao mesmo tempo, porém, a cada um é designada uma faixa de frequência específica. O termo FDMA é utilizado quando o espaçamento de canal empregado corresponde aproximadamente à largura de faixa do sinal, caso dos sinais modulados em radiofrequência. Já o termo WDMA deve-se ao fato de se manipular dimensões próximas ao comprimento de onda para tratamento do sinal óptico e dos fenômenos de interferência associados [10]. No segundo caso, acesso múltiplo por divisão em tempo (TDMA), Figura 1.1(b), cada usuário transmite sequencialmente e em seu próprio intervalo de tempo. Finalmente, no terceiro caso, acesso múltiplo por divisão de código (CDMA), Figura 1.1(c), todos os usuários transmitem ao mesmo tempo espalhados na faixa de frequência disponível e cada um é identificado por um código próprio que os distingue dos demais.

Figura 1.1 – Esquemas de acesso múltiplo para n usuários, sendo B a largura de faixa de modulação e T a largura temporal de um quadro, e as respectivas dimensões de tempo (t), frequência (f) e código (c): a) FDMA ou WDMA, b) TDMA e c) CDMA.

Portanto, os sistemas TDMA e WDMA possuem alocações de canais fixas, caracterizando-os como sistemas determinísticos. Já o CDMA depende da quantidade de códigos presentes, que se manifestam como interferentes em relação ao código desejado. Sendo assim, este último aceita uma degradação maior em função da quantidade de usuários admitidos no sistema, o que o caracteriza como sistema de multiplexação estatística [10].

1.2 Técnicas de Modulação

A técnica de modulação tem por objetivo principal atingir a melhor eficiência no uso da faixa de frequência destinada à transmissão do sinal (eficiência espectral), assim como um compromisso com a energia utilizada no processo (eficiência de potência). As primeiras técnicas de modulação analógica manipulavam amplitude (AM), frequência (FM) ou fase (PM) da portadora para transmissão de sinais. Em seguida as técnicas evoluíram para a modulação digital em amplitude (ASK), frequência (FSK) ou fase (PSK). As mais recentes buscam combinações entre elas, aumentando a sofisticação do processo. Entretanto, a modulação precisa manter um compromisso de simplicidade com a detecção na recepção. Pode ser classificada como coerente, quando o receptor utiliza a informação de fase da portadora para recuperar o sinal, ou pode ser não-coerente, quando a informação de fase da portadora não é necessária.

Algumas considerações norteiam a escolha do esquema de modulação: alta eficiência espectral; alta eficiência de potência; robustez aos efeitos dispersivos lineares e não-lineares; baixo custo e facilidade de implementação; baixa emissão de radiação fora da faixa em que se está transmitindo. Estes requisitos têm sido alcançados com as recentes técnicas de modulação digital, modificando amplitude e/ou fase da portadora (ou frequência). A constelação dos valores que assumem é representada no plano de coordenadas em notação vetorial, no qual o eixo I representa valores em fase ao passo que o eixo Q representa valores em quadratura. A linha conectando os símbolos indica a forma como ocorre a transição entre os estados, e cada ponto na constelação tem associado sua respectiva magnitude e fase. A seguir são relacionadas algumas implementações, representadas na Figura 1.4 [10]: chaveamento com deslocamento em amplitude (ASK) – transmissão *on/off* representando 1/0, Figura 1.2(a); chaveamento em frequência (FSK) – 1/0 é representado por duas frequências diferentes levemente deslocadas da portadora, Figura 1.2(b); chaveamento por deslocamento de fase binária (BPSK) – 1/0 é representado por sinais com deslocamento de fase de 180° , simples de implementar, robusto, porém apresenta uso ineficiente da largura de faixa, Figura 1.2(c); chaveamento por deslocamento de fase em quadratura (QPSK) – dois *bits* são mapeados em um símbolo, apresenta maior eficiência espectral ao custo de maior complexidade no receptor, Figura 1.2(d); chaveamento com deslocamento mínimo de fase (MSK) – consegue-se espaçamento mínimo de modo a permitir a existência de

duas frequências ortogonais, mais facilmente gerado, Figura 1.2(e); MSK com filtro Gaussiano (GMSK) – acrescenta um estágio que faz uma pré-modulação com um filtro passa-baixa gaussiano, aumentando a eficiência espectral com filtros de corte mais agudo (utilizado na segunda geração de sistemas celulares, GSM (1,35 b/s/Hz), e telefone sem fio, DECT (0,67 b/s/Hz)); QPSK com deslocamento de fase de $\pi/4$ ($\pi/4$ -QPSK) – equivale a duas constelações QPSK deslocadas de $\pi/4$ uma da outra e mapeia três *bits* em um símbolo (popular em sistemas celulares de segunda geração – atinge 1,68 b/s/Hz no sistema celular japonês), Figura 1.2(f); modulação de amplitude e fase em quadratura (QAM) – possui 2^n níveis discretos, sendo n o número de *bits* mapeados em um símbolo e, para $n=2$, equivale ao esquema QPSK anterior (espectralmente eficiente, porém torna o receptor mais complexo), Figura 1.2(g).

Figura 1.2 – Evolução das técnicas de modulação digital com o objetivo de melhorar a eficiência espectral.

Essa busca por uma maior eficiência espectral tem-se estendido à modulação CDMA em fibra óptica (FO-CDMA). Uma comparação entre a aplicação em domínio elétrico e em domínio óptico é realizada na próxima seção.

1.3 Aplicação CDMA em Fibra Óptica

1.3.1 Canal Óptico versus Canal de Rádiofrequência

Uma grande vantagem da aplicação CDMA em redes de rádio é que o espalhamento espectral oferece maior resistência ao desvanecimento seletivo em diferentes frequências, uma vez que a informação está espalhada em toda a faixa. Essa diversidade em frequência melhora substancialmente seu desempenho [3]-[6]. A fibra óptica não tem problema com desvanecimento seletivo, entretanto, quanto maior o espalhamento espectral maior a suscetibilidade aos efeitos dispersivos.

O grande atrativo do uso da tecnologia CDMA em redes ópticas é que ela permite um método de acesso múltiplo flexível para tráfego assíncrono com baixa degradação na presença de interferentes, e as taxas de erro podem ser satisfeitas com a escolha adequada do código [7]-[9]. A Tabela 1.1 lista algumas comparações entre as características do enlace de rádio e o enlace de fibra óptica estabelecidas por Lam [7].

TABELA 1.1 – COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE OS MEIOS DE TRANSMISSÃO FIBRA ÓPTICA E RÁDIO.

	<i>Fibra Óptica</i>	<i>Rádio</i>
<i>SNR</i>	Boa	Pobre
<i>Taxa de bit</i>	Muito alta	Relativamente baixa
<i>Processamento de sinais</i>	Difícil, óptica não apropriada p/ lógica e armazenamento	Plenitude de processamento (avanço do microprocessador)
<i>Efeitos não-lineares</i>	SBS, SPM, XPM, FWM	Multipercurso
<i>Dispersão</i>	GVD, TOD, PMD	Não dispersivo
<i>Sinal</i>	Não-coerente, unipolar, detecção de intensidade	Bipolar, detecção de campo elétrico

Uma outra diferença significativa entre o enlace em fibra óptica e o enlace de rádio em sistemas de comunicação está no processo de modulação e detecção de sinal. Enquanto detecção de campo elétrico é utilizada na maioria dos sistemas de rádio, modulação de intensidade e detecção direta (IM-DD) tem sido vista como o esquema mais conveniente para sistemas ópticos. Portanto, é relativamente fácil projetar e implementar códigos verdadeiramente ortogonais em sistemas de rádio, uma vez que usam sinais bipolares de campo elétrico, mas é difícil atingir ortogonalidade real em sistemas ópticos, baseados em modulação de intensidade. Os efeitos dispersivos

inerentes à fibra óptica, serão abordados de forma mais abrangente no Capítulo 3, onde todas as características do canal óptico serão estudadas detalhadamente.

1.3.2 Técnicas de Modulação em Domínio Óptico

As técnicas de modulação tradicionalmente utilizadas no domínio óptico caracterizam-se por manipular a intensidade de sinal [10]. Assim, um esquema bastante empregado é o de chaveamento *on/off* do sinal óptico (OOK), conforme esquema da Figura 1.3(a). O *bit* “1” é representado pela presença de pulso com amplitude dada pela parte real do campo elétrico, $\text{Re}\{E\}$, e o *bit* “0” pela sua ausência. A detecção neste caso é realizada diretamente. Um outro esquema utiliza chaveamento por deslocamento de fase diferencial (DPSK), Figura 1.3(b). A representação do *bit* está associada a um deslocamento de fase π em pulsos de igual amplitude. A detecção é realizada com receptor balanceado, no qual a diferença entre o sinal recebido e uma versão deslocada corresponde ao sinal enviado.

Figura 1.3 – Técnicas de modulação em domínio óptico: a) OOK, *bits* 1/0 modulados por dois níveis em amplitudes distintas; b) DPSK, *bits* 1/0 modulados pela diferença de fase π , porém na mesma amplitude.

Para a mesma potência média, a amplitude do sinal modulado em DPSK é $\sqrt{2}$ vezes menor que em OOK, o que resulta em metade da potência necessária para a modulação OOK [11].

O esquema OOK é mais suscetível aos ruídos cumulativos, como o ruído balístico na recepção, por exemplo. Já em sistemas de rádiofrequência e naqueles que multiplexam sinais em comprimento de onda (WDM) o ruído balístico é desprezível. O esquema DPSK não é muito influenciado por esse tipo de ruído, no entanto, fica vulnerável ao ruído de batimento e ao ruído de fase [11].

Recentemente foram propostos esquemas de modulação BPSK e QPSK em sinais OCDMA, manipulando altas taxas de codificação e transmissão [12]. Estes esquemas não serão abordados na análise de desempenho deste trabalho, pois o enfoque será em esquemas IM-DD com sinais ópticos codificados, em uma (1-D) ou duas (2-D) dimensões, tratados oportunamente ao longo dos capítulos seguintes.

1.3.3 Rede Óptica Convencional

Um enlace óptico convencional para transmissão de informação compõe-se basicamente de três etapas: geração, transmissão e recepção, conforme Figura 1.4. O sinal é codificado no domínio elétrico e agregado para ser transmitido em uma taxa mais elevada.

Figura 1.4 – Esquema básico de um sistema de comunicação óptica utilizando tecnologia WDM.

Os processos de multiplexação (MUX) e demultiplexação (DEMUX) ocorrem em domínio óptico, no qual cada canal é identificado por um comprimento de onda específico que identifica o usuário. Esse sistema caracteriza o acesso múltiplo por divisão de comprimento de onda (WDM), se for aplicado ao provimento de acessos, ou multiplexação de comprimento de onda (WDM), se for empregado em redes de transporte. Esse sistema pode suportar tantos usuários ativos quantos sejam os comprimentos de onda disponíveis. Assim, cada usuário é considerado ortogonal aos demais e não há interferência entre eles, quando não estão sob efeitos degenerativos.

Entretanto, há limitações quanto aos efeitos dispersivos impostos pela propagação na fibra óptica, provocando interferência intersimbólica (ISI). Se esses pulsos ópticos (em um ou mais comprimentos de onda) fossem usados para formar códigos, então, em vez de representar um único usuário, eles seriam combinados seguindo o padrão imposto por um determinado algoritmo. Desse modo, pode-se conseguir uma determinada quantidade de usuários diferentes, resultando na configuração de rede OCDMA a seguir.

1.3.4 Rede Óptica CDMA

Aplicar a tecnologia CDMA em meio óptico (OCDMA) consiste em efetuar operações de codificação e decodificação em domínio totalmente óptico para prover acessos à rede. Caso o objetivo seja prover multiplexação de canais em uma rede de transporte a modulação é denominada OCDM. A Figura 1.5 apresenta um esquema básico de uma rede OCDMA assíncrona baseada em fibra óptica (FO-CDMA). A interconexão óptica entre todos os códigos é realizada passivamente por meio de acopladores em configuração estrela. A informação codificada chega a todos os usuários simultaneamente, sem atraso no tempo de acesso (característico de redes assíncronas).

Figura 1.5 – Esquema básico de um sistema de comunicação óptica utilizando tecnologia OCDMA.

O codificador manipula os pulsos ópticos em um ou mais comprimentos de onda para a formação do código, cuja disposição obedece a um determinado algoritmo. O

decodificador utilizado na recepção é um correlator óptico, um dispositivo com uma réplica do código de origem. A existência de um pulso de autocorrelação, cuja potência ultrapassa a potência dos demais interferentes em um determinado limiar, indica a recepção de informação enviada por um determinado usuário. Em sistemas OCDMA cada comprimento de onda é apenas um instrumento utilizado na formação do código, ao passo que no sistema convencional, WDM ou WDMA, cada canal é representado por um único pulso com seu respectivo comprimento de onda.

No capítulo seguinte, várias implementações de codificação em domínio óptico serão abordadas com mais detalhes, ressaltando aspectos da codificação, como algoritmos e dispositivos empregados, assim como algumas propostas de implementações práticas.

1.4 Motivação

A tecnologia OCDMA tem-se estabelecido como uma abordagem atrativa em redes com área de abrangência local (LAN), particularmente em razão da arquitetura simples de sua rede e da capacidade de suportar acessos assíncronos e simultâneos de múltiplos usuários. Existe ainda a possibilidade de redes ópticas integrando os dois tipos de sistemas OCDM e WDM, explorando o que cada um tem de melhor. Além da segurança inerente ao processo de codificação a que os usuários estão submetidos, o sistema OCDMA possui capacidade flexível sob condições de demanda variável e escalabilidade.

O universo de códigos OCDMA em uma rede é determinado com base em algoritmos de codificação conhecidos, que respeitam determinados compromissos de correlação. A fim de explorar ao máximo a diferenciação entre códigos (ortogonalidade) e a quantidade de códigos oferecida (cardinalidade), os algoritmos manipulam as dimensões de tempo, frequência, espaço e polarização. Os mais tradicionais manipulam seqüências diretas em tempo em um único comprimento de onda (1-D), ao passo que os mais recentes combinam comprimento de onda e tempo (2-D).

Este trabalho busca investigar o desempenho de redes OCDMA, baseadas em códigos unidimensionais (1-D) e bidimensionais (2-D), analisando as degradações dos sinais no sistema de comunicação óptica, bem como seu o impacto na qualidade de

serviço da rede (QoS). Entre os diversos mecanismos que degradam a propagação na fibra podem ser destacados: atenuação, dispersão cromática, dispersão por polarização modal (PMD), efeitos não-lineares, etc. A análise da rede será feita com base em diagrama de olho, taxa de erro de *bit* (BER), relação sinal-ruído (SNR), e interferência multiusuário (MAI), apenas para citar algumas possibilidades.

1.5 Organização da Dissertação

Neste capítulo foi realizada uma introdução geral aos esquemas de acesso, codificação, espalhamento espectral, técnicas de modulação e redes. Uma revisão geral das diversas abordagens em que o tema tem sido pesquisado no contexto de implementações do código em domínio óptico é realizada no Capítulo 2, obedecendo à cronologia das propostas ao longo das últimas três décadas. As degradações impostas pela fibra óptica e pelos dispositivos tipicamente utilizados em um enlace de comunicação óptica são estudadas no Capítulo 3. O Capítulo 4, por sua vez, apresenta diversos resultados numéricos referentes aos processos de degradação de sinais no sistema. Estes conceitos são então aplicados às configurações OCDMA 1-D e 2-D no Capítulo 5, onde são confrontados os desempenhos antes e após a propagação. Uma discussão em torno das perspectivas atuais da aplicação dos processos de codificação em gerenciamento e diferenciação de serviços para melhorar a qualidade de serviço (QoS) da rede é realizada no Capítulo 6. Este capítulo também apresenta as conclusões finais do trabalho.

Capítulo 2

Evolução da Tecnologia OCDMA

A largura de faixa disponível no canal óptico serviu de estímulo à exploração da tecnologia CDMA em domínio óptico (OCDMA) com o objetivo de fornecer acessos simultâneos e assíncronos para vários usuários. Comparado ao sistema convencional que disponibiliza acesso múltiplo por divisão de comprimento de onda (WDMA), um número maior de usuários poderia ser acomodado em consequência do grande número de seqüências disponíveis. Atributos únicos como capacidade flexível sob demanda, segurança na comunicação e alta escalabilidade, justificavam o esforço de pesquisa.

As primeiras implementações práticas em OCDMA foram realizadas por meio da técnica de codificação temporal utilizando seqüências de códigos primos (PCS) [13] por Hui [14] e Prucnal [15]. Em seguida foram propostos os então denominados códigos ópticos ortogonais (OOC) [16]-[29], que se caracterizavam por seqüências esparsas unipolares. Essas primeiras abordagens empregavam sinais não-coerentes, nos quais apenas a informação de intensidade do sinal é relevante. A vantagem é a simplicidade e o baixo custo dos dispositivos envolvidos no processo de modulação de intensidade e detecção direta (IM-DD). Já a codificação coerente, que depende de uma referência de fase, era mais difícil de implementar [30]. Entretanto, apesar disso, surgiram propostas com sistemas coerentes utilizando fonte óptica de baixa coerência [31]-[33]. As formulações descritas até aqui aumentavam o comprimento do código favorecendo o espalhamento espectral (*spread spectrum*) de modo a aumentar a quantidade e a diferenciação entre eles. Esse processo ficou conhecido como CDMA em seqüência direta (DS-CDMA). Porém, as altas taxas de codificação desestimulavam implementações práticas nesse formato.

Para superar as desvantagens da codificação em tempo, foram propostos sistemas codificados em frequência (FE-CDMA), como a manipulação de fase coerente das componentes espectrais de pulsos ópticos ultracurtos. O conceito de codificação e decodificação foi demonstrado experimentalmente em [34], ressaltando o espalhamento

temporal (*spread time*). Salehi e Weiner [35]-[37] investigaram códigos consistindo de deslocamento arbitrário de fase, 0 e π . Surgem então alguns obstáculos, pois trabalhar com laser coerente que produz pulsos muito curtos é caro, a distância de propagação é limitada por dispersão e os esquemas de detecção de limiar se complicam com implementação em óptica não-linear [38],[39]. Para superar esses agravantes e melhorar a ortogonalidade dos códigos foi proposta uma codificação baseada em intensidade espectral complementar, com utilização de receptores balanceados [40]-[47]. Zaccarin e Kavehrad [40] descreveram esse processo de codificação espectral não-coerente. Como consequência da manipulação de sinais espectralmente complementares, é possível ainda, obter sinalização bipolar [48]-[51]. As taxas de transmissão são limitadas pela capacidade de modulação da fonte e os sistemas FE-CDMA estão sujeitos à influência do ruído de batimento, em virtude da proximidade dessas frequências que participam da composição do código [52].

A dimensão espacial foi explorada em implementações práticas OCDMA, utilizando moduladores espaciais de luz (SLM), caracterizando assim o espalhamento espacial (*spread space*). Surgiram aplicações como transmissão de imagens em fibra óptica [53],[54] e utilização da holografia para propagação no espaço livre [55]-[58]. Esquemas bidimensionais (2-D), em que as dimensões neste caso são tempo e comprimento de onda, têm sido propostos visando aumentar a eficiência no uso da largura de faixa, capacidade e robustez. Como exemplo de sistemas 2-D tem-se: modulação em tempo e espaço [59]-[61], híbridos em tempo e frequência [62]-[68], saltos em frequência [69]-[77] e matrizes pseudo-ortogonais [78]-[81]. Modulações tridimensionais (3-D), manipulando tempo, frequência e espaço, também têm sido propostas [82]-[85].

Até aqui a abordagem tem sido realizada sobre configurações assíncronas. Em geral, o esquema de acesso síncrono, com rigoroso controle de transmissão, produz maior fluxo efetivo (*throughput*), que as técnicas assíncronas. O sistema CDMA síncrono (S/CDMA) [86]-[90], tem tido menor ênfase por causa da complexidade das implementações práticas.

Será mostrado a seguir como tem sido a evolução dos processos de codificação nos domínios do tempo, frequência e espaço, sugeridos ao longo das duas últimas décadas, destacando a tecnologia e os algoritmos empregados. Uma ênfase maior será dada às implementações para propagação em fibra óptica, que é o meio pretendido para análise neste trabalho.

2.1 Implementação CDMA em Domínio Óptico

A aplicação da tecnologia CDMA em domínio óptico surgiu com o propósito de utilizar a largura de faixa abundante. Uma vez que sistemas OCDMA efetivamente fornecem um meio para multiplexação assíncrona de sinais ópticos, isso acaba por remover os atrasos com multiplexação eletrônica.

2.1.1 Codificação no Domínio do Tempo

No sistema convencional de transmissão, um *bit* corresponde a um pulso retangular com duração T_b . Ao passar pelo processo de codificação esse período será dividido em N subintervalos T_c , denominados *chips*. A Figura 2.1 ilustra a transmissão de uma seqüência de quatro *bits* $\{1\ 1\ 0\ 1\}$ não codificados (superior) e codificados (inferior).

Figura 2.1 – Fluxo de *bits* em codificação temporal com base no esquema DSSS.

O número de *chips* iluminados em uma seqüência é regulado pelo algoritmo de formação do código e é definido como ponderação, w . Esta seqüência de pulsos, que representa um único *bit* de informação, é totalmente definida dentro do intervalo de tempo do sinal de informação, T_b , que antes era representado por um único pulso no sistema convencional. Na Figura 2.1 os parâmetros de codificação são $N=9$ e $w=3$, modulados em uma seqüência de pulsos ópticos de comprimento de onda λ_0 . Supondo que a largura de faixa B , corresponda à taxa de *bits* R_b , verifica-se que, após a codificação, houve uma expansão da taxa de $B_b=1/T_b$ para $B_c=1/T_c$, resultando em $B_c=NB_b$. Observa-se então o espalhamento espectral por seqüência direta (DSSS), pois

antes havia um pulso com período T_b , e agora uma seqüência de pulsos com período menor T_c , aumentando a largura de faixa necessária para transmissão da mesma informação.

Cada *bit* no sistema CDMA é codificado em uma forma de onda $s(t)$ que corresponde à seqüência de assinatura do código. Cada receptor correlaciona a máscara do seu código, $f(t)$, com o sinal enviado, $s(t)$ [13]-[19]. A saída no receptor $r(t)$ é uma operação de correlação que mostra o grau de similaridade entre elas, e é dada por:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) f(\tau - t) d\tau. \quad (2.1)$$

Os algoritmos normalmente buscam maximizar a autocorrelação, $s(t)=f(t)$, e minimizar a correlação cruzada entre códigos, $s(t) \neq f(t)$, a fim de extrair o máximo em ortogonalidade (grau de diferenciação entre eles) e cardinalidade (quantidade de códigos disponibilizados). As condições gerais para a ortogonalidade dos códigos são [18]:

- I. Cada versão pode ser distinguida de uma versão deslocada de si mesma;
- II. Cada versão (possivelmente uma versão deslocada) pode ser distinguida de cada uma das outras seqüências no conjunto.

Sendo assim, sejam duas seqüências de comprimento N , $(X)=\{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$ e $(Y)=\{y_0, y_1, \dots, y_{N-1}\}$. Verificam-se, então, os seguintes resultados de correlação discreta que representam as interações entre elas [19]:

- i) Para a seqüência $(X)=x(k)$:

$$|Z_{x,x}| = \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_i x_{i+k} \right| = \begin{cases} w, & \text{para } k = 0 \\ \leq \lambda_a, & \text{para } 1 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (2.2)$$

- ii) Para cada par de seqüências $(X)=x(k)$ e $(Y)=y(k)$:

$$|Z_{x,y}| = \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_i y_{i+k} \right| \leq \lambda_c, \quad \text{para } 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.3)$$

onde $Z_{x,x}$ e $Z_{x,y}$ correspondem à autocorrelação e correlação cruzada, respectivamente, N é o comprimento do código, w a ponderação, λ_a é o pico de autocorrelação fora de fase (lóbulos laterais correspondentes às versões deslocadas de uma mesma seqüência, $k \neq 0$) e λ_c o pico de correlação cruzada (entre seqüências diferentes). Ortogonalidade estrita seria conseguida para $\lambda_a=\lambda_c=0$. Porém, esse caso não seria possível, uma vez que a

manipulação dos pulsos ópticos ocorre em intensidade de sinal. Daí surge a necessidade de minimização de λ_a e λ_c por meio das propostas de codificação.

Algumas das primeiras implementações em CDMA óptico foram realizadas por Hui, 1985 [14] e Prucnal, 1986 [15]. Havia a pretensão de se criar um protocolo de acesso múltiplo em rede de área local (LAN) em domínio óptico. Eles propuseram o uso de seqüências primas para codificação OCDMA, cuja formulação obedecia ao critério [13]:

$$c_{xi} = \begin{cases} 1, & \text{para } i = s_{xj} + jP, \quad x = 0, 1, \dots, P-1 ; \quad j = 0, 1, \dots, P-1 ; \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.4)$$

onde P é um número primo que determina o campo de Galois (campo formado pelo conjunto de elementos no qual se pode executar as quatro operações básicas sem deixá-lo, sendo definido por $GF(P)$), s_{xj} são os elementos obtidos pela multiplicação de cada elemento j de $GF(P)$, pelo elemento x de $GF(P)$, módulo P , e c_{xi} são os elementos das seqüências binárias C_x formadoras do código, cujo comprimento é $N=P^2$.

O pico de autocorrelação dos códigos primos acontece em $w=P$, $k=0$ em (2.2), ao passo que o pico máximo dos lóbulos laterais da função de autocorrelação, suas versões deslocadas ($1 \leq k \leq N-1$) é dado por $\lambda_a=P-1$. O pico de correlação cruzada para quaisquer dois códigos primos, $0 \leq k \leq N-1$ em (2.3), é limitado a um valor máximo em $\lambda_c=2$. Como exemplo, tomando $P=5$, obtém-se a Tabela 2.1 para as seqüências primas C_x de S_x em $GF(5)$, com $s_{xj}=[x.j]$, onde a operação $[.]$ significa o produto x e j módulo P .

TABELA 2.1 – SEQÜÊNCIAS PRIMAS DE $P=5$, NO CAMPO DE GALOIS $GF(5)$, COM $S_x = \{S_{x0}, S_{x1}, S_{x2}, S_{x3}, S_{x4}\}$, E OS RESPECTIVOS CÓDIGOS PRIMOS $C_x = \{C_{x0}, C_{x1}, C_{x2}, \dots, C_{x4}, \dots, C_{x(N-1)}\}$, COM $N=25$.

x	S_x	C_x
0	0 0 0 0 0	1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0
1	0 1 2 3 4	1 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 1
2	0 2 4 1 3	1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0 1 0
3	0 3 1 4 2	1 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 1 0 0
4	0 4 3 2 1	1 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0

As seqüências primas são mapeadas em seqüências binárias atribuindo “1” e “0” conforme critério estabelecido em (2.4). Há, portanto, cinco usuários no sistema. Nota-se que há apenas um *chip* “1” em cada bloco de comprimento P , cuja posição dentro do

mesmo é dado pelos valores admitidos por S_x . Isso favorece o desempenho das propriedades de correlação, representadas por λ_a e λ_c .

A busca por compromissos de diferenciação (*ortogonalidade*) e provisão de usuários (*cardinalidade*) estimulou pesquisas em outros algoritmos para codificação. Por essa época, final da década de 1980, Salehi, entre outros, trabalhou em pesquisas com os denominados códigos ópticos ortogonais (OOC). Associou OOC com redes neurais [17], elaborou estudo em aspectos relacionados ao projeto, análises e aplicações desses códigos [18], e implementou aplicação prática destacando os limites e fundamentos da técnica [19]. Uma análise de desempenho desses códigos OOCs, assim como considerações a respeito do controle de potência dos sinais interferentes com limitadores de potência óptica (OHL), foi realizada em [20]. Para o caso em que $\lambda_a = \lambda_c = \lambda$, a quantidade de códigos ϕ_{OOC} em função dos parâmetros de correlação é limitada pelo teorema de Johnson, dado por [18]:

$$\phi_{OOC}(\lambda) \leq \frac{(N-1) \cdots (N-\lambda)}{w(w-1) \cdots (w-\lambda)} . \quad (2.5)$$

Um código óptico ortogonal têm sido identificado pela notação $(N, w, \lambda_a, \lambda_c)$ OOC, onde N é o comprimento da seqüência do código, w a ponderação, λ_a o coeficiente de pico de autocorrelação fora de fase, e λ_c o coeficiente de pico de correlação cruzada. Um código OOC ideal adota $\lambda_a = \lambda_c = 1$, pois são sistemas positivos e não podem atingir ortogonalidade estrita, sendo caracterizado como $(N, w, 1)$ OOC. Para as seqüências de código primo, a representação seria $(p^2, p, p-1, 2)$ PCS. Outras construções e análises de desempenho de códigos têm sido sugeridas na tentativa de melhorar ortogonalidade e cardinalidade. Métodos como o da congruência quadrática (QC) resulta em $(p^2, p, 2, 4)$ QC, congruência quadrática estendida (EQC), $(p(2p-1), p, 1, 2)$ EQC, e arranjos de Welch-Costas, utilizado para gerar o código Costas truncado (TC), $(w(2p-3), w, 1, 1)$ TC, foram propostos por Maric et al. [21],[22].

Vários outros trabalhos com números primos foram propostos por Kwong, Zhang e Yang [23]-[26]. Seqüências primas com ponderação $w=2^n$ foram propostas em [23],[24] e caracterizavam-se por coeficiente $\lambda_a \leq w-1$, com $p \geq 2^{n+1}$, e N podendo ser reduzido e limitado superiormente por $2^{n+1}p$, configurando $(N, 2^n, \lambda_a, \lambda_c)$ 2^n . Com o objetivo de diminuir a ponderação e o comprimento do código, preservando os coeficientes de correlação, foram propostos códigos primos modificados (MPC), obtidos de (2.4) pela

substituição de j por a_k , sendo $k=0, 1, \dots, w-1$, com o comprimento limitado em $\min\{P^2, 2wP-2\} \leq N \leq P^2$ [25]. Com base na modificação do comprimento do bloco de P para $2P-1$ em (2.4), obtém-se as seqüências primas estendidas (EPS), que podem ser aplicadas a quaisquer das abordagens anteriores. Uma família especial de códigos denominado OOC estrito (S-OOC) é explorado por Zhang [26]. Nesta família é trabalhado o conceito de intervalos de tempo, sem violar a condição $\lambda_a=\lambda_c=1$, sendo adequado ao tráfego com taxas de *bit* variáveis (VBR). Algoritmos que tem essencialmente o caráter de otimização, como o algoritmo genético (GA), também têm sido empregados na geração de códigos OOC. Uma abordagem sobre a construção de OOCs com auxílio de algoritmo genético híbrido, bem como uma comparação com seqüências PCS, EPS e QC, destacando seu desempenho em rede de acesso CDMA (LAN CDMA), é realizada em [27]. Em todos eles nota-se a busca por compromissos entre os parâmetros N , w , λ_a e λ_c de forma a maximizar a ortogonalidade e a cardinalidade construindo um código eficiente e eficaz.

Apesar do nome códigos ópticos ortogonais (OOC), estas seqüências são pseudo-ortogonais (PO), pois manipulam seqüências $\{0,1\}$ esparsas para manter baixa tanto a correlação cruzada quanto os lóbulos laterais de autocorrelação correspondentes às versões deslocadas da mesma. Entretanto, a correlação cruzada graças aos demais códigos, chamados interferentes, aumenta muito rapidamente e degrada severamente o sistema à medida que são acrescentados mais usuários ao sistema.

A utilização da fibra óptica como meio de transmissão permite a obtenção de taxa de erro de *bit* abaixo de 10^{-9} . Porém, é muito difícil atingir esse patamar manipulando códigos pseudo-ortogonais unipolares. A seguir será mostrado como tem sido implementada na prática a distribuição dos pulsos disponibilizada pelos algoritmos de codificação temporal.

2.1.1.1 Codificação temporal utilizando linhas de atraso óptico (ODL)

As primeiras implementações em OCDMA utilizavam redes de linhas de atraso óptico (ODL) para alocação temporal dos pulsos, conforme esquema na Figura 2.2(a). Um pulso óptico de alto valor de pico e mais curto que o período de *bit* T_b do usuário, possui largura temporal T_{FWHM} definida no tempo de um *chip* T_c , dado por $T_c=T_b/N$, sendo N o número de *chips* em que T_b é fragmentado. A codificação corresponde a uma

seqüência de pulsos menores, proporcionais à ponderação w do código, como na Figura 2.2(b). Os demais usuários, representados por seus respectivos trens de pulsos, serão multiplexados em um acoplador estrela. Um conjunto de linhas de atraso similar é utilizado no receptor para reconstruir o pulso estreito por meio de elementos de atraso conjugados, conforme ilustração na Figura 2.2(c). A operação de decodificação é realizada por correlação de intensidade. Pulsos posicionados corretamente formarão um padrão como aquele da função de autocorrelação (ACF), caso contrário, formarão um sinal interferente de fundo, como o padrão da função de correlação cruzada (CCF), conforme gráficos na Figura 2.2(d). Além dos tradicionais arranjos de guia de onda utilizando laços de atraso temporal em fibra óptica [15], têm sido sugeridos outros artifícios como o emprego de cristais fotônicos [28] e óptica integrada [29].

Figura 2.2 – Codificação no domínio do tempo utilizando ODL: a) Codificador ODL; b) Decodificador ODL (correlator óptico); c) sinal codificado; d) Funções de autocorrelação (ACF) e correlação cruzada (CCF).

Em um sistema de correlação de intensidade, envolvendo apenas sinais positivos, os demais usuários, denominados interferentes, comprometem a ortogonalidade e

degradam severamente o sistema. Com o objetivo de reduzir a potência de correlação cruzada, os códigos temporais foram projetados para ter comprimento muito longo e baixa ponderação e, assim, proporcionar muito pouca sobreposição entre pulsos de diferentes usuários na saída do correlator. Como consequência do longo comprimento e baixa ponderação do código, sistemas OCDMA que utilizam ODL para codificação são espectralmente muito ineficientes. Até mesmo nos códigos cuidadosamente projetados a interferência co-canal entre usuários, em virtude da não ortogonalidade completa, resulta em severas penalidades de desempenho.

A taxa de erro de *bit* é geralmente alta, com número de usuários, ativos e simultâneos, bastante limitado. Além de ser ineficiente em largura de faixa e ter uma BER relativamente pobre, por causa dos interferentes, o esquema ODL é muito ineficiente manipulando energia. Codificadores utilizando malhas em cascata, que têm a forma de interferômetros Mach-Zehnder (MZI), foram propostos em [30]-[33]. O pulso óptico é dividido em dois e cada metade se propaga por caminhos diferentes definidos pelo laço de atraso incorporado ao MZI. Se o atraso é suficientemente longo, os dois pulsos não vão interferir, como aconteceria em um MZI normal, emergindo como uma série de pulsos de intensidade mais baixa. Vários estágios podem ser conectados em cascata para gerar códigos mais longos. O número de códigos gerados é muito limitado em razão de sua estrutura.

Com o intuito de preservar a simplicidade do esquema de modulação de intensidade e detecção direta (IM-DD), alguns truques são realizados para que se consiga a almejada ortogonalidade manipulando as componentes espectrais do sinal. Serão explorados a seguir os esquemas que manipulam o espectro do sinal óptico utilizando fontes coerentes e não-coerentes para codificação unipolar e bipolar.

2.1.2 Codificação no Domínio da Frequência

Várias implementações e algoritmos de codificação no domínio da frequência têm sido explorados desde a década de 1970. No domínio espectral, há a possibilidade de se manipular sinais de fontes ópticas coerentes ou não-coerentes para tratamento de fase ou amplitude do sinal óptico (FE-CDMA). A seguir serão abordadas algumas das implementações que mais se destacaram ao longo das duas décadas passadas.

2.1.2.1 Codificação de fase espectral coerente com pulsos ultracurtos

Experimentos em codificação de fase espectral coerente foram inicialmente propostos por Weiner, Salehi e Heritage em 1988-90 [34]-[36]. A idéia é utilizar pulsos ultracurtos de fonte coerente para modular a fase das componentes espectrais, pois quanto mais curto for o pulso temporal, maior será a faixa espectral em que se estenderá. O pulso é inicialmente disperso espacialmente por uma rede de difração, terá suas componentes espectrais moduladas por uma grade de codificação que aplica diferentes deslocamentos de fase. Esse processo de modulação resulta em distorção do pulso em tempo, configurando o espalhamento temporal, *spread time*, do pulso de entrada.

Salehi e Weiner [36] investigaram códigos consistindo de deslocamentos arbitrários de fase 0 e π . Pode ser considerado como uma multiplicação +1 e -1 em amplitude, no domínio da frequência, conforme Figura 2.3 (a) e (b), na qual W e Ω são as larguras de faixa da portadora e do sinal, respectivamente. Como resultado da codificação de fase, o pulso ultra-curto original no domínio do tempo é transformado em um sinal de baixa intensidade e duração mais longa, conforme sobreposição dos dois, mostrados na Figura 2.3(c). A duração do pulso espalhado é aproximadamente inversamente proporcional à resolução espectral do codificador de fase. A decodificação do sinal é realizada com um deslocador de fase conjugada àquela do transmissor. Para uma saída casada com o transmissor, a codificação de fase será removida no receptor e um pulso estreito, com alto valor de pico em intensidade, será reconstruído. Os sinais originados de outros transmissores, portanto descasados, estarão muito embaralhados no receptor, compondo os interferentes de fundo, conforme sobreposição de ambos na Figura 2.3(d). O pulso reconstruído é separado dos interferentes por meio de dispositivos de detecção de limiar ou empregando óptica não-linear, como, por exemplo, o esquema de recepção em [38] e [39].

Similar ao sistema de codificação no domínio do tempo, descrito anteriormente, os interferentes gerados pela presença de outros usuários compartilhando o canal degrada o desempenho da rede. Contudo, a operação de codificação de fase é muito sensível à dispersão em fibras ópticas, sendo aconselhável a utilização de fibras de compensação de dispersão (DCF). Um experimento em um enlace de fibra de 2,5 km com e sem DCF é realizado em [37].

Figura 2.3 – Formas de onda no domínio do tempo e frequência para um sistema codificado com fase espectral coerente: a) Espectro do pulso estreito; b) Sequência pseudo-aleatória (PN) no domínio da frequência, cuja multiplicação por $(-1, 1)$ em amplitude, neste domínio, corresponde ao deslocamento de fase $(0, \pi)$ no tempo; c) Pulso espalhado, codificado em fase; d) Recuperação correta e incorreta do pulso [34].

O alto custo dos lasers de modo único que fornecem pulsos ultracurtos coerentes (*mode-locked*), bem como a complicação dos esquemas de recepção, tem levado à busca de implementações com fonte óptica faixa larga não-coerente, como diodo emissor de luz (LED) ou diodo laser superluminescente (SLD).

2.1.2.2 Codificação de intensidade espectral não-coerente (pulsos unipolares)

Zaccarin e Kavehrad foram os primeiros a desenvolver essa implementação [40]-[43]. A principal motivação é que a largura de faixa do sinal independe da largura de faixa da fonte, que pode ser um diodo emissor de luz (LED) não-coerente. Desse modo, os parâmetros que definem o código tornam-se independentes da informação a ser transmitida. O processo, representado esquematicamente na Figura 2.4, é similar à codificação de fase coerente no sentido em que as componentes espectrais da fonte óptica de faixa larga são inicialmente resolvidas. Cada canal usa um codificador de amplitude espectral para bloquear ou transmitir seletivamente certas componentes de frequências. Um receptor balanceado com dois fotodetectores é utilizado como parte do receptor. O receptor filtra o sinal recebido com o mesmo filtro de amplitude espectral

utilizado no transmissor, denominado filtro direto, $A(w)$, bem como seu complementar, $\bar{A}(w)$. As saídas dos filtros complementares são detectadas por dois fotodetectores conectados de modo balanceado. Para um transmissor descasado, metade das componentes espectrais transmitidas estará relacionada ao filtro direto e a outra metade ao filtro complementar. Uma vez que a saída do receptor balanceado representa a diferença entre as saídas dos dois fotodetectores, sinais descasados serão cancelados, ao passo que o sinal casado é demodulado. O sinal recuperado encontra-se modulado em amplitude (ASK) e um dispositivo de decisão por limiar conclui sobre o *bit* enviado.

Figura 2.4 – Sistema de codificação de intensidade espectral não-coerente em sistemas OCDMA [40].

O número de fatias do espectro do LED que pode ser manipulado pela máscara de amplitude é que definirá o comprimento da seqüência e, portanto, o número de assinantes. Esse número é aproximadamente dado por [43]:

$$N_u = \frac{1}{2} \frac{\delta\lambda}{\lambda} \frac{\pi w}{\Lambda \cos(\theta_r)} \quad (2.6)$$

onde λ é o comprimento de onda central da fonte, $\delta\lambda$ é a largura espectral sendo codificada, w é o raio do feixe de entrada, Λ o período da rede de difração e θ_r o ângulo

difratado do comprimento de onda central. Para um LED típico com $\delta\lambda=50\text{nm}$ de largura espectral medida a meia potência, $\lambda=1550\text{nm}$, $w=2\text{mm}$, rede com $1/\Lambda=1200$ linhas/mm e $\theta_r=68^\circ$, tem-se $N_u=325$ usuários. Caso fosse utilizado uma rede com $1/\Lambda=1800$ linhas/mm e $w=1,5\text{mm}$, pode-se acomodar $N_u=730$ usuários [40].

Além disso, cada usuário no sistema codificado utiliza metade da potência do LED, já que a taxa de “1’s” numa sequência de máximo comprimento é $(N_u+1)/(2N_u)\approx 0,5$. No sistema WDM, que usa fragmentação espectral do LED, cada usuário é restrito a $1/N_u$ da potência do LED, sendo N_u o número de usuários [40].

Em virtude do LED não apresentar um espectro plano (podendo exibir uma forma gaussiana, por exemplo), decorrerá que alguns “1’s” poderão ser vistos com valores diferentes, dependendo da posição que eles assumem ao longo do espectro. A consequência será a perda da ortogonalidade perfeita entre usuários. Esse problema tem sido atacado de três maneiras. A primeira é o emprego de modulador espacial de luz (SLM) programável, como dispositivos de cristal líquido (LCD) [44], de modo a obter amplitude de transmissão não binária. Alternativamente, podem-se atribuir diferentes comprimentos de faixas de frequências, dependendo da posição dos *chips* nos códigos, mas isso aumenta a complexidade na fabricação da máscara. A segunda é equalizar o espectro do LED utilizando filtros acústico-ópticos ou moduladores acústico-ópticos (AOM), como proposto por Iversen et al. [45]. Finalmente, pode-se simplesmente reduzir o comprimento da faixa de frequência total para a região mais plana do espectro. Uma revisão mais detalhada destes moduladores SLM, LCD, AOM, etc., é realizada por Weiner [46].

No que tange ao transceptor e seu acoplamento à fibra óptica, há que se levar em consideração o compromisso entre difração e aberração. A abertura efetiva da rede de difração é determinada pela abertura numérica da fibra e o comprimento focal das lentes colimadas. De acordo com o critério de Rayleigh, a resolução é melhorada com o aumento da abertura. Para minimizar as aberrações, contudo, uma pequena abertura é preferível [47]. Um equacionamento mostrando esses compromissos é apresentado em [42], onde também é realizada uma demonstração experimental com dois usuários em fibra multimodo (MMF) para conexão dos acopladores. Outros fatores que afetam o desempenho é a sobreposição de componentes espectrais resultante do desalinhamento, colimação imperfeita e aberrações originadas pela lente [47].

Com o artifício da detecção diferencial, seqüências bipolares podem ser construídas com base em seqüências unipolares e, com isso, reproduzir os benefícios dos pulsos bipolares para a ortogonalidade.

2.1.2.3 Codificação de intensidade espectral não-coerente (pulsos bipolares)

Várias técnicas têm sido desenvolvidas para adaptar códigos bipolares CDMA em meio óptico. A sincronização temporal dos códigos não é necessária, pois sistemas CDMA espectrais estão inerentemente alinhados no domínio da frequência. Portanto, deslocamentos cíclicos dos códigos que tem baixos valores de autocorrelação fora de fase, podem ser associados a usuários diferentes. Uma das primeiras implementações é uma extensão direta da técnica utilizada em rádiofrequência, e requer referência de fase e correlação eletrônica [48]. Em seguida surgiram aquelas que usam o chaveamento por inversão de seqüência (SIK) que transmitem versões unipolares dos códigos bipolares [49].

Uma abordagem utilizando códigos Walsh para codificação bipolar em amplitude espectral foi realizada por Nguyen et al. [50],[51]. Neste esquema, o objetivo era reproduzir codificação bipolar manipulando seqüências unipolares complementares sobre as componentes de amplitude espectral de uma fonte faixa larga. A diferença em relação ao esquema anterior é que a máscara realiza codificação complementar.

Os sistemas de codificação espectral sofrem com o ruído de batimento (*beat noise*) que acontece entre porções do espectro gerando flutuações de intensidade (*speckle noise*) no fotodetector [52]. Daí surgiu o interesse em outros processos de codificação.

2.1.3 Codificação no Domínio do Espaço

Seguindo implementações anteriores em espalhamento espectral (*spread spectrum*) [15], espalhamento temporal (*spread time*) [34], há também a possibilidade de espalhamento espacial (*spread space*) [53]-[58]. Nessa dimensão espacial pode-se propagar o sinal codificado tanto em fibra óptica quanto no espaço livre. Codificação espacial tem sido também utilizada para a propagação de imagens em fibra óptica. Uma das primeiras propostas de implementação prática foi elaborada por Kitayama em 1994 [53]. A nova tecnologia proporciona transmissão paralela e acesso simultâneo de

imagens bidimensionais (2-D) em um ambiente de acesso múltiplo. A idéia é transmitir imagens codificadas em elementos de quadro binários (*pixels*), associadas a um padrão de assinatura óptica ortogonal (OOSP) que caracteriza o código OOSP (OOSPC). O padrão de assinatura é definido espacialmente como uma matriz de *pixels*, com m linhas por n colunas, ponderação w e coeficientes de correlação λ_a e λ_c , configurando um esquema 2-D ($mn, w, \lambda_a, \lambda_c$) OOSPC. No que tange aos dispositivos, há muito que se evoluir, como, por exemplo, fibras longas para transmissão de imagens e arranjos 2-D de fonte óptica coerente para operação em alta velocidade.

Outra possibilidade é a codificação espacial para propagação no espaço livre. As primeiras implementações utilizando *spread space* OCDMA, para propagação no espaço livre foram realizadas por Hassan et al. [55] e Salehi et al. [56] em 1995. A abordagem de Hassan era baseada nas propriedades do padrão de interferência gerado por fonte óptica coerente, manipulando as componentes espaciais por meio de uma máscara SLM que imprime uma alteração de fase no sinal. O tamanho e a resolução da máscara determinam a máxima largura de faixa do código. Desse modo, sua capacidade era limitada por interferência. Um esquema de sincronização era necessário para viabilizar a implementação prática em sistemas de acesso múltiplo. A holografia tem sido amplamente utilizada em reconhecimento de padrões ópticos, processamento de sinais e imagens, assim como redes neurais.

Esquemas de codificação de fase espacial com moduladores espaciais programáveis, utilizando cristal líquido (LCD), por exemplo, também foram propostos [58]. O objetivo é substituir as máscaras SLM estáticas por outras reconfiguráveis, que pode ser facilmente programado por um computador externo, viabilizando interconexão óptica. O modelo de roteamento pode ser variado por meio da comutação de fase do código ou substituição do holograma.

Em decorrência das limitações da tecnologia disponível para o processamento de sinais ópticos, e, também, para aproveitar melhor o desempenho da existente, implementações híbridas, combinando duas ou mais técnicas de codificação, têm sido estudadas e propostas paralelamente às demais. Tais esquemas serão abordados a seguir, envolvendo as dimensões tempo, espaço e frequência.

2.1.4 Combinando Codificação em Tempo e Espaço

A fim de superar os problemas com a ineficiência no uso de largura de faixa e potência das primeiras implementações de codificação utilizando seqüências unipolares pseudo-ortogonais, foram propostas formas de conversão destas seqüências unidimensionais (1-D) em bidimensionais (2-D), manipulando tempo e espaço (T/S), por Mendez e Gagliardi [59],[60].

Inicialmente, é preciso estabelecer os compromissos de ortogonalidade para esse tipo de codificação. Assim, sejam $x(t)$ e $y(t)$ códigos periódicos 2-D de comprimento temporal L_T , definidos em R linhas espaciais. Segue-se, então, para as funções de correlação discreta [61]:

i) Para a autocorrelação de $x(t)$:

$$Z_{x,x} = \sum_{m=0}^{R-1} \left(\sum_{n=0}^{L_T-1} x_{m,n} x_{m,(n+k) \bmod(L_T)} \right) = \begin{cases} w, & \text{para } k = 0 \\ \leq \lambda_a, & \text{para } 1 \leq k \leq L_T - 1 \end{cases} \quad (2.7)$$

ii) Para a correlação cruzada de $x(t)$ e $y(t)$:

$$Z_{x,y} = \sum_{m=0}^{R-1} \left(\sum_{n=0}^{L_T-1} x_{m,n} y_{m,(n+k) \bmod(L_T)} \right) \leq \lambda_c, \quad \text{para } 0 \leq k \leq L_T - 1 \quad (2.8)$$

onde $Z_{x,x}$ e $Z_{x,y}$ correspondem à autocorrelação e correlação cruzada, respectivamente, w é a ponderação, λ_a o pico de autocorrelação fora de fase e λ_c o pico de correlação cruzada. Para construção do código matricial T/S, toma-se um membro de um conjunto de N_t seqüências pseudo-ortogonais (PO) unipolares 1-D ($N, w, \lambda_a, \lambda_c$) OOC, sendo N o comprimento temporal de cada seqüência (T_b/T_c), w a ponderação, λ_a e λ_c os coeficientes de correlação. A Figura 2.5 ilustra o processo de conversão 1-D em 2-D. Divide-se a seqüência PO em segmentos de comprimento f que, por conveniência de implementação, seleciona-se como binário (podem ser acrescentados zeros na seqüência para tornar o comprimento múltiplo de f). Esses segmentos são arranjados em L_T colunas, sendo função de N_t e w . As linhas resultantes do arranjo podem ser permutadas para gerar até $f-1$ matrizes adicionais. Os canais no espaço, f , correspondem às linhas da matriz R e as colunas ao próprio L_T , nas funções de correlação (2.7) e (2.8). Cada uma dessas matrizes é pseudo-ortogonal à outra. O processo é repetido para as outras $n-1$ seqüências originais restantes.

Figura 2.5 – Exemplificação do método de conversão de uma seqüência temporal pseudo-ortogonal unipolar $L(4,4)_1$ em um conjunto de matrizes pseudo-ortogonais em Tempo/Espaço, T/S $M(4,4,4)$.

O resultado é um conjunto de $N_t \times f$ matrizes pseudo-ortogonais de comprimento f vezes mais curtas que o código linear inicial dos quais foram gerados. Esse esquema híbrido codificado no tempo e no espaço (T/S) pode aparecer caracterizado pela notação $M(N_t, w, f)$, sendo w a ponderação da seqüência original e f o número de canais no espaço (w não precisa ser necessariamente igual a f). De um modo mais abrangente, pode ainda ser caracterizado por $N_t (L_T, R, p, w, \lambda_a, \lambda_c)$, que indica a formação de N_t códigos matriciais com p pulsos por linha. O diagrama mostra a construção de uma seqüência T/S $M(4,4,4)$ baseada em uma seqüência temporal $L_T(4,4)_1$. A notação $P^i M_i$ corresponde às i -ésimas permutações $f-1$ da matriz M . Por exemplo, obtendo M_{i+1} por meio de deslocamentos descendentes das linhas de M_i , e a última linha de M_i assume o lugar da primeira em M_{i+1} . Desse modo são gerados quatro códigos matriciais tomando-se por base uma única seqüência pseudo-ortogonal. Observa-se que o período de *chip* T_c na seqüência original $PO(T)$, $T_c = T_b/16$, é menor que na matriz $PO(T/S)$, $T_c = T_b/4$. Portanto, acaba favorecendo a transmissão em taxas mais altas, além de aumentar a cardinalidade do código quando comparado às seqüências pseudo-ortogonais originais. Uma implementação T/S com apenas um único pulso por linha (T/S SPR) realizada por Park et al. [59], é mostrada na Figura 2.6.

Figura 2.6 – Implementação de uma rede Temporal/Espacial CDMA utilizando código matricial $M(4,4,4)$ com as respectivas formas de onda codificada e decodificada. O primeiro par codificador/decodificador mostra uma saída decodificada corretamente, ao passo que o quarto par mostra uma saída descasada [59].

O código matricial implementado nesta montagem experimental foi o $M(4, 4, 4)$. Diferente do caso temporal, não existem lóbulos laterais de autocorrelação, reduzindo a potência de interferentes, o que resulta $\lambda_a=0$. O coeficiente de correlação cruzada para esta configuração pode chegar a $\lambda_c=2$.

Uma nova família de códigos T/S SPR um pouco mais longa que a de Park et al. [59] e mais curta que a de Mendez et al. [60] foi proposta por Shivaleela et al. [61] e denominado T/S com adição módulo L_T (T/S AML), por meio de método algébrico. Uma vantagem importante desse modelo é a redução de $\lambda_c=2$ para $\lambda_c=1$, mantendo $\lambda_a=0$. Nesse trabalho, realiza-se ainda uma comprovação experimental destes valores de coeficientes de correlação encontrados para as configurações T/S SPR ($\lambda_c=2, \lambda_a=0$) e T/S AML ($\lambda_c=1, \lambda_a=0$), ambas com um único pulso por linha.

Essas primeiras implementações em códigos bidimensionais utilizavam apenas um comprimento de onda. Entretanto, a manipulação de seqüências utilizando mais de um comprimento de onda tem sido sugerida desde o início da década de 1990 e continua a ser explorada atualmente. Configurações desse tipo serão exploradas a seguir.

2.1.5 Combinando Codificação em Tempo e Frequência

Codificar em tempo e frequência proporciona maior flexibilidade na escolha dos códigos ópticos, resultando em aumento da capacidade do sistema. As seqüências se caracterizam por saltos em frequência (FH). Quando os saltos acontecem no tempo menor que o período do sinal de informação tem-se o que se convencionou chamar de salto rápido em frequência (FFH). Normalmente é o caso em sistemas ópticos, nos quais a frequência da portadora é da ordem THz e a do sinal de informação da ordem de GHz. Em virtude dos fenômenos de interferência que acontecem em dimensões da ordem do comprimento de onda, é comum a adoção do termo comprimento de onda, em vez de frequência. Sistemas OCDMA que utilizam saltos em comprimento de onda e tempo (W/T) são aqueles que executam saltos rápidos em comprimento de onda (FWH), nos quais os comprimentos de onda mudam em todos os pulsos de uma seqüência temporal.

Durante as décadas de 1970 a 1990, vários esquemas FH para aplicação em comunicação vinham sendo estudados. Maric e Titlebaum [62] fizeram uma revisão sobre configurações FH anteriores além de propor a construção de código FH hiperbólico para aplicação em sistemas de comunicação multiusuário, radar e sonar. Kiasaleh propôs um esquema coerente de saltos lentos em frequência (um salto em frequência por *bit* de dados), e saltos muito lentos (um salto em frequência por pacote de *bits*), para fornecer acesso múltiplo em fibra óptica para tráfego comutado em pacotes [63].

Perrier e Prucnal [64] propuseram um esquema híbrido utilizando sistemas de acesso múltiplo por divisão de comprimento de onda (WDMA) e códigos (CDMA). Porém, este esquema era penalizado pela distribuição não uniforme dos comprimentos de onda disponíveis, a menos que houvesse um controle centralizado. Uma segunda proposta foi o esquema temporal/espacial (T/S) que se caracterizava pela conversão de seqüências 1-D em 2-D, Seção 2.1.4.

Porém, a necessidade de linhas de atraso e múltiplos acopladores estrela complicavam a configuração do hardware. Surgiu então uma terceira proposta que era a utilização de uma seqüência de códigos para governar saltos em comprimento de onda e uma outra para efetuar o espalhamento temporal, caracterizando-se como uma abordagem híbrida. Outros esquemas que utilizam conversões de seqüências 1-D em 2-D W/T também têm sido propostos.

2.1.5.1 Codificação híbrida em tempo e frequência (W/T)

De acordo com o algoritmo empregado na distribuição dos pulsos nas seqüências que governarão o espalhamento temporal (TS) e os saltos em comprimento de onda (WH), algumas classificações devem ser adotadas. Quando os algoritmos são os mesmos para ambos, o sistema é denominado simétrico e é um caso especial de um mais geral, o sistema assimétrico, com diferentes seqüências de espalhamento (*spreading*) e salto (*hopping*). No sistema assimétrico é possível ainda uma divisão geral em sistemas sobrecoloridos (*overcolored*), no caso de possuir mais comprimentos de onda que pulsos, e subcoloridos (*undercolored*), quando há menos comprimento de onda que pulsos, necessitando o emprego do reuso de comprimento de onda [66].

Os códigos 2-D W/T OCDMA têm representação matricial $m \times n$, com o número de linhas, m , associado aos comprimentos de onda disponíveis, e o número de colunas, n , relacionado com os intervalos de *chips*, comprimento do código temporal. Sejam os códigos 2-D, $\mathbf{x}$ e $\mathbf{y}$, pertencentes a um conjunto C . Admitindo ortogonalidade para os diferentes comprimentos de onda utilizados (desprezando interações), implica que os deslocamentos serão considerados apenas no tempo. Assim, com $0 < \tau < n$, segue-se os seguintes resultados para as funções de correlação discreta binária 2-D [66]:

i) Para a autocorrelação, fora de fase, de $\mathbf{x}$:

$$Z_{x,x} = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} x_{i,j \oplus \tau} \right) = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} x_{i,(j+\tau) \bmod(n)} \right) \leq \lambda_a \quad (2.9)$$

ii) Para a correlação cruzada de $\mathbf{x}$ e $\mathbf{y}$:

$$Z_{x,y} = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} y_{i,j \oplus \tau} \right) = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} y_{i,(j+\tau) \bmod(n)} \right) \leq \lambda_c \quad (2.10)$$

onde $Z_{x,x}$ e $Z_{x,y}$ correspondem a autocorrelação e correlação cruzada, respectivamente, λ_a é o pico de autocorrelação fora de fase, correspondente aos lóbulos laterais ($\tau \neq 0$), e λ_c o pico de correlação cruzada. A autocorrelação em fase é igual à ponderação, $Z_{x,x}(\tau=0)=w$. A cardinalidade vai depender do algoritmo utilizado em WH e TS e a notação segue o padrão de identificação ($m \times n, w, \lambda_a, \lambda_c$) ou ($mn, w, \lambda_a, \lambda_c$) adotado para o OOC, sendo o comprimento $N=mn$.

Lancevski e Andonovic foram os primeiros a propor combinação de códigos para codificação W/T 2-D híbrida em 1994 [65]. Nesta implementação utilizaram filtros passa-faixa (BPF) e linhas de atraso óptico (ODL), conforme Figura 2.7(a). Nesta abordagem foi utilizado seqüências de códigos primos (PCS) para efetuar o espalhamento em tempo (TS) e os saltos em comprimento de onda (WH), configurando um WH-TS 2-D primo/primo, conforme exemplo na Figura 2.7(b). Relembrando, os códigos primos são gerados segundo o algoritmo de alocação:

$$a_{ij} = [i.j], \quad i = 0,1,2,\dots,p-1 \quad (2.11)$$

$$j = 0,1,2,\dots,p-1$$

onde $[.]$ representa operação módulo p , sendo p um número primo, i informa a seqüência gerada e j a posição dentro do bloco de comprimento p .

Figura 2.7 – Exemplificação do esquema de codificação híbrida utilizando filtro passa faixa (BPF) e linhas de atraso óptico (ODL): a) Codificador $\lambda \times t$; b) Seqüência de assinatura com o código PCS C_2 retirado da Tabela 2.1, $p=5$ e $C_2=\{1000000100000010100000010\}$, para codificação WH-TS 2-D primo/primo, resultando no código híbrido C_2H_1 (TS na 3ª seqüência de C_x e WH na 1ª seqüência de S_x).

Existem p padrões de espalhamento temporal de comprimento p^2 e $p-1$ de saltos em comprimento de onda (o padrão para $i=0$ é trivial). A notação adotada para representação do espalhamento (S) e dos saltos (H) é S_iH_j , sendo $i=0, 1, \dots, p-1$, para a i -ésima seqüência temporal, e $j=1, 2, \dots, p$, para o j -ésimo salto em comprimento de onda. Adota-se também a notação C_iH_j , onde C representa o código temporal e H o salto em frequência. O número total de códigos distintos, caracterizado como cardinalidade global, é $p(p-1)$. Configurando para esta implementação a nomenclatura $(m \times n, w, \lambda_a, \lambda_c)$ W/T, fazendo a devida correspondência das variáveis, obtém-se $(p \times p^2, p, 0, 1)$ W(PCS)/T(PCS).

Esses mesmos autores apresentaram em 1996 uma análise mais completa do esquema híbrido ressaltando as propriedades de segurança e simetria desses

códigos[66]. O esquema primo/primo é classificado como simétrico, pois o mesmo algoritmo de seqüências primas é utilizado para espalhamento temporal e salto em comprimento de onda. Uma proposta assimétrica é realizada utilizando uma combinação do método de congruência quadrática estendida (EQC), Seção 2.1.1, representado por $(p(2p-1), p, 1, 2)$ EQC, para TS e códigos primos para WH. As seqüências EQCs podem ser geradas com auxílio do algoritmo baseado em congruência quadrática (QC) dado por [21]:

$$a_{ij} = \left[i \cdot \frac{j(j+1)}{2} \right] \quad \begin{array}{l} i = 1, 2, 3, \dots, p-1 \\ j = 0, 1, 2, \dots, p-1 \end{array} \quad (2.12)$$

onde $[\cdot]$ representa operação módulo p , sendo p um número primo, i informa a seqüência gerada e j a posição dentro do bloco. Esse algoritmo determina a alocação do pulso dentro de um bloco de comprimento $2p - 1$, resultando numa seqüência de comprimento $p(2p-1)$, com $p - 1$ seqüências na família. A principal diferença com relação ao código primo é que o tamanho do bloco aumentou de p para $2p-1$ e o algoritmo em (2.11) não produz alocações repetidas dentro de um bloco em relação a outro, já em (2.12) isso acontece.

Nesta implementação, o código $(m \times n, w, \lambda_a, \lambda_c)$ W/T, fazendo a devida correspondência das variáveis, resulta $(p_h \times p_s(2p_s-1), p_s, 0, 2)$ W(EQC)/T(PCS), onde p_h e p_s corresponde ao número primo associado ao algoritmo que governa os saltos em comprimento de onda e tempo, respectivamente. Sua cardinalidade global é $p_h(p_h-1)(p_s-1)$. Se $p_h=p_s=p$, então a cardinalidade será $p(p-1)^2$. Quando $p_h > p_s$ o sistema é sobrecolorido e um mesmo comprimento de onda pode aparecer mais de uma vez no bloco, e para $p_h < p_s$ o sistema é denominado subcolorido. As implicações disto são analisadas em [66].

Comparativamente, essa formulação traz vantagens tais como um aumento considerável na cardinalidade, passando de $p(p-1)$ (PCS/PCS) para $p(p-1)^2$ (EQC/PCS), com $p_h=p_s=p$, e redução do coeficiente de autocorrelação dos lóbulos laterais. Entretanto, traz desvantagens tais como um aumento do coeficiente de correlação cruzada, o que significa elevação de potência interferente, e um aumento do comprimento do código, diminuindo a eficiência espectral. Em resumo, a proposta EQC/primo apresenta cardinalidade muito maior, apesar de comprometer o coeficiente

de correlação cruzada e aumentar a largura de faixa. A Tabela 2.2 destaca estas características e estabelece uma comparação com outros esquemas de codificação 2-D.

Yang e Kwong [67] propuseram um esquema utilizando códigos ópticos ortogonais em múltiplos comprimentos de onda (MWOOC), que consiste em palavras de código matriciais, sendo cada pulso codificado em um comprimento de onda distinto. MWOOC tem maior cardinalidade que os OOCs 1-D utilizados no esquema híbrido WDMA + CDMA e também apresenta melhor desempenho sob condições de tráfego pesado. O limite superior na cardinalidade de um MWOOC com as mesmas restrições de correlação, $\lambda_a=\lambda_b=\lambda$ pode ser expressa em função do limite de Johnson para OOC, ϕ_{ooc} em (2.5), multiplicada por m comprimentos de onda disponíveis e $N=mn$:

$$\phi_{MWOOC}(mn, w, \lambda, \lambda) \leq \frac{m(mn-1)(mn-2)\cdots(mn-\lambda)}{w(w-1)(w-2)\cdots(w-\lambda)}. \quad (2.13)$$

Nesta implementação é empregado um método generalizado de múltiplos comprimentos de onda em códigos primos e Reed-Solomon [67]. Uma outra proposta de construção MWOOC com objetivo de melhorar a cardinalidade é realizada por Kowng et al. [68]. Emprega saltos em comprimento de onda governados por seqüências primas, $(p^2, p, p-1, 2)$ PCS, sobre o espalhamento temporal de códigos ópticos ortogonais $(N, w, 1, 1)$ OOC, resultando no $(p \times N, w, 1, 1)$ MWOOC, cuja cardinalidade global é $\phi_{ooc} \cdot p^2$.

Mas ainda havia o problema da expansão excessiva do comprimento do código que expandia muito a largura de faixa, piorando sua eficiência espectral, definida como fluxo efetivo de dados pela largura de faixa necessária para transmissão. Assim, outros esquemas W/T foram propostos.

2.1.5.2 Codificação W/T com saltos rápidos em frequência no domínio óptico

Essa proposta foi sugerida com o objetivo de implementar a técnica FFH, aplicada em rádiofrequência (RF), no domínio óptico, utilizando dispositivos apropriados para efetuar o isolamento seletivo de frequências. Lancevski e Andonovic utilizaram filtros passa faixa (BPF) e linhas de atraso óptico (ODL) para as configurações propostas [66]. Chen demonstrou experimentalmente que o uso de múltiplas redes de difração em uma

estrutura de fibra óptica, denominada rede de Bragg em fibra (FBG), poderia ser utilizado para decompor pulsos ópticos faixa larga ultracurtos simultaneamente em comprimento de onda e tempo [69],[70]. As técnicas básicas de fabricação, características, propriedades e aplicações das FBGs são estudadas em [71]. Suas características espectrais, propriedade ópticas, assim como os tipos e as denominadas superestruturas de FBGs podem ser encontradas em [72]. As redes de Bragg operam como um filtro passa faixa (ou rejeita faixa) centrado no comprimento de onda de Bragg $\lambda_B = 2n_{eff}\Lambda$, sendo n_{eff} o índice efetivo do modo guiado e Λ o período da rede, dado pelo espaçamento entre os segmentos de cada FBG.

A técnica de codificação FFH baseia-se na convolução de um pulso curto não-coerente modulado pela fonte de dados com a resposta de cada rede Bragg, a qual é definida como a transformada inversa de Fourier da refletividade complexa da rede. Os pulsos incidentes, associados aos dados transmitidos, normalmente são muito mais estreitos que a duração da resposta da rede. A Figura 2.8 ilustra uma implementação de FFH-OCDMA em FBG para codificação e decodificação W/T.

Figura 2.8 – Proposta de implementação prática FFH-OCDMA utilizando múltiplas FBGs. a) Codificador; b) Decodificador [76].

Com a utilização de fonte não-coerente e modulação em chaveamento de amplitude *on/off* (OOK), o sistema é inteiramente positivo. A operação de decodificação no receptor consiste de um somatório de potências. Logo, implica em lei quadrática de detecção e comparação com um limiar constante. Portanto, o espectro de fase das redes não precisa ser adicionado coerentemente.

A largura de faixa disponível é subdividida em intervalos de frequência contíguos. O sinal transmitido ocupa um intervalo de frequência em cada intervalo de *chip*, $T_c = 2n_{eff}L_s/c$, onde L_s é o espaçamento entre as redes e c a velocidade da luz. A largura de faixa, associada à taxa de dados é $B = 1/T_b$ e $T_b = 2n_{eff}L_{tot}/c$, sendo L_{tot} o comprimento total do conjunto de redes. As redes são escritas no comprimento de onda λ_B e sintonizadas em diferentes comprimentos de onda ($\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$) que são alocados em intervalos de tempo, de acordo o algoritmo adotado. A Figura 2.9 ilustra o processo de codificação e decodificação simultaneamente.

Figura 2.9 – a) Ilustração do processo de codificação e decodificação FFH-OCDMA em múltiplas FBGs; b) Padrão de saltos em frequência com as respectivas alocações W/T para codificação (E) e sua respectiva operação inversa de decodificação (D), correspondendo a uma operação de filtro casado [77].

Implementações baseadas em esquemas de codificação propostos para acesso múltiplo com saltos em frequência (FHMA) foram adaptadas para o domínio óptico e demonstrada na prática por Fathallah et al., configurando o OFFH-CDMA ou FFH-OCDMA [75]-[77]. Algoritmos de codificação, como os denominados seqüências de coincidência unitária [74], foram utilizados na prática em [76]. Eles têm as seguintes propriedades: 1) todas as seqüências são de mesmo comprimento; 2) em cada seqüência, cada frequência é utilizada no máximo uma vez; 3) o número máximo de batimento

entre qualquer par de seqüências para qualquer deslocamento de tempo é no máximo igual a “1”.

Cada usuário seleciona um padrão de N_f freqüências de um conjunto de q freqüências disponíveis, $S = \{f_1, f_2, \dots, f_q\}$, sendo $N_f \leq q$. O modelo de salto em freqüência geralmente é representado por uma matriz ($N_f \times q$), no plano tempo e freqüência. O parâmetro N_f corresponde ao número de FBGs escritas no decodificador e q é fixado pela capacidade da rede sintonizar um determinado comprimento de onda, estabelecendo um limite físico.

Outros métodos, como o de congruência hiperbólica estendida (EHC), utilizado em sistemas de RF [73], consegue melhores propriedades de correlação. Entretanto, por não serem retangulares, $N_f = q$, nesse caso, tiveram modificações sugeridas para adaptá-los às variações de freqüência, derivando o EHC truncado. Este último foi aplicado ao sistema FFH-OCDMA para torná-lo mais robusto [77]. O objetivo é mostrar que há uma certa independência dos requisitos de controle de freqüência e temperatura, como nos sistemas WDM, uma vez que demonstrações experimentais revelam a ocorrência de variações no comprimento de onda de Bragg, λ_B , em função da temperatura [71], dada por $\Delta\lambda_B / \lambda_B = 6,667 \times 10^{-6} \Delta T$.

2.1.5.3 Codificação W/T utilizando conversões de seqüências 1-D em 2-D

Uma terceira possibilidade no âmbito da codificação 2-D W/T são as propostas que utilizam conversão de seqüências pseudo-ortogonais unipolares unidimensionais em bidimensionais, denominada de matriz plana por Mendez et al. [78]-[80]. Essas formulações buscam projetar códigos mais adequados às altas taxas (menor número de *chips*), utilizando arranjos de lasers em múltiplas freqüências (MFL) para modulação, empregados em sistemas de multiplexação de comprimento de onda (WDM) com pequeno espaçamento entre canais (WDM denso). A estratégia de Mendez é explorar sistemas OCDMA compatíveis com alta densidade (> 8 usuários), altas taxas ($>> 155$ Mb/s) e enlaces longos ($>> 40$ km).

A idéia nessa abordagem é semelhante àquela utilizada pelo algoritmo empregado para geração dos códigos temporal/espacial 2-D (T/S), Seção 2.1.4, com base em seqüências pseudo-ortogonais (PO). O objetivo é manter as propriedades de correlação das seqüências originais, ao passo que reduz a expansão em largura de faixa e aumenta a

quantidade de códigos. Nessa estratégia, uma ou mais seqüências PO são empacotadas ou convertidas em matrizes 2-D, preservando as propriedades de correlação. As demais matrizes são obtidas mediante permutações de linhas da matriz gerada. As colunas estão associadas com os subintervalos de tempo do *bit* (*chips*), e as linhas aos comprimentos de onda. Um “1” dentro da matriz corresponde a transmissão de um pulso óptico naquele comprimento de onda e naquele intervalo [78]. A Figura 2.10 ilustra o processo de conversão.

Figura 2.10 – Método de conversão de seqüências PO em matrizes PO, com obtenção de matrizes adicionais por deslocamentos cíclicos de linha [78].

As pesquisas mostram que a complexidade das implementações pode ser evitada utilizando um tempo de guarda e um dispositivo que limita abruptamente o sinal óptico (OHL) no receptor, a fim de conter os interferentes. O OHL precisa ser implementado quando o número de usuários exceder a, aproximadamente, metade da quantidade de códigos 2-D disponíveis; com menos usuários o tempo de guarda pode ser uma providência suficiente, pois aumenta a cardinalidade e evita a interferência intersimbólica (ISI) [79].

Códigos W/T 2-D têm melhor eficiência espectral que os esquemas híbridos WDMA + CDMA 1-D, quando confrontados em cardinalidade. A eficiência espectral é maior que 0,1b/s/Hz, com potencial para chegar a 0,5b/s/Hz, conforme simulado e demonstrado na prática por Mendez et al. [80], com um equipamento montado para trabalhar como um demonstrador de tecnologia OCDMA.

Uma outra implementação na linha de conversão de seqüências 1-D/2-D foi realizada por Shivaleela et al. [81]. Nesta abordagem a proposta é substituir a dimensão espaço por comprimento de onda, formando o código 2-D W/T SPR e também a adoção

de múltiplos pulsos por linha (MPR) para gerar outra formulação 2-D, o W/T MPR. Códigos 2-D W/T MPR de R_W linhas por L_T colunas, com ponderação por linha dada por w_p ($w=R_W w_p$), podem ser construídos com base em uma família de R_W OOCs com ponderação w_p (caracterizando N_u códigos), expresso por $N_u (R_W \times L_T, w, \lambda_a=1, \lambda_c=1)$.

A Tabela 2.2 compara os esquemas 2-D estudados até o momento com os esquemas W/T SPR e W/T MPR propostos, sendo P_s o número primo associado ao algoritmo de alocação temporal e P_h a alocação espectral, definidos na Seção 2.1.4. O código OOSPC é comentado na Seção 2.1.3. Para o W/T SPR, R_W é o número de comprimentos de onda no código, que define a ponderação w , e o comprimento temporal é dado pelo bloco de comprimento P . Com a possibilidade de uso de múltiplos pulsos por linha com W/T MPR, é possível construir códigos obedecendo aos compromissos entre a ponderação w , o número de comprimento de onda N_λ e comprimento temporal L_T [81].

A eficiência espectral (SE), definida como fluxo efetivo de dados pela largura de faixa necessária para transmissão, é calculada para cada algoritmo de codificação específico. Para os códigos W/T é definida como $SE=(N_u \times 1/T_b)/(R_W \times 1/T_c)$, sendo N_u o número de códigos e R_W o número de linhas, ou de comprimentos de onda. Além do aumento na cardinalidade, houve uma melhora significativa na SE para a formulação W/T MPR.

TABELA 2.2 – COMPARAÇÃO ENTRE DIFERENTES ESQUEMAS DE DECODIFICAÇÃO 2-D [81].

Código 2-D	Ponderação tempo (w)	Comprimento (Lin. x Col.)	C.onda (λ)	Cardinalidade	Eficiência espectral	λ_c
<i>primo/ primo</i>	$P_s = 7$	$1 \times P_s^2 = 49$	$P_h = 7$	$N_u = (P_s - 1)(P_h - 1) = 36$	$\frac{(P_s - 1)(P_h - 1)}{P_h \times P_s^2} = 0,104$	1
<i>EQC/ primo</i>	$P_s = 5$	$1 \times (2P_s - 1) = 1 \times 45$	$P_h = 7$	$N_u = (P_s - 1)(P_h - 1) = 24$	$\frac{(P_s - 1)(P_h - 1)}{P_h \times P_s (2P_s - 1)} = 0,076$	2
<i>W/T SPR</i>	$R = 7$	$R_W \times P = 7 \times 47$	$\lambda = 7$	$N_u = P = 47$	$\frac{1}{R_W} = 0,1428$	1
<i>OOSPC</i>	$w = 4$	$R_W \times L_T = 2 \times 49$	$\lambda = 8$	$N_u \leq \left[\frac{L_T \times R_W - 1}{w(w-1)} \right] \frac{\lambda}{R_W} = 32$	$\frac{N_u}{R_W \times L_T} = 0,326$	1
<i>W/T MPR</i>	$w = 4$	$R_W \times L_T = 2 \times 48$	$\lambda = 8$	$N_u \leq \left[\frac{L_T}{w_p^2} \right] \frac{\lambda}{R_W} = 48$ ($w_p = w / R_W$)	$\frac{N_u}{R_W \times L_T} = 0,5$	1

2.1.6 Codificação Tridimensional (3-D)

Esquemas híbridos 3-D resultantes da fusão do esquema temporal e espacial (T/S) com o esquema em comprimento de onda e tempo (W/T), como também combinações de sistemas de multiplexação de comprimento de onda e de códigos WDM/CDM, foram também propostos por Mendez et al. [82]. Uma estrutura de implementação 3-D manipulando espaço, comprimento de onda e tempo ($S \times W \times T$) é apresentada na Figura 2.11(a). Uma nova proposta ($W \times W \times T$) sugerindo a utilização de estruturas compostas de redes com arranjos de guia de onda (AWG), cujas características de transmissão são estudadas em [83], eliminou a necessidade de laços de atraso temporal e múltiplos acopladores, conforme esquema na Figura 2.11(b), implementada por Kim et al. [84].

Figura 2.11 – Estrutura de redes 3-D OCDMA: a) Implementação $S \times W \times T$ para o caso de múltiplos pulsos por plano (para o caso de um único pulso por plano apenas uma FBG seria utilizada em cada braço); b) Implementação $W \times W \times T$, ou W^2/T . Os diversos λ_B de cada FBG são multiplexados pelo AWG [84].

A implementação utilizando AWG propõe substituir a alocação em canais no espaço por canais em comprimento de onda, simplificando a implementação prática. Cada conjunto de FBG está centrado em um determinado comprimento de onda central, λ_B , em torno do qual é feita a distribuição de uma seqüência de pulsos filtrados pelas FBGs, obedecendo a um determinado algoritmo, conforme discutido na Seção 2.1.5, para códigos 2-D. Se cada conjunto de redes for construído para um λ_B específico e depois multiplexado por uma estrutura do tipo AWG, então é possível manipular esta dimensão para a construção de códigos 3-D. Quando um certo número de comprimentos de onda são demultiplexados em um AWG, um grupo de comprimentos de onda que estão separados pela faixa espectral livre (FSR) do AWG, são acopladas na mesma porta de saída. A decodificação ocorre por demultiplexação no AWG e correlação com o conjunto de FBGs, correspondendo à operação inversa da codificação. Se o código tiver apenas um pulso por linha (SPR), então haverá apenas uma FBG naquele ramo. No caso de múltiplos pulsos por linha (MPR), haverá múltiplas redes [84].

As propriedades de correlação para esta formulação também precisam ser especificadas. Seja um código $(l \times m \times n, c_w, \lambda_a, \lambda_c)$ 3-D, pertencente a um conjunto C , representando um conjunto de matrizes binárias $(0, 1)_{l \times m \times n}$, cada uma com uma ponderação c_w , onde l está associado aos canais 3-D (espaço, S , ou comprimento de onda, W), m com os pulsos em diversos comprimentos de onda, 2-D, e n com a distribuição temporal, 1-D. As funções de correlação discreta para quaisquer códigos $\mathbf{x}$ e $\mathbf{y}$, pertencentes a C , são dadas por [84]:

i) Para a autocorrelação de $\mathbf{x}$:

$$Z_{x,x} = \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{j=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{n-1} x_{i,j,k} x_{i,j,k \oplus \tau} = \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{j=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{n-1} x_{i,j,k} x_{i,j,(k+\tau) \bmod(n)} = \begin{cases} c_w, & \text{para } \tau = 0 \\ \leq \lambda_a, & \text{para } 1 \leq \tau \leq n-1 \end{cases} \quad (2.14)$$

ii) Para a correlação cruzada de $\mathbf{x}$ e $\mathbf{y}$:

$$Z_{x,y} = \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{j=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{n-1} x_{i,j,k} y_{i,j,k \oplus \tau} = \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{j=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{n-1} x_{i,j,k} y_{i,j,(k+\tau) \bmod(n)} \leq \lambda_c, \quad \text{para } 0 \leq \tau \leq n-1 \quad (2.15)$$

onde $Z_{x,x}$ e $Z_{x,y}$ correspondem a autocorrelação e correlação cruzada respectivamente, λ_a é o pico de autocorrelação fora de fase, correspondente aos lóbulos laterais ($\tau \neq 0$), e λ_c o pico de correlação cruzada. O deslocamento temporal é o único que precisa ser considerado.

Uma terceira implementação 3-D sugere o emprego de FBGs escritas em fibras altamente birrefringentes (HiBi). Nogueira et al. [85] realizaram a montagem experimental de um esquema utilizando código MWOOC em diferentes polarizações, conforme representação simplificada para o codificador na Figura 2.12.

Figura 2.12 – Implementação de codificação 3-D utilizando HiBi FBG e polarizador [85].

Esse tipo de fibra apresenta intensas variações de índices de refração para os dois modos transversais propagados. Assim, cada HiBi FBG tem um espectro de reflexão com dois picos em diferentes comprimentos de onda e polarizações ortogonais. As duas polarizações ortogonais são atribuídas a dois usuários, síncronos ou assíncronos, sendo um par $\lambda_i\lambda_j$ de comprimentos de onda correspondente àquele que é refletido simultaneamente por cada HiBi FBG. Isso leva a uma redução do número de codificadores por um fator de 2, podendo ser compartilhado por usuários adjacentes. Cada código 2-D MWOOC pode ser utilizado por dois usuários. Também a conversação cruzada (*crosstalk*) é reduzida, comparada à implementação tradicional, uma vez que os usuários estão operando em canais adjacentes utilizando polarizações ortogonais. Essa característica permite uma redução no espaçamento entre comprimentos de onda, favorecendo mais pulsos na mesma janela óptica. O decodificador pode ser construído com FBG normal. Para um desempenho ótimo em *crosstalk* e também para reduzir o número de decodificadores, estes podem ser construídos com HiBi FBG, precedido por um dispositivo que faça a rotação de polarização para adequação correta do sinal à rede [85]. A viabilidade para transmissão desse esquema depende da manutenção da informação de polarização no meio onde ocorrerá a propagação.

Essas foram as abordagens realizadas nas últimas duas décadas em CDMA óptico para a viabilização de códigos assíncronos, decorrente da facilidade de implementação e acesso. Redes com tráfego sazonal e esporádico, como as redes de acesso, são bem

atendidas com essa configuração. Entretanto, configurações síncronas também têm sido sugeridas contemporaneamente a esta e será feita uma abordagem sucinta a seguir.

2.1.7 Codificação CDMA Síncrono (S/CDMA)

Até o momento foram explorados esquemas para redes assíncronas. Estas redes são mais direcionadas a aplicações de tráfego que acontece em rajadas, nas quais o requisito de tempo real é relaxado. Já as redes síncronas são indicadas para o caso de ambientes que necessitam comunicação em tempo real, como voz, e/ou necessidade de alto, e relativamente constante, fluxo efetivo de dados, como vídeo, por exemplo.

CDMA assíncrono, utilizando códigos primos, foi implementado na prática em 1986 por Prucnal et al., conforme discutido na Seção 2.1.1 [15]. Nesse mesmo ano é realizado um trabalho comparativo dos esquemas síncronos de acesso múltiplo por divisão em tempo (TDMA) e código (CDMA) destinados a redes em fibra óptica, utilizando processamento de sinal óptico [86]. TDMA é um protocolo de acesso eficiente em redes com alta demanda de tráfego. Contudo, este esquema é ineficiente em situações nas quais o canal é esparsamente utilizado. CDMA é eficiente tanto em baixo tráfego quanto em atraso zero no acesso.

Com CDMA síncrono todas as possíveis versões deslocadas em tempo de uma sequência de código podem ser utilizadas. Uma dada sequência pode ser deslocada $N-1$ vezes em tempo. O pico de correlação cruzada é facilmente distinguido entre duas versões deslocadas da sequência de código e é tão alto quanto o pico de autocorrelação no período de *bit*, mas sempre ocorre atrasado ou avançado em relação a este. Uma vez que o receptor é sincronizado em relação à posição do pico de autocorrelação esperado, este é facilmente distinguido dos picos de correlação cruzada adjacentes. O número de usuários possíveis é, portanto, N_u-1 vezes maior que o CDMA assíncrono [86]. Uma análise de desempenho dos sistemas CDMA e S/CDMA empregando as mesmas sequências primas utilizadas por Prucnal, porém modificadas para preencher o formato de transmissão síncrona, é realizada por Kwong et al. [87]. Utilizando CDMA obtém-se p usuários, já com S/CDMA consegue-se p^2 usuários possíveis. Este esquema possui melhor eficiência espectral, pois acomoda maior número de assinantes para a mesma largura de faixa. Além disso, S/CDMA pode ser utilizado de modo mais eficiente em

conjunção com TDMA, por exemplo, em redes de comunicação multimídia, nas quais múltiplos serviços com diferentes requisitos de tráfego podem ser integrados.

Outras propostas, baseadas em métodos de codificação abordados anteriormente, também foram consideradas. Em [88] é realizada a construção e análise de desempenho de outras formulações empregando o método de congruência quadrática (QC) e Welch-Costas, ambos citados na Seção 2.1.1. Seus arranjos cíclicos, suas propriedades e aplicações são explorados no contexto de formação destes códigos.

Como a quantidade de usuários é aumentada, o problema do controle de potência e gerenciamento de interferentes se torna ainda mais evidente. Uma proposta de controle adaptativo de potência óptica utilizando codificação S/CDMA baseada em seqüências primas modificadas, Seção 2.1.1, é analisada por Lin e Wu [89]. A energia no tempo de duração de um *bit* é utilizada para ajustar um limiar no limitador óptico adaptativo e as degradações de ruído no receptor são consideradas. Técnicas de estimação e cancelamento de interferentes são propostas em S/CDMA por Shalaby [90]. As propriedades especiais das seqüências primas modificadas são utilizadas no processo de estimação.

2.2 CDMA em Redes de Fibra Óptica

Ao longo deste capítulo foram revisados vários esquemas de codificação, algoritmos e implementações. Muitas propostas têm sido realizadas sob condições idealizadas, sem considerar vários tipos de degradações vinculadas a cada etapa de um sistema prático, ou em configurações com codificação e decodificação local, sendo o enlace designado como *costa-a-costa* (*back-to-back*).

Este trabalho tem por objetivo avaliar o impacto das degradações inerentes à fibra óptica e aos dispositivos presentes em sistemas de comunicações ópticas, nos sinais submetidos ao processo de codificação. Essa análise foi motivada pelo fato de figuras de mérito, como a taxa de erro de *bit*, no contexto da geração do código, serem intensamente afetadas após a propagação. Assim, o capítulo seguinte será dedicado à modelagem de um sistema de comunicação óptica e seus dispositivos, bem como às degradações associadas.

Capítulo 3

Modelagem do Sistema Óptico

A tecnologia de fibra óptica tem sido extensivamente empregada e desenvolvida em redes de comunicação, motivada inicialmente pela ampla largura de banda disponível. Para dar suporte à implementação dos processos de codificação abordados no capítulo anterior será imprescindível o conhecimento dos sinais propagados, assim como da correspondente modelagem dos dispositivos utilizados no sistema. Um modelo de representação funcional dos dispositivos será considerado para que cada componente possa ter sua contribuição devidamente caracterizada no conjunto. A avaliação de desempenho deve acontecer utilizando sinais codificados em uma determinada configuração de rede, tendo esse modelo como base. As degradações associadas à propagação dos sinais na rede são modeladas respeitando o formalismo e as distribuições estatísticas próprios.

3.1 Transmissor Óptico

O transmissor óptico tem a finalidade de modular a fonte óptica, diodo emissor de luz (LED) ou diodo laser semiconductor (SLD), com a informação a ser transmitida, e acoplar o sinal óptico modulado à fibra. Sua concepção está condicionada às características da fonte óptica utilizada. Portanto, há um projeto elétrico inerente ao dispositivo e outro óptico responsável pelo acoplamento. Uma vez que o diodo laser é amplamente empregado em comunicações ópticas, será feita uma abordagem mais completa deste, sob condições de modulação direta e externa, conforme diagrama na Figura 3.1, destacando a diferença básica entre os processos. O esquema ressalta as diferentes manipulações de sinais na transmissão de uma determinada sequência de dados.

Figura 3.1 – Ilustração do processo de modulação direta (superior) e externa (inferior).

3.1.1 Modulação Direta

A modelagem de um SLD é realizada por um conjunto de equações de taxa acopladas que governam a interação de fótons e elétrons dentro da região ativa do dispositivo. Pode ser obtida heurísticamente considerando os fenômenos físicos que norteiam a variação na densidade de fótons e elétrons, resultante da injeção de portadores pela corrente de modulação $I(t)$. Para um laser monomodo, as equações acopladas que descrevem as relações dinâmicas entre as densidades de portadores $N(t)$, a densidade de fótons $S(t)$ e a fase óptica do sinal $\Phi(t)$, são dadas, respectivamente, por [91]:

$$\frac{dN(t)}{dt} = \frac{I(t)}{qV_a} - \frac{N(t)}{\tau_n} - \frac{g_0}{[1 + \varepsilon S(t)]} (N(t) - N_0) S(t) \quad (3.1)$$

$$\frac{dS(t)}{dt} = \Gamma \frac{g_0}{[1 + \varepsilon S(t)]} (N(t) - N_0) S(t) - \frac{S(t)}{\tau_p} + \frac{\Gamma \beta N(t)}{\tau_n} \quad (3.2)$$

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{1}{2} \alpha_e \left[\Gamma g_0 (N(t) - N_0) - \frac{1}{\tau_p} \right] \quad (3.3)$$

onde Γ é o fator de confinamento óptico do modo ressonante, N_0 é a densidade de portadores na condição de transparência para o qual o ganho é zero, q é a carga do elétron ($q=1,6 \times 10^{-19} \text{C}$), V_a é o volume da região ativa, τ_n e τ_p são os tempos de vida dos elétrons e fótons, respectivamente, β é a fração de emissão espontânea acoplada dentro do modo ressonante, α_e é o parâmetro de acoplamento amplitude-fase ou fator de otimização da largura de linha, ε é o fator de compressão do ganho, parâmetro que caracteriza o ganho não-linear, e g_0 é a inclinação de ganho constante, sendo $g_0 = a_0 v_g$,

sendo a_0 o coeficiente de ganho da camada ativa e v_g a velocidade de grupo do modo. A corrente de modulação $I(t)$ é composta da corrente de polarização I_b , que é um pouco superior à corrente de limiar do laser I_{th} , e da corrente de modulação I_m . A solução numérica das equações diferenciais acopladas de primeira ordem foi realizada empregando o método Runge-Kutta de 7ª e 8ª ordem com tolerância de erro $\varepsilon=10^{-6}$.

A corrente de modulação direta modulando um laser causa um deslocamento dinâmico do comprimento de onda de emissão [92]. Esse fenômeno é conhecido como flutuações em frequência $\Delta\nu$ (gorjeio ou *chirping*), resultante de variações induzidas pelo ganho no índice de refração [93]. Esse formalismo pode ser aplicado tanto a lasers *Fabry Perot* (FP) quanto em lasers que utilizam realimentação distribuída empregando redes de Bragg (DFB).

A variação temporal da potência óptica (proporcional à densidade de fótons gerados), a flutuação de fase do laser (*laser chirp*) e o sinal modulado (amplitude e a fase do sinal óptico na saída de um laser sob modulação direta) são expressos, respectivamente, por:

$$P(t) = \frac{1}{2} \frac{V_a \eta_0 h \nu}{\Gamma \tau_p} S(t) \quad (3.4)$$

$$\Delta\nu(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \quad (3.5)$$

$$m(t) = \sqrt{P(t)} \exp[j\phi(t)] \quad (3.6)$$

onde η_0 é a eficiência quântica diferencial total, $h\nu$ é a energia do fóton na frequência de emissão ν , sendo h a constante de Planck ($h=6,626 \times 10^{-34}$ J.s).

A corrente de modulação direta $I(t)$ representa a seqüência de pulsos elétricos, resultante da soma dos pulsos de entrada, $I_p(t)$. Cada pulso está submetido a uma corrente de polarização I_b , superior à corrente de limiar do laser I_{th} (adotado $I_b=1,1I_{th}$) e atinge um máximo com a corrente de modulação I_m . Sendo um *bit* definido em um período T , então $I(t)$ é dada por [91]:

$$I(t) = I_b + \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k I_p(t), \text{ com } I_p(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ I_m [1 - \exp(-t^2 / \tau_r^2)], & 0 \leq t \leq T \\ I_m [1 - \exp(-T^2 / \tau_r^2)] \exp(-t^2 / \tau_r^2), & t > T \end{cases} \quad (3.7)$$

onde, a_k é o *bit* de informação, 1 ou 0 para cada valor de k , τ_r o tempo de subida exponencial do pulso, que também governa a descida. Se a descida acontece após um tempo $t=T$, o pulso é caracterizado como NRZ, caso aconteça numa fração de T , é denominado RZ, pois retorna a zero antes do fim do período, geralmente em $t=T/2$.

A saída do laser semiconductor exhibe flutuações em sua intensidade, fase e frequência, mesmo quando submetido a uma corrente com flutuações desprezíveis. Isto ocorre em razão de dois mecanismos fundamentais na geração de ruído: a emissão espontânea e a recombinação do par elétron-lacuna, que caracteriza o ruído balístico. Geralmente, o ruído de emissão espontânea é dominante em lasers semicondutores. A flutuação de intensidade é mensurada como relação sinal ruído (SNR), ao passo que a flutuação de fase como um limitante da largura de linha do laser. Por meio da adição de termos extras nas equações de taxa (3.1)-(3.3), conhecidos como forças de Langevin, pode-se modelar a ocorrência desses ruídos como um processo estocástico gaussiano com média zero, dado por [98]:

$$\frac{dN(t)}{dt} = \frac{I(t)}{qV_a} - \frac{N(t)}{\tau_n} - \frac{g_0}{(1 + \varepsilon S(t))} (N(t) - N_0) S(t) + N(0,1) \sqrt{2 \frac{\beta V_a N_{sd} (V_a N_{sd} + 1)^3}{\tau_n}} \quad (3.8)$$

$$\frac{dS(t)}{dt} = \Gamma \frac{g_0}{(1 + \varepsilon S(t))} (N(t) - N_0) S(t) - \frac{S(t)}{\tau_p} + \frac{\Gamma \beta N(t)}{\tau_n} + N(0,1) \sqrt{2 \frac{V_a N_{sd} (\beta V_a S_{sd} + 1)}{\tau_n}} \quad (3.9)$$

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{1}{2} \alpha_e \left[\Gamma g_0 (N(t) - N_0) - \frac{1}{\tau_p} \right] + N(0,1) \sqrt{\frac{2 \Gamma v_g \sigma_g [N(t) - N_0]}{S(t)}} \quad (3.10)$$

onde N_{sd} e S_{sd} representam valores médio de estado estacionário das populações de portadores e fótons, respectivamente, $N(0,1)$ é um desvio com distribuição normal de média $\mu=0$ e variância $\sigma^2=1$ e σ_g é o ganho de seção transversal. A densidade espectral de potência dessa variação de intensidade pode ser medida como ruído de intensidade relativa (RIN), sendo definida, aplicando o teorema de Wiener-Khintchine, como [98]:

$$RIN(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} C_{pp}(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau, \quad \text{com} \quad C_{pp} = \frac{\langle \delta P(t) \delta P(t+\tau) \rangle}{\bar{P}^2} \quad (3.11)$$

onde C_{pp} é a função de autocorrelação de intensidade, $\delta P(t)$ é a flutuação do número de fótons em um tempo t , $\delta P(t) = P(t) - \bar{P}$, onde $\bar{P}$ é o número médio de fótons. O ruído

RIN de uma fonte laser pode ser expresso em dB/Hz como a razão entre a densidade de fótons em função da frequência $s(f)$ e o valor médio de estado estacionário da população de fótons S_{sd} , expresso por $RIN=10\log[s(f)^2/S_{sd}^2]$. Diante da limitação de resposta em modulação direta em altas taxas, a modulação externa pode ser uma alternativa.

3.1.2 Modulação Externa

Moduladores externos têm a capacidade de fornecer melhor qualidade de sinal tanto em amplitude quanto em fase. Com orientação apropriada, um cristal eletro-óptico fornece modulação de fase com uma tensão aplicada em uma dada direção. O niobato de lítio, LiNbO_3 , é o cristal mais comumente utilizado para esta aplicação [100]. A tensão que realiza essa inversão de fase é denominada V_π . Esse processo viabiliza a modulação em amplitude do sinal óptico na saída.

Um sinal chaveado em amplitude ou intensidade pode ser gerado utilizando um interferômetro Mach-Zehnder (MZI). A Figura 3.2 ilustra o funcionamento o modulador, no qual, por simplicidade, está representada a defasagem em apenas um braço. O sinal óptico é fornecido por um laser semiconductor em funcionamento contínuo (SLD-CW) que é acoplado ao MZI.

Figura 3.2 – Esquema de funcionamento do modulador externo de amplitude óptica utilizando MZI.

O sinal óptico de entrada E_i é dividido em dois campos iguais pela junção Y, cada um com $E_i/\sqrt{2}$. Ignorando os atrasos nos braços, os deslocamentos de fase constante e as perdas no guia, o sinal combinado na outra junção Y de saída é dado por:

$$E_o = \frac{E_i}{2} \left[1 + \exp\left(j\pi \frac{V(t)}{V_\pi}\right) \right] = E_i \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi}\right) \exp\left(j\frac{\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi}\right) \Rightarrow \frac{|E_o|^2}{|E_i|^2} = \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi}\right) \quad (3.12)$$

onde V_π é o parâmetro do modulador de fase na parte inferior do MZI e corresponde a um ponto de inflexão na curva de transferência de intensidade de campo na saída. O modulador é caracterizado por uma de flutuação de tensão nos braços do MZI (*chirp*) cuja potência é dividida por um fator γ_s , em cada braço. Isso se reflete em parâmetros como taxa de extinção r_{ex} e coeficiente de flutuação α_f , respectivamente, expressos por [101]:

$$\alpha_f = \frac{V_1(t) + V_2(t)}{V_1(t) - V_2(t)},$$

$$r_{ex} = \left[\frac{1 + \gamma_s}{1 - \gamma_s} \right]^2.$$

Apesar da maioria dos moduladores MZI apresentar $r_{ex} > 20$ dB, para a montagem do diagrama de olho é mais comum utilizar taxa de extinção de 10 dB a 12 dB, como consequência das oscilações na forma de onda do sinal de entrada [101]. Quando o modulador MZI é polarizado no meio do ponto de inflexão da curva de transferência expressa por (3.12) e o sinal modulador tem uma tensão pico a pico de V_π , a representação do campo elétrico na saída pode ser dada por:

$$E_o = \frac{E_i}{2} \left\{ \exp \left[\frac{j(1 + \alpha_f)\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi} \right] + j \exp \left[-\frac{j(1 - \alpha_f)\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi} \right] \right\}$$

onde $V(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{b_k V_\pi}{2} p(t - kT)$, sendo α_f o coeficiente de gorjeio (*chirp*) e $V(t)$ o sinal elétrico binário que modula o sinal óptico, com $b_k = \pm 1$ representando os dados e $p(t)$ sua forma de onda. O processo de modulação da envoltória é simulado submetendo um pulso retangular a um filtro passa baixa. Normalmente é utilizado um filtro de Bessel de 5ª ordem nas simulações da resposta do MZI. A função de transferência do filtro é dada por [102]:

$$H_e(f) = \frac{945}{jF^5 + 15F^4 - 105jF^3 - 420F^2 + 945jF + 945}$$

onde $F=2,4274f/B_e$, sendo B_e a frequência de corte a meia potência (3 dB), estabelecida em $0,75B_o$, e B_o a largura de faixa óptica associada à taxa dos pulsos ópticos transmitidos. A corrente na saída do filtro $I_f(t)$, submetida à função de transferência do MZI, $h(t)$, fornece a potência óptica modulada na saída:

$$P_{out}(t) = P_{in}(t)h(t) = P_{in}(t) \cos^2[\Delta\phi(t)] \quad (3.13)$$

onde $\Delta\phi(t) = [\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t)]/2$, sendo $\Delta\phi_1$ e $\Delta\phi_2$ as mudanças de fase em cada braço do MZI, resultante da aplicação do sinal modulante $I_m(t)$, dada em (3.7). A taxa de extinção do pulso $r_{ex} = h_{max}/h_{min}$, pode ser expresso em dB por $r_{ex(dB)} = 10\log(r_{ex})$. Supõe-se um ponto de operação em quadratura, polarizado com $\Delta\Phi_b = \pi/4$.

3.2 Canal Óptico

O papel do canal físico em comunicações é transportar o sinal do transmissor ao receptor sem atenuá-lo ou distorcê-lo significativamente. Para um canal ideal, a capacidade máxima para transmitir um sinal com largura de faixa B , utilizando M níveis para codificá-lo, segundo o teorema de Nyquist seria $v = 2B\log_2 M$, sendo $v = 2B$ no caso binário. Para um canal mais realista a capacidade de um sistema de comunicação para transmissão livre de erro, na presença de ruído gaussiano, é dada pelo teorema de Shannon:

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (3.14)$$

onde B é a largura de faixa do canal e SNR é a relação sinal ruído, um limitante do desempenho. Esta equação é válida para um canal linear com ruído aditivo, porém a transmissão em fibra óptica está sujeita a vários efeitos dispersivos. Uma importante implicação de (3.14) é que a capacidade de canal não pode aumentar indefinidamente simplesmente aumentando a largura de faixa B . Há um compromisso com as degradações impostas pelo meio. As degradações em um canal óptico variam de acordo com o comprimento de onda do sinal transportado. A faixa espectral, na qual essas penalidades possuem limites de tolerância, encontra-se classificada em bandas. Estas

bandas recebem nomenclatura específica de acordo com a faixa de comprimento de onda, conforme Tabela 3.1.

TABELA 3.1 – ESPECIFICAÇÃO DE FAIXA NO CANAL DEDICADO À TRANSMISSÃO EM FIBRA ÓPTICA.

<i>Nomenclatura de banda</i>	<i>Faixa de comprimento de onda</i>
Banda O (<i>original</i>)	1260 nm – 1360 nm
Banda E (<i>extended</i>)	1360 nm – 1460 nm
Banda S (<i>short</i>)	1460 nm – 1530 nm
Banda C (<i>conventional</i>)	1530 nm – 1565 nm
Banda L (<i>long</i>)	1565 nm – 1625 nm
Banda U (<i>ultra-long</i>)	1625 nm – 1675 nm

As penalidades têm origem na variação de alguns parâmetros da fibra em função do comprimento de onda e também na potência do sinal óptico que se deseja transmitir. O quadro na Figura 3.3 relaciona os efeitos conhecidos mais importantes impostos à propagação em fibra óptica.

Figura 3.3 – Degradações impostas à propagação de sinal em um canal óptico.

As penalidades vão desde a atenuação até os efeitos dispersivos lineares e não-lineares, assim como alguns ruídos que degradam o sinal, da transmissão à recepção [104]-[108]. Estas degradações são medidas por meio da relação sinal ruído no meio óptico (OSNR), que reflete as limitações que estão associadas à propagação de sinal neste meio. A seguir será caracterizado o meio de transmissão em fibra óptica, dando seguimento ao detalhamento de cada um dos fenômenos associados ao canal óptico.

3.2.1 Atenuação

A atenuação na fibra é definida como a perda de potência óptica durante a transmissão. Estas perdas têm origem em absorções intrínseca e extrínseca, espalhamentos Rayleigh e Mie, e curvaturas da fibra [104]. Para uma potência P_{in} , lançada na entrada de uma fibra de comprimento L , a potência na saída do trecho é dada pela relação: $P_{out}=P_{in}\exp(-\alpha L)$, sendo α o coeficiente de atenuação da fibra (Neper/km), geralmente expresso em dB/km, por:

$$\alpha_{\text{dB/km}} = \frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) = [10 \log_{10}(e)] \alpha = \frac{10}{\ln(10)} \alpha = 4,343 \alpha . \quad (3.15)$$

As fibras atualmente instaladas apresentam atenuação $\alpha=0,2\text{dB/km}$ em $\lambda=1550\text{nm}$, mas avanços recentes em processos de fabricação já conseguem fibras com $\alpha=0,1\text{dB/km}$ [105].

3.2.2 Efeitos dispersivos lineares

A banda passante de uma fibra é função de sua dispersão. Existem três mecanismos básicos de dispersão em fibras ópticas com implicações distintas conforme o tipo de fibra. Um é a dispersão modal, ou intermodal, e caracteriza-se por afetar a transmissão em fibras multimodo (MMF). Os outros dois são a dispersão material e a dispersão de guia de onda, correspondente à chamada dispersão cromática ou intramodal. Seus efeitos são mais significativos em fibras monomodo (SMF).

A dispersão desempenha um papel crítico em propagação de pulsos curtos uma vez que diferentes componentes espectrais associadas ao pulso propagam-se em diferentes velocidades $v = c / \bar{n}(\omega)$, sendo $\bar{n}(\omega) = c_{\text{vacuo}} / c_{\text{meio}}$ o índice efetivo do modo guiado. Matematicamente, os efeitos da dispersão linear na fibra são considerados por meio da expansão em série de Taylor da constante de propagação do modo guiado $\beta(\omega) = \bar{n}k_0$, sendo k_0 a constante de propagação no ar, avaliada na frequência da portadora ω_0 [108]:

$$\beta(\omega) = \bar{n}k_0 = \bar{n}(\omega) \frac{\omega}{c} = \sum_m \frac{1}{m!} \beta_m (\omega - \omega_0)^m = \beta_0 + \beta_1 (\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2 (\omega - \omega_0)^2 + \dots, \text{ onde } \beta_m = \left[\frac{d^m \beta}{d\omega^m} \right]_{\omega=\omega_0} \quad (3.16)$$

Cada parâmetro está associado a um determinado efeito: β_0 considera o deslocamento de fase independente da frequência durante a propagação, β_1 está relacionado com o inverso da velocidade de grupo, $v_g=1/\beta_1$, e β_2 descreve a dispersão de velocidade de grupo (GVD), responsável pelo alargamento do pulso. Os demais são considerados em situações especiais. Sendo o índice efetivo de grupo $\bar{n}_g = \bar{n} + \omega(d\bar{n}/d\omega)$, pode-se expressar β_1 e β_2 como:

$$\beta_1 = \frac{d\beta}{d\omega} = \frac{1}{c} \left(\bar{n} + \omega \frac{d\bar{n}}{d\omega} \right) = \frac{\bar{n}_g}{c} = \frac{1}{v_g}, \quad (3.17)$$

$$\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d\omega^2} = \frac{d\beta_1}{d\omega} = \frac{1}{c} \left(\frac{d\bar{n}}{d\omega} + \omega \frac{d^2\bar{n}}{d\omega^2} \right) \approx \frac{\omega}{c} \frac{d^2\bar{n}}{d\omega^2} \approx \frac{\lambda^3}{2\pi c^2} \frac{d^2\bar{n}}{d\lambda^2}. \quad (3.18)$$

O valor *rms* do alargamento temporal, em virtude da dispersão cromática dos pulsos transmitidos em fibras monomodo de comprimento L , pode ser calculado e é dado por [108]:

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = L \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) \Delta\lambda = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 L \Delta\lambda = DL\Delta\lambda, \quad (3.19)$$

$$\text{onde } D = \frac{d\beta_1}{d\lambda} = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d\beta_1}{d\omega} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2. \quad (3.20)$$

O parâmetro D , expresso em ps/nm/km, caracteriza a dispersão cromática em uma fibra. O efeito do alargamento ΔT sobre a taxa transmitida R , supondo a largura de faixa utilizada na transmissão $B_o=R$, deve ser menor que o intervalo de tempo $T=1/R$. Sendo $B=1/T$, é preciso obedecer ao critério de contenção do alargamento dentro do período de *bit* T_b : $\Delta T/T_b < 1$, o que resulta $B\Delta T=BL|D|\Delta\lambda < 1$. A variação de D com o comprimento de onda define um outro parâmetro conhecido como inclinação da dispersão: $S=dD/d\lambda$. Dessa forma, o critério de contenção também pode ser expresso em função de S ($D=S\Delta\lambda$), resultando em $BL|S|(\Delta\lambda)^2 < 1$. Como a dispersão causa interferência simbólica (ISI), são necessárias fibras de compensação de dispersão (DCF) ou fibras com redes de Bragg (FBG). O coeficiente de dispersão é contrário àquele que se deseja compensar e pode ser obtido, por exemplo, mediante dopagem da sílica com Germânio (GeO_2) [116], resultando nas fibras de dispersão deslocada (DSF).

Uma outra fonte de alargamento temporal do pulso está relacionada à dispersão do modo de polarização (PMD), decorrente da quebra da degenerescência do modo guiado. Sob condições ideais de geometria cilíndrica perfeita e material isotrópico, um modo estimulado com sua polarização na direção x não acoplaria para o modo com polarização ortogonal y . Pequenas flutuações na geometria cilíndrica e anisotropia material resultam na mistura dos dois estados de polarização, quebrando a degenerescência do modo. A constante de propagação β torna-se suavemente diferente para os modos polarizados nas direções x e y . A variação ortogonal dos índices em função do comprimento de onda para a sílica é dada por [116]:

$$n_x = n(\lambda) - 594 \times 10^{-6} n^3(\lambda) \quad \text{e} \quad n_y = n(\lambda) - 429 \times 10^{-6} n^3(\lambda).$$

Essa propriedade é conhecida como birrefringência modal B_r . Observa-se a ocorrência de um intercâmbio de potência entre os dois modos em um comprimento L_B . Como consequência, as componentes ortogonais do campo irão propagar-se com diferentes velocidades de grupo. A birrefringência modal B_r e o respectivo comprimento de batimento L_B são dados por:

$$B_r = \frac{|\beta_x - \beta_y|}{k_0} = |\bar{n}_x - \bar{n}_y| \quad \Rightarrow \quad L_B = \frac{2\pi}{|\beta_x - \beta_y|} = \frac{\lambda}{B_r} \quad (3.21)$$

onde $\bar{n}_x$ e $\bar{n}_y$ são os índices efetivos dos modos guiados, nos dois estados de polarização ortogonal. Um valor típico de B_r para sílica é 5×10^{-4} . Em fibras SMF convencionais B_r não é constante, mudando aleatoriamente por causa de flutuações na forma do núcleo e anisotropia induzida por estresse [117].

A variação aleatória do estado de polarização (SOP) ao longo da fibra resulta em um atraso diferencial de grupo (DGD), que é a diferença de tempo entre dois estados principais de polarização (PSP). Na simulação da PMD foi utilizado um modelo discreto que divide a fibra em N segmentos birrefringentes distintos, com acoplamento aleatório entre os dois modos ortogonais, conforme Figura 3.4. A relação entre os campos de entrada e saída em função da frequência é dada por $E(\omega)_{out} = T(\omega)E(\omega)_{in}$, sendo $T(\omega)$ a matriz de Jones descrevendo a concatenação dos N segmentos como produtos matriciais [117],[118]:

$$T(\omega) = \prod_{n=1}^N B_n(\omega) R(\theta_n) = \prod_{n=1}^N \begin{bmatrix} e^{-j(\omega\Delta\tau_n + \phi_n)/2} & 0 \\ 0 & e^{j(\omega\Delta\tau_n + \phi_n)/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_n) & \sin(\theta_n) \\ -\sin(\theta_n) & \cos(\theta_n) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

onde ω é o desvio da frequência angular em relação à frequência da portadora do pulso, $\Delta\tau$ é o atraso diferencial de fase, ϕ é o ângulo de fase, resultante de pequenas flutuações de temperatura ao longo da fibra, e θ representa uma variação aleatória dos estados principais da polarização (PSP), uniformemente distribuídos em $[0, 2\pi]$ e orientados aleatoriamente.

Figura 3.4 – Representação da ocorrência da dispersão do modo de polarização em uma fibra birrefringente.

A variação do atraso diferencial de grupo $\Delta\tau$ segue a distribuição estatística de Maxwell [119], mas pode ser modelada como uma distribuição de Rayleigh com boa aproximação [120], cuja função densidade de probabilidade (*pdf*), é dada por:

$$pdf(\Delta\tau) = \frac{\Delta\tau}{\alpha_R^2} \exp\left(-\frac{\Delta\tau^2}{2\alpha_R^2}\right), \quad (3.23)$$

com $\alpha_R = \sqrt{8/3\pi^3} \Delta\tau_m$ e $\Delta\tau_m = D_{PMD} \sqrt{L}$.

onde $\Delta\tau_m$, ou DGD médio ($\Delta\tau_m = \langle \Delta\tau \rangle$), é o atraso diferencial total calculado como $\Delta\tau_{total} = (\Delta\tau_1^2 + \Delta\tau_2^2 + \dots + \Delta\tau_N^2)^{1/2}$; sendo o D_{PMD} definido como o coeficiente PMD da fibra, expresso em função do DGD médio pelo comprimento L em unidades de $\text{ps}/(\text{km})^{1/2}$ e α_R é a variância da *pdf* de Rayleigh. A aproximação considerada aqui para o D_{PMD} é de primeira ordem, portanto independente do comprimento de onda. A PMD de segunda

ordem depende do valor quadrático médio do DGD, $\langle \Delta\tau^2 \rangle$, e considera a dependência do comprimento de onda, entretanto é muito pequena [121]. Admite-se a ocorrência do acoplamento dos PSPs a uma distância caracterizada como comprimento de correlação L_c [122].

Fibras de boa qualidade têm $D_{PMD}=0,1$ a $0,2$ ps/(km)^{1/2}, ao passo que as mais antigas têm $D_{PMD}=1$ a 2 ps/(km)^{1/2}. Admite-se um determinado percentual de variação $\langle \Delta\tau \rangle/T$ de acordo com a probabilidade de ultrapassar uma certa penalidade em potência (*outage probability*). Valores máximos toleráveis estão entre 10% e 15%.

3.2.3 Efeitos dispersivos não-lineares

As não-linearidades do meio são estimuladas sob intensos campos eletromagnéticos, como por exemplo o efeito Kerr. Este efeito causa uma variação do índice de refração do material da fibra, a qual é ditada pelo coeficiente de não-linearidade n_2 . Para fibras de sílica, n_2 varia na faixa de $2,2 \times 10^{-20}$ a $3,4 \times 10^{-20}$ m²/W, dependendo da composição do núcleo e da preservação da polarização de entrada ao longo da fibra. Essa dependência do índice de refração da intensidade leva a um grande número de efeitos não-lineares, assim como aos espalhamentos estimulados.

Estes efeitos não-lineares são abordados adequadamente por Agrawal [108], e são resumidos a seguir:

a) Automodulação de fase (SPM)

Está associado ao deslocamento de fase não-linear auto-induzido experimentado por um pulso óptico durante sua propagação;

b) Modulação cruzada de fase (XPM)

Refere-se ao deslocamento de fase não-linear induzido por campos ópticos co-propagando em frequências ópticas diferentes (ω_1 e ω_2 , por exemplo);

c) Mistura de quatro ondas (FWM)

Surge quando ocorrem interações paramétricas que podem induzir a geração de produtos de intermodulação em frequências diferentes, respeitando a condição de casamento de fase entre elas. Por exemplo, dois fótons com frequências ω_1 e ω_2 passam por interações dando origem a dois outros fótons com frequências ω_3 e ω_4 , de tal modo que $\omega_1 + \omega_2 = \omega_3 + \omega_4$. O FWM não só atenua potência no canal principal, como também interfere com os demais por causa da transferência de potência. Uma

maneira de reduzir este efeito consiste em adotar espaçamento não uniforme para os canais [113];

d) Espalhamento estimulado Raman (SRS) e Brillouin (SBS)

São considerados espalhamentos inelásticos, pois a frequência da luz espalhada muda e parte da energia do sinal óptico é transferida para o meio, e vice-versa. Enquanto o índice de refração não-linear é responsável por um deslocamento de fase, o espalhamento é responsável por um ganho ou perda de energia, e ambos dependentes da intensidade do sinal óptico. As vibrações moleculares da rede cristalina do meio modulam o sinal óptico. Esses modos vibracionais quantizados são denominados fônons. Classificam-se como acústicos, quando vibram com energia na faixa acústica, ou ópticos, quando vibram com energia em frequências mais altas [124]. A ocorrência dos espalhamentos SBS e SRS estão sujeitos a determinados limiares de potência, e dependem do tipo de modulação dos pulsos [125]. Enquanto SBS acontece somente no sentido contrário à propagação em fibras ópticas, o SRS acontece em ambos, porém predomina no sentido da propagação [126];

e) Auto-abruptamento (SS)

É causado pela dispersão da susceptibilidade de terceira ordem $\chi^{(3)}$. As componentes de frequências mais baixas experimentam uma não linearidade mais atenuada do que as frequências mais altas. No domínio do tempo, o SS pode ser encarado como a dependência da velocidade de grupo em relação à intensidade. Como consequência, o pico do pulso se move a uma velocidade menor que as bordas. Combinado com o SPM, o SS resulta em uma maior saliência no alargamento apresentado pelas componentes de frequência mais altas quando comparadas com as de frequências mais baixas. Este processo combinado é reduzido pelo SS uma vez que a dispersão diminui quando o comprimento de onda central do pulso se desloca em direção às frequências mais baixas [127].

3.2.4 Modelagem da Propagação em Fibra Óptica

A equação de onda não-linear de Schrödinger (NLS) governa o fenômeno da propagação ao longo de uma fibra óptica e é derivada com base nas das equações de Maxwell. Quando agrega os efeitos lineares e não-lineares decorrentes da propagação, é

também denominada equação não-linear de Schrödinger generalizada (GNLS). Em sua forma mais simples com variação temporal contínua a equação NLS é dada por [108]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} A + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = j\gamma |A|^2 A \quad (3.24)$$

onde $\gamma = n_2 \omega_0 / (c A_{eff}) = 2\pi n_2 / (\lambda A_{eff})$ representa o coeficiente de não-linearidade da fibra. Valores típicos para uma fibra de sílica em $\lambda = 1550 \text{ nm}$ são: $n_2 = 2,2 - 3,2 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$, $A_{eff} = 50 - 80 \mu\text{m}^2$ e $\gamma = 2 - 30 (\text{W.km})^{-1}$ [108]. Supõe-se que a amplitude de sinal A seja normalizada, de tal modo que $|A|^2$ representa potência óptica.

Quando a propagação do sinal refere-se a uma seqüência de pulsos com período T , pode-se expressar a equação NLS em função da velocidade de grupo da envoltória do pulso v_g de tal forma que T esteja relacionado com o tempo real t pela expressão $T = t - \beta_1 z$, com $\beta_1 = v_g^{-1}$. Logo, (3.24) assume a forma [108]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} A + \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} = j\gamma |A|^2 A. \quad (3.25)$$

A equação NLS considera os diversos efeitos a que está submetido um pulso óptico durante a propagação. O lado esquerdo de (3.25) leva em consideração o efeito de atenuação (α), da dispersão de velocidade de grupo (GVD) (β_2) e da dispersão de terceira ordem (TOD) (β_3). O lado direito da NLS, por sua vez, apresenta o efeito não-linear de automodulação de fase (SPM) ($\gamma |A|^2$).

Ordens mais elevadas de dispersão linear, β_n , também podem ser consideradas, bastando para isso acrescentar termos adicionais da expansão em série de Taylor de $\beta(\omega)$ em (3.16), assim como a dispersão de polarização modal (PMD), Seção 3.2.2. Da mesma forma, outros efeitos dispersivos não-lineares podem ser acrescentados, como: modulação cruzada de fase (XPM), mistura de quatro ondas (FWM) e o espalhamento estimulado, Seção 3.2.3. A fim de considerar a interação entre as componentes ortogonais do modo propagado, A_x e A_y , necessária à simulação da PMD, a NLS assume a forma acoplada [123]:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial A_x}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} A_x - j \sum_{n \geq 2} \frac{j^n \beta_n}{n!} \frac{\partial^n A_x}{\partial T^n} &= j\gamma \left[\left(|A_x|^2 + \frac{2}{3} |A_y|^2 \right) A_x + \frac{1}{3} A_x^* A_y^2 \right] \\
\frac{\partial A_y}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} A_y - j \sum_{n \geq 2} \frac{j^n \beta_n}{n!} \frac{\partial^n A_y}{\partial T^n} &= j\gamma \left[\left(|A_y|^2 + \frac{2}{3} |A_x|^2 \right) A_y + \frac{1}{3} A_y^* A_x^2 \right]
\end{aligned} \tag{3.26}$$

onde A_x^* e A_y^* representam o complexo conjugado das componentes ortogonais da amplitude da envoltória complexa do sinal propagado. De forma mais abrangente, levando-se em consideração os atrasos da reposta não-linear, SRS, FWM e componentes de polarização cruzada, a equação NLS toma a forma [123]:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial A_x}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} A_x - j \sum_{n \geq 2} \frac{j^n \beta_n}{n!} \frac{\partial^n A_x}{\partial T^n} &= j\gamma(1-f_R) |A_x|^2 A_x \\
&\quad + j\gamma(1-f_R) \frac{2}{3} |A_y|^2 A_x \\
&\quad + \frac{1}{3} j\gamma(1-f_R) A_x^* A_y^2 \exp(j2\Delta\beta z) \\
&\quad + j\gamma f_R A_x(t) \int_0^\infty |A_x(t-s)|^2 h_r(s) ds \\
&\quad + \frac{1}{3} j\gamma f_R A_x(t) \int_0^\infty |A_y(t-s)|^2 h_r(s) ds \\
&\quad + \frac{1}{3} j\gamma f_R A_y(t) \int_0^\infty A_x(t-s) A_y^*(t-s) h_r(s) ds \\
&\quad + \frac{1}{3} j\gamma f_R A_y(t) \exp(j2\Delta\beta z) \int_0^\infty A_x^*(t-s) A_y(t-s) h_r(s) ds
\end{aligned} \tag{3.27}$$

No lado direito da equação NLS (3.27) e de cima pra baixo, podem ser vistos os seguintes efeitos: SPM instantâneo, XPM instantâneo, FWM instantâneo, atraso Raman da automodulação da polarização, atraso Raman da modulação cruzada da polarização de $|A_y|^2$ em A_x , atraso Raman da modulação cruzada da polarização entre A_x e A_y^* e, finalmente, atraso Raman em virtude do FWM. O outro par da equação NLS para a componente ortogonal do modo propagado, polarizada no eixo y , é obtida substituindo os índices x por y e y por x em (3.27). A fração de atraso Raman é representado por f_R , tendo um valor típico de 0,18 e $h_r(t)$ é a função de resposta Raman, expressa em termos da constante de oscilação τ_1 e da constante de decaimento τ_2 , com valores típicos $\tau_1=12,2\text{fs}$ e $\tau_2=32,0\text{fs}$, por [124]:

$$h_r(t) = \frac{\tau_1^2 + \tau_2^2}{\tau_1 \tau_2^2} \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{t}{\tau_1}\right).$$

A solução da integral $\int f(t-\tau)h(\tau)d\tau$ em (3.27) é realizada aplicando-se o teorema da convolução, e transformada rápida de Fourier (FFT). A transformada de $f(t)$ é obtida por $F(\omega)=\text{FFT}\{f(t)\}$, e $H_r(\omega)$ é dada por [124]:

$$H_r(\omega) = \frac{\tau_1^2 + \tau_2^2}{2\tau_1 \tau_2^2} \left[\frac{1}{(1/\tau_1 - \omega) + j/\tau_2} - \frac{1}{(-1/\tau_1 - \omega) + j/\tau_2} \right].$$

A largura de faixa de $H_r(\omega)$ normalmente é muito maior que a de $F(\omega)$. Assim, a faixa de frequência para a multiplicação é determinada apenas pela largura de faixa de $F(\omega)$. Portanto, é suficiente utilizar a parte do espectro de $H_r(\omega)$ que está contido dentro da largura de faixa do sinal propagado.

3.2.4.1 Solução da equação NLS utilizando SSFM simétrico

As equações NLS (3.25) a (3.27) são equações diferenciais parciais que não possuem uma solução analítica. Portanto, é preciso resolvê-las numericamente. Uma opção elegante é o *split step Fourier method* (SSFM), que utiliza operadores independentes atuando alternadamente em passos discretos. Este método é muito utilizado, sendo adequado à propagação de pulsos com períodos de até 50 fs. A aproximação de variação lenta é um fator limitante. Em casos de propagação em sentido contrário, ou no caso de haver necessidade de tratamento vetorial dos campos eletromagnéticos, o método de diferenças finitas é mais indicado [108].

A equação de propagação pode ser expressa por $\partial A/\partial z = (D+N) A$, sendo D o operador que inclui perdas e efeitos dispersivos lineares e N o operador relativo aos efeitos dispersivos não-lineares (efeito Kerr). Uma aproximação da solução da equação NLS pode ser obtida tratando esses efeitos dispersivos lineares e não-lineares independentes um do outro. Assim, quando operador D é considerado, N é anulado. Por outro lado, quando o operador N estiver sendo calculado, D é anulado.

Isso caracteriza o efeito da separação (*split*), característico do método adotado. Representando os operadores D e N para a equação NLS (3.25), resulta:

$$D = -\frac{\alpha}{2} - \frac{j}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} \text{ e } N = j\gamma|A|^2.$$

A metodologia da solução é ilustrada na Figura 3.5. Considerando uma fibra de comprimento L , dividida em pequenos passos h , obtém-se a totalização dos efeitos durante a propagação por superposição em iterações sucessivas.

Figura 3.5 – Ilustração do método SSFM simétrico para solução da equação de propagação NLS.

A solução aproximada torna-se:

$$A(z+h, T) \cong \exp(hD)\exp(hN)A(z, T). \quad (3.28)$$

A atuação do operador diferencial, que agrega a dispersão D , é realizada no domínio da frequência, enquanto o operador não-linear N , atua no domínio do tempo.

A precisão do SSFM em (3.28) pode ser melhorada adotando-se a forma simétrica do operador diferencial. A solução da equação de propagação para o SSFM simétrico (*sym*-SSFM) é dada por [108]:

$$A(z+h, T) \cong \exp\left(\frac{h}{2}D\right) \exp\left(\int_z^{z+h} N(z')dz'\right) \exp\left(\frac{h}{2}D\right) A(z, T). \quad (3.29)$$

Da observação de (3.29) e da Figura 3.5 nota-se que um pulso emerge de um segmento anterior, entra no próximo, propaga-se em um meio linear até a metade deste, então agrega os efeitos não-lineares no meio do segmento e completa a propagação na outra metade, novamente, como se fosse puramente linear. Com relação às formas de agregação das não-linearidades, elas podem ser realizadas empregando uma abordagem convencional ou simétrica. No método convencional, a agregação acontece tomando-se a intensidade do sinal no meio do passo com erro de segunda ordem, $O(h^2)$. Na forma simétrica, como é adotado aqui, é calculada a média da intensidade do sinal no início e no final do passo, resultando em um erro de terceira ordem, $O(h^3)$. O algoritmo adotado para a seqüência de operações do SSFM é o seguinte:

a) Uma solução inicial de campo é adotada, $u_0(0, t)$, que deve ser expressa no domínio da frequência para atuação do operador D . A derivação $\partial^n/\partial T^n$ no tempo, decorrente da variação $\beta(\omega)$, é realizada pelo teorema da diferenciação, que equivale à multiplicação por $(j\omega)^n$ em frequência. A transformada inversa de Fourier fornece o sinal propagado no meio do passo $u_{1/2-}(h/2, t)$:

$$u_{1/2-} = \mathfrak{F}^{-1}\left\{\mathfrak{F}\{u_0\} \exp\left(\frac{h}{2}D_\omega\right)\right\} \quad (3.30)$$

b) A integral referente às não-linearidades na fibra em (3.28) é avaliada mais precisamente utilizando-se a regra do trapézio:

$$\int N(z)dz = \frac{h}{2}[N(z+h) + N(z)]$$

Assim, os efeitos não-lineares são agregados calculando-se $u_{1/2+}(h/2, t)$ a partir de $u_{1/2-}(h/2, t)$:

$$u_{1/2+} = u_{1/2-} \exp\left[\frac{h}{2}(N(z) + N(z+h))\right] \quad (3.31)$$

Entretanto, esta implementação não é tão simples, uma vez que $N(z+h)$ é desconhecido no meio do passo, em $z+h/2$. É necessário, portanto, seguir um procedimento iterativo substituindo, o valor $N(z+h)$ por $N(z)$, calculando (3.31) e em seguida propagando novamente, para o segundo trecho do passo, utilizando:

$$u_1 = \mathfrak{I}^{-1} \left\{ \mathfrak{I}\{u_{1/2+}\} \exp\left(\frac{h}{2} D_\omega\right) \right\} \quad (3.32)$$

A cada iteração o erro ε é calculado comparando a intensidade desta solução, em $N(z+h)$, com a anterior, em $N(z)$. Se não atender a um valor pré-determinado, atualiza $N(z)$ com $N(z+h)$ e repete todo o procedimento. Normalmente converge na segunda iteração [108].

c) O valor do sinal propagado no final do passo, $u_1(h, t)$, é encontrado para esse valor de $N(z+h)$, após substituição em (3.31), com $D=0$ e, em seguida, em (3.32), com $N=0$.

d) O algoritmo é reiniciado com (3.30), atualizando $u_0(0, t)=u_1(h, t)$, a cada passo, até completar toda a extensão da fibra.

Cuidados especiais devem ser tomados no dimensionamento do passo longitudinal e na janela de tempo, para manutenção da precisão do resultado. A janela de simulação numérica deve ser suficientemente ampla para acomodar a energia do pulso, tipicamente 10 a 20 vezes a largura do pulso, para evitar que a condição de contorno periódica da FFT contamine a simulação. Se o tamanho do passo for muito grande, a condição de cálculo separável para os operadores D e N não funciona e o algoritmo fornecerá resultados falsos. Assim, a determinação cuidadosa do tamanho ótimo do passo é fundamental para minimizar o esforço computacional para uma dada precisão [128]. Tipicamente, o passo h é ajustado de forma adaptativa, que pode ser dado, por exemplo, de acordo com o limite inferior entre o deslocamento de fase não-linear $\Delta\Phi_{NL}$ e o limite superior para a ocorrência de FWM espúrios, $h_{m\acute{a}x}$ [129]: $h=\min\{\Delta\Phi_{NL}L_{NL}, h_{m\acute{a}x}\}$, sendo L_{NL} o comprimento no qual ocorre alterações de fase decorrente das não-linearidades. Valores típicos para $\Delta\Phi_{NL}$ estão na faixa de 0,05 a 0,2 rad.

As escalas de comprimento são úteis para descrever certos limites da evolução da propagação em fibra óptica. Alguns destes parâmetros são definidos a seguir:

1) O comprimento efetivo L_{eff} é definido como o comprimento de interação efetiva da fibra relativo a uma potência constante [115]. Avaliações periódicas do L_{eff} são úteis nos casos em que o reescalamento da evolução do pulso deve ser realizado para consideração dos efeitos de atenuação e amplificação. Pode ser expresso por:

$$L_{eff} = \int_0^z \exp(-\alpha z_1) dz_1 = [1 - \exp(-\alpha z)] / \alpha \quad (3.33)$$

2) O comprimento *walk-off* L_w define a distância necessária para que um pulso propagando com frequência ω_1 ultrapasse um outro pulso propagando em ω_2 e é dado por:

$$L_w = T_0 / |\beta_1(\omega_2) - \beta_1(\omega_1)| \approx T_0 / |D\Delta\lambda_{12}| \quad (3.34)$$

onde $\beta_1(\omega_1) = v_g^{-1}(\omega_1)$, $\beta_2(\omega_2) = v_g^{-1}(\omega_2)$ e T_0 é a meia largura do pulso, medido como a largura do centro ao ponto em que a intensidade cai a $1/e$ de seu valor máximo. Pode ser visto também como um comprimento de colisão L_c , quando duas frequências colidem. Portanto, tem importância na determinação dos efeitos XPM.

3) O comprimento de dispersão L_{Dn} , para cada coeficiente β_n , define a distância na qual um pulso gaussiano, sem *chirp* e com largura T_0 , alarga por um fator de $\sqrt{2}$:

$$L_{Dn} = T_0^n / |\beta_n|. \quad (3.35)$$

4) O comprimento não-linear L_{NL} define a distância na qual a mudança de fase induzida pelo efeito Kerr (variação da não-linearidade com a intensidade) atinge o valor de 1 rad:

$$L_{NL} = 1 / (\gamma |A|^2). \quad (3.36)$$

A relação representada pelo parâmetro $\check{N} = (L_D/L_{NL})^{1/2}$ descreve o comportamento que domina durante a evolução do pulso na fibra. Quando L_D se aproxima de L_{NL} pode-se obter o cancelamento entre os efeitos dispersivos lineares e não-lineares sob certas configurações de parâmetros. Essa compensação durante a propagação é explorado em sólitons (pulsos que mantêm sua forma ao longo da propagação).

3.3 Amplificador Óptico a Fibra Dopada com Érbio (EDFA)

A invenção do amplificador a fibra dopada com érbio (EDFA) em fins de 1980 [130] acelerou o desenvolvimento de sistemas de comunicações em fibra óptica e estão gradativamente substituindo os tradicionais repetidores eletrônicos, que envolvem atrasos próprios da conversão eletroóptica. Estes dispositivos amplificam o sinal sem a necessidade de componentes eletrônicos. Possuem elevada largura de banda, baixo custo, são compactos e apresentam pequeno consumo de energia. Caracterizam-se pelo alto ganho ($>25\text{dB}$), baixa figura de ruído ($\sim 5\text{dB}$) e alta potência de saturação do sinal de saída ($\sim 7\text{dBm}$) [106]. Podem funcionar como amplificador de potência para aumentar o nível do sinal de saída do transmissor; como amplificador de linha para amplificar o sinal já atenuado ao longo do enlace óptico; ou como pré-amplificador para aumentar a sensibilidade na recepção do sinal. Com relação à montagem, existem em três configurações básicas: co-propagante, contra-propagante ou bidirecional [131].

3.3.1 Característica de Ganho

O ganho do EDFA depende de sua capacidade de inversão da população de portadores. Esse fator está relacionado à quantidade de portadores do estado fundamental promovido ao estado intermediário. Na modelagem do amplificador supõe-se um sistema de dois níveis para os íons de érbio devido ao fato de a população do terceiro nível (faixa de bombeio) e outros níveis ser desprezível. Isso é válido dado que a taxa de bombeio é relativamente mais baixa que o rápido decaimento não-radiativo de íons em outros níveis para o estado metaestável [132]. A dependência do comprimento de onda do ganho local pode ser expressa por [133]:

$$g(\lambda) = [N_2\sigma_e(\lambda) - N_1\sigma_a(\lambda)]\Gamma_s(\lambda) \quad (3.37)$$

onde N_2 e N_1 estão associados às populações de portadores das camadas mais altas e mais baixas, respectivamente, $\sigma_e(\lambda)$ e $\sigma_a(\lambda)$ são as seções transversais do espectro de emissão e absorção (m^2), respectivamente, e $\Gamma_s(\lambda)$ é um fator que mede a sobreposição entre a área ocupada pelos íons de érbio e o modo do sinal propagado na fibra.

Esta relação em (3.37) mostra uma dependência da inversão de população e do espectro de emissão/absorção do material em cada comprimento de onda. A inversão perfeita é possível quando $\sigma_e=0$ em 980nm, resultando em menor ruído em configurações de amplificadores EDFA que utilizam este comprimento de onda para bombeio. O ponto de transparência, no qual $g = 0$ dB/m, para bombeamento em 1400nm é de aproximadamente 75% da inversão de população. Logo, a inversão perfeita não é possível neste comprimento de onda, o que aumentará a geração de ruído. Verifica-se um pico de ganho em 1530nm para altos níveis de inversão. Em níveis mais baixos o ganho decresce em 1530nm, mas aumenta em 1550nm. Dessa forma há uma planificação do ganho em uma faixa espectral mais ampla. A variação da potência média do sinal com o comprimento de onda ao longo da propagação na fibra, sem a inclusão de ruídos, é dada por $dP/dz=g(\lambda, P)P$, sendo $g(\lambda, P)$ o ganho.

O ganho total do amplificador geralmente independe da potência de entrada para pequenos valores. Entretanto, após um certo nível de potência, as recombinações estimuladas começam a afetar a inversão de população dos portadores, pois cada fóton criado por emissão estimulada transfere um íon do estado mais alto para o mais baixo. Isto resulta em redução de ganho até que a absorção de potência de bombeio e as recombinações estimuladas e espontâneas estejam balanceando seus efeitos, o que caracteriza a saturação do ganho. A característica de saturação do EDFA é complexa em decorrência de sua dependência local. Supondo uma distribuição de potência homogênea ao longo do amplificador de comprimento L_{amp} , o ganho é dado por [106]:

$$\left. \frac{P}{P_{sat}} \right|_{entrada} = \frac{\ln(2)}{2} \frac{G_0 - 2}{G - 1} \ln \left(\frac{G_0}{G} \right) \quad (3.38)$$

onde G é o ganho do amplificador dado por $G=P(L_{amp})/P(0)$, G_0 é o ganho linear do amplificador e $P/P_{sat}|_{ent}$ é a potência normalizada de saturação, definida como a razão da potência de entrada para a qual $G/G_0=0,5$ (ganho reduzido por um fator de 2 a 3dB). Quando se destina a aplicação em enlaces longos, os denominados amplificadores em linha, costuma-se operar em saturação, para evitar flutuações de ganho em consequência das flutuações na potência de entrada.

3.3.2 Ruído de Emissão Espontânea Amplificada (ASE)

Transições espontâneas do estado superior para o fundamental acabam gerando fótons que, por sua vez, irão estimular outras transições ao longo do comprimento da fibra dopada. Isso caracteriza o ruído de emissão espontânea amplificando (ASE). O ruído ASE propaga-se em ambas as direções e sua quantidade em cada extremidade da fibra dopada depende da inversão de população local. O ruído ASE pode ser aproximado como ruído branco, obedecendo assim a um processo aleatório gaussiano [133]. A densidade espectral de potência (*psd*) do ruído ASE na saída do amplificador pode ser dada por:

$$S_{ASE} = \frac{P_{ASE}}{\Delta\nu_{opt}} = n_{sp}(G-1)h\nu \quad (3.39)$$

onde $n_{sp} = N_2\sigma_e(\lambda)/[N_2\sigma_e(\lambda) - N_1\sigma_a(\lambda)]$ é o fator de emissão espontânea, G é o ganho total do amplificador, $h\nu$ é a energia do fóton emitido na frequência ν e P_{ASE} é a potência de ruído ASE medido na largura de faixa $\Delta\nu_{opt}$. Uma vez que o ruído ASE é proporcional ao ganho G e ao fator n_{sp} , ele pode ser limitado quando o EDFA está operando em alta inversão de população. O desempenho de ruído em amplificadores é geralmente caracterizado pela figura de ruído F_n , que define a degradação da relação sinal ruído, medida por um fotodetector ideal, sendo expressa por [107]:

$$F_n = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \approx 2n_{sp} \frac{G-1}{G} + \frac{1}{G}. \quad (3.40)$$

A aproximação em (3.40) é derivada para amplificadores de baixo ruído, desprezando os ruídos de batimento ASE-ASE e ASE com os demais, intrínsecos ao processo de detecção, os quais serão abordados na próxima seção. Para amplificadores com alto ganho, $F_n \approx 2n_{sp}$. No caso do amplificador ideal ($n_{sp}=1$), a F_n mínima é de 3dB. Para a maioria dos amplificadores práticos, nos quais $n_{sp} > 1$ (tipicamente 1,4 a 2,0), pode-se atingir valores de 6 a 8 dB [107]. Expressando a *psd* (3.39) em função de F_n e G , resulta:

$$S_{ASE} = \frac{P_{ASE}}{\Delta\nu_{opt}} = \frac{1}{2}(F_n G - 1)h\nu. \quad (3.41)$$

Quando os amplificadores estão operando em cascata, eles sofrerão com o efeito cumulativo do ruído ASE. Assim, a uma determinada distância, poderá tornar-se comparável ao sinal quando chegarem ao receptor [107]. A figura de ruído equivalente será:

$$F_n^{eff} = F_{n1} + \frac{F_{n2}}{G_1} + \frac{F_{n3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_{nk}}{G_1 G_2 \dots G_{k-1}}. \quad (3.42)$$

Uma arquitetura típica costuma usar amplificadores EDFA associados a filtros ópticos para redução da largura de faixa de ocorrência do ruído ASE à largura de faixa do sinal propagante, assim como a equalização do ganho [133].

3.4 Receptor Óptico

O receptor é composto de uma primeira interface que executa a conversão do sinal óptico em elétrico (fotodetector) e uma segunda que é responsável pelo tratamento de sinal em domínio elétrico, seguido das etapas de amplificação, equalização e decisão. A Figura 3.6 mostra um esquema básico de um receptor.

Figura 3.6 – Esquema do receptor optoeletrônico mostrando os componentes integrantes do sistema.

Após propagação na fibra, o sinal óptico é amplificado por um EDFA de baixo ruído, seguido por um filtro óptico que elimina todos os ruídos fora da largura de faixa

do sinal transmitido. No caso de sistemas multiplexados por comprimento de onda (WDM) o filtro serve como demultiplexador, rejeitando potência dos canais vizinhos. Em seguida o pulso óptico incidente é convertido em corrente elétrica, recuperando a forma da envoltória do sinal transmitido. Após o fotodetector há um pré-amplificador de baixo ruído (LNA) (*front end*), seguido pelo amplificador de potência (PA), com controle automático de ganho, para manter a saída constante independente da potência óptica incidente. O processo de equalização atenua componentes de baixa frequência mais que as de alta e a filtragem recupera o sinal na taxa transmitida, além de evitar a interferência intersimbólica (ISI). O circuito de decisão fornece informação sobre o período do *bit*, que compara a saída do canal linear com um nível de limiar, no tempo de amostragem determinado anteriormente pelo circuito de extração de relógio, recuperando a informação enviada [106].

Neste trabalho supõe-se um receptor trabalhando no regime de modulação de intensidade e detecção direta (IM-DD). A descrição do fotodetector e os ruídos inerentes ao processo de recepção são abordados a seguir.

3.4.1 Fotodetectores

Uma junção entre dois materiais submetidos a diferentes dopagens (denominada junção *pn*) polarizada reversamente, constitui uma estrutura básica de um fotodetector. A polarização reversa aumenta a barreira de potencial associada à junção, alargando-a, fazendo com que os portadores gerados sejam expulsos dessa região pelo campo elétrico existente. Assim, é possível aumentar a eficiência da fotodetecção alargando ainda mais esta barreira (fotodetector PIN) ou aumentando o campo elétrico para intensificar essa geração primária (fotodetector APD). O fotodetector PIN tem esse nome em decorrência da inserção de uma camada de material intrínseco (menos dopado que as camadas adjacentes) entre a junção *pn*. Já o fotodetector APD tem uma quarta camada cujo objetivo é intensificar o campo elétrico nesta nova interface e amplificar a corrente primária gerada no esquema anterior por meio do processo de ionização de impacto por efeito avalanche.

A modelagem do processo de fotodetecção foi realizada conforme esquema mostrado na Figura 3.7, destacando todas as etapas envolvidas. Este modelo apresenta o fotodetector APD, abordando o processo de conversão e as degradações inerentes.

Figura 3.7 – Esquema dos processos dentro da estrutura de um fotodetector.

A presença de um pulso óptico chegando em um intervalo de tempo T_s é dada pela quantidade média de fótons da fonte de sinal em um determinado intervalo de tempo:

$$\bar{n}_s = \frac{\eta}{h\nu} \int_0^{\tau} P(t) dt \quad (3.43)$$

onde η é a eficiência quântica relativa à conversão optoeletrônica, característico de cada material, sendo função do comprimento de onda, $h\nu$ a energia do fóton e $P(t)$ a potência em função do tempo, proporcional ao valor quadrático da amplitude de campo do sinal óptico, $\langle |E(t)|^2 \rangle$. Como o pulso não se extingue completamente, uma taxa de extinção está associada à ausência de sinal, α_{er} . A quantidade média dos fótons originários da iluminação nas imediações do acoplamento da fibra ao fotodetector é representada por n_b . As quantidades médias de portadores com pulso presente e pulso ausente são dadas, respectivamente, por:

$$\bar{n}_{c/sinal} = \eta \bar{n}_s + \eta \bar{n}_b + I_b / q \quad (3.44)$$

$$\bar{n}_{s/sinal} = \eta \bar{n}_s / \alpha_{er} + \eta \bar{n}_b + I_b / q \quad (3.45)$$

onde q é a carga do elétron. A quantidade I_b/q está associada aos portadores que circulam internamente (*bulk*), mesmo na ausência de sinal. A geração de portadores primários n segue a distribuição de Poisson, e é dada por:

$$P(n) = \bar{n}^n \frac{e^{-\bar{n}}}{n!} \quad (3.46)$$

A geração de portadores secundários m está condicionada à ocorrência de portadores primários, $p(m|n)$. A probabilidade total, condicionada à ocorrência média dos primários, $P(m|\bar{n})$, é dada por:

$$P(m|\bar{n}) = \sum_{n=1}^m p(m|n) \bar{n}^n \frac{e^{-\bar{n}}}{n!}. \quad (3.47)$$

A probabilidade instantânea $p(m|n)$ foi calculada por McIntyre e mais tarde aproximada por Webb e Conradi, resultando na formulação $P(m|\bar{n})$ WMC (Webb, McIntyre e Conradi), e pode ser expressa por [134]:

$$P(m|\bar{n}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi \bar{n} G_p^2 F_p)} \left(1 + \frac{m - G_p \bar{n}}{\bar{n} G_p F_p / (F_p - 1)}\right)^{3/2}} \exp \left(- \frac{(m - G_p \bar{n})^2}{2 \bar{n} G_p^2 F_p \left(1 + \frac{m - G_p \bar{n}}{\bar{n} G_p F_p / (F_p - 1)}\right)} \right) \quad (3.48)$$

onde G_p é o ganho associado ao fotodetector APD e F_p o fator de excesso de ruído, resultante da aleatoriedade do processo de multiplicação e é dado por:

$$F_p = k G_p + (2 - 1/G_p)(1 - k) \approx G_p^x$$

sendo k o fator de ionização. A aproximação $F_p \approx G_p^x$ é de caráter empírico, com $0 < x < 1$, dependendo do material, por exemplo: $x=0,3$ (Si), $0,7$ (InGaAs), $1,0$ (Ge) [106]. A corrente primária gerada é $i_p(t) = nq/\Delta t$, com n seguindo distribuição Poisson (3.46) e a corrente secundária dada por $i_m(t) = mq/\Delta t$, com m dado pelo distribuição WMC (3.48), conforme simulação apresentada no Apêndice B2. Comparando com (3.43), obtém-se a uma relação entre potência e corrente dada por:

$$i_p(t) = \frac{\eta q}{h \nu} P(t) = \Re P(t) \quad (3.49)$$

onde $\Re = \eta q / (h \nu)$, $0 < \Re < 1$, é denominada responsividade do fotodetector e fornece a porcentagem de potência convertida em corrente. Normalmente é expressa em A/W.

3.4.2 Contribuições de Ruído na Recepção

O desempenho do fotodetector depende muito da sua capacidade de não gerar ruído adicional nem amplificar aqueles que vêm misturados ao sinal, sendo determinado pela relação sinal ruído (SNR). Os fatores de contaminação são os seguintes:

1. Ruído balístico (*shot noise*): surge do fato de que a corrente elétrica não é contínua, mas consiste de elétrons discretos resultantes da absorção de quantidades discretas de energia sob a forma de fótons. Está associado tanto à corrente de escuro quanto à fotocorrente, geradas sob o regime estatístico de Poisson, e provoca flutuações no valor instantâneo desta corrente. Na prática é bem aproximada pela função densidade de probabilidade gaussiana, cuja variância é dada por [104]:

$$\sigma_{sh}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_S(f) df = 2 \int_0^{\infty} qI \cdot df = [2q(I_p + I_b)G_P^2 F_P + 2qI_s] \Delta f_{ele} \quad (3.50)$$

onde $S_S(f)=qI$ é a *psd* unilateral, dada pelo produto qI (fórmula de Schottky), q é a carga do elétron ($1,6 \times 10^{-19}C$), I_p é a corrente primária gerada (3.49), I_b é a corrente que surge por causa da agitação térmica interna (*bulk*), portanto sujeita ao ganho G_P e fator de excesso de ruído F_P , para o APD. No caso do PIN G_P e F_P são unitários. A corrente de escuro, I_d , resulta na contribuição da corrente de fuga na superfície, I_s , (não sujeita a ganho) e da corrente *bulk* I_b (sujeita a ganho). Tende a ser maior nos materiais de menor banda proibida (fatores estruturais da rede cristalina também podem ser dominantes). A largura de faixa efetiva de ruído para o receptor, considerando a limitação de largura de faixa do fotodetector e do filtro elétrico, é definida por Δf_{ele} .

2. Ruído térmico (*thermal noise*): surge do movimento aleatório de elétrons em temperaturas não nulas. As flutuações de corrente induzidas podem ser aproximadas por uma *pdf* gaussiana, cuja variância é dada por [106]:

$$\sigma_{th}^2 = F_n \int_{-\infty}^{\infty} S_T(f) df = 2F_n \int_0^{\infty} 2k_B T_n / R_L df = (4k_B T_n / R_L) F_n \Delta f_{ele} \quad (3.51)$$

onde $S_T(f)=2k_B T_n / R_L$ é a densidade espectral de potência do ruído térmico, k_B é a constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}J/K$), T_n é a temperatura de ruído (K), F_n é a figura de ruído do amplificador elétrico e R_L é a resistência de carga, presente na carga

resistiva que recebe a fotocorrente, juntamente com seus contaminantes. O valor de R_L deve ser alto para uma alta sensibilidade, ou baixo, para alta largura de faixa. O pré-amplificador em transimpedância, que coloca tensão na saída para uma corrente na entrada, equilibra sensibilidade e largura de faixa.

3. Ruídos de batimento (*beat noise*) na detecção: adicionalmente às fontes de ruído anteriores, o ruído ASE, limitado pelo filtro passa faixa (BPF) óptico, na faixa de frequência do sinal transmitido, $\Delta\nu_{opt}$, também será detectado pelo fotodetector. Isso levará à ocorrência de batimentos com os sinais detectados, já em domínio elétrico, cujas variâncias são expressas por: σ_{sh-ASE}^2 , $\sigma_{sig-ASE}^2$ e $\sigma_{ASE-ASE}^2$, representando o batimento do ruído ASE contra o ruído balístico, sinal óptico detectado e consigo mesmo, respectivamente. Os batimentos envolvendo o ruído ASE com o sinal e consigo mesmo domina sobre os demais. A variância dos batimentos dominantes, $\sigma_{sig-ASE}^2$ e $\sigma_{ASE-ASE}^2$, são dadas, respectivamente, por [137]:

$$\begin{aligned}\sigma_{sig-ASE}^2 &= 2G_P^2 \Re^2 G_A P_s \int_0^\infty [S_{ASE}(f + \nu) + S_{ASE}(-(f - \nu))] H_T^2(f) df \\ &\approx 4G_P^2 \Re^2 G_A P_s S_{ASE}(\nu) \Delta f_{ele}\end{aligned}\quad (3.52)$$

$$\begin{aligned}\sigma_{ASE-ASE}^2 &= 4G_P^2 \Re^2 \int_0^\infty [S_{ASE}(f) \otimes S_{ASE}(f)] H_T^2(f) df \\ &\approx 4G_P^2 \Re^2 \Delta f_{ele} \int_0^\infty S_{ASE}^2(f) df \\ &\approx 4G_P^2 \Re^2 S_{ASE}^2(\nu) \Delta\nu_{opt} \Delta f_{ele}\end{aligned}\quad (3.53)$$

onde $S_{ASE}(\nu) = n_{sp}(\nu)[G_{AMP}(\nu) - 1]/h\nu$ é a densidade espectral de potência do ruído ASE na frequência central da portadora do sinal óptico, G_P é o ganho do fotodetector APD, G_A é o ganho do amplificador, P_s é a potência do sinal antes do amplificador, o símbolo $\otimes$ indica convolução da densidade espectral $S_{ASE}(f)$ consigo mesma e $H_T(f)$ é a função de transferência do filtro passa baixa (LPF) elétrico, definida em Δf_{ele} .

Utilizando um filtro óptico BPF com resposta Lorentziana, *Fabry Perot*, por exemplo, com resposta em frequência $H_o(f) = 1/(1 + j2f/\Delta\nu_{opt})$, sua largura de faixa será $\Delta\nu_{opt} = (\pi/4)\Delta\nu_f$, sendo $\Delta\nu_f$ a largura de faixa FWHM do filtro. Caso não seja adotado um filtro óptico, deve ser considerada toda a faixa de atuação do ruído ASE no cálculo ($\Delta\nu_{ASE} = 4460\text{GHz}$ ou $\Delta\lambda_{ASE} = 25\text{nm}$, em $\lambda = 1550\text{nm}$, para Ge:SiO_2) [107].

3.4.3 Figuras de Mérito Clássicas em Estimativa de Desempenho

3.4.3.1 Relação sinal ruído no receptor (SNR)

As contribuições de ruído no receptor têm comportamento suposto como processo gaussiano, independente e com média zero, cuja variância total pode ser dada por:

$$\sigma_{total}^2 = \sigma_{th}^2 + \sigma_{sh}^2 + \sigma_{sig-sp}^2 + \sigma_{sp-sp}^2. \quad (3.54)$$

A relação sinal ruído (SNR) na recepção é dada pela razão entre o valor quadrático médio da corrente detectada pelo valor quadrático médio do ruído total, cujo valor é numericamente igual à sua variância total. Pode ser expressa como:

$$SNR = \frac{G_p^2 \langle I_p^2 \rangle}{\langle i_n^2 \rangle} = \frac{G_p^2 (\Re P_s)^2}{\sigma_{th}^2 + \sigma_{sh}^2 + \sigma_{sig-sp}^2 + \sigma_{sp-sp}^2} \quad (3.55)$$

onde $\langle I_p^2 \rangle$ é o valor quadrático médio da corrente primária gerada no fotodetector e $\langle i_n^2 \rangle$ é o valor quadrático médio do ruído gerado pelo *front end* do receptor. Para o fotodetector PIN os resultados são igualmente válidos, considerando $G_p=F_p=1$ nas formulações em que aparecem suas respectivas contribuições.

3.4.3.2 Relação sinal ruído óptica (OSNR)

A relação sinal ruído óptica (OSNR) fornece uma boa estimativa para sistemas limitados pelo ruído ASE, desde que os efeitos da propagação não sejam relevantes. A OSNR para um único EDFA, com potência de saída constante P_{out} , é dada por:

$$OSNR = \frac{P_{out}}{P_{ASE}} = \frac{P_{out}}{S_{ASE} \Delta \nu} = \frac{P_{out}}{(F_n G - 1) h \nu \cdot \Delta \nu}. \quad (3.56)$$

Para N trechos amplificados periodicamente, a OSNR resultante seria N vezes menor. Geralmente a OSNR é medida com analisador de espectro óptico (OSA) que mostra $P \times \lambda$ com uma determinada resolução de banda, por exemplo, $\Delta \lambda = 0,1 \text{ nm}$.

3.4.3.3 Penalidade na abertura do olho (EOP)

A penalidade na abertura, observada no diagrama de olho, é uma avaliação de desempenho que considera os efeitos degradantes sobre o pulso em um determinado domínio. É definido como a razão entre uma abertura de referência EO_{ref} , medida costa-a-costa (*back-to-back*), e uma abertura após a transmissão EO_{end} . Pode ser expresso em dB por:

$$EOP(t) = 10 \log \left[\frac{EO_{ref}(t)}{EO_{end}(t)} \right] \quad (3.57)$$

onde t refere-se ao tempo de amostragem dentro do intervalo de um *bit* e EO é a diferença entre as amplitudes, a mais baixa e a mais alta, que representam, respectivamente, a ausência ou presença de um pulso no intervalo. Essa medida é especialmente útil em sistemas livres de ruído, pois permite uma avaliação dos efeitos determinísticos da distorção do pulso. Se o ruído é considerado pode tornar-se ambígua, pois dependerá do fluxo de *bits* e de suas distribuições estatísticas. Para melhor determinação da abertura, pode ser medida como: $EO = (\mu_1 - 3\sigma_1) - (\mu_0 + 3\sigma_0)$, sendo $\mu_{0,1}$ correspondente ao valor médio de sinal representando os *bits* “0” e “1”, respectivamente, e $\sigma_{0,1}$ o desvio padrão dos mesmos [139].

3.4.3.4 Cálculo da BER com Aproximação Gaussiana

O cálculo da BER pode ser obtido em função do fator Q , baseado na aproximação gaussiana, dada por [91]:

$$BER = P_e(Q) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.58)$$

onde $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ e $Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$, sendo $\mu_{1,0}$ correspondente ao valor médio da energia dos pulsos para os *bits* “1” e “0”, respectivamente, e $\sigma_{1,0}$ o desvio padrão dos mesmos.

No próximo capítulo será dado prosseguimento à aferição dos modelos descritos neste capítulo e que serão empregados oportunamente na avaliação de desempenho de sistemas OCDMA.

Capítulo 4

Aferição dos Modelos Teóricos

Este capítulo será dedicado à aferição dos resultados inerentes a cada etapa previamente discutida no capítulo anterior. O objetivo é consolidar o modelo implementado, baseado nos formalismos e distribuições estatísticas descritos, a fim de utilizá-lo na avaliação de desempenho de sinais OCDMA no próximo capítulo.

4.1 Modulação da Fonte Óptica

4.1.1 Modulação Direta

Os parâmetros adotados na determinação da resposta do laser para simulação do processo de modulação direta estão relacionados na Tabela 4.1. A Lista I contém valores típicos [93] e a Lista II valores encontrados empregando métodos de extração de parâmetros [94].

TABELA 4.1 – VALORES DOS PARÂMETROS ADOTADOS NA SIMULAÇÃO DA RESPOSTA DO LASER.

<i>Parâmetros</i>	<i>Lista I</i>	<i>Lista II</i>
Γ	0,4	0,23
N_0	$1,0 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	$1,06 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
V_a	$1,5 \times 10^{-10} \text{ cm}^3$	$2,01 \times 10^{-10} \text{ cm}^3$
ε	$5 \times 10^{-17} \text{ cm}^3$	$1,4 \times 10^{-17} \text{ cm}^3$
B	$0,3 \times 10^{-5}$	$1,0 \times 10^{-5}$
τ_p	3 ps	0,80 ps
τ_n	1 ns	0,78 ns
A	5	5
g_0	$2,12 \times 10^{-6} \text{ cm}^3/\text{s}$	$1,62 \times 10^{-6} \text{ cm}^3/\text{s}$
a_0	$2,5 \times 10^{-16} \text{ cm}^2$	$2,0 \times 10^{-16} \text{ cm}^2$
v_g	$8,5 \times 10^9 \text{ cm/s}$	$8,5 \times 10^9 \text{ cm/s}$
σ_g	$2,0 \times 10^{-20} \text{ m}^2$	$2,0 \times 10^{-20} \text{ m}^2$
η_0	0,4	0,4

Para a transmissão do sinal óptico com taxa R_b foi adotada largura de faixa de símbolos (pulsos definidos pela envoltória do sinal óptico) $B=R_b$ e comprimento de onda $\lambda=1550\text{nm}$. São apresentados os resultados para a variação temporal de potência, flutuação de fase e amplitude de sinal, conforme (3.4) a (3.6). A corrente $I(t)$ é composta por $I_b=38\text{mA}$, $I_m=28\text{mA}$ e $\tau_r=10\%$ do período. Os parâmetros de simulação da resposta do laser são aqueles relacionados na Lista I da Tabela 4.1. A Figura 4.1 mostra a resposta de um SLD a um pulso NRZ, representado por uma sequência de três *bits* $\{0,1,0\}$ transmitindo a uma taxa $R_b=2,5\text{Gb/s}$ ($T=0,4\text{ns}$).

Figura 4.1 – Resposta em potência, fase e amplitude de sinal óptico de um diodo laser a um pulso NRZ sob modulação direta em regime contínuo em $R_b=2,5\text{Gb/s}$.

Em uma outra situação, utilizando a formulação completa, conforme (3.8) a (3.10), e diferentes taxas de modulação $R_b=2,5\text{Gb/s}$, 5Gb/s , 10Gb/s e 20Gb/s , pode ser observado o comportamento da resposta do SLD por meio do diagrama de olho associado, conforme apresentado na Figura 4.2.

Para a transmissão do sinal óptico foi adotada largura de faixa $B_o=R_b$ e $\lambda=1550\text{nm}$. O diagrama de olho foi montado de $-T$ a T com oito seqüências de quatro *bits*, com períodos relativos à largura de faixa: $T=400\text{ps}$, $T=200\text{ps}$, $T=100\text{ps}$ e $T=50\text{ps}$. A corrente $I(t)$ foi composta com $I_b=45\text{mA}$, $I_m=40\text{mA}$ e $\tau_r=0,1T_b$. Os parâmetros adotados para

determinação da potência óptica na saída do laser estão relacionados na Lista II da Tabela 4.1.

Figura 4.2 – Diagrama de olho para modulação direta de um SLD em diferentes taxas de *bit*: a) $R_b=2,5\text{Gb/s}$ ($B_o=2,5\text{GHz}$), b) $R_b=5\text{Gb/s}$ ($B_o=5\text{GHz}$), c) $R_b=10\text{Gb/s}$ ($B_o=10\text{GHz}$) e d) $R_b=20\text{Gb/s}$ ($B_o=20\text{GHz}$).

Observando as respostas do SLD, nota-se que a oscilação de relaxação (aquela que ocorre até a estabilização da resposta) precisa acontecer em um tempo que esteja contido no período do sinal modulado. Portanto, à medida que a taxa aumenta, diminui o tempo necessário à resposta, o que acaba limitando sua aplicação. Em [99] podem ser encontradas respostas do laser semiconductor modulado diretamente em taxas de 40Gb/s. Portanto, sua resposta depende muito dos parâmetros internos do dispositivo.

4.1.2 Modulação Externa

A Figura 4.3 reproduz a resposta de um modulador MZI para uma sequência de pulsos retangulares NRZ ideal normalizado por V_π , modulado com um sinal óptico de potência $P=10\text{mW}$. Supõe-se um MZI operando sem *chirp*, $\alpha_f=0$, e com taxa de extinção $r_{ex}=10$ dB. A taxa de transmissão é de $R_b=40\text{Gb/s}$, modulado com um sinal óptico de comprimento de onda $\lambda=1550\text{nm}$ e largura de faixa $B_o=R_b$, sendo a largura de

faixa do filtro de Bessel tomada em $B_{e3dB}=0,75B_o$. O diagrama de olho, de $-T$ a T , foi montado com oito seqüências de quatro *bits*, com período $T=1/B_o=25\text{ps}$. Foi adotada para largura do pulso à meia potência, T_{FWHM} , o mesmo valor de T .

Figura 4.3 – Resposta com modulação externa a uma seqüência de pulsos NRZ ideal a uma taxa $R_b=40\text{Gb/s}$.

O modulador externo apresenta melhor desempenho, apesar de também haver oscilações de fase decorrentes de mudanças no índice de refração do material que podem degradar sua resposta em intensidade [103]. Como o laser trabalha em regime contínuo, a modulação não fica dependente do tempo de resposta do SLD para a estabilização das oscilações de relaxação a cada alternância de pulsos binários. Uma escolha adequada deve considerar a taxa transmitida e o custo benefício da aplicação, assim como as necessidades do processo de codificação OCDMA adotado.

4.2 Canal Óptico

4.2.1 Atenuação no Sistema

A Tabela 4.2 apresenta alguns valores típicos de alguns dispositivos encontrados em um sistema de comunicação óptica. Destaca-se a perda por inserção e aquela decorrente

da dependência do comprimento de onda. O conhecimento desses parâmetros é necessário para a adequada compensação com amplificadores e consideração dos respectivos efeitos [104]-[108].

TABELA 4.2 – PARÂMETROS TÍPICOS DE DISPOSITIVOS ENVOLVIDOS EM REDES DE COMUNICAÇÃO ÓPTICA.

Dispositivo	Parâmetro	Valor
Acoplador Passivo (1 x 16)	Perda de separação	12 dB
Filtro AOTF/MZI @ $\lambda=1550\text{nm}$	Perda de inserção	1 dB
Circulador	Perda de inserção	1dB
Diodo Laser Semicondutor (SLD)	Largura de faixa B Potência de saída P_0	32 nm 10 dBm
Fotodetector PIN	Largura de faixa	20 GHz
Fotodetector APD	Eficiência quântica do fotodetector η Fator de ionização k Corrente de fuga internamente ao APD I_b Corrente de fuga na superfície I_s	0,8 0,5 1 nA 10 nA
Receptor	Temperatura T_n Resistor de carga R_L	1100 K 1030 Ω
Rede de Bragg em Fibra (FBG)	Largura de faixa B Pico de refletividade δ	0,6 nm 0,997
Optical Delay Line @ $\lambda=1550\text{nm}$	Perdas por atenuação α	0,25 dB
Fibra Monomodo @ $\lambda=1550\text{nm}$	Perdas por atenuação α Coeficiente PMD D_{PMD} Dispersão D Inclinação dispersão S Parâmetro NL γ_{NL}	0,2 dB/km 0,5 ps/km ^{1/2} 17 ps/nm/km 0,05 ps/nm ² /km 2,4 (km.W) ⁻¹
Fibra Multimodo	Perdas por atenuação @ $\lambda=850\text{nm}$ Perdas por atenuação @ $\lambda=1300\text{nm}$	3,5 dB/km 1,5 dB/km
Fibra de Compensação de Dispersão @ $\lambda=1550\text{nm}$	Dispersão D Inclinação dispersão S	-157 ps/nm/km -0,46 ps/nm ² /km
Conector Óptico	Tipo OXC – porta a porta @ $\lambda=1550\text{nm}$ Tipo ST Tipo FC/PC	3 dB 1,0 dB 0,5 dB
Emendas	Junção Mecânicas Fusão	2,0 dB 0,5 dB 0,2 dB
Filtro Passa Faixa (BPF)	Largura de faixa B	5 nm
EDFA	Figura de Ruído F_n	6 dB

4.2.2 Impacto das Degradações em Sinais Ópticos Propagados

Com o objetivo de analisar a ocorrência isolada das degradações em sinais codificados, será adotado o algoritmo de codificação matricial (por exemplo, T/S SPR), conforme descrição na Seção 2.1.4. Nesta configuração os blocos de um determinado código são multiplexados espacialmente. A taxa de *bit* R_b é multiplicada pela

ponderação w , em vez do comprimento N do código original, resultando em uma taxa de *chips* R_c menor.

A fim de permitir uma visualização mais adequada das degradações durante a propagação, foi adotado o código PCS descrito na Seção 2.1.1 ($p=5$), escolhendo um bloco com alocação central de *chip*. Por exemplo, o terceiro bloco da sequência $C_1=\{10000 \mid 01000 \mid 00100 \mid 00010 \mid 00001\}$ na Tabela 2.1. Um pulso gaussiano foi utilizado na análise de modo a fazer uso das formulações analíticas descritas no capítulo anterior. As simulações a seguir reproduzirão a forma de atuação dos efeitos degradantes e estes resultados vão sustentar a análise a ser realizada no capítulo seguinte de forma global.

A Tabela 4.2 informa os parâmetros que foram adotados nas simulações referentes à propagação em fibra monomodo. Caso seja utilizado algum parâmetro diferente destes, será oportunamente ressaltado. O comprimento de onda de referência adotado é $\lambda=1550\text{nm}$. Os resultados discutidos a seguir estão de acordo com os obtidos por Agrawal [108].

4.2.2.1 Dispersão Linear (GVD, TOD e PMD)

Para observar a manifestação dos efeitos dispersivos lineares tais como a dispersão de velocidade de grupo (GVD), a dispersão de terceira ordem (TOD) e a dispersão de polarização modal (PMD), será necessário adotar uma especificação de fibra. A fibra óptica é modelada conforme descrito no Apêndice B1. Para uma fibra SMF típica (núcleo simples e perfil degrau de índice de refração) com $r_n=4\mu\text{m}$ e $n_n=1,44$, os coeficientes de dispersão calculados são $\beta_2=-22,9\text{ps}^2/\text{km}$ e $\beta_3=0,125\text{ps}^3/\text{km}$ ($D=18\text{ps}/\text{nm}/\text{km}$ e $S=0,0537\text{ps}/\text{nm}^2/\text{km}$). A Figura 4.4 mostra um exemplo de propagação por uma distância $L=50\text{km}$, ressaltando o comportamento dispersivo para GVD e TOD, respectivamente.

Na Figura 4.4(a) acontece a propagação de um pulso gaussiano com $T_{FWHM}=40\text{ps}$, para transmissão de dados a uma taxa de *bit* $R_b=5\text{Gb/s}$, utilizando código com bloco $p=5$ ($R_c=25\text{Gc/s}$), que resulta no comprimento de dispersão para GVD, $L_{D2}=25,1\text{km}$, e TOD, $L_{D3}=110778\text{km}$, conforme definição em (3.35), Seção 3.2.4. Os efeitos da dispersão GVD dominam sobre o TOD, pois na distância adotada, $L=50\text{km}$, resulta $2L_{D3}$ e apenas $0,00045L_{D2}$.

Figura 4.4 – Efeitos dispersivos lineares para um pulso gaussiano após $L=50\text{km}$: (a) Dispersão de velocidade de grupo (GVD), com $T_{FWHM}=40\text{ps}$; (b) Dispersão de terceira ordem (TOD), com $T_{FWHM}=1\text{ps}$.

Para o caso de ser utilizado uma DSF ou compensadores de dispersão, alterando os coeficientes de dispersão, por exemplo, para $\beta_2=0,001\text{ps}^2/\text{km}$ e $\beta_3=0,1\text{ps}^3/\text{km}$, efeitos de mais alta ordem precisam ser considerados. Na Figura 4.4(b) é mostrada a propagação para transmissão de dados a uma taxa de *bit* $R_b=20\text{Gb/s}$, sendo adotado um pulso no intervalo de *chip* com período $T_{FWHM}=1\text{ps}$, resultando no comprimento de dispersão GVD e TOD, $L_{D2}=361\text{km}$ e $L_{D3}=2,17\text{km}$, respectivamente. Os efeitos da dispersão TOD se sobrepõem àqueles do GVD, pois $L=50\text{km}$ representa $23L_{D3}$ e apenas $0,13L_{D2}$. Quanto mais forem compensados os coeficientes de ordem mais baixa, mais devem ser considerados aqueles de ordem mais alta ($\beta_4=-3,85\times 10^{-4}\text{ps}^4/\text{km}$, $\beta_5=1,87\times 10^{-6}\text{ps}^5/\text{km}$, $\beta_6=-1,13\times 10^{-8}\text{ps}^6/\text{km}$, para a SMF típica, calculados com base na abordagem do Apêndice B1). Conforme (3.35), dependendo do período do pulso óptico propagante T_0 e do coeficiente β_n , o comprimento de dispersão pode ser menor que o comprimento do enlace da rede, tornando o efeito da dispersão importante.

O efeito PMD depende da fibra e do período dos pulsos ópticos propagados. O coeficiente PMD calculado para a SMF típica foi $D_{PMD}=1,6\text{ps/km}^{1/2}$, segundo procedimento descrito no Apêndice B1. A Figura 4.5 apresenta a propagação com $R_b=622\text{Mb/s}$ para dois blocos de códigos primos com pulso central $p=5$ ($T_c=321,5\text{ps}$) e $p=11$ ($T_c=146,1\text{ps}$). O comprimento de dispersão para ocorrência do GVD para $T_0=321,5\text{ps}$ é $L_{D2}=1600\text{km}$ e para $T_0=146,1\text{ps}$ é $L_{D2}=331\text{km}$. Portanto, muito maior que o comprimento definido para este enlace, $L=50\text{km}$. Com relação à PMD, para $D_{PMD}=1,6\text{ps/km}^{1/2}$ em $L=50\text{km}$ tem-se $\Delta\tau_m=11,3\text{ps}$ e, conforme discutido na Seção 3.2.2, o percentual de variação $\langle\Delta\tau\rangle/T$ para $T_0=321,5\text{ps}$ é 3,52% e para $T_0=146,1\text{ps}$ é

7,74%, abaixo portanto do limite de tolerância aceitável de 10%. Desse modo, não se observa a ocorrência de ambos nas respectivas taxas adotadas.

Figura 4.5 – Propagação sob ação da PMD com $R_b=622\text{Mb/s}$ e $D_{PMD}=1,6\text{ps/km}^{1/2}$: a) Bloco $p=5$ ($T_c=321,5\text{ps}$) com $L_{D2}=1600\text{km}$ e $\langle\Delta\tau\rangle/T=3,52\%$; b) Bloco $p=11$ ($T_c=146,1\text{ps}$) com $L_{D2}=331\text{km}$ e $\langle\Delta\tau\rangle/T=7,74\%$.

As fibras atuais apresentam coeficiente PMD variando de $0,1$ a $2\text{ps/km}^{1/2}$. Com o propósito de validar o efeito da PMD, baseado no modelo implementado neste trabalho, será utilizado um exemplo simulado e verificado experimentalmente em [145], apenas com a finalidade de validação. Esse exemplo utiliza uma fibra com $D=-102\text{ps/nm/km}$ e $D_{PMD}=237,95\text{ps/km}^{1/2}$. Os resultados obtidos, destacando a distorção a que dois pulsos gaussianos estão submetidos após propagar por $L=1,18\text{km}$, mostrados na Figura 4.6, estão de acordo com os obtidos tanto teórica quanto experimentalmente por [145].

Figura 4.6 – Propagação de um pulso gaussiano com $T_{FWHM}=24,3\text{ps}$ a uma distância $L=1,18\text{km}$ sob ação da PMD com $D_{PMD}=237,95\text{ps/km}^{1/2}$.

Nas simulações da Figura 4.7 foi adotado um valor de $D_{PMD}=100\text{ps/km}^{1/2}$ apenas com o objetivo de permitir a visualização deste efeito em um enlace com $L=50\text{km}$.

Figura 4.7 – Propagação sob ação da PMD arbitrada com $D_{PMD}=100\text{ps/km}^{1/2}$: a) Bloco $p=5$ com $R_b=622\text{Mb/s}$ ($R_c=3,11\text{Gc/s}$); b) Bloco $p=5$ com $R_b=1\text{Gb/s}$ ($R_c=5\text{Gc/s}$); c) Bloco $p=11$ com $R_b=622\text{Mb/s}$ e ($R_c=6,84\text{Gc/s}$); d) Bloco $p=11$ com $R_b=1\text{Gb/s}$ ($R_c=11\text{Gc/s}$).

Adicionalmente, os mesmos blocos de código anteriores foram submetidos a diferentes taxas de *bit*, $R_b=622\text{Mb/s}$ e $R_b=1\text{Gb/s}$, respectivamente, de modo a se poder observar como a propagação destes pulsos se comporta sob efeito de PMD. As Figuras 4.7(a) e 4.7(b) mostram simulações da transmissão para um bloco $p=5$ nas taxas $R_b=622\text{Mb/s}$ ($R_c=3,11\text{Gc/s}$) e $R_b=1\text{Gb/s}$ ($R_c=5\text{Gc/s}$), respectivamente. As Figuras 4.7(c) e 4.7(d), por sua vez, mostram os resultados obtidos para o bloco $p=11$ nas taxas $R_b=622\text{Mb/s}$ ($R_c=6,84\text{Gc/s}$) e $R_b=1\text{Gb/s}$ ($R_c=11\text{Gc/s}$), respectivamente. Os resultados comprovam o aumento da degradação relativa em altas taxas de transmissão.

A influência da PMD no contexto da análise de configurações de redes OCDMA será retomada no Capítulo 4, adotando $D_{PMD}=0,5\text{ps/km}^{1/2}$, pois se trata de um valor típico para as fibras atuais. Seu impacto será verificado por meio de figuras de mérito de desempenho global do sistema.

4.2.2.2 Distorção Não-linear (SPM, XPM)

Os efeitos dispersivos não-lineares ocorrem em regime de alta potência e causam distorções de fase no pulso propagado, conforme discussão na Seção 3.2.3. Sendo o contexto desta simulação realizada em apenas um comprimento de onda, são abordados os efeitos de automodulação de fase (SPM) e modulação cruzada de fase (XPM), relativo às componentes ortogonais do modo fundamental guiado, como discutido na Seção 3.2.4.

A mesma configuração utilizada em GVD é adotada: bloco $p=5$ utilizando pulso gaussiano com período $T_{FWHM}=40\text{ps}$ transmitindo em $R_b=5\text{Gb/s}$ ($R_c=25\text{Gc/s}$). A Figura 4.8 mostra a evolução da propagação, com apenas o efeito SPM sendo considerado. Na Figura 4.8(a) o pulso está sob ação da dispersão GVD ($L_{D2}=25,1\text{km}$) e a potência de pico $P_0=10\text{mW}$ não consegue estimular significativamente o efeito SPM ($L_{NL}=38,5\text{km}$), sendo L_D e L_{NL} dados, respectivamente, por (3.35) e (3.36). Na Figura 4.8(b) o pulso, agora com potência de pico $P_0=100\text{mW}$, está unicamente sob ação do SPM ($L_{NL}=3,85\text{km}$), com todos os demais efeitos inibidos.

Figura 4.8 – Efeitos dispersivos não-lineares em um pulso gaussiano com $T_{FWHM}=40\text{ps}$ propagando em uma fibra com $L=50\text{km}$: a) $P_0=10\text{mW}$ com todos os efeitos inclusos; b) $P_0=100\text{mW}$, apenas o efeito SPM.

A Figura 4.9(a) mostra as mudanças na evolução da propagação do pulso quando o SPM interage com dispersão GVD no regime anômalo ($D=17\text{ps/nm/km}$ e $\beta_2=-22,9\text{ps}^2/\text{km}$), ao passo que na Figura 4.9(b) é considerada adicionalmente a perturbação causada pela PMD ($D_{PMD}=100\text{ps/km}^{1/2}$). A interação XPM acontece entre as componentes polarizadas ortogonalmente e o acoplamento dos planos principais de polarização (PSP) ocorre em intervalos denominados de comprimento de correlação,

adotado aqui como $L_c=500\text{m}$ (supõe-se 1m para fibra enrolada em bobina e até 1000m quando em extensão longitudinal sem curvaturas [122]). A solução apresenta-se mais perturbada em virtude da interação entre os efeitos dispersivos considerados.

Figura 4.9 – Estimulação do efeito não-linear SPM ($T_{FWHM}=40\text{ps}$ e $P_0=100\text{mW}$): a) Evolução da propagação da interação SPM e GVD; b) Evolução da propagação da interação SPM, XPM, GVD e PMD.

É importante salientar que, em virtude da baixa potência resultante para os sinais modulados no sistema OCDMA, os efeitos não-lineares poderão ser desprezados. A potência de sinal no início da propagação será mantida em 10dBm. Para as configurações OCDMA do capítulo seguinte, serão considerados nas avaliações os efeitos dispersivos simulados GVD e PMD, assim como os ruídos envolvidos no processo, simulados a seguir.

4.2.2.3 Recepção sob Amplificação com EDFA ou APD e seus Respectivos Ruídos

As simulações nas seções anteriores não levaram em consideração a atenuação do sinal. Isso foi feito de modo a ressaltar os efeitos dispersivos isoladamente. A atenuação, por sua vez, pode ter seu efeito facilmente compensado com a utilização de amplificadores a fibra dopada com érbio (EDFA). A Figura 4.10 ilustra a propagação de um pulso gaussiano, com $T_{FWHM}=80\text{ps}$, para transmissão de dados a uma taxa de *bit* $R_b=2,5\text{Gb/s}$, utilizando código com bloco $p=5$ ($R_c=12,5\text{Gc/s}$), propagando em uma fibra de comprimento $L=50\text{km}$. Nessas condições, o efeito dispersivo que mais poderia afetar a propagação é o GVD, mas, com $L_{D2}=101\text{km}$, seu impacto no enlace de comprimento

$L=50\text{km}$ é reduzido (a atenuação é o efeito dominante). Nesta simulação foi adotado $\alpha=0,2\text{dB/km}$ e potência de pico $P_0=1\text{mW}$.

Figura 4.10 – Atenuação em pulso gaussiano (bloco $p=5$, $T_{FWHM}=80\text{ps}$, $R_b=2,5\text{Gb/s}$), em $L=50\text{km}$ com $\alpha=0,2\text{dB/km}$: (a) Evolução da propagação, com atenuação dominante; (b) Distribuição inicial e final da envoltória do sinal óptico.

A análise do ruído ASE é considerada em um EDFA com ganho $G_A=10\text{dB}$ e figura de ruído $F_n=6\text{dB}$. Em relação ao sinal original anterior, a perda acumulada no trecho $L=50\text{km}$, apenas na fibra óptica (10dB), deve ser compensada pelo amplificador. A Figura 4.11 mostra a amplificação do sinal óptico em duas situações. O impacto do ASE é simulado ressaltando a ausência e a presença de filtro óptico passa faixa (BPF) como fator limitante para a ocorrência do ruído. Na Figura 4.11(a) não foi utilizado filtro óptico, assim a largura de faixa de atuação do ASE para o EDFA é $\Delta\nu_{ASE}=4460\text{GHz}$ (característico do espectro de absorção/emissão do érbio). Caso seja utilizado um filtro na largura de faixa da transmissão, por exemplo na taxa de *chip*, $\Delta\nu=12,5\text{GHz}$, a contribuição do ASE diminui, conforme visto na Figura 4.11(b). A relação sinal ruído óptica (OSNR) melhora consideravelmente neste caso, passando de 9,7dB para 35,2 dB.

O processo de recepção apresenta diferentes contribuições de ruído dependendo da configuração utilizada, conforme Seção 3.4. Nesta outra simulação busca-se compensar a mesma perda de 10dB com o emprego do fotodetector avalanche (APD), com ganho $G_P=10\text{dB}$, para ser utilizado na amplificação final do sinal óptico na recepção. Os parâmetros do APD apresentados na Tabela 4.2 foram utilizados nesta simulação. A Figura 4.12 apresenta o sinal atenuado, simulado na Figura 4.10, em diferentes configurações de recepção, sendo a I_{PD} a corrente no fotodetector e I_{REC} a corrente no receptor.

Figura 4.11 – Ruído ASE na amplificação do pulso gaussiano da Figura 4.10: (a) Com largura de faixa óptica $\Delta\nu_{ASE}=4460$ GHz; (b) Com filtro passa faixa de largura numericamente igual à taxa de *chip*, $\Delta\nu=2,5$ GHz.

Figura 4.12 – Recepção utilizando diferentes combinações na detecção, mantendo porém o mesmo ganho: a) EDFA ($F_n=6$ dB e $G_A=10$ dB) + fotodetector PIN ($G_P=1$); b) Fotodetector APD ($G_P=10$ dB), sem amplificador.

Na Figura 4.12(a) a simulação da recepção acontece com um EDFA ($F_n=6$ dB e $G_A=10$ dB) e um fotodetector PIN ($G_P=1$), com distribuições de ruído gaussiana e Poisson, respectivamente. Entretanto, quando esse conjunto é substituído pelo fotodetector APD, cujo ruído segue a distribuição WMC, nota-se o comportamento altamente ruidoso variando com a potência óptica incidente, conforme apresentado na Figura 4.12(b). A relação sinal ruído no receptor piora de 34,1dB para 29,6dB. Portanto, a escolha da configuração do receptor é de fundamental importância, especialmente em sistemas CDMA, que dependem muito do controle de potência.

4.3 Recepção de Sinais OCDMA

Segundo os fundamentos do sistema OCDMA, uma sequência de assinatura $\{a_n\}$, codificada segundo algoritmo previamente definido, é modulada em domínio óptico por uma determinada distribuição de campo $\psi(t)$, compondo o sinal transmitido $s(t)$. O sinal $r(t)$ propagado é composto pela soma de todos os usuários que estão transmitindo em determinado momento, o próprio $s(t)$ mais os interferentes $n_0(t)$. A estes são acrescentados os ruídos de natureza aditiva, $n(t)$, com suas respectivas distribuições estatísticas. O processo de recepção, entre outros possíveis, pode ser realizado por meio da correlação passiva ou ativa, conforme ilustra a Figura 4.13.

Figura 4.13 – Esquemas de recepção utilizando: a) Correlação passiva e, b) Correlação ativa.

Uma vez que, na abordagem deste trabalho, a modulação IM-DD é adotada, então os sinais ópticos são não-coerentes. A resposta ao impulso do decodificador é casada com aquela do codificador, e corresponde à soma das intensidades individuais das componentes reversas no tempo $f(T-t)$ em relação ao codificador $f(t)$.

No receptor de correlação passiva o decodificador age como um filtro cuja estrutura corresponde à sequência de assinatura do transmissor, Figura 4.13(a). O sinal de entrada é submetido a elementos de atraso, inverso àquele do codificador, caracterizando a operação filtro casado na decodificação. A saída é recombinada e, após a fotodetecção e integração no período de *chip*, a tensão de saída é amostrada ao final de cada intervalo *bit*. No correlator ativo essa mesma operação é realizada por um multiplicador ativo, Figura 4.13(b). Pode ser implementado, por exemplo, utilizando um modulador acústico-óptico que fará a multiplicação pela réplica do código. O tempo de integração se estenderá em todo o período de *bit*, fazendo com que este receptor trabalhe em velocidade mais baixa no domínio elétrico em relação ao anterior, porém a tecnologia óptica empregada é mais complicada [143].

Capítulo 5

Análise de Redes OCDMA

Neste capítulo será realizada uma análise de desempenho de determinadas redes OCDMA baseadas em códigos 1-D e 2-D. O objetivo é investigar como as inúmeras penalidades impostas ao sistema, tais como atenuação, dispersão cromática, dispersão de polarização modal, entre outras, afetam a taxa de erro de *bit* em função do número de usuários atendidos. Será dado destaque especial aos códigos 2-D, mais especificamente códigos matriciais e códigos baseados em saltos rápidos em frequência.

5.1 Desempenho de Códigos Ópticos

Os algoritmos de distribuição normalmente buscam maximizar a autocorrelação e minimizar a correlação cruzada entre usuários, de modo a extrair o máximo em cardinalidade (quantidade de usuários disponibilizados) e ortogonalidade (grau de diferenciação entre eles). O desempenho do sistema é avaliado com base em figuras de mérito, como interferência de acesso múltiplo (MAI) e taxa de erro de *bit* (BER).

As propriedades de correlação, estudadas no Capítulo 2 para cada processo de codificação, estão diretamente relacionadas à capacidade de recuperação, definida pela autocorrelação Z_{xx} (semelhança) e pela correlação cruzada Z_{xy} (diferenciação). Em um sistema com K usuários, a MAI para cada usuário é definida como o somatório das correlações cruzadas de um usuário i com cada um dos demais usuários j , pertencentes ao universo $K - 1$ restante. Quando K usuários estão transmitindo simultaneamente, a MAI em um determinado receptor é a superposição de $K - 1$ funções diferentes de correlação cruzada expressa por:

$$MAI_i = \sum_{j=1, j \neq i}^K \max_n \{Z_{i,j}(n)\}, \text{ para } 0 \leq n \leq (N-1) \text{ e } 0 \leq i, j \leq (K-1) \quad (5.1)$$

onde $\max_n$ corresponde ao valor máximo de Z_{xy} em todos os intervalos de *chip*, supondo o pior caso a fim de que a MAI seja avaliada em um limite superior. A MAI total corresponde ao somatório da MAI de cada usuário calculado em toda a extensão do código, supondo que todos os usuários transmitam dados independentemente em um sistema equiprovável.

A BER por sua vez pode ser medida diretamente por meio da relação quantidade de *bits* corrompidos pelo total transmitido, sobre um período de tempo estatisticamente significativo em experimentos do tipo Monte Carlo. Desse modo, nenhuma suposição sobre a distribuição é necessária. Uma regra prática para o número de *bits* utilizados na simulação deve ser da ordem de $10/P_e$, sendo P_e a probabilidade de erro [140]. Como a BER de sistemas ópticos é muito pequena (10^{-9} a 10^{-12}), as técnicas computacionais tornam-se ineficientes. A maioria dos outros métodos é derivada de Monte Carlo [91]. Eles produzem muitos erros por unidade de tempo alterando as propriedades estatísticas do ruído, amostragem por importância (*importance sampling*), ou pela mudança do limiar de decisão, extrapolação de cauda (*tail extrapolation*)

Neste trabalho será utilizada a técnica quase analítica (QA), na qual acontece uma combinação entre as técnicas de simulação e análise analítica. Na maioria dos outros métodos de estimação da BER, a forma de onda contém todos os efeitos dos sistemas agindo simultaneamente. No método QA, o problema é separado em duas partes, uma tratando dos efeitos decorrentes da propagação sobre a forma de onda e outra que acrescenta ruído, do qual se supõe comportamento de natureza aditiva. O Apêndice C apresenta a formulação adotada para o tratamento da BER com estatística gaussiana.

5.2 Desempenho de Códigos OCDMA 1-D

Nesse tópico será considerado um código com formulação 1-D, como o PCS por exemplo, na avaliação de desempenho antes e depois da propagação em rede OCDMA.

5.2.1 Avaliação de Desempenho OCDMA 1-D Antes da Propagação

Em uma das primeiras implementações práticas em CDMA óptico, realizadas por Hui e Prucnal, descrita na Seção 2.1.1, havia a intenção de se criar um protocolo de

acesso múltiplo em rede de área local (LAN) em domínio óptico, utilizando seqüências de códigos primos, com modulação IM-DD. Esta formulação baseava-se em código PCS 1-D com número primo p , sendo K usuários simultâneos, variando de 1 a p , associados aos respectivos códigos de comprimento $N=p^2$. Uma fórmula empírica fornece a relação sinal interferente (SIR) óptica, dada por [15]:

$$SIR_{opt} \approx \frac{N}{0,29(K-1)} \quad (5.2)$$

A variância média da amplitude de correlação cruzada em (5.2), para as seqüências possíveis e vários valores de p , foi determinada empiricamente em 0,29. As relações dadas pela SIR em função dos usuários simultâneos constituem um limite assintótico. A SIR aumenta quando cresce a quantidade de *chips* por *bit*, caracterizado pelo comprimento N do código, ou quando diminui o número de usuários simultâneos K . De posse da SIR, e utilizando a aproximação gaussiana discutida no Apêndice C, pode-se determinar a BER. Neste contexto, a avaliação de desempenho do código considera como ruído apenas os usuários interferentes, todas as demais fontes de degradações não são consideradas. A Figura 5.1 apresenta esse compromisso de desempenho relacionando o comprimento do código com a quantidade de usuários que podem trafegar simultaneamente na rede, considerando PCS 1-D com $p=5, 11, 23$ e 31 .

Figura 5.1 – Variação da taxa de erro de *bit* (BER) com número de usuários simultâneos para PCS 1-D.

Esse compromisso ressalta o caráter estatístico do sistema CDMA, mais usuários mediante uma piora no desempenho da rede.

Relações semelhantes para SNR e BER são calculadas para cada configuração OCDMA 1-D, de acordo com os algoritmos de codificação próprios. O desempenho destas redes sob diferentes esquemas de codificação (seqüências primas estendidas (EPS), congruência quadrática (QC) e códigos ópticos ortogonais (OOC)) pode ser visto em [142].

A avaliação de desempenho, realizada no contexto da geração do código, engloba apenas as restrições impostas pelas propriedades de correlação para cardinalidade e ortogonalidade. Como será visto ao longo deste capítulo, as degradações relativas à propagação na fibra óptica e nos dispositivos, reduzem o desempenho do sistema. Nestas simulações será adotada uma distância média de propagação de 50km, considerando um determinado enlace de rede óptica. Em rede de transporte as distâncias envolvidas são maiores e, em consequência, há um aumento da vulnerabilidade do sistema às degradações, necessitando de esquemas de codificação mais apropriado. A seguir serão analisados alguns esquemas OCDMA em um sistema de comunicação óptica sob diferentes configurações de redes.

5.2.2 Modulação e Propagação OCDMA 1-D

A partir de agora serão realizadas diversas simulações no contexto OCDMA com o objetivo de avaliar seu impacto nas curvas de desempenho do sistema. Desse modo, será considerado um modelo básico de sistema CDMA implementado sobre fibra óptica (FO-CDMA), como ilustrado na Figura 1.5. Para a codificação temporal será utilizado o esquema com ODL, conforme Figura 2.2. A fim de estabelecer uma comparação entre o desempenho original (quadrados na Figura 5.1), antes da modulação e propagação, será adotado um exemplo PCS com $p=5$, cujo comprimento é $N=25$, conforme apresentado na Tabela 2.1. A esse código PCS foram adicionados 7 zeros de preenchimento, para corresponder a uma das primeiras implementações práticas nessa formulação, já que zeros adicionais no código não influenciam os cálculos teóricos [15], totalizando $N=32$. Assim, os códigos serão propagados com a disposição de *chips* dada na Tabela 5.1, onde “1” deverá representar a presença de um pulso óptico e “0” a ausência (modulação IM-DD).

período de *chip* com a mesma duração do período de *bit* do sistema convencional, ou seja, $T_c=0,2\text{ns}$), o período do pulso codificado, T_b , deverá ser N vezes maior. No caso do exemplo PCS, com $N=32$, tem-se $T_b=6,4\text{ns}$, o que significa que a taxa de transmissão de dados para este sistema OCDMA deverá ser de $R_b=156,25\text{Mb/s}$. A Figura 5.2(b) destaca essas diferenças exemplificando a modulação OCDMA com o código C_0 .

Isso significa que, para uma fonte óptica que responda em uma determinada largura de faixa B_o atender códigos com maiores comprimentos, resultará em largura de faixa N vezes menor para transmissão. Em outras palavras, uma fonte óptica que responde em $B_o=5\text{GHz}$ em um sistema convencional pode transmitir a uma taxa $R_b=5\text{Gb/s}$. Em um sistema OCDMA, baseado no algoritmo PCS descrito acima, esta mesma fonte pode ser modulada em uma taxa de *chips* $R_c=5\text{Gc/s}$. No entanto, sua capacidade de transporte será de apenas $R_b=156,25\text{Mb/s}$.

Parâmetros típicos para os efeitos lineares e não-lineares que contribuem para a degradação do sistema durante a propagação são listados na Tabela 4.2. Admite-se a compensação das perdas de inserção com a adoção de amplificadores EDFA, com ganho constante no comprimento de onda adotado, acrescido do ruído ASE inerente.

Os resultados apresentados a seguir simulam a modulação de cada usuário transmitindo dados a uma taxa $R_b=155,52\text{Mb/s}$, resultando $T_b=6,43\text{ns}$. Para $N=32$ tem-se $R_c=4,98\text{Gc/s}$ com $T_{FWHM}=0,2\text{ns}$. As formas de onda para a envoltória dos pulsos representando os códigos C_0 a C_4 modulados diretamente e submetidos à propagação por uma distância $L=50\text{km}$, tomados imediatamente antes do receptor (correlator óptico), estão representadas na Figura 5.3. Esta figura ilustra a forma de onda resultante do envio de um *bit* “1” em modulação direta para cada um dos códigos, C_0 a C_4 , isoladamente e, por último, o somatório de todos os códigos simultaneamente. Na taxa de transmissão para os pulsos ópticos nos intervalos de *chip*, com $B_o=4,98\text{GHz}$, o efeito dominante é atenuação, como pode ser visto comparando o código C_0 , representado na Figura 5.2 (b) antes da propagação, e na Figura 5.3 já após a propagação. A perda de potência está em torno de 10dB, resultante da propagação em uma distância $L=50\text{km}$, em uma fibra cujo coeficiente de atenuação é $\alpha=0,2\text{dB/km}$.

Se a taxa de transmissão de dados for aumentada, por exemplo, em 4 vezes, passando de $R_b=155,52\text{Mb/s}$ para $R_b=622\text{Mb/s}$, o novo período de *bit* será $T_b=1,6\text{ns}$. Para $N=32$, tem-se $R_c=19,9\text{Gc/s}$ e $T_{FWHM}=50,2\text{ps}$. As formas de onda resultantes após a propagação, para essa nova situação, são apresentadas na Figura 5.4.

Figura 5.3 – Representação dos códigos OCDMA sob modulação direta com $R_b=155,52\text{Mb/s}$ após propagação em uma distância $L=50\text{km}$, segundo algoritmo PCS(32,5,4,2), para os usuários transmitindo isoladamente (C_0 a C_4) e para todos os usuários transmitindo simultaneamente (somatório).

Figura 5.4 – Códigos OCDMA PCS(32,5,4,2) sob modulação direta após propagação em $L=50\text{km}$, com $R_b=622\text{Mb/s}$. Cada um transmite isoladamente (C_0 a C_4) e, no final, simultaneamente (somatório).

Comparando as formas de onda das Figuras 5.3 e 5.4, nas quais a resposta direta do SLD apresenta-se em diferentes taxas, submetido aos mesmos parâmetros físicos, observa-se que não é possível completar a oscilação de relaxação característica do laser para este último caso. Isso favorece instabilidades na resposta, além de não atingir a potência de saída de regime permanente, o que causaria flutuações no pico de autocorrelação, um parâmetro crítico para o processo de detecção OCDMA.

Uma solução para esse problema é utilizar o esquema de modulação externa, conforme modelagem na Seção 4.1.2, para que os pulsos ópticos não dependam da resposta dinâmica do laser em altas taxas. Foi utilizada a mesma configuração anterior, mas desta vez em modulação externa com os pulsos ópticos formadores do código com potência de pico $P_0=10\text{dBm}$ e taxa de extinção $r_{ex}=10\text{dB}$. As formas de onda obtidas com os pulsos ópticos propagados em uma rede semelhante à anterior, com taxa $R_b=622\text{Mb/s}$, são mostradas na Figura 5.5.

Figura 5.5 – Códigos OCDMA PCS(32,5,4,2) sob modulação externa após propagação em $L=50\text{km}$, com $R_b=622\text{Mb/s}$. Cada um transmite isoladamente (C_0 a C_4) e, no final, simultaneamente (somatório).

A resposta apresenta-se mais definida, com potência de saída vinculada à eficiência do modulador externo, caracterizados por fatores como flutuação de tensão e taxa de extinção associada ao pulso óptico na saída, conforme descrição na Seção 3.1.2. Os

efeitos dispersivos, sobretudo aqueles associados ao coeficiente β_2 , responsável pela dispersão de velocidade de grupo (GVD), tornam-se dominantes. Esse impacto já pode ser percebido na recepção.

5.2.3 Recepção de Códigos OCDMA 1-D

No sistema CDMA, o sinal de um determinado usuário, dentre os que estão presentes na rede, é identificado por meio das operações de correlação, conforme (5.1) e a descrição realizada no Apêndice A. Com o objetivo de simular a ocorrência de situações envolvidas na recepção OCDMA, será considerada uma arquitetura de rede óptica onde as informações são transmitidas por difusão (*broadcasting*) para todos na rede. Cada usuário que conhece o código interpreta e recupera a informação transmitida.

O que se pretende com estas simulações é obter as curvas de BER dos sinais codificados na recepção supondo redes configuradas em esquema *back-to-back* (sem fibra) e esquema com propagação na rede (com fibra).

Seja uma rede como a da Figura 1.5, supondo que ela utilize apenas um comprimento de onda e que os usuários trafeguem na rede com o código PCS adotado nos exemplos anteriores, conforme ilustração do processo na Figura 5.6.

Figura 5.6 – Ilustração da transmissão da informação $b_n = \{1, 1, 0, 1\}$ por meio do código C_0 em rede OCDMA com cinco usuários.

Um usuário comunica-se com outro utilizando o código C_0 para trocar informações. A recuperação acontece com o pico de autocorrelação no destino, ao passo que, para os demais usuários, a correlação cruzada resulta em ruído interferente. A figura ilustra a transmissão de um *nibble*, por exemplo, a sequência $b_n=\{1,1,0,1\}$, associado ao código C_0 para toda a rede. Apenas o terminal que possui o código C_0 demodula a informação transmitida, os demais percebem ruído resultante da correlação cruzada e ruído dos dispositivos envolvidos na rede.

Para fins de simulação dos processos envolvidos na recepção, foi utilizado como correlator óptico o esquema ODL, para corresponder à codificação utilizada anteriormente. O fotodetector PIN foi empregado no receptor, logo após o correlator. O coeficiente de acoplamento para o acoplador estrela é suposto unitário. Os respectivos parâmetros dos dispositivos são listados na Tabela 4.2.

As formas de onda na recepção correspondem àsquelas representadas na Figura 5.7(a). Essa figura representa o acréscimo gradual e simultâneo de sinais referentes aos cinco usuários (C_0 a C_4) após a propagação na rede (Figura 5.5), transmitindo em $R_b=622\text{Mb/s}$. Esta situação representa o terminal 2 da Figura 5.6 recebendo tanto a informação transmitida apenas por C_0 (um usuário na Figura 5.7(a)) quanto aquela que representa o pior caso, situação em que todos estão enviando dados simultaneamente (cinco usuários na Figura 5.7(a)). Os resultados de autocorrelação e correlação cruzada se sobrepõem. A avaliação de desempenho, realizado conforme descrição no Apêndice C, é mostrada na Figura 5.7(b).

(a)

(b)

Figura 5.7 – Gráfico de desempenho para o código PCS 1-D anterior com modulação externa em $R=622\text{Mb/s}$. (a) *Nibble* codificado refletindo o aumento progressivo da MAI com o incremento de usuários simultâneos na rede (C_0 a C_{0-4}) e (b) Curvas de BER antes da propagação (*back-to-back*) e após a propagação ($L=50\text{km}$).

O código PCS 1-D tem baixo desempenho mesmo antes da propagação (sem fibra), e agrava-se ainda mais após a propagação (com fibra).

Transmissões simultâneas resultam em dificuldades para estabelecer um limiar de decisão decorrente da soma de potência em intervalos de *chips* semelhantes. Códigos OCDMA que fazem reuso de tempo, como é o caso do PCS, repetem alocações temporais que acabam por prejudicar seu desempenho na rede. Limitadores abruptos de potência óptica (OHL) são empregados para evitar excesso de potência nesses *chips* que fazem reuso, limitando a potência a um valor único para todos os pulsos do código antes do correlator. Na saída do correlator também pode ser empregado um segundo OHL com o objetivo de estabelecer um limiar no sinal resultante do processo de correlação para ser enviado à detecção, deixando passar apenas o necessário ao processo de decisão por limiar [143]. Essas providências melhoram o desempenho do código na rede, porém exigem processamento de sinal para tratá-los, o que nem sempre é fácil em domínio óptico. Sua aplicação eficiente depende do avanço das técnicas e dispositivos ópticos empregados. Além desta técnica de limitação de potência, também são utilizadas outras técnicas, como a denominada porta de recepção sincronizada em tempo (*time gating*). Seu funcionamento é semelhante a um filtro passa faixa cuja largura de banda é definida como aquela relativa a um pulso óptico ou a um múltiplo desta. Normalmente é empregado em modulações que envolvem a fase do pulso óptico [144].

O objetivo último destas técnicas de processamento de sinal é suprimir os interferentes, extraindo o pulso de autocorrelação com mais eficiência. No contexto de codificação OCDMA, pode-se utilizar mais dimensões para se obter não apenas cardinalidade, mas também uma ortogonalidade mais eficiente. Isto resulta em melhor desempenho dos códigos na rede. A próxima seção explora este aspecto, como será visto a seguir com implementações em duas dimensões.

5.3 Desempenho de Códigos OCDMA 2-D

Neste tópico será analisado o impacto das degradações em três dos esquemas de codificação bidimensional (2-D) estudados na Seção 2.1.5, os quais utilizam alocações temporais e espectrais na composição das seqüências formadoras do código. Uma configuração de rede óptica, que possa atender os esquemas de codificação 2-D,

representando os processos de modulação, codificação, transmissão e recepção, foi adotada conforme representação na Figura 5.8.

A modulação agora acontece indiretamente empregando uma fonte faixa larga. As redes de Bragg em fibra (FBG) são responsáveis pela alocação espectral e as linhas de atraso óptico (ODL) pela alocação temporal, quando o algoritmo assim necessitar. O acoplador agrega os pulsos ópticos codificados para transmissão na fibra. O filtro passa faixa (BPF) após o amplificador tem a função de restringir o ruído ASE, com largura de faixa dada pelo conjunto de frequências do código. A fibra de compensação de dispersão (DCF) é necessária para que a alocação espectral se mantenha ao longo da propagação. Alguns parâmetros típicos dos dispositivos empregados nesta rede encontram-se relacionados Tabela 4.2. Os dois primeiros EDFAs compensam a perda de inserção dos dispositivos envolvidos na modulação e codificação, e o terceiro compensa a perda em razão da atenuação na fibra. A canalização adotada segue o padrão ITU-T para a banda C, com espaçamento de 100GHz (0,8nm) e $\lambda_{REF}=1550\text{nm}$. Considerando que serão utilizados poucos canais em torno da portadora de referência, então o ganho dos amplificadores pode ser considerado aproximadamente constante na faixa, pois se pretende utilizar no máximo 13 comprimentos de onda na formação dos códigos 2-D. Admite-se ainda que cada FBG tenha uma resposta completamente definida no intervalo do pulso RZ correspondente à taxa de *chip* do código transmitido. Esta providência permite estabelecer uma comparação de desempenho entre os diferentes esquemas de codificação em uma rede de referência.

Figura 5.8 – Configuração de rede óptica FO-CDMA adotada nas simulações que utilizam esquemas de codificação OCDMA 2-D.

A propagação do sinal modulado foi realizada sob influência das seguintes degradações, consideradas importantes nesta configuração de rede: ruído de emissão espontânea amplificada (ASE), oriundo do amplificador a fibra dopada com érbio (EDFA), e efeitos dispersivos, tais como dispersão de velocidade de grupo (GVD) e dispersão de polarização modal (PMD). O efeito GVD é compensado com fibras de compensação de dispersão (DCF), mas a PMD na fibra ($D_{PMD}=0,5\text{ps/km}^{1/2}$) não será compensada no enlace.

A faixa de comprimento de onda utilizada na simulação numérica adota uma janela com referência em $\lambda=1550\text{nm}$, no meio da faixa empregada para codificação, mantendo um compromisso entre largura espectral e espaçamento. Isso define uma frequência máxima para a janela espectral, permitindo a aplicação do critério de Nyquist. O número de pontos necessários à discretização é calculado com base em um compromisso entre a janela espectral e a definição da janela temporal para observação da propagação

Com o objetivo de observar diferentes esquemas de codificação em uma rede, serão analisados três esquemas OCDMA 2-D, sendo eles: 1) codificação 2-D W/T PCS/PCS, 2) codificação matricial (PO/MAT) e 3) codificação por saltos rápidos de frequência (FFH). O que se espera é poder concluir a respeito do comportamento e desempenho após propagação na mesma rede de referência. Para fins de avaliação de desempenho, será realizada a propagação ressaltando o efeito cumulativo de usuários simultâneos e o respectivo compromisso com a BER na decodificação de um código adotado como referência.

5.3.1 Códigos 2-D W/T PCS/PCS

Nesse esquema de codificação 2-D, no qual W representa comprimento de onda e T o tempo (também podendo aparecer como $\lambda \times t$ ou MWOOC), o algoritmo PCS é empregado no espalhamento temporal e espectral, sendo os códigos identificados pelas seqüências $C_x H_y$, onde x refere-se à seqüência temporal e y aos saltos em comprimento de onda. Para um determinado número primo p , o comprimento temporal se mantém em $N=p^2$ e sua cardinalidade resulta $p(p-1)$, conforme descrito na Seção 2.1.5.1. A Figura 5.9 ilustra a transmissão de um *nibble* $\{1,1,0,1\}$, codificado com $p=3$. O código $C_0 H_I = [\lambda_0 00 \lambda_1 00 \lambda_2 00]$ é empregado no exemplo.

Figura 5.9 – Exemplificação do esquema 2-D W/T PCS/PCS transmitindo 4 bits {1,1,0,1}, utilizando códigos primos com $p=3$ para espalhamento temporal e espectral: Código $C_0H_I = \lambda_0 00 \lambda_1 00 \lambda_2 00$.

Para um código PCS com $p=3$ a cardinalidade será $N_u=p(p-1)=6$ usuários. Supondo uma taxa de transmissão $R=1,25\text{Gb/s}$, o comprimento temporal $N=p^2=9$ expande a largura de faixa em $B=NR=11,25\text{GHz}$. A potência do pulso óptico na entrada da fibra é calculada para assumir valor $P_0=10\text{dBm}$ e $T_{FWHM} = T_c/2=44,4\text{ps}$, propagando em $L=50\text{km}$. A Figura 5.10 apresenta o desempenho dos sinais na recepção referentes à adição progressiva de usuários na rede até atingir a cardinalidade do código.

Figura 5.10 – Gráficos de desempenho para o código PCS 2-D ($p=3$) back-to-back (sem fibra) e propagado (com fibra, $L=50\text{km}$) transmitindo em $R=1,25\text{Mb/s}$: (a) Nibble codificado refletindo o aumento progressivo da MAI com o incremento de usuários simultâneos na rede ($C_1 \times C_{1-6}$) e (b) Curvas de BER associadas.

Algumas observações podem ser efetuadas comparando o esquema PCS 1-D, Figura 5.7, com o esquema PCS 2-D, Figura 5.10. Na formulação PCS 2-D, nota-se um melhor desempenho com menor comprimento temporal ($N_{1-D}=25$, com $p=5$ e $N_{2-D}=9$, com $p=3$), com maior quantidade de usuários ($N_{u\ 1-D}=5$ e $N_{u\ 2-D}=6$). Portanto, o PCS 1-D resulta de imediato em pulsos mais suscetíveis aos efeitos dispersivos lineares (GVD e PMD). Uma outra diferença fundamental entre elas é o perfil de autocorrelação (C_0 recebendo

informação de C_0 apenas – primeira seqüência propagada referente ao primeiro usuário). O esquema PCS 1-D apresenta lóbulos laterais do perfil de autocorrelação (denominada autocorrelação fora de fase) com maiores níveis de potência que o PCS 2-D. Isso significa aumento de potência interferente associada à evolução da MAI e, conseqüentemente, aumento da BER.

O comportamento da BER no PCS 1-D, Figura 5.7(b), mostra-se mais afetado pelas degradações que o PCS 2-D, Figura 5.10(b). Ao passo que o código PCS 1-D é mais suscetível à PMD, em virtude do seu alto comprimento temporal, o código PCS 2-D está mais exposto ao efeito da GVD. Isto ocorre em virtude do segundo fazer uso de múltiplos comprimentos de onda em sua formação.

Um compromisso de desempenho entre uma taxa de erro de *bit* (por exemplo, $BER < 10^{-9}$ em redes ópticas) e o número de códigos passíveis de trafegar simultaneamente na rede pode ser estabelecido. Para o esquema PCS 2-D, conforme Figura 5.10 (b), este desempenho não atende a filosofia de uma rede de acesso múltiplo em razão da baixa quantidade de usuários que atenderiam ao critério estipulado.

Outras formulações serão simuladas para que seu comportamento seja avaliado e comparado, utilizando a mesma taxa de transmissão na mesma rede.

5.3.2 Códigos 2-D W/T PO/MAT

Um segundo esquema avaliado é a simulação com seqüências pseudo-ortogonais (PO) 1D convertidas em seqüências matriciais (MAT) 2-D, Seção 2.1.5.3. Para este esquema foi adotado um tempo de guarda igual ao intervalo de tempo reservado para codificação. Isso constitui uma configuração ótima que favorece as propriedades de correlação. A Figura 5.11 ilustra a transmissão do mesmo *nibble* com este código [79].

Figura 5.11 – Ilustração do código W/T PO/MAT utilizado na transmissão de uma seqüência de 4 *bits*, *nibble*, “1101”. Código $C_x = [λ_i, λ_j, λ_k, λ_l, 0, 0, 0, 0]$.

Na transmissão de cada *bit* do mesmo *nibble* anterior o pulso em cada *chip* tem agora $T_{FWHM}=T_c/2=50\text{ps}$, resultante da adoção de um tempo de guarda igual a $T_b/2$.

Os códigos que serão utilizados na formulação 2-D W/T PO/MAT são mostrados na Tabela 5.2. Eles resultam da aplicação da regra de Golomb na formação das sequências pseudo-ortogonais com posterior mapeamento matricial em comprimento de onda e tempo [79]. Os elementos no interior da tabela representam todos os códigos possíveis numerados de 1 a 32. Por exemplo, o código C_9 , destacado em negrito, é formado com λ_1 e λ_4 no primeiro *chip* (t_1) e λ_7 e λ_8 no terceiro *chip* (t_3).

Neste esquema, observa-se o reuso de comprimento de onda e tempo, pois são apenas 8 comprimentos de onda e 8 *chips* de tempo, e apenas 4 são utilizados na codificação, os outros 4 são reservados como tempo de guarda. Desse modo, é necessário escolher os códigos que apresentam melhores propriedades de correlação e ortogonalidade. Nesta avaliação serão considerados os códigos a partir de C_9 . Os anteriores, C_1 a C_8 , fazem reuso intenso de comprimento de onda, comprometendo significativamente a ortogonalidade e serão descartados.

TABELA 5.2 – CÓDIGOS PO/MAT INTERPRETADOS COMO MATRIZES W/T [79].

Comprimento de onda (λ)	Intervalos de tempo(chip)			
	1	2	3	4
1	1,9,17,25	1,14,29	19,24,26	1,7,10,11,20,32
2	2,10,18,26	2,15,17,30	20,25,27	2,8,11,12,21
3	3,11,19,27	3,16,18,31	1,21,26,28	3,12,13,22
4	4,9,12,20,28	4,19,32	2,22,27,29	4,13,14,23
5	5,10,13,21,25,29	5,20	3,23,28,30	5,14,15,24
6	6,11,14,22,26,30	6,21	4,17,24,29,31	6,15,16
7	7,12,15,23,27,31	7,12,22	5,9,18,30,32	7,16
8	8,13,16,24,28,32	8,18,23,25	6,9,10,19,31	8

A Figura 5.12 apresenta as mesmas avaliações de desempenho realizadas para o código anterior, considerando a propagação cumulativa dos códigos C_9 a C_{21} , totalizando 13 usuários. Isto permitirá uma comparação de desempenho mais justa com a codificação descrita na próxima seção.

Figura 5.12 – Gráficos de desempenho para o código PO/MAT *back-to-back* (sem fibra) e propagado (com fibra, $L=50\text{km}$) transmitindo em $R=1,25\text{Mb/s}$: (a) *Nibble* codificado refletindo o aumento progressivo da MAI com o incremento de usuários simultâneos na rede ($C_9 \times C_{9-21}$) e (b) Curvas de BER associadas.

Em virtude do reuso de comprimento de onda e tempo desta formulação, observa-se um crescimento da MAI na evolução crescente dos picos de correlação do sinal da recepção, conforme Figura 5.12(a). Isso se reflete no aumento rápido da BER com o aumento do número de usuários propagando simultaneamente, como mostra a Figura 5.12(b). Isto ocorre apesar desta formulação ser menos suscetível que a anterior às degradações. O PO/MAT apresentou resultado melhor que o PCS 2-D, uma vez que utiliza mais comprimentos de onda que a anterior ($N_\lambda=3$ em PCS 2-D e $N_\lambda=8$ em PO/MAT). A quantidade de usuários para o critério de desempenho da rede fixado em $\text{BER}=10^{-9}$ já configura o acesso múltiplo na rede. Conforme Figura 5.12(b), 6 usuários trafegam simultaneamente na rede antes da propagação e 5 após a propagação, para $\text{BER}<10^{-9}$.

5.3.3 Códigos 2-D W/T FFH

Nesta terceira abordagem, 2-D cada usuário seleciona um padrão de N_f frequências de um conjunto de q frequências disponíveis, $S=\{f_1, f_2, \dots, f_q\}$, sendo $N_f \leq q$. O modelo de salto em frequência geralmente é representado por uma matriz ($N_f \times q$). O parâmetro N_f está associado ao número de redes escritas tanto no codificador quanto no decodificador e q fixado pela capacidade da rede sintonizar um determinado comprimento de onda, estabelecendo assim um limite físico. O emprego de ODL não é necessário, pois a alocação temporal é determinada pela disposição física das FBGs. O algoritmo de

codificação busca obter, por meio dos compromissos de ortogonalidade, uma seqüência geradora. As demais seqüências, por sua vez, são obtidas mediante deslocamentos da geradora. A Figura 5.13 exemplifica o código FFH, transmitindo o mesmo *nibble*.

Figura 5.13 – Exemplo de código W/T FFH modulando uma seqüência de 4 bits, *nibble*, “1101”. Código $C_1 = [\lambda_1, \lambda_4, \lambda_9, \lambda_2, \lambda_6, \lambda_3, \lambda_{11}, \lambda_5]$.

Conforme mencionado anteriormente, esta simulação foi projetada para apresentar o mesmo comprimento temporal que o adotado na codificação matricial. Assim, para manter o comprimento temporal $N=8$, o algoritmo precisa utilizar mais comprimentos de onda, ou seja, $N_\lambda = q = 13$, segundo algoritmo em [74]. A seqüência geradora que será utilizada nesta avaliação é definida por $s_g = \{3, 5, 6, 4, 10, 8, 7, 9\}$. A Figura 5.14 apresenta os resultados de desempenho na transmissão do *nibble* na mesma taxa e mesma rede para a cardinalidade total $N_u = 13$ usuários associados aos códigos C_1 a C_{13} .

Figura 5.14 – Gráficos de desempenho para o código FFH *back-to-back* (sem fibra) e propagado (com fibra, $L=50\text{km}$) transmitindo em $R=1,25\text{Mb/s}$: (a) *Nibble* codificado refletindo o aumento progressivo da MAI com o incremento de usuários simultâneos na rede (C_1 a C_{13}) e (b) Curvas de BER associadas.

Diferente das demais, todo o intervalo do *bit* “1” está ocupado com energia dos respectivos comprimentos de onda, respeitando a alocação do algoritmo. A Figura 5.14 (a) reflete o comportamento típico desta formulação, que é caracterizado pelo crescimento dos lóbulos laterais de correlação observado na recepção após a propagação. A Figura 5.14(b) mostra o desempenho da BER na recepção.

Para o critério de desempenho com $BER < 10^{-9}$ seria permitido que todos os usuários trafegassem simultaneamente na rede, caso o sinal não fosse propagado. Após a propagação, apenas 8 usuários atendem à BER estipulada.

Uma consequência direta do fato desta formulação utilizar mais comprimentos de onda que as duas anteriores é um melhor favorecimento das propriedades de correlação (isto se deve ao vínculo com o algoritmo de uma coincidência, Seção 2.1.5.2). Com isso, sua MAI e BER apresentam desempenho superior ao esquema PO/MAT.

5.3.4 Códigos 2-D W/T PO/MAT e FFH em Diferentes Taxas

A fim de estabelecer uma base de comparação para as duas configurações OCDMA 2-D anteriores que se mostraram mais eficientes nas simulações, qual sejam PO/MAT e FFH, será estabelecida uma avaliação da BER, utilizando como referência a rede da Figura 5.8, em diferentes taxas. Por exemplo, taxas utilizadas em redes Gigabit Ethernet em meio óptico ($R=1,25\text{Gb/s}$, $R=2,5\text{Gb/s}$, $R=5\text{Gb/s}$ e $R=10\text{Gb/s}$).

A Figura 5.15 mostra o comportamento da BER para o código PO/MAT desde a taxa $R=1,25\text{Gb/s}$ até $R=10\text{Gb/s}$ antes da propagação na rede (símbolos sólidos) e na recepção (símbolos vazados). O mesmo foi realizado para a o FFH, conforme Figura 5.16. A mesma configuração OCDMA anterior, em número de comprimentos de onda, *chips* e usuários ($N_\lambda=8$, $N_c=8$, $N_u=13$), foi mantida para ambas a fim de tornar a comparação mais equilibrada.

Estas curvas permitem decidir sobre a quantidade de usuários passíveis de trafegar na rede baseado em um limite mínimo estipulado para a BER. Por exemplo, considerando o mesmo parâmetro de desempenho mínimo anterior ($BER < 10^{-9}$), após propagação na rede, o esquema PO/MAT poderia prover no máximo 5 usuários em $1,25\text{Gb/s}$ ou 2 usuários em 5Gb/s simultaneamente. Por outro lado, o esquema FFH permitiria 8 usuários simultâneos em $1,25\text{Gb/s}$ ou 5 usuários em 5Gb/s .

Figura 5.15 –BER versus número de usuários para o código PO/MAT *back-to-back* (sem fibra) e propagado (com fibra, $L=50\text{km}$) com os parâmetros $N_i=8$, $N_c=8$, $N_u=13$. As respectivas taxas são: 1,25Gb/s (quadrado), 2,5Gb/s (círculo), 5Gb/s (triângulo) e 10Gb/s (estrela).

Figura 5.16 –BER versus número de usuários para o código FFH *back-to-back* (sem fibra) e propagado (com fibra, $L=50\text{km}$) com os parâmetros $N_i=8$, $N_c=8$, $N_u=13$. As respectivas taxas são: 1,25Gb/s (quadrado), 2,5Gb/s (círculo), 5Gb/s (triângulo) e 10Gb/s (estrela).

O desempenho dos códigos PO/MAT, para um dado número de usuários, é afetado sobretudo pelo reuso de tempo e comprimento de onda, que aumenta a cardinalidade à custa de um comprometimento da ortogonalidade. Por outro lado, o código FFH utiliza mais comprimentos de onda, com algoritmo que prioriza ortogonalidade em detrimento da cardinalidade. Conseqüentemente a MAI pode ser significativamente reduzida para o FFH, resultando em um desempenho superior para a BER. Está claro que a PMD é o principal vilão, em ambos os casos investigados, particularmente em altas taxas de transmissão (a taxa de *chips* nestas formulações corresponde a 8 vezes a taxa de *bits* transmitida).

Estes esquemas mostraram-se muito ineficientes em taxas mais altas nesta rede, como em 5Gb/s e 10Gb/s, particularmente para o PO/MAT, no qual não seria possível tráfego simultâneo e acesso múltiplo, obedecendo ao critério estipulado. A maior separação entre as curvas de BER antes da propagação (sem fibra) e após a propagação (com fibra) acontece de maneira mais acentuada para o código FFH do que para o PO/MAT, pois no primeiro todos os *chips* estão ocupados, ao passo que no segundo é ocupada apenas a metade.

Com base em avaliações semelhantes, outros esquemas podem ser analisados para concluir sobre os limites de usuários, de acordo com um compromisso de desempenho previamente definido, mediante um compromisso aceitável de complexidade, no atendimento às necessidades da rede.

Neste capítulo foram avaliadas diferentes formulações de códigos, em uma mesma rede, para concluir sobre um compromisso de desempenho versus quantidade de usuários simultâneos na rede. Outras abordagens também são possíveis, como por exemplo, determinar uma configuração de rede que atenda não apenas aos critérios de desempenho, como também a quantidade de usuários pretendida no dimensionamento da rede, ou em compromissos sazonais de demanda de tráfego. Também pode ser realizado um estudo sobre compromissos de projeto para que uma determinada configuração OCDMA seja atendida, buscando um ponto ótimo para maximização de desempenho e quantidade de usuários coexistindo simultaneamente na rede.

Capítulo 6

Conclusão

A abordagem realizada neste trabalho sobre sistemas OCDMA concentrou-se na análise das degradações impostas pelo meio físico e pelos dispositivos a ele conectados sobre a propagação de sinais ópticos codificados. Este trabalho foi motivado pela constatação de que muitas propostas de codificação que têm sido sugeridas partem de simplificações muitas vezes inapropriadas para os sistemas atuais. Por intermédio da modelagem do sistema foi possível visualizar de maneira direta os efeitos das degradações desde a transmissão até a recepção dos sinais codificados.

Formulações unidimensionais e bidimensionais foram contempladas com o modelo desenvolvido. Efeitos lineares e não-lineares associados à propagação foram contemplados, assim como atenuação e ganho, respeitando os limites típicos de ocorrência na rede óptica. A avaliação foi concentrada na formulação de algumas abordagens de codificação apenas para visualização dos fundamentos do sistema CDMA em domínio óptico e para destacar a forma e as condições nas quais as degradações se manifestam. A validação desses critérios viabiliza a avaliação de formulações CDMA baseada em fibra óptica, permitindo o conhecimento prévio do desempenho quando submetido às condições reais de trabalho.

A combinação da avaliação de desempenho na geração dos códigos com a análise criteriosa, sob efeito das degradações impostas pelo meio, podem determinar um compromisso prático e eficaz na avaliação da qualidade de serviço em redes OCDMA. Esquemas de otimização e adequação dos códigos podem ser desenvolvidos de modo a atender as exigências da rede. Adicionalmente, as técnicas de processamento de sinal óptico podem melhorar o desempenho como um todo, e esse impacto na recuperação da informação enviada poderá ser avaliado na presença de degradações. No que tange à questão da qualidade de serviço, algumas perspectivas na área têm sido sugeridas recentemente, como discutido brevemente a seguir.

6.1 Perspectivas em Codificação Óptica

Além dos esquemas de codificação baseados em algoritmos e implementações práticas, algumas sugestões de melhorias na qualidade de serviço (QoS) têm sido propostas com o objetivo de dar maior flexibilidade à rede e ao serviço [146]. Como é intrínseco ao OCDMA, a entrada e saída de usuários na rede irão influenciar o QoS para os usuários ativos. Um controle de rede centralizado pode ser dimensionado para controlar dinamicamente a alocação de novos códigos aos usuários com a respectiva monitoração dos codificadores, ao passo que um controle distribuído de rede pode ser realizado utilizando algoritmos de geração de códigos mais avançados. Em cada nó da rede o nível de interferência entre usuários é monitorado e a seleção lógica do código direcionará o codificador para implementar a assinatura de código apropriada. A seleção lógica do código poderia ser realizada, por exemplo, por meio de:

1. Múltiplas palavras de código, com o objetivo de priorizar determinado serviço;
2. Diferentes palavras de código para serviços variados;
3. Diferentes ponderações da palavra de código para os serviços.

O modelo desenvolvido neste trabalho poderá ser utilizado para avaliação prévia da malha de uma rede óptica e para adequação de cada uma das configurações possíveis quando submetidas às degradações. Poderá ainda atuar como suporte à decisão sobre qual código é mais adequado para cada trecho a fim de concluir sobre limitações e prioridades no acesso.

Propostas de comutação em domínio óptico utilizando códigos ópticos ortogonais também têm sido consideradas [147]. Esse certamente será um grande passo para as redes totalmente ópticas. Também a possibilidade de utilização de sinais codificados em redes de transporte estimula a convivência e integração com os sistemas existentes nas redes atuais, explorando e maximizando o que cada um tem de melhor. Experimentos manipulando a integração de sistemas que utilizam multiplexação por divisão de códigos em domínio óptico (OCDM) com os tradicionais esquemas de multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM), dedicados às redes de transporte, são demonstrados em [148]. As vantagens de ambos podem ser exploradas para que seja atingido um equilíbrio entre capacidade e flexibilidade. Como suporte à comutação fotônica, dispositivos dedicados à conversão e reconversão de formatos multiplexados, têm sido explorados [149].

Há ainda a possibilidade de manipulação dos efeitos dispersivos lineares e não-lineares para dar sustentabilidade às aplicações em codificação e conversão de sinais. Uma forma alternativa para modulação óptica, não explorada nesse modelo, é a sinalização com modulação de fase. Os meios de comunicação com fio e sem fio têm explorado esquemas de modulação manipulando amplitude e fase do sinal, como consequência natural do avanço dos dispositivos eletrônicos que conseguem discriminá-los. Assim também tem ocorrido no meio óptico, no qual a condição necessária à implementação passa pela evolução dos dispositivos ópticos. Da mesma forma que os processadores de sinais digitais deram sustentação à ativação comercial com sucesso da tecnologia CDMA no espaço livre, viabilizando um rígido controle de potência, também em domínio óptico espera-se a evolução de processadores de sinais ópticos.

Referências Bibliográficas

- [1] D. J. G. Mestdagh, *Fundamentals of Multiaccess Optical Fiber Networks*, Artech House, London, 1995.
- [2] D. R. Hughes and D. Hendricks, "Spread-Spectrum Radio", *Scientific American*, pp. 94-96, Apr. 1998.
- [3] G. R. Cooper and R. W. Nettleton, "A Spread Spectrum Technique for High-Capacity Mobile Communications", *IEEE Trans. Vehicular Technol.*, Vol. VT-27, No.4, pp. 264-275, Nov. 1978.
- [4] R. L. Pickholtz, D.L. Schilling and L. B. Milstein, "Theory of Spread Spectrum Communications – A tutorial", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-30, No. 5, pp. 855-884, May. 1982.
- [5] K.S. Gilhousen, I.M. Jacobs, R. Padovani, A.J. Viterbi, L.A. Weaver and C.E. Wheatley III, "On the Capacity of a Cellular CDMA System", *IEEE Trans. Vehicular Technol.*, Vol. 40, No. 2, pp. 303-312, May. 1991.
- [6] H.V. Poor and L.A. Rush, "A promising multiplexing technology for cellular telecommunications: Narrowband Interference Suppression in Spread Spectrum CDMA", *IEEE Personal Commun.*, Third Quarter, pp. 14-27, 1994.
- [7] C. F. Lam, "To spread or not to spread: the myths of optical CDMA", *Lasers and Electro-Optics Society 2000 13th Annual Meeting, IEEE*, Vol. 2 pp. 810 - 811, 2000.
- [8] P. W. Smith, "On the Role Photonics Switching in Future Communications Systems", *Int. Conf. on Commun., ICC Proc.*, pp. 1570-1574, Jun 1987.
- [9] K. Iversen and D. Hampicke, "Comparison and Classification of All-Optical CDMA Systems for Future Telecommunication Networks", *SPIE Proc. 2614*, 23-36 Oct. 1995, Philadelphia.
- [10] N. Benvenuto and G. Cherubini, *Algorithms for Communications Systems and their Applications*, John Willey & Sons, England, 2002.
- [11] G. Jacobsen, *Noise in Digital Optical Systems*, Artech House, Norwood, 1994.
- [12] H. Sotobayashi, W. Chujo, and K. Kitayama, "Highly Spectral-Efficient Optical Code-Division Multiplexing Transmission System", *IEEE J. Selec. Topics in Quantum Elect.*, Vol. 10, No. 2, pp. 250-258, Mar./Apr. 2004.
- [13] A. A. Shaar and P. A. Davies, "Prime Sequences: Quasi-Optimal Sequences for Channel Code Division Multiplexing", *IEEE Elect. Lett.*, Vol. 19, No. 21, pp. 888-889, 13 Oct. 1983.
- [14] J. Y. Hui, "Pattern Code Modulation and Optical Decoding: A Novel Code Division Multiplex Technique for Multifiber Network", *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, Vol. SAC-3, No. 3, pp. 916-927, 1985.
- [15] P. R. Prucnal, M. A. Santoro and T. R. Fan, "Spread Spectrum Fiber-optic Local Area Network Using Optical Processing", *J. Lightwave Technol.*, Vol. LT-4, No. 5, pp. 547-554, May. 1986.
- [16] G. J. Foschini and G. Vannucci, "Using Spread Spectrum in a High Capacity Fiber Optic Local Area Network", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 6, No. 3, pp. 370, 1988.
- [17] M. P. Vecchi and J. A. Salehi, "Neuromorphic Networks Based on Sparse Optical Orthogonal Codes", *Neural Information Processing Systems, American Institute of Physics*, pp. 814-823, 1988.

- [18] F. R. K. Chung, J. A. Salehi and V. K. Wei, "Optical Orthogonal Codes: Design, Analysis and Applications", *IEEE Trans. Info. Theory*, Vol. 35, No. 3, pp. 595-604, May. 1989.
- [19] J. A. Salehi, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks—Part I: Fundamental principles", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 37, No. 8, pp. 824-833, Aug. 1989.
- [20] J. A. Salehi and C. A. Brackett, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks—Part II: Systems performance analysis", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 37, pp. 834-842, Aug. 1989.
- [21] S. V. Maric, Z. I. Kostic and E. L. Titlebaum, "A New Family of Optical Code Sequences for Use in Spread-Spectrum Fiber-Optic Local Area Networks" *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 41, pp. 1217-1221, No. 8, Aug. 1993.
- [22] S. V. Maric, M. D. Hahm and E. L. Titlebaum, "Construction and Performance Analysis of a New Family of Optical Orthogonal Codes for CDMA Fiber-optic Networks " *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 43, pp. 485-489, No. 2/3/4, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [23] W. C. Kwong, J. G. Zhang and G. C. Yang, " 2^n prime- sequence code and its optical CDMA coding architecture", *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 30, No. 6, pp. 509-510, Mar. 1994.
- [24] G. C. Yang, G.-C., and W. C. Kwong, "On the construction of 2^n codes for optical code-division multiple-access", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 43, No. 2/3/4, pp. 495-502, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [25] J. G. Zhang and W. C. Kwong, "Effective Design of Optical Code-Division Multiple Access Networks By Using the Modified Prime Code", *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 30, No. 3, pp. 229-230, Mar. 1997.
- [26] J. G. Zhang, "Design of a Special Family of Optical CDMA Address Codes for Fully Asynchronous Data Communications", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 47, No. 7, pp. 967-973, Jul. 1999.
- [27] C. K. Ho and Y. P. Singh, "A Hybrid Genetic Algorithm for Optical Code Orthogonal Construction", *Applied Artificial Intelligence*, No. 17, pp. 927-953, 2003.
- [28] F. Coppinger, C. K. Madsen and B. Jalali, "Photonic Microwave Filtering Using Coherently Coupled Integrated Ring Resonators", *Microwave and Opt. Technol. Lett.*, Vol. 21, No. 2, pp. 90-93, Apr. 1999.
- [29] J. G. Zhang, Y. Wen, and P. Li, "Proposed OCDMA Encoders And Decoders Based Silica-On-Silicom Integrated Optics", *Microwave and Opt. Technol. Lett.*, Vol. 40, No. 3, pp. 205-209, Feb. 2004.
- [30] S. Benedetto and G. Olmo, "Performance Evaluation of Coherent Optical Code Division Multiple Access", *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 27, No. 22, pp. 2000-2002, Oct. 1991.
- [31] K. Wakita, I. Iotaka, K. Mogi, H. Asai, Y. Kawamura, "Pulse Coding and Coherent Decoding in Fibre-optic Ladder Networks", *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 25, No. 22, pp. 1535-1537, Oct. 1989.
- [32] R. A. Griffin, D. D. Sampson and D. A. Jackson, "Optical Phase Coding for Code- Division Multiple Access Networks", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 4, No. 12, pp. 1401-1404, Dec. 1992.
- [33] D. D. Sampson, R. Griffin, D. A. Jackson, "Photonic CDMA by Coherent Matched Filtering Using Time- Addressed Coding in Optical Ladder Networks", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 12, No. 11, pp. 2001-2010, Nov. 1994.

- [34] A. M. Weiner, J. P. Heritage and J. A. Salehi, "Encoding and Decoding Femtosecond Pulses", *Opt. Lett.*, Vol. 13, No. 4, pp 300-302, 1988.
- [35] J. A. Salehi, A.M. Weiner and J. P. Heritage, "Temporal and Statistical Analysis of Ultrashort Light Pulse Code Division Multiple Access Communication Networks", *Proc. of ICC*, Boston MA, Jun. 1989.
- [36] J.A. Salehi, A.M. Weiner and J.P. Heritage, "Coherent Ultrashort Light Pulse Code-Division Multiple Access Communication Systems", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 8, No. 3, pp 478-491, Mar. 1990.
- [37] C. C. Chang, H. P. Sardesai and A. M. Weiner, "Code-Division Multiple-Access Encoding and Decoding of Femtosecond Optical Pulses over a 2.5-km Fiber Link", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, No. 1, pp. 171-173, Jan. 1998.
- [38] H. P. Sardesai and A. M. Weiner, "Nonlinear fiber-optic receiver for ultrashort pulse code division multiple access communications", *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 33, No. 7, pp. 610-611, Mar. 1997.
- [39] J. H. Lee, P. C. Teh, Z. Yusoff, M. Ibsen, W. Belardi, T. M. Monro, and D. J. Richardson, "A Holey Fiber-Based Nonlinear Thresholding Device for Optical CDMA Receiver Performance Enhancement", *IEEE Photon. Technol. Letters*, Vol. 14, No. 6, pp. 876-878, Jun. 2002.
- [40] D. Zaccarin and M. Kavehrad, "An Optical CDMA System Based on Spectral Encoding of LED", *IEEE Phot. Techn. Lett.*, Vol. 4, No. 4, pp. 479-482, Apr. 1993.
- [41] M. Kavehrad and D. Zaccarin, "Optical Code-Division-Multiplexed Systems Based on Spectral Encoding of Noncoherent Sources", *J. Lightwave. Technol.*, Vol. 13, No. 3, pp. 534-545, Mar. 1995.
- [42] M. Kavehrad and E. Simova, "Optical CDMA by Amplitude Spectral Encoding of Spectrally-Sliced Light-Emitting-Diodes", *Proc. IEEE 0-7803-3567-8/96*, pp. 414-418, 1996.
- [43] A. M. Weiner, J. P. Heritage, and E. M. Kirschner, "High-resolution femtosecond pulse shaping", *J. Opt. Soc. Am. B.*, Vol. 5, pp. No. 8, pp. 1563-1572, Aug. 1988.
- [44] A. M. Weiner et al., "Programmable Shaping of Femtosecond Optical Pulses by Use of 128-Element Liquid Crystal Phase Modulator", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 28, No. 4, pp. 908-920, Apr. 1992.
- [45] K. Iversen and O Ziemann, "An All-Optical CDMA Communication Network By Spectral Encoding of LED Using Acoustically Tunable Optical Filters", *Proc. 1995 Int. Symposium on Signals, Systems and Electronics (ISSSE'95)*, San Francisco, pp. 529-532, 1995.
- [46] A. M. Weiner, "Femtosecond pulse shaping using spatial light modulators", *Review of Scientific Instruments*, Vol. 71, No.5, pp. 1929-1960, May. 2000.
- [47] J. W. Goodman, *Introduction to Fourier Optics*, 2nd ed., McGraw Hill, NY, 1985.
- [48] D. Zaccarin and M. Kavehrad, "Performance Evaluation of Optical CDMA Systems Using Non-Coherent Detection and Bipolar Codes", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 12, No. 1, pp. 96-105, Jan. 1994.
- [49] T. O'Farrell and S. Lochmann, "Performance analysis of an optical correlator receiver for SIK DS-CDMA communication systems", *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 30, No. 1, pp. 63-65, Jan. 1994.
- [50] L. Nguyen, B. Aazhang and J.F. Young, "All-Optical CDMA with Bipolar Codes", *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 31, No. 6, pp. 469-470, Mar. 1995.
- [51] L. Nguyen, T. Dennis, B. Aazhang and J.F. Young, "Experimental Demonstration of Bipolar Codes for Optical Spectral Amplitude CDMA Communication", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 15, No. 9, pp.1647-1653, Sep. 1997.

- [52] E. D. J. Smith, P. T. Gough and D. P. Taylor, "Noise limits of optical spectral-encoding CDMA systems", *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 31, No. 17, pp. 1469-1470, Aug. 1995.
- [53] K. Kitayama, "Novel Spatial Spread Spectrum Based Fiber Optic CDMA Networks for Image Transmission", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 12, No. 4, pp. 762-772, May. 1994.
- [54] G. C. Yang and W. C. Kwong, "Two-Dimensional Spatial Signature Patterns", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 44, No. 2, pp. 184-191, Feb. 1996.
- [55] A. A. Hassan, J. Hershey and N. A. Riza, "Spatial Optical CDMA", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 13, No. 3, pp. 609-613, Apr. 1995.
- [56] J. A. Salehi and E. G. Paek "Holographic CDMA", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 43, No. 9, pp. 2434-2438, Sep. 1995.
- [57] M. Abtahi and J. A. Salehi, "Spread-Space Holographic CDMA Technique: Basic Analysis and Applications", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 1, No. 2, pp. 311-321, Apr. 2002.
- [58] K. Takasago, M. Takekawa, A. Shirakawa, and F. Kannari, "Spatial-phase code-division multiple-access system with multiplexed Fourier holography switching for reconfigurable optical interconnection", *Applied Opt.*, Vol. 39, No. 14, pp. 2278-2286, May. 2000.
- [59] E. Park, A. J. Mendez and E. M. Garmire, "Temporal/Spatial Optical CDMA Networks-Design, Demonstration, and Comparison with Temporal Networks", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 4, No. 10, pp. 1160-1162, Oct. 1992.
- [60] A. J. Mendez, J. L. Lambert, J. M. Morookian, and R. M. Gagliardi, "Synthesis and Demonstration of High Speed, Bandwidth Efficient Optical Code Division Multiple Access (CDMA) Tested at 1 Gb/s Throughput", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6, No. 9, pp. 1146-1149, Sep. 1994.
- [61] E. S. Shivaleela, K. N. Sivarajan and A. Selvarajan, "Design of a new family of two-dimensional codes for fiber-optic CDMA networks", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 16, No. 4, pp. 501-508, Apr. 1998.
- [62] S. V. Maric and E. L. Tittlebaum, "A Class of Frequency Hop Codes with Nearly Ideal Characteristics for Use in Multiple-Access Spread-Spectrum Communications and Radar and Sonar Systems", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 40, No. 9, pp. 1442-1447, Sep. 1992.
- [63] K. Kiasaleh, "Performance of packet-switched fiber-optic frequency-hopping multiple-access networks", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 43, No. 7, pp. 2241-2253, Jul. 1995.
- [64] P. A. Perrier and P. R. Prucnal, "Wavelength-division integration of services in fiber-optic networks", *Int. J. Digital Analog Cabled Syst.*, Vol. 1, No. 3, pp. 149-157, 1988.
- [65] L. Tancevski and I. Andonovic, "Wavelength Hopping/Time Spreading Code Division Multiple Access Systems", *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 30, No. 17, pp. 1388-1390, Aug. 1994.
- [66] L. Tancevski and I. Andonovic, "Hybrid wavelength hopping/time spreading schemes for use in massive optical networks with increased security", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, No. 12, pp. 2636-2647, Dec. 1996.
- [67] G. C. Yang and W. C. Kwong, "Performance comparison of multiwavelength CDMA and WDMA+CDMA for fiber-optic networks", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 45, No. 11, pp. 1426-1434, Nov. 1997.

- [68] W. C. Kwong, G. C. Yang, V. Baby, C. S. Bres and P. R. Prucnal, "Multiple-Wavelength Optical Orthogonal Codes Under Prime-Sequence Permutations for Optical CDMA", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 53, No. 1, pp. 117–123, Jan. 2005.
- [69] L. R. Chen, S. D. Benjamin, and P. W. E. Smith, "Ultrashort pulse propagation in multiple-grating fiber structures", *Opt. Lett.*, Vol. 22, No. 6, pp. 402-404, Mar. 1997.
- [70] L. Chen, S. Benjamin, P. Smith, and J. Sipe, "Ultrashort pulse reflection from fiber gratings: A numerical investigation", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 15, No. 8, pp. 1503-1512, Aug. 1997.
- [71] K. O. Hill and G. Meltz, "Fiber Bragg Grating Technology Fundamentals and Overview", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 15, No. 8, pp. 1263-1276, Aug. 1997.
- [72] T. Erdogan, "Fiber Grating Spectra", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 15, No. 8, pp. 1277-1294, Aug. 1997.
- [73] L. D. Wronski, R. Hossain, and A. Albicki, "Extended hyperbolic congruential frequency hop code: Generation and bounds for cross- and auto-ambiguity function", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 44, No. 3, pp. 301-305, Mar. 1996.
- [74] L. Bin, "One-coincidence sequences with specified distance between adjacent symbols of frequency-hopping multiple access", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 45, No. 4, pp. 408-410, Apr. 1997.
- [75] H. Fathallah, S. LaRochelle, and L. A. Rusch, "Analysis of an optical frequency-hop encoder with strain-tuned Bragg gratings", *BGPP'97, Williamsburg - VA*, Oct. 26-28, 1997, paper BMG5.
- [76] H. Fathallah, L.A. Rusch and S. LaRochelle, "Passive Optical-Hop CDMA Communications System", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 17, No. 3, pp. 397-405, Mar. 1999.
- [77] H. Fathallah and L.A. Rusch, "Robust Optical FFH-CDMA Communications: Coding in Place of Frequency and Temperature Controls", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 17, No. 8, pp. 1284-1293, Aug. 1999.
- [78] A. J. Mendez, R. M. Gagliardi, H. X. C. Feng, J. P. Heritage, and J. M. Morookian, "Strategies for realizing optical CDMA for dense, high speed, long span, optical network applications", *J. Lightwave Technol. (Special Issue on Optical Networks)*, Vol. 18, No. 12, pp. 1685-1696, Dec. 2000.
- [79] A. J. Mendez, R. M. Gagliardi, V. J. Hernandez, C. V. Bennett, and W. J. Lennon, "Design and Performance Analysis Wavelength/Time (W=T) Matrix Codes for Optical CDMA", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 21, No. 11, pp. 2524-2533, Nov. 2003.
- [80] A. J. Mendez, R. M. Gagliardi, V. J. Hernandez, C. V. Bennett, and W. J. Lennon, "High-Performance Optical CDMA System Based on 2-D Optical Orthogonal Codes", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 22, No. 11, pp. 2409-2419, Nov. 2004.
- [81] E. S. Shivaaleela, A. Selvarajan and T. Srinivas, "Two-Dimensional Optical Orthogonal Codes for Fiber-Optic CDMA Networks", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 23, No. 2, pp. 647-654, Feb. 2005.
- [82] A. J. Mendez, C. A. Finnila and R. M. Gagliardi, "Wavelength division multiplexing/code division multiple access hybrid", *U.S. Patent 6 025 944*, Feb. 15, 2000.
- [83] H. Takahashi, K. Oda, H. Toba and Y. Inoue, "Transmission characteristics of arrayed waveguide N x N wavelength multiplexer", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 13, No.3, pp. 447-455, Mar. 1995.

- [84] S. Kim, K. Yu and N. Park, "A New Family of Space/Wavelength/Time Spread Three-Dimensional Optical Code for OCDMA Networks", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 18, No. 4, pp. 502-511, Apr. 2000.
- [85] R. N. Nogueira, P. S. Taluja, A. L. X. Teixeira, P. S. B. Andre, J. F. Rocha and J. L. Pinto, "New Technique for Implementing Multiwavelength Orthogonal Codes for OCDMA using Fiber Bragg Gratings written in High Birefringence Fibers", *Proc. 16th Annu. Meeting IEEE Lasers Electro-Optics Society (LEOS'03)*, Paper W12, Vol. 2, pp. 545-546, Oct. 2003.
- [86] P. R. Prucnal, M. A. Santoro and S. K. Sehgal, "Ultrafast All-Optical Synchronuous Multiple Access Fiber Optical Networks", *IEEE Journal on Sel. Areas in Commun.*, Vol. SAC-4, No. 9, pp. 1484-1493, Dec. 1986.
- [87] W. C. Kwong, P. A. Perier and P. R. Prucnal, "Performance Comparison of Asynchronous and Synchronous Code Division Multiple-Access Techniques for Fiber Optic Local Area Networks", *IEEE, Trans. Comm.*, Vol. 39, No. 11, pp. 1625-1634, Nov. 1991.
- [88] Z. Kostic and E.L. Titlebaum, "The design and performance analysis for several new classes of codes for optical synchronous CDMA and for arbitrary-medium time-hopping synchronous CDMA communication systems", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 42, No. 8, pp. 2608-2617, Aug. 1994.
- [89] C. L. Lin and J. Wu, "A Synchronous Fiber-Optic CDMA System Using Adaptive Optical Hardlimiter", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 16, No. 8, pp. 1393-1403, Aug. 1998.
- [90] H. M. H. Shalaby, "Synchronous Fiber-Optic CDMA Systems with Interference Estimators", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 17, No. 11, pp. 2268-2275, Nov. 1999.
- [91] M. C. Jeruchim, P. Balaban and K. S. Shanmugan, *Simulation of Communication Systems*, New York, Plenum Press, 1992.
- [92] R. A. Linke, "Modulation induced transient chirping in single frequency lasers", *J. Quant. Elect.*, Vol. QE-21, No. 6, pp. 593-597, Jun. 1985.
- [93] J. C. Cartledge and G. S. Burley, "The Effect of Laser Chirping on Lightwave System Performance", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 7, No. 3, pp. 568-573, Mar. 1989.
- [94] J. C. Cartledge and R. C. Sriniv, "Extraction of DFB Laser Rate Equation Parameters for System Simulation Purposes", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 15, No. 5, May 1997.
- [95] J. C. Cartledge and A. F. Elrefaie, "Effect of chirping-induced waveform distortion on the performance of direct detection receivers using traveling-wave semiconductor optical preamplifiers", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 9, No. 2, pp. 209-219, Feb. 1991.
- [96] X. Rai and G. Xu, "SPICE model for the intrinsic noise of laser diodes", *J. Optical Comm.*, pp. 135-137, 1994.
- [97] Iga, *Fundamentals of Laser Optics*, Plenum, 1994.
- [98] G. P. Agrawal and N. K. Dutta, *Long-Wavelength Semiconductor lasers*, Van Nostrand Reinhold, New York, 1986.
- [99] K. Sato, "Semiconductor light sources for 40-Gb/s transmission systems", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 20, No. 12, pp. 2035-2043, Dec. 2002.
- [100] R. C. Alferness, "Waveguide electrooptic modulators", *IEEE Trans. Microwave Theory & Technol.*, Vol. MTT-30, No. 8, pp. 1121-1137, Aug. 1982. Erratum: Vol. MTT-31, No. 3, p. 315, Mar. 1983.
- [101] S. Walklin and J. Conradi, "Effect Mach-Zehnder Modulator DC Extinction Ratio on Residual Chirp-Induced Dispersion in 10-Gb/s Binary and AM-PSK

- Duobinary Lightwave Systems”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 9, No. 10, pp. 1400-1402, Oct. 1997.
- [102] D. E. Johnson, J. R. Johnson and H. P. Moore, *A Handbook of Active Filters*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1980.
- [103] F. Koyama and K. Iga, “Frequency Chirping in External Modulator”, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 6, No. 1, pp. 87-93, Jan. 1988.
- [104] W. F. Giozza, E. Conforti, H. Waldman, *Fibras Ópticas Tecnologia e Projeto de Sistemas*, McGraw-Hill e Makron Books, São Paulo, 1991.
- [105] T. Antony and A. Gumaste, *WDM Network Design*, Cisco Press, 2003.
- [106] G. Keiser, *Optical Fiber Communications*, Third Edition, McGraw-Hill, 2000.
- [107] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, Jonh Wiley & Sons, Rochester, New York, 1992.
- [108] G. P. Agrawal, *Non-Linear Fiber-Optic Communication*, Second Edition, Academic Press, 1995.
- [109] I. H. Malitson, “Inter specimen comparison of the refractive index of fused silica”, *J. Opt. Soc. Am.* Vol. 55, pp. 1205-1209, 1965.
- [110] N. Shibata, R. P. Braun and R. G. Waarts, “Phase-mismatch dependence of efficiency of wave generation through four-wave mixing in a single-mode optical fiber”, *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. QE-23, No. 7, pp. 1205-1210, Jul. 1987.
- [111] M. W. Maeda, W. B. Sessa, W. I. Way, A. Yi-Yan, L. Curtis, R. Spicer and R. I. Laming, “The Effect of Four-Wave Mixing in Fibers on Optical Frequency-Division Multiplexed Systems”, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 8, No. 9, pp. 1402-1408, Sep. 1990.
- [112] K. Inoue, H. Toba and K. Oda, “Influence of fiber four-wave mixing on multichannel direct detection transmission systems”, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 10, No. 3, pp. 350-360, Mar. 1992.
- [113] F. Forghieri, R.W. Tkach, A. R. Chraplyvy and D. Marcuse, “Reduction of four-wave mixing crosstalk in WDM systems using unequally spaced channels”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6, No. 6, pp. 754-756, Jun. 1994.
- [114] R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy, F. Forghieri, A. H. Gnauck and R. M. Derosier, “Four-photon mixing and high-speed WDM systems”, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 13, No. 5, pp. 841-849, May 1995.
- [115] A. R. Chraplyvy, “Limitations on Lightwave Communications Imposed by Optical-Fiber Nonlinearities”, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 8, No. 10, pp. 1548-1557, Oct. 1990.
- [116] J. A. H. Baghdadi, “Designs for Zero Polarization-Mode Dispersion and Polarization-Maintaining Fibers”, *PHD thesis*, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, May. 1998.
- [117] S. C. Rashleigh, “Origins and Control of Polarization Effects in Single-Mode Fibers”, *J. Lightwave Technol.*, Vol. LT-1, No. 2, pp. 312-331, Jun. 1983.
- [118] C. D. Poole and R. E. Wagner, “Phenomenological approach to polarization dispersion in long single-mode fibers”, *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 22 N0. 19, pp. 1029-1030, Sep. 1986.
- [119] G. J. Foschini and C. D. Poole, “Statistical theory of polarization dispersion in single mode fibers”, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 9, No. 11, pp. 1439-1456, Nov. 1991.
- [120] J. P. Elbers, C. Glingener, M. Düser and E. Voges, “Modelling of polarisation mode dispersion in singlemode fibres”, *IEEE Elect. Lett.*, Vol. 33, No. 22, Oct. 1997.

- [121] N. Gisin, B. Gisin, J.P. Von der Weid, R. Passy, "How Accurately Can One Measure a Statistical Quantity Like Polarization-Mode Dispersion?", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol 8, No. 12, pp. 1671-1673, Dec, 1996.
- [122] D. Marcuse, C. R. Menyuk and P.K.A. Wai, "Application of the Manakov-PMD Equation to Studies of Signal Propagation in Optical Fibers with Randomly Varying Birefringence", *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 15, No. 9, pp. 1735-1746, Sep. 1997.
- [123] E. A. Golovchenko and A. N. Pilipetskii, "Unified analysis of four-photon mixing, modulation instability, and stimulated Raman scattering under various polarization conditions in fibers", *J. of the Opt. Soc. of America B: Opt. Physics*, Vol. 11, No. 1, pp. 92-101, Jan. 1994.
- [124] K. J. Blow and D. Wood, "Theoretical Description of Transient Stimulated Raman Scattering in Optical Fibers", *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 25, No. 12, pp. 2665-2673, Dez. 1989.
- [125] E. Lichtman, R. W. Waarts and A. A. Friesem, "Stimulated Brillouin Scattering by a Modulated Pump Wave in Single-Mode Fibers", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 7, No. 1, pp. 171-174, Jan. 1989.
- [126] D. Fisman, J. Nagel, "Degradations Due to Stimulated Brillouin Scattering in Multigigabit Intensity-Modulated Fiber-optic Systems", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 11, No. 11, pp. 1721-1728, Nov. 1993.
- [127] F. DeMartini, C. H. Townes, T. K. Gustafson, and P. L. Kelly, "Self-Steepening of Light Pulses", *Physical Review*, Vol. 164, No. 2, pp. 312-323, Dec. 1967.
- [128] O. V. Sinkin, R. Holzlöhner, J. Zweck and C. R. Menyuk, "Optimization of the Split-Step Fourier Method in Modeling Optical-Fiber Communications Systems", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 21, No. 1, pp. 61-68, Jan. 2003.
- [129] G. Bosco, A. Carena, V. Curri, R. Gaudino, P. Poggiolini and S. Benedetto, "Suppression of Spurious Tones Induced by the Split-Step Method in Fiber Systems Simulation", *IEEE Photon. Technol. Letters*, Vol. 12, No. 5, pp. 489-491, May 2000.
- [130] R. J. Mears, L. Reekie, I. M. Jauncey and D. N. Payne, "Low noise Erbium doped fiber amplifier operating at 1.54 μ m", *IEEE Elect. Lett.*, Vol. 23, pp. 1026-1028, 1987.
- [131] F. Ruhl, "Optical Fibre Amplifiers and Their Applications in Telecommunications", *Aust. Conf. Opt. Fibre Technol. (ACOFT) 1994 Tutorial*, 1994.
- [132] S. Shimada and H. Ishio, *Optical amplifiers and their applications*, J. Wiley, Chichester, 1994.
- [133] E. Desurvire, *Erbium-doped fiber amplifiers, principles and applications*, John-Wiley & Sons, New York, 1994.
- [134] P. P. Webb, R. J. McIntyre and J. Conradi "Properties of avalanche photodiodes", *RCA Review*, Vol. 35 pp. 234-278, Jun. 1974.
- [135] J. K. Townsend, K. M. Shanmugan, "On Improving the Computational Efficiency of Digital Lightwave Link Simulation", *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 38, No. 11, pp. 2040-2048, Nov. 1990.
- [136] G. Ascheid, "On the Generation of WMC-Distributed Random Numbers", *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 38, No. 12, pp. 2117-2118, Dez. 1990.
- [137] G. Jacobsen, K. Bertilson, and Z. Xiaopin, "WDM transmission system performance: influence of non-Gaussian detected ASE noise and periodic DEMUX characteristic", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 16, No. 10, pp. 1804-1812, 1998.

- [138] P. J. Winzer, M. Pfennigbauer, M. M. Strasser, and W. R. Leeb, "Optimum filter bandwidths for optically preamplified NRZ receivers", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 19, No. 9, pp. 1263–1273, Sep. 2001.
- [139] D. Derrickson, *Fiber optic test and measurement*, Prentice Hall, Upper Saddle River, p. 313, 1998.
- [140] M. C. Jeruchim, "Techniques for estimating the bit error rate in the simulation of digital communication systems", *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, vol. SAC-2, no. 1, pp. 153-170, 1984.
- [141] P. R. Prucnal, M. A. Santoro and T. R. Fan, "Spread Spectrum Fiber-optic Local Area Network Using Optical Processing", *J. Lightwave Technol.*, Vol. LT-4, No. 5, pp. 547-554, May 1986.
- [142] G. C. Yang and W. C. Kwong, "Performance analysis of optical CDMA with prime codes", *IEEE Elect. Lett.*, Vol. 31, No. 7, pp. 569-570, Mar. 1995.
- [143] S. Zahedi and J. A. Salehi, "Analytical Comparison of Various Fiber-Optic CDMA Receiver Structures", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 18, No. 12, pp. 1718-1727, Dec. 2000.
- [144] H. Sotobayashi, W. Chujo and K. Kitayama, "Highly Spectral-Efficient Optical Code-Division Multiplexing Transmission System", *IEEE J. Select. Topics in Quantum Electron.*, Vol. 10, No. 2, pp. 250-258, Mar./Apr. 2004.
- [145] T. Ning, Z. Tan, Y. Liu and S. Jian, "24.3-ps Gaussian pulse transmission over ultrahigh-PMD fiber", *Opt. Expr.*, Vol. 11, No. 19, pp. 2364-2369, Sep. 2003.
- [146] A. Stok and E. H. Sargent, "The Role of Optical CDMA in Access Networks", *IEEE Comm. Magazine*, pp. 83-87, Sep., 2002.
- [147] Y. G. Wen, Y. Zhang and L. K. Chen, "On Architecture and Limitation of Optical Multiprotocol Label Switching (MPLS) Networks Using Optical-Orthogonal-Code (OOC)/Wavelength Label", *Opt. Fiber Technol.*, Vol. 8, pp. 43-70, 2002.
- [148] H. Sotobayashi, W. Chujo and K. Kitayama, "1.6-b/s/Hz 6.4-Tb/s QPSK-OCDM/WDM (4 OCDM X 40 WDM 40 Gb/s) Transmission Experiment Using Optical Hard Thresholding", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 14, No. 4, pp. 555-557, Apr. 2002.
- [149] H. Sotobayashi, W. Chujo and K. Kitayama, "Photonic Gateway: Multiplexing Format Conversions of OCDM-to-WDM and WDM-to-OCDM at 40Gb/s (4x10Gb/s)", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 20, No. 12, pp. 2022-2028, Dez. 2002.

Apêndice A

Processo de Modulação CDMA

A operação matemática de correlação utilizada na separação e identificação do código, conforme (2.1), reflete o grau de semelhança entre os códigos. Um controle efetivo de potência é primordial na concepção do sistema, uma vez que esta técnica é limitada pela interferência causada pelos demais presentes no sistema.

Seja uma rede CDMA onde cada usuário é representado por um nó i com um par de elementos transmissor/receptor associado. No lado oposto tem-se um nó j com características semelhantes. A interação entre usuários identificados por código pode ser representada por:

$$\int_0^{T_b} S_i(t) \times \sum_j U_j(t) \times S_j(t) = U_i(t) \int_0^{T_b} S_i(t) \times S_i(t) + \sum_{j \neq i} U_j(t) \times \int_0^{T_b} S_i(t) \times S_j(t) \quad (\text{A.1})$$

onde T_b é o intervalo de tempo do *bit* de dados no qual a seqüência de assinatura que representa o código está definida, $S_i(t)$ é a seqüência que define a assinatura do código atribuído ao usuário i e $U_i(t)$ é a informação deste usuário enviada ao nó i , da mesma forma, $S_j(t)$ é a seqüência de assinatura do código atribuído ao usuário j , e $U_j(t)$ é a informação deste usuário enviada ao nó j .

A recuperação da informação do usuário i é obtida da correlação da seqüência de assinatura que o representa, $S_i(t)$, com a informação de todos os usuários, $U_j(t)$, associados aos seus respectivos códigos, $S_j(t)$. Logo, quando o usuário i , enviar informação $U_i(t)$ codificada com $S_i(t)$, e seu respectivo nó, i , receber esta informação com seu próprio código, irá ocorrer uma autocorrelação e a informação desejada irá se destacar dos demais (1º termo do lado direito de (A.1)). Caso esse mesmo nó i receba informação codificada de qualquer outro usuário j , $U_j(t)$ associado a $S_j(t)$, irá ocorrer uma correlação cruzada, e o resultado estará associado aos interferentes (2º termo do lado direito de (A.1)). O somatório dos interferentes incrementa um parâmetro

denominado interferência de acesso múltiplo (MAI). Quanto mais usuários, mais o sistema é degradado. Surge daí a necessidade de um compromisso entre quantidade de usuários e degradação do sistema. Esse comportamento caracteriza o sistema CDMA no que tem de mais atrativo, capacidade flexível sob demanda. Pode-se atender uma demanda sazonal, assumindo uma degradação temporária, sem necessidade de ampliação repentina que resulte em capacidade ociosa no futuro. A Figura A.1 destaca um perfil das funções de correlações possíveis para seqüências codificadas.

Figura A.1 – Perfil das funções de autocorrelação e correlação cruzada na decodificação de códigos no sistema CDMA.

Portanto, o controle de potência no sistema CDMA é crucial para que seja possível a decodificação do sinal associado ao código desejado. Assim, é preciso minimizar tanto os picos de autocorrelação dos lóbulos laterais fora de fase (correspondente às versões deslocadas da mesma seqüência) quanto os picos de correlação cruzada (relacionado com as versões deslocadas *ou não* de seqüências diferentes), conforme destacado na Figura A.1. A decodificação correta dependerá da diferença entre o pico de autocorrelação em fase (sem deslocamento) e a soma de todos os interferentes, neste mesmo intervalo.

Apêndice B

B1. Dispersão Cromática em Fibra Óptica

A variação do índice de refração com o comprimento de onda é realizada com base na equação de Sellmeier [109]:

$$n^2(\lambda) = 1 + \sum_{j=1}^m \frac{A_j \lambda^2}{\lambda^2 - \lambda_j^2} \quad \text{ou} \quad n^2(\omega) = 1 + \sum_{j=1}^m \frac{B_j \omega_j^2}{\omega_j^2 - \omega^2}. \quad (\text{B1.1})$$

Os parâmetros de dispersão D [ps/(nm.km)] e β_2 [ps²/km] foram calculados considerando diferentes geometrias para fibras SMF: com uma casca (1C), duas cascas (2C) e três cascas (3C), com diferentes perfis de índices de refração. Foi adotada uma fibra óptica com raio do núcleo $r_n=4\mu\text{m}$, diferença relativa de índices, $\Delta=0,5\%$ entre núcleo e casca, sendo o índice de refração do núcleo determinado segundo os coeficientes de Sellmeier em função da frequência, A_j e λ_j ou B_j e ω_j em B1.1. Para a sílica fundida os coeficientes A_j e λ_j são: $A_1=0,6965325$, $A_2=0,4083099$, $A_3=0,8968766$, $\lambda_1=0,004368309 \mu\text{m}$, $\lambda_2=0,01394999 \mu\text{m}$, $\lambda_3=97,93399 \mu\text{m}$ [116]. A Figura B1.1 ilustra o dimensionamento da fibra óptica relacionando os aspectos construtivos e seu efeito sobre a dispersão.

Os seguintes passos foram seguidos para o equacionamento e projeto da fibra:

- Foi estabelecida uma faixa de comprimentos de onda para levantamento das curvas de variação do índice de refração com o comprimento de onda ou frequência segundo Sellmeier, e em seguida realizado o cálculo do índice efetivo do modo fundamental guiado em cada portadora com base no equacionamento de cada tipo de fibra;
- A seguir foi realizada uma aproximação polinomial dos resultados para levantamento das curvas de variação de $n(\lambda)$, $n(\omega)$ e $\beta(\omega)$. As derivações e avaliações das curvas na frequência ou comprimento de onda da portadora permitem encontrar os parâmetros β_1 , β_2 , β_3 , ..., β_n , e assim calcular a dispersão cromática;

- c) Esse formalismo permite ainda que se calcule as curvas para a variação da frequência normalizada V e da constante de propagação normalizada b , que permite dimensionar separadamente a contribuição da dispersão material D_M e da dispersão de guia de onda D_W para otimização da dispersão total;
- d) A variação dos índices de refração de forma independente nos eixos ortogonais pode ser realizada para calcular a birrefringência, que é utilizada na determinação da variação da dispersão da polarização (PMD). Para a fibra SMF 1C determinou-se $D_{PMD}=1,6\text{ps/km}^{1/2}$.

Figura B1.1 – Fibras SMF com diferentes perfis de índice de refração com uma casca, duas cascas e três cascas, (à esquerda), e suas respectivas curvas de dispersão D , ascendente, e β_2 , descendente (à direita).

B2. Estatística da Fotodeteção com APD

No Fotodiodo APD, nota-se que no regime de baixa injeção de portadores a distribuição de corrente assemelha-se àquela de Poisson. Já em alta injeção, tende a uma gaussiana. A Figura B2.1 mostra diferentes perfis da *pdf* WMC baseado em parâmetros de sistema e do APD, utilizando o método da aceitação/rejeição [135],[136]. A média das distribuições fornece a corrente secundária detectada associada à potência óptica correspondente ao pulso “0” e ao pulso “1”. Em condições de baixa potência óptica incidente P_{in} , e/ou baixa corrente de escuro I_d , tem-se baixa injeção de portadores, que resulta em menor corrente. A capacidade de discriminação entre pulsos “0” e “1” está vinculada à separação significativa entre os valores médios das distribuições. Quanto maior o intervalo entre os valores médios das distribuições, melhor a sensibilidade do fotodetector.

Figura B2.1 – Distribuições estatísticas de corrente secundária no APD para pulsos “0” e “1”: a) Distribuição de corrente em baixos valores de P_{in} e I_d ; b) Distribuição de corrente em valores mais altos de P_{in} e I_d

Apêndice C

Avaliação de Desempenho com Aproximação Gaussiana

A aproximação estatística gaussiana utilizada para determinação da BER, representada na Figura C.1, e sua formulação é dada por [91]:

$$f(x) = f(x | \mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2\right] \quad (\text{C.1})$$

onde $-\infty < x < +\infty$, $-\infty < \mu < +\infty$ e $\sigma > 0$. Uma distribuição normal com $\mu = 0$ e $\sigma = 1$ pode ser obtida de (C.1) fazendo $Z=(X-\mu)/\sigma$, observando que $f(x)=f(z)dz$. Assim, a probabilidade de que Z seja menor ou igual a z pode ser representada pela função distribuição $\Phi(z)=P(Z \leq z)$, expressa por:

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z \exp\left(-\frac{\xi^2}{2}\right) d\xi = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right) \right] \quad (\text{C.2})$$

onde $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt$ é a função erro, cujos valores são tabelados.

Assim, a probabilidade de erro de ser recebido um *bit*, dado que um outro foi enviado, é $P_e = 2\Phi(-(X_p - \mu)/\sigma)$, que seria o caso para um único usuário interferente. Em sistemas ópticos, considerados sistemas positivos ($\mu > 0$), resulta $P_e = \Phi(-(X_p - \mu)/\sigma)$, uma vez que não há interferência negativa. A Figura C.1 apresenta o limiar de detecção óptica no receptor, (X_{th}) , e o pico de autocorrelação, (X_p) , para uma *pdf* gaussiana $N(\mu, \sigma)$.

Figura C.1 – Probabilidade de erro com aproximação gaussiana de média μ e desvio padrão σ e limiar em X_{th} .

Este limiar deve situar-se entre μ e X_p . Quando os valores de correlação cruzada excederem este valor, ocorrerá um erro de interpretação, ou seja, um *bit* “0” é enviado mas um *bit* “1” é recebido, ($P_{e|0 \rightarrow 1}$) numericamente igual a BER.

Considerando que há K usuários transmitindo simultaneamente na rede e que as interferências dos usuários não estão correlacionadas entre si, e supondo ainda que as variáveis aleatórias das respectivas distribuições são estatisticamente independentes, a média e a variância global tornam-se iguais à soma das médias e variâncias individuais, logo:

$$\mu_{K-1} = (K-1)\mu \quad (C.3a)$$

$$\sigma_{K-1}^2 = (K-1)\sigma^2 \quad (C.3b)$$

sendo as definições estatísticas para μ e σ^2 , para uma determinada função, dadas respectivamente por $\mu_f = \langle f(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$ e $\sigma_f^2 = \langle f^2 \rangle - \langle f \rangle^2$.

Com isso, a probabilidade de erro para K usuários em uma rede CDMA, empregando (C.3a) e (C.3b), é dada por:

$$P_e = \Phi \left(-\frac{X_{th} - \mu_{K-1}}{\sqrt{\sigma_{K-1}^2}} \right) = \Phi \left(-\frac{X_{th} - (K-1)\mu}{\sigma \sqrt{(K-1)}} \right) \quad (C.4)$$

onde $\Phi(z)$ é determinado por meio de (D.2). Quanto mais próximo o limiar X_{th} estiver do valor máximo de autocorrelação X_p , menor a probabilidade de erro (dada pela área

hachurada da Figura C.1) e, portanto, menor a BER. Nas condições em que o valor médio pode ser desprezado (código esparsa implica em $\mu \rightarrow 0$) e tomando um valor ótimo para o limiar em $X_{th}=X_p/2$, a P_e em (C.4) reduz-se a:

$$P_e = \Phi\left(-\frac{X_p}{2\sigma\sqrt{(K-1)}}\right). \quad (C.5)$$

Pelo teorema central do limite, a BER pode ser calculada utilizando a relação sinal ruído (SNR). Na presença dominante de interferentes, pode ser denominada relação sinal interferentes (SIR) e utilizada como argumento para determinação da BER, expressa por [87] denominada relação sinal interferentes (SIR) e utilizada como argumento para determinação da BER, expressa por [87]:

$$BER = \Phi\left(-\frac{\sqrt{SNR}}{2}\right) = \Phi\left(-\frac{\sqrt{SIR}}{2}\right) = \Phi\left(-\frac{1}{2}\sqrt{\frac{w^2}{(K-1)\bar{\sigma}_{pq}^2}}\right) \quad (C.6)$$

onde $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$, w é a ponderação do código e $\bar{\sigma}_{pq}^2$ é a variância média da correlação cruzada entre dois pares de códigos p e q , resultante de deslocamentos cíclicos.