



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



*Análise de Redes Ópticas de Alta Velocidade Baseadas
na Tecnologia CDMA e Códigos Bidimensionais
(comprimento de onda/tempo)*

AUTOR: Anderson Leonardo Sanches

ORIENTADOR: Prof. Dr. Ben-Hur Viana Borges

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.

São Carlos – SP

2010

FOLHA DE JULGAMENTO

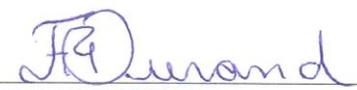
Candidato(a): Engenheiro ANDERSON LEONARDO SANCHES.

Dissertação defendida e julgada em 02/03/2010 perante a Comissão Julgadora:



Prof. Associado **BEN HUR VIANA BORGES (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

APROVADO



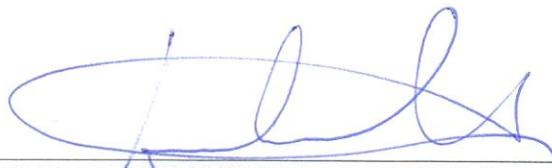
Prof. Dr. **FÁBIO RENAN DURAND**
(Universidade Tecnológica Federal do Paraná/UTFPR)

APROVADO



Prof. Dr. **MARCELO LUÍS FRANCISCO ABBaide**
(Pontifca Universidade Católica/PUC/Campus de Campinas)

APROVADO



Prof. Titular **GERALDO ROBERTO MARTINS DA COSTA**
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e
Presidente da Comissão de Pós-Graduação

Agradecimentos

Aos meus pais, Antonio Leonardo Sanches e Vilma da Silva Sanches, e meu irmão Aldrin Leandro Sanches, por todo apoio e incentivo durante toda a minha vida.

Aos meus tios Conceição Aparecida Sanches e Luiz Antonio Rozelli por todo o carinho, preocupação e amparo, que foram fundamentais para a conclusão de mais essa importante etapa da minha vida.

À minha tia Maria Antonia Sanches pelo apoio durante toda a minha vida.
Ao meu tio João Roberto Sanches pelo carinho.

Aos meus avôs Angelina e Sebastião pelo carinho e dedicação que sempre tiveram por mim.
Aos demais familiares pelo carinho recebido.

À minha namorada Paola Andréia Pallaretti, pela compreensão, paciência e ajuda em todos os momentos difíceis.

Ao professor Ben-Hur Viana Borges pela oportunidade, confiança, dedicação, e pelos exemplos de profissionalismo repassados ao longo desses anos.

Aos professores do grupo de Telecomunicações, pelos conhecimentos repassados.

Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da EESC/USP, pela presteza e eficiência. Aos demais pertencentes à instituição.

Aos colegas e amigo(a)s do departamento, Alex, Clenilson, Daniel, Danilo, Eduardo, Emiliano, Fernando, Getúlio, Helvécio, Lorena, Luizir, Marcelo, Pedro, Rafael, Tany, Ulisses, Valdemir e Yang, pela oportunidade da convivência diária, conhecimentos repassados, conversas no “momento do café” e demais situações de descontração que contribuíram para trazer alegria durante esse período.

Aos professores de graduação Marcello Cláudio de Gouvêa Duarte e Valdinei Luis Belini pela formação, amizade e incentivo

Aos amigos de infância André, Marcel, Ramon, Thales e Thiago, aos amigos de graduação, André, Antonio Augusto, Breno, João, Marcelo e Vagner, e aos amigos que participaram do programa CI-Brasil, Ernesto, Lucas, Robson e Marco Túlio, pelo companheirismo.

Ao CNPq, pelo apoio financeiro, e ao projeto em conjunto com a Fundação CPqD, o qual recebeu apoio financeiro do Fundo para o Desenvolvimento Tecnológico das Telecomunicações (FUNTTEL).

"Ou não comece ou, tendo começado, não desista."
Autor: (Provérbio Chinês)

Resumo

SANCHES, A. L. (2010). ANÁLISE DE REDES ÓPTICAS CDMA BIDIMENSIONAIS. DISSERTAÇÃO (MESTRADO) – ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS, UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO, SÃO CARLOS, 2010.

Esta dissertação apresenta uma análise realista de redes OCDMA (acesso múltiplo por divisão de código) baseadas em dois formatos de modulação distintos, qual sejam, OOK (chaveamento *on-off*) e PPM (modulação por posição de pulso). O desempenho desses formatos de modulação sob dois esquemas de codificação bidimensionais (2-D), isto é, pulsos únicos por linha (SPR) e múltiplos pulsos por linha (MPR) também são avaliados. Em ambos os casos, os efeitos simultâneos de muitos mecanismos dispersivos e ruídos (incluindo a interferência de acesso múltiplo, MAI) que prejudicam o desempenho geral do sistema foram também considerados. Outros mecanismos de degradação foram também incluídos, tais como o ruído de intensidade relativa (RIN) na etapa de transmissão, efeitos dispersivos da fibra óptica, como as dispersões de velocidade de grupo (GVD) e dos modos de polarização de primeira ordem (PMD), assim como os ruídos de batimento, APD, e térmicos na recepção. O efeito da GVD e PMD, bem como a influência dos ruídos, sobre o desempenho dos códigos SPR e MPR também são investigados. Outro efeito estudado nesta dissertação é a influência do fotodetector APD sobre o ruído de batimento da rede OCDMA não-coerente. Para mitigar os ruídos do sistema e a BER, o algoritmo FEC RS (255,239) foi adotado em ambas as redes analisadas. Novas expressões para a taxa de erro de bit (BER) incluindo todos os ruídos e mecanismos de dispersão são apresentadas para os códigos SPR e MPR. Os resultados indicam que os esquemas de modulação OOK e PPM sem mecanismos adicionais de mitigação da MAI e de outros efeitos de ruídos não são suficientes para acomodar 32 usuários simultâneos em meio livre de erros ($BER < 10^{-12}$). Isto ocorre devido à alta BER na entrada do decodificador FEC, que afeta severamente a correção de erros na detecção.

Palavras-chave: Comunicação óptica, OCDMA, Códigos 2-D, Formatos de Modulação, FEC.

Abstract

SANCHES, A. L. (2010). Analysis of high-speed optical wavelength/time CDMA networks. M. Sc. Dissertation – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2010.

This dissertation presents a comprehensive analysis of an OCDMA (optical code division multiple access) network based on two distinct modulation formats, namely, OOK (on-off keying) and PPM (pulse position modulation). We also investigate how each of these modulation formats performs under two distinct two dimensional (2-D) coding schemes, i.e., single-pulse per row (SPR) and multiple-pulse per row (MPR). For both cases, we have accounted for the simultaneous effect of many different dispersion and noise mechanisms (including multiple access interference, MAI) that impair the overall system performance. We have included the laser relative intensity noise (RIN) at the transmitter side, the fiber dispersive effects, such as group velocity dispersion (GVD) and first order polarization mode dispersion (PMD), as well as beat, APD, and thermal noises at the receiver side. The effect of GVD and PMD, as well as the influence of noises, on the performance of SPR and MPR codes is also investigated. Another effect studied in this dissertation is the influence of the avalanche photodetector (APD) photodetector on the beat noise of an incoherent OCDMA network. To mitigate systems noises and bit error rate (BER), we have adopted a FEC RS(255,239) algorithm in both networks investigated here. New expressions for the BER with all noises and dispersion mechanisms were also derived for the SPR and MPR code schemes. Results indicated that OOK and PPM modulation schemes without additional mechanisms to mitigate MAI and other noise effects are not sufficient to accommodate 32 simultaneous users in an error-free environment ($BER < 10^{-12}$). This occurs due to the already high BER at the FEC decoder input, which severely affects forward error corrections at the receiver side.

Key-words: Optical communication, OCDMA, 2-D codes, Modulation formats, FEC.

Sumário

AGRADECIMENTOS	I
RESUMO	III
ABSTRACT	IV
LISTA DE SÍMBOLOS	IX
CONSTANTES FUNDAMENTAIS	XIII
TERMINOLOGIA EMPREGADA	XIII
LISTA DE TABELAS	XIV
LISTA DE ACRÔNIMOS	XIV
LISTA DE PUBLICAÇÕES	XVII
CAPÍTULO 1	1
INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 2	8
CODIFICAÇÃO OCDMA, EFEITOS DELETÉRIOS E CORREÇÃO POSTERIOR DE ERROS (FEC)	8
2.1 Codificação	8
2.11 Codificação no Domínio do Tempo	8
2.12 Codificação no Domínio da Frequência	11
2.2 Combinando Codificação em Tempo e Frequência	12
2.3 Códigos SPR/MPR	14
2.4 Formatos de modulação	17
2.5 Interferência de acesso múltiplo (MAI)	20
2.6 Limitador óptico abrupto (OHL)	22
2.7 Atenuação e Perdas	23
2.8 Efeitos dispersivos lineares	24
2.81 Dispersão de velocidade de grupo (GVD)	24
2.82 Dispersão dos modos de polarização (PMD)	25
2.9 Ruídos gerados no sistema	26
2.10 Códigos corretores de erros (FEC) Reed-Solomon	27
CAPÍTULO 3	29
FORMALISMO MATEMÁTICO	29
3.1 Códigos OCDMA e MAI	29
3.2 Degradação do sinal na fibra óptica	33
3.3 Ruídos do sistema	34
3.4 Taxa de erro de bit – Modulação OOK	37
3.5 Taxa de erro de bit – Modulação PPM	42
3.6 Taxa de erro de bit – FEC Reed-Solomon	46

CAPÍTULO 4	47
RESULTADOS NUMÉRICOS	47
3.1 <i>Primeiro Cenário: modulação OOK</i>	51
3.2 <i>Segundo cenário: modulação PPM</i>	52
3.3 <i>Análise de desempenho</i>	52
3.31 BER sem FEC RS(255,239).....	52
3.32 BER com FEC RS(255,239)	56
CAPÍTULO 5	61
CONCLUSÕES	61
REFERÊNCIAS	63
APÊNDICE A	71
<i>Reprodução de resultados existentes na literatura e validação do formalismo proposto</i>	71
APÊNDICE B	77
<i>OCDMA bidimensional (Comprimento de onda/ Tempo) sem ruídos</i>	77
APÊNDICE C	81
<i>OCDMA bidimensional (Comprimento de onda/ Tempo) sem efeitos dispersivos</i>	81

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. AS DIMENSÕES EM QUESTÃO SÃO TEMPO (T), FREQUÊNCIA (F) E CÓDIGO (C): A) FDMA OU WDMA, B) TDMA E C) CDMA	3
FIGURA 2.1: FLUXO DE BITS EM CODIFICAÇÃO TEMPORAL	9
FIGURA 2.2: CODIFICAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO UTILIZANDO ODL: A) CODIFICADOR ODL; B) DECODIFICADOR ODL (CORRELADOR ÓPTICO); C) SINAL CODIFICADO; D) FUNÇÕES DE AUTOCORRELAÇÃO (ACF) E CORRELAÇÃO CRUZADA (CCF).....	11
FIGURA 2.3: SISTEMA DE CODIFICAÇÃO DE INTENSIDADE ESPECTRAL NÃO-COERENTE EM SISTEMAS OCDMA	12
FIGURA 2.4: RELAÇÃO ENTRE OS SISTEMAS TDMA E WDMA COM OCDMA.....	13
FIGURA 2.5: REPRESENTAÇÃO MATRICIAL DOS CÓDIGOS SPR E MPR.....	15
FIGURA 2.6: ESQUEMA DE CODIFICAÇÃO/DECODIFICAÇÃO DOS CÓDIGOS SPR	16
FIGURA 2.7: ESQUEMA DE CODIFICAÇÃO/DECODIFICAÇÃO DOS CÓDIGOS MPR	16
FIGURA 2.8: DIAGRAMA DE CONSTELAÇÃO E SINAIS TRANSMITIDOS DURANTE AS TRANSMISSÕES DOS BITS “1” E “0”.....	17
FIGURA 2.9: PROCESSO DE MODULAÇÃO E DEMODULAÇÃO OOK: A) PULSO DE LARGURA IGUAL O PERÍODO DE CHIP SIMBOLIZANDO A TRANSMISSÃO DE BITS “1”; B) PULSO APÓS A CODIFICAÇÃO; C) PULSO APÓS A CORRELAÇÃO E FOTODETEÇÃO NA ETAPA DE COMPARAÇÃO COM O LIMIAR.....	18
FIGURA 2.10: ESQUEMA DE MODULAÇÃO PPM PARA $M=8$	19
FIGURA 2.11: PULSOS MODULADOS EM PPM COM $M=8$ E CODIFICADOS COM CÓDIGOS OCDMA 2-D.	19
FIGURA 2.12: CONTRIBUIÇÃO DA MAI SOBRE O USUÁRIO 1 EM UMA REDE OCDMA CONTENDO 4 USUÁRIOS SIMULTÂNEOS	21
FIGURA 2.13: MITIGAÇÃO DA MAI UTILIZANDO UM ÚNICO OHL ANTES DO CORRELADOR ÓPTICO.	23
FIGURA 2.14: ATUAÇÃO DA GVD SOBRE O ENVELOPE DO PULSO TRANSMITIDO NA FIBRA ÓPTICA: A) COMPONENTES ESPECTRAIS E ENVELOPE DO PULSO NA ENTRADA DA FIBRA; B) FIBRA ÓPTICA; C) COMPONENTES ESPECTRAIS E ENVELOPE DO PULSO NO FINAL DA FIBRA.....	25
FIGURA 2.15: ATUAÇÃO DA PMD SOBRE O ENVELOPE DO PULSO TRANSMITIDO NA FIBRA ÓPTICA: A) PULSO INICIAL; B) FIBRA ÓPTICA E PULSO TRANSMITIDO DECOMPOSTOS EM DOIS MODOS DE POLARIZAÇÃO SOFRENDO EFEITO DA PMD; C) PULSO FINAL.....	26
FIGURA 2.16: PALAVRA DE CÓDIGO DO FEC REED-SOLOMON COMPOSTA PELOS BITS DE PARIDADE ADICIONADOS A INFORMAÇÃO PARA CORREÇÃO DE ERROS.....	28
FIGURA 3.1: DIAGRAMA DE BLOCOS DA REDE OCDMA PROPOSTA. C.O. É O ESCRITÓRIO CENTRAL (CENTRAL OFFICE).....	48
FIGURA 3.2: BER VERSUS A DISTÂNCIA DE TRANSMISSÃO PARA SISTEMAS BASEADOS EM CÓDIGOS ÓPTICOS FOOC (MPR) OU OCFHC/OOC (SPR). OS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO SÃO OOK, PPM ($M=2$), E PPM ($M=4$).....	54
FIGURA 3.3: BER VERSUS A POTÊNCIA TRANSMITIDA PARA SISTEMAS BASEADOS EM CÓDIGOS ÓPTICOS FOOC (MPR) OU OCFHC/OOC (SPR). OS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO SÃO OOK, PPM ($M=2$), E PPM ($M=4$)	54

FIGURA 3.4: BER VERSUS O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA SISTEMAS BASEADOS EM CÓDIGOS ÓPTICOS FOOC (MPR) OU OCFHC/OOC (SPR). OS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO SÃO OOK, PPM (M=2), E PPM (M=4).	56
FIGURA 3.5: BER VERSUS A DISTÂNCIA DE PROPAGAÇÃO PARA SISTEMAS BASEADOS EM CÓDIGOS ÓPTICOS FOOC (MPR) OU OCFHC/OOC (SPR) EMPREGANDO FEC RS(255,239). OS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO SÃO OOK, PPM (M=2), E PPM (M=4)...	57
FIGURA 3.6: BER VERSUS A POTÊNCIA TRANSMITIDA PARA SISTEMAS BASEADOS EM CÓDIGOS ÓPTICOS FOOC (MPR) OU OCFHC/OOC (SPR) EMPREGANDO FEC RS(255,239). OS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO SÃO OOK, PPM (M=2), E PPM (M=4).....	58
FIGURA 3.7: BER VERSUS O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA SISTEMAS BASEADOS EM CÓDIGOS ÓPTICOS FOOC (MPR) OU OCFHC/OOC (SPR) EMPREGANDO FEC RS(255,239). OS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO SÃO OOK, PPM (M=2), E PPM (M=4)	59
FIGURA A1: BER VERSUS O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA SISTEMAS OCFHC/OOC(SPR) CONSIDERANDO UNICAMENTE A MAI COMO FONTE DE DEGRADAÇÃO.	72
FIGURA A2: BER VERSUS O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA SISTEMAS FOOC(MPR) CONSIDERANDO UNICAMENTE A MAI COMO FONTE DE DEGRADAÇÃO.	72
FIGURA A3: BER VERSUS O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA SISTEMAS FOOC(MPR) E OCFHC/OOC(SPR) PARA A VERIFICAÇÃO DA CONVERGÊNCIA DO FORMALISMO PROPOSTO. OS DESEMPENHOS DOS SISTEMAS SÃO LIMITADOS PELA MAI.....	74
FIGURA A4: BER VERSUS A POTÊNCIA INCIDENTE SOBRE O FOTODETETOR PARA SISTEMAS UTILIZANDO CÓDIGOS MWOOC. OS RUÍDOS DO APD E MAI SÃO CONSIDERADOS.	74
FIGURA A5: BER VERSUS A POTÊNCIA ÚTIL INCIDENTE SOBRE O FOTODETETOR PARA SISTEMAS UTILIZANDO CÓDIGOS CHPC COM FORMATOS DE MODULAÇÃO OOK OU PPM. OS RUÍDOS OS RUÍDOS DE BATIMENTO, RIN E MAI SÃO CONSIDERADOS.	75
FIGURA B1: BER VERSUS A POTÊNCIA TRANSMITIDA PARA OS SISTEMAS FOOC(MPR) E OCFHC/OOC(SPR) SEM RIN E RUÍDO DE BATIMENTO.	78
FIGURA B2: BER VERSUS A POTÊNCIA TRANSMITIDA PARA OS SISTEMAS FOOC(MPR) E OCFHC/OOC(SPR) SEM RIN E RUÍDO DE BATIMENTO. FEC RS(255,239) É INCLUSO.	79
FIGURA B3: BER VERSUS O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA OS SISTEMAS FOOC(MPR) E OCFHC/OOC(SPR) SEM RIN E RUÍDO DE BATIMENTO.	79
FIGURA B4: BER VERSUS O NÚMERO DE USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA OS SISTEMAS FOOC(MPR) E OCFHC/OOC(SPR) SEM RIN E RUÍDO DE BATIMENTO. FEC RS(255,239) É INCLUSO.....	80
FIGURA C1: BER VERSUS A POTÊNCIA TRANSMITIDA PARA SISTEMAS BASEADOS EM CÓDIGOS ÓPTICOS FOOC (MPR) OU OCFHC/OOC (SPR). OS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO SÃO OOK, PPM (M=2), E PPM (M=4). OS EFEITOS DISPERSIVOS LINEARES PMD E GVD FORAM DESCONSIDERADOS.	82
FIGURA C2: BER VERSUS A POTÊNCIA TRANSMITIDA PARA SISTEMAS BASEADOS EM CÓDIGOS ÓPTICOS FOOC (MPR) OU OCFHC/OOC (SPR) EMPREGANDO FEC RS(255,239). OS ESQUEMAS DE MODULAÇÃO SÃO OOK, PPM (M=2), E PPM (M=4). OS EFEITOS DISPERSIVOS LINEARES PMD E GVD FORAM DESCONSIDERADOS.	82

Lista de Símbolos

T_b	Período de Bit
T_c	Período de Chip
L	Comprimento do Código OCDMA
w	Ponderação do Código OCDMA
$s(t)$	Seqüência de Assinatura do Código OCDMA
$f(t)$	Máscara do Código OCDMA
$r(t)$	Sinal Após a Correlação Entre um Código OCDMA Específico e sua Máscara
$Z_{X,X}$	Função de Autocorrelação para o Vetor X
$Z_{X,Y}$	Função de Correlação Cruzada para os Vetores X e Y
λ_a	Pico de Autocorrelação Fora de Fase
λ_c	Pico de Correlação Cruzada
n_{eff}	Índice Efetivo do Modo Guiado
L_s	Espaçamento Entre as Redes de Bragg
c	Velocidade da Luz no Vácuo
L_{tot}	Comprimento Total do Conjunto de Redes de Bragg
$g(x)$	Função de Transferência do OHL
A	Intensidade Óptica do Canal Normalizada em Relação à Intensidade de Chip
t	Capacidade de Correção do FEC Reed-Solomon
b	Número de Bits de Paridade Acrescentados pelo FEC
a	Soma dos Bits de Informação e os Bits de Paridade Acrescentados pelo FEC
P_{hit}	Probabilidade Média de Sobreposições entre Dois Códigos OCDMA
j	Número de Usuários Interferentes em Relação ao Usuário de Interesse
C	Conjunto de Seqüências de Códigos FOOC
C_i	Subconjunto de Seqüências de Códigos FOOC Identificado pelo Índice i
q_i	Número de Sobreposições entre uma Palavra C_i e outra Palavra de Código de C
M_2	Comprimento do Código SPR
M_1	Número de Comprimentos de Onda Utilizados pelos Códigos SPR
Φ_C	Cardinalidade do Conjunto C de Seqüências de Códigos SPR
Φ_{C_i}	Cardinalidade do Subconjunto Conjunto C_i de Seqüências de Códigos SPR

N_{hit}	Número Total de Sobreposições Geradas pelos Usuários Interferentes sobre a Seqüência FOOC do Usuário de Interesse
Φ_{OOO}	Cardinalidade dos Códigos OOC
Φ	Cardinalidade dos Códigos FOOC
$f(0,t)$	Pulso Gaussiano Inserido na Fibra Óptica
C_p	Parâmetro de Chirp
τ_0	Largura rms do Pulso Gaussiano Inserido na Fibra Óptica
R_b	Taxa de Transmissão de Bits
$\sigma_{GVD-PMD,j}$	Alargamento do Pulso Gaussiano Devido à Combinação dos Efeitos GVD e PMD Relativo ao Comprimento de Onda j
$\beta_{2,j}$	Parâmetro GVD Relativo ao Comprimento de Onda j
λ_j	j -ésimo Comprimento de Onda Utilizado na Construção dos Códigos
D	Parâmetro de Dispersão
z	Distância de Propagação
x	Quantidade Média de PMD Relativa à Largura do Pulso
$\Delta\tau$	DGD médio devido à PMD
$P_{user,j}$	Potência do Usuário de Interesse Incidente Sobre o Fotodetector Relativa ao Comprimento de Onda j
$P_{int,j}$	Potência do Usuário de Interesse Incidente Sobre o Fotodetector Relativa ao Comprimento de Onda j
$P_{user}(dBm)$	Potência do Usuário de Interesse Incidente Sobre o Fotodetector
$P_t(dBm)$	Potência Transmitida pelo Usuário de Interesse
α	Coefficiente de Atenuação da Fibra Óptica
$P_{coup}(dB)$	Perda de Inserção Associada ao Acoplador <i>Estrela</i>
N_{con}	Número de Conectores
$P_{con}(dB)$	Perda de Inserção Associada a cada um dos conectores
$\sigma_{RIN^2_{user,j}}$	Variância do Ruído RIN Associada ao j -ésimo Chip do Usuário de Interesse
$\sigma_{RIN^2_{int,j}}$	Variância do Ruído RIN Associada ao j -ésimo Chips dos Usuários Interferentes
η	Eficiência Quântica do APD
RIN	Fator do Ruído RIN
ζ	Fator de Crosstalk
$\vec{E}(t)$	Vetor de Intensidade de Campo Óptica no Fotodetector
\vec{P}_{user}	Vetor de Polarização Referente ao Usuário de Interesse
\vec{P}_{int}	Vetor de Polarização Referente aos Usuários Interferentes
R	Número de Comprimentos de Onda Utilizados na Formulação dos Códigos
$\omega_{user,d}$	Frequência Relativa ao Comprimento de onda λ_d do Usuário de Interesse
$\omega_{int,d,l}$	Frequência Relativa ao Comprimento de onda λ_d Originado do l -ésimo Usuário Interferente

$\varphi_{user,d}$	Ruído de Fase do Laser Relativo ao Comprimento de onda λ_d do Usuário de Interesse
$\varphi_{int,d,l}$	Ruído de Fase do Laser Relativo ao Comprimento de onda λ_d do Usuário Interferente
$\tau_{d,l}$	Atraso de Tempo de Propagação Relativo ao j -ésimo Interferente em λ_d
j_d	Número de Pulsos Interferentes Sobrepostos aos Chips Iluminados do Usuário de Interesse
P	Potência Óptica na Saída do Fotodetector para $\vec{P}_{user} = \vec{P}_{int} = 1$
$\tau_{d,g}$	Atraso de Tempo de Propagação do gth Interferente Relativo ao Pulso em Comprimento de Onda λ_d
$\varphi_{int,d,g}$	Ruído de Fase Relativo ao g -ésimo Interferente Relativo ao Pulso em Comprimento de Onda λ_d
m	Número de Elétrons Gerados na Saída do APD
A	Taxa de Absorção do APD
μ_{APD}	Número Médio de Elétrons Gerados na Saída do APD
σ_{APD}^2	Variância Associada ao Número Médio de Elétrons Gerados na Saída do APD
G	Ganho do Fotodetector APD
F_e	Fator de Excesso de Ruído do Fotodetector APD
k_{ef}	Taxa de Ionização do Fotodetector APD
A_j^s	Taxa de Absorção de Fótons Relativa ao Sinal do Usuário de Interesse
A_b	Taxa de Absorção de Fótons Devido à Emissão Espúria do Fotodetector APD
I_b	Corrente de Fuga de Volume do Fotodetector APD
M_e	Taxa de Extinção do Laser
$\sigma BN^2_{user-int,j}$	Variância do Número de Elétrons Gerados Devido ao Batimento Entre o Usuário de Interesse e Interferentes Relativos ao Comprimento de Onda j para OOK
$\sigma BN^2_{int-int,j}$	Variância do Número de Elétrons Gerados Devido ao Batimento Entre os Usuários Interferentes Relativos ao Comprimento de Onda j para OOK
$\mu I_{OOK}(j)$	Número Médio de Elétrons Gerados na Saída do APD Relativo à Transmissão de Bits “1” em Formato de Modulação OOK
$\mu 0_{OOK}(j)$	Número Médio de Elétrons Gerados na Saída do APD Relativo à Transmissão de Bits “0” em Formato de Modulação OOK
W_p	Ponderação do Código por Linha
I_s	Corrente de Fuga de Superfície do Fotodetector APD
rd	Número Aleatório que Define o Comprimento de Onda Interferente que Sobrepe um Dado <i>chip</i> do Usuário de Interesse

$\sigma I^2_{OOK(j)}$	Variância Global Associada à Transmissão de Bits “1” em Formato de Modulação OOK
$\sigma 0^2_{OOK(j)}$	Variância Global Associada à Transmissão de Bits “0” em Formato de Modulação OOK
σ_{TH}^2	Variância do Ruído Térmico
T_r	Temperatura de ruído
R_L	Resistência de Carga do Detetor
Z_i	Variável de Decisão Acumulada na Saída do Detetor
$p_{z_0}(z/j, b=0)$	Função Densidade de Probabilidade condicional de Z_i em relação aos j usuários interferentes e transmissão de bit “0”
$p_{z_0}(z/j, b=1)$	Função Densidade de Probabilidade condicional de Z_i em relação aos j usuários interferentes e transmissão de bit “1”
Th	Limiar de Detecção Utilizado no Esquema de Modulação OOK
$P(Z_0 > Th/b=0)$	Probabilidades que um bit “0” seja transmitido e Z_0 exceda o Limiar de Detecção
$P(Z_1 < Th/b=1)$	Probabilidade que um bit “1” seja transmitido e Z_0 Fique Abaixo do Limiar de Detecção
BER_{OOK}	Taxa de Erro de Bit para o Formato de Modulação OOK
S_0	Número de Chips Interferentes no <i>Slot</i> onde o Pulso PPM é Transmitido
S_1	Número de Chips Interferentes no <i>Slot</i> onde o Pulso não PPM é Transmitido
$p_{zi}(x)$	Função Densidade de Probabilidade para a Transmissão do pulso PPM
P_c	Probabilidade de Ocorrência de uma Decisão Correta por um Símbolo PPM
SER_{PPM}	Limite Superior da Taxa de Erro de Símbolo para o formato de modulação PPM
k_0	Número de Usuários que Transmitem Símbolos PPM no <i>slot</i> “0”
k_1	Número de Usuários que Transmitem Símbolos PPM no <i>slot</i> “1”
$Pr(k_0=S_0, k_1=S_1)$	Probabilidade que k_0 e k_1 Usuários Transmitam os Símbolos no <i>slot</i> “0” e “1”, respectivamente
$Pr(Z_1 > Z_0/b=0, k_0=S_0, k_1=S_1)$	Probabilidade que a Maior Quantidade de Energia Esteja Presente em um <i>slot</i> Diferente Daquele que foi Enviado o Pulso
BER_{PPM}	Taxa de Erro de Bit para o Formato de Modulação PPM
$\mu I_{PPM}(S_0)$	Número Médio de Elétrons Gerados na Saída do APD Relativo à Transmissão de Pulsos PPM com S_0 interferentes
$\sigma I^2_{PPM}(S_0)$	Variância Global Associada à Transmissão de Pulsos PPM com S_0 interferentes

$\mu_{0PPM}(S_I)$	Número Médio de Elétrons Gerados na Saída do APD Relativo à S_I Interferentes nos <i>slots</i> PPM onde o Pulso não foi Transmitido
$\sigma_{I^2PPM}(S_I)$	Variância Global Associada à S_0 Interferentes nos <i>slots</i> PPM onde o Pulso não foi Transmitido
$\sigma_{BN^2(S_0)}$	Variância do Ruído de Batimento Associada a S_0 Interferentes
$\sigma_{BN^2(S_1)}$	Variância do Ruído de Batimento Associada a S_1 Interferentes
mf	Número de Bits Representados por Símbolo FEC Reed-Solomon
BER_{RS}	Taxa de Erro de Bit para o FEC Reed-Solomon
P_s	Taxa de Erro de Símbolo para o FEC Reed-Solomon

Constantes Fundamentais

c	Velocidade da Luz no Vácuo	299792458 m/s
h	Constante de Planck	6.626×10^{-34} J.s
k_b	Constante de Boltzmann	1.3806×10^{-23} J/K
q	Carga do Elétron	1.602×10^{-19} C

Terminologia Empregada

<i>Bit</i>	Unidade de Informação Digital Binária
<i>Chip</i>	Subintervalo de bit para a Codificação OCDMA
<i>Crosstalk</i>	Interferência entre Canais Adjacentes (Diafonia)
<i>Frame</i>	Intervalo Utilizado para a Modulação PPM
<i>Slot</i>	Subintervalo do frame onde os pulsos PPM são transmitidos

Lista de Tabelas

TABELA 1: PARÂMETROS DO SISTEMA50

Lista de Acrônimos

ACF	Autocorrelation Function	Função de Autocorrelação
APD	Avalanche Photodiode	Fotodetector Avalanche
ASK	Amplitude-shift keying	Modulação por Chaveamento Amplitude
AWG	Array Waveguide Grating	Redes de Difração Baseadas em Agregados de Guias de Onda
BER	Bit Error Rate	Taxa de Erro de Bit
CCF	Cross Correlation Function	Função de Correlação Cruzada
CDMA	Code Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Códigos
CHPC	Carrier-Hopping Prime Codes	Códigos Primos com Saltos da Portadora
DGD	Differential Group Delay	Atraso Diferencial de Grupo
EQC	Extended Quadratic Congruence	Congruência Quadrática Estendida
FDMA	Frequency Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência
FEC	Forward Error Correction	Correção Posterior de Erros
FE-CDMA	Frequency Encoded-CDMA	Codificação CDMA em Frequência
FOOC	Folded OOC	OOC Agrupado
FWHM	Full Width at Half Maximum	Largura Total na Metade do Máximo
GPON	Gigabit PON	Rede Óptica Passiva Gigabit
GVD	Group Velocity Dispersion	Dispersão de Velocidade de Grupo
LAN	Local Area Network	Rede de Área Local
LED	Light Emitting Diode	Diodo Emissor de Luz
MAI	Multiple Access Interference	Interferência de Acesso Múltiplo
MAN	Metropolitan Area Network	Rede de Área metropolitana
MPR	Multipulse Per Row	Múltiplo Pulsos por Linha
MWOOC	Multiwavelength OOC	OOC Baseados em Múltiplos Comprimentos de Onda
OCDMA	Optical Code Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Código Óptico
OCFH	One-Coincident Frequency-Hopping Code	Código com Saltos em Frequência de Coincidência Única
ODL	Optical Delay Line	Linha de Atraso Óptico
OOC	Optical Orthogonal Codes	Códigos Ópticos Ortogonais
OOK	On-Off Keying	Chaveamento ON-OFF

OHL	Optical Hard Limiter	Limitador Óptico Abrupto
PC	Prime Code	Código Primo
PDF	Probability Density Function	Função Densidade de Probabilidade
PIC	Parallel Interference Cancellation	Cancelamento Paralelo de Interferência
PON	Passive Optic Network	Rede Óptica Passiva
PMD	Polarization Mode Dispersion	Dispersão dos Modos de Polarização
PPM	Pulse Position Modulation	Modulação por Posição de Pulso
PSP	Principal State of Polarization	Estado de Polarização Principal
QoS	Quality of Service	Qualidade do Serviço
RIN	Relative Intensity Noise	Ruídos de Intensidade Relativa
SIC	Successive Interference Cancellation	Cancelamento Sucessivo de Interferência
SPR	Single Pulse Per Row	Pulsos Únicos por Linha
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Relação Sinal-Ruído
TDMA	Time Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo
TS	Time Spreading	Espalhamento Temporal
WAN	Wide Area Network	Rede de Longa Distância
WDM	Wavelength Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Comprimento de Onda
WH	Wavelength Hopping	Saltos em Comprimento de Onda
W/T	Wavelength/Time	Comprimento de Onda/Tempo

Lista de Publicações

Congressos e Simpósios

- REIS Jr, J. V.; Sanches, A. L.; Rossi, S. M.; ROMERO, M. A.; BORGES, B. V. “*Análise de Desempenho de uma Rede Óptica Passiva Baseada na Técnica CDMA utilizando Modulação OOK e PPM com Código Corretor de Erro.*” XXVII **Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT 2009.**

- Sanches, A. L.; REIS Jr, J. V.; Rossi, S. M.; ROMERO, M. A.; BORGES, B. V. “*Análise de Sistema OCDMA Utilizando Códigos Bidimensionais com Limitadores Ópticos Abruptos e Código Corretor de Erro.*” 13 SBMO - **Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica** - e 8 CBMag - **Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo - MOMAG 2008.**

Revistas

- Anderson L. Sanches, José V. Reis, Jr. and Ben-Hur V. Borges. “*Analysis of high speed optical wavelength/time CDMA networks using pulse position modulation (PPM) and forward error correction (FEC) techniques.*” **IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology**, vol. 27, no. 22, pp. 5134-5144, 2009. DOI: 10.1109/JLT.2009.2030775.

Capítulo 1

Introdução

Visando atender satisfatoriamente à demanda de seus clientes por maior largura de banda, as operadoras de serviços de telecomunicações estão sendo compelidas a migrar suas redes de acesso para tecnologias mais viáveis economicamente e com maior capacidade de tráfego de informações. É esperado que as redes de telecomunicações futuras sejam capazes de prover uma grande quantidade de serviços de banda larga a seus assinantes. No entanto, para satisfazer estas necessidades, é necessário haver um aumento substancial da taxa de transmissão. As redes convencionais, que utilizam cabos de par trançado ou cabos coaxiais como meio de transmissão, são limitadas em largura de banda e não serão mais consideradas alternativas viáveis em um futuro próximo. O avanço da tecnologia durante as últimas décadas permitiu a utilização de fibras ópticas como meio apropriado para transmissão de informações em sistemas de comunicações modernos. As vantagens da fibra óptica em relação aos cabos de par trançado ou coaxiais são inúmeras, dentre elas: muito maior largura de banda, menor susceptibilidade à degradação do sinal se comparada aos cabos de cobre, menor peso, e imunidade eletromagnética [1]-[3]. Atualmente, as fibras ópticas têm sido bastante empregadas em meios de comunicação que exigem acesso múltiplo para transmissões de dados em alta velocidade. Acesso múltiplo é o compartilhamento do meio de transmissão em um determinado domínio por diversos usuários. 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, sendo eles o acesso múltiplo por divisão de tempo (TDMA), o acesso múltiplo por divisão de comprimento de ondas, ou frequência, (WDMA ou FDMA), e o acesso múltiplo por divisão de código (CDMA). Sistemas ópticos baseados nas tecnologias TDMA e WDMA possuem alocações de canais fixas, caracterizando-os como sistemas determinísticos (sistemas de comportamento dinâmico previsível). Quanto ao primeiro, pode-se destacar como vantagens o fato de todos os codificadores poderem operar no mesmo comprimento de onda além da estrutura simples de seu receptor. Como grande desvantagem, tem-se que a alocação dos *slots* temporais

dedicados aos usuários não permite a obtenção de ganho de multiplexação estatística, desejável quando há ocorrência de tráfego de dados em rajada [4]. Para que isso ocorra é necessária a aplicação de algoritmos de alocação de banda, adicionando complexidade ao sistema. A segunda técnica apresenta, por sua vez, a vantagem de poder apresentar uma topologia virtual ponto a ponto, possibilidade de roteamento óptico dinâmico baseado em comprimentos de onda, e realocação da capacidade do tráfego. O maior inconveniente desta topologia de rede é a necessidade de ajuste fino e monitoramento do comprimento de onda emitido por cada fonte, e do comprimento de onda central de cada filtro para a eliminação do *crosstalk* entre comprimentos de onda distintos [5]. Estas duas tecnologias têm se consolidado como alternativas bastante eficientes e viáveis em redes MAN (*Metropolitan Area Network*) e WAN (*Wide Area Network*). Porém, redes LAN (*Local Area Networks*) possuem requisitos que não são facilmente atendidos pelas tecnologias TDMA e WDMA. *Hardware* e protocolos adicionais impostos pela tecnologia WDMA e TDMA na distribuição dos nós acrescentam custo e complexidade à LAN [6]. Já a técnica CDMA óptica (ou simplesmente OCDMA) permite muito maior flexibilidade no acesso à largura de banda disponível com a capacidade de ocultar (por meio de codificação) os dados transmitidos. No entanto, essa técnica é fundamentalmente dependente da quantidade de códigos presentes. Na etapa de detecção, o código do usuário de interesse é identificado por meio do pico de autocorrelação (de amplitude significativa), enquanto os demais usuários (interferentes) são vistos pelo sistema como ruído (decorrência da operação de correlação cruzada). Sendo assim, sistemas OCDMA aceitam uma degradação maior em função da quantidade de usuários admitidos no sistema, o que o caracteriza como sistema de multiplexação estatística. Assim, o fato de usar codificação atribui à rede OCDMA um maior grau de segurança quanto às informações dos usuários em relação às demais técnicas. Por suas vantagens comparativas a técnica OCDMA será o foco principal deste trabalho, sendo discutida em mais detalhes a seguir.

As redes OCDMA vêm sendo apresentadas na literatura como uma das arquiteturas mais proeminentes para redes LAN. Isto pode ser atribuído a alguns aspectos notáveis desta topologia de acesso, tais como flexibilidade no projeto de códigos, capacidade sob demanda, segurança, baixo custo/complexidade para a inserção de novos usuários, possibilidade de oferecimento de uma topologia ponto-a-ponto virtual, e alta escalabilidade [7]-[9].

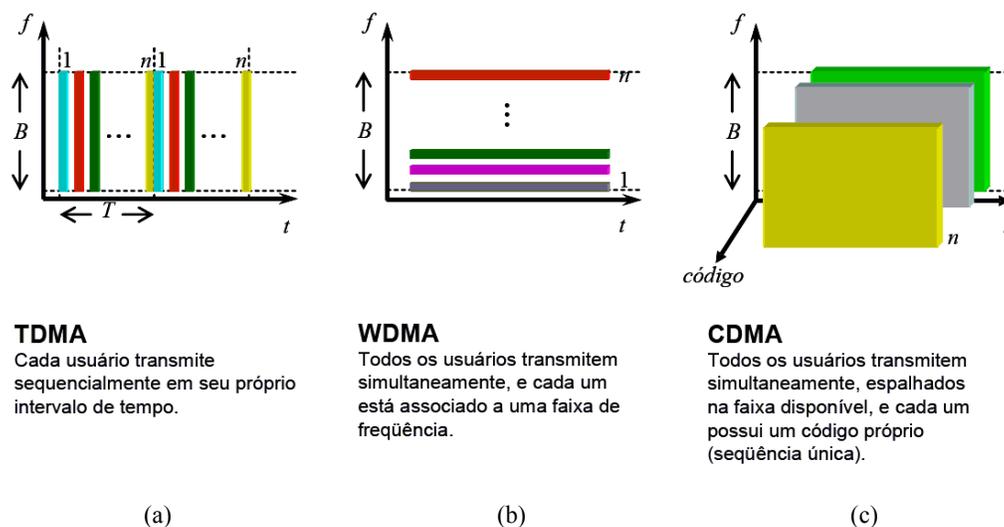


Figura 1.1: Esquemas de acesso múltiplo para n usuários, sendo B a largura de faixa de modulação e T a largura temporal de um quadro. As dimensões em questão são tempo (t), frequência (f) e código (c): a) TDMA, b) FDMA ou WDMA e c) CDMA

Além disso, essas redes podem prover segurança em nível de camada física independente do tipo de dados transmitidos, visto que é necessário apenas que haja o conhecimento *a priori* dos códigos transmitidos para que o sinal seja recebido adequadamente [10].

Os algoritmos utilizados na codificação devem satisfazer algumas propriedades de correlação, que podem ser definidas em termos de ortogonalidade (habilidade de prover diferenciação entre os códigos) e cardinalidade (habilidade de geração de um grande número de códigos (ortogonais)). Um bom projeto de código satisfaz ambas as propriedades, e é de fundamental importância para reduzir uma das fontes de ruído mais deletérias nesse tipo de rede, ou seja, a interferência de acesso múltiplo (MAI) [11]-[12]. Em sistemas OCDMA, a MAI é diretamente proporcional ao número de usuários presentes na rede, portanto, quanto maior o número de usuários simultâneos, maior será o nível de MAI gerado. Esta fonte de interferência limita severamente o desempenho global do sistema, e deve ser evitada a todo custo.

A literatura é abundante em alternativas de codificação que fornecem diferentes modos de se lidar com a MAI. Os códigos mais tradicionais disponíveis, por exemplo, fornecem espalhamento temporal utilizando apenas um único comprimento de onda, e são conhecidos como códigos unidimensionais (1-D). Alguns bons exemplos desta família de códigos são os códigos ópticos ortogonais (OOC) [11]-[13], e códigos primos [14]-[15]. Essas formulações empregam seqüências de códigos muito extensas, favorecendo os efeitos

dispersivos que resultam no alargamento temporal do pulso limitando, assim, as aplicações que exigem altas taxas de transmissão. Infelizmente, sistemas OCDMA baseados em códigos 1-D sofrem de baixa eficiência na utilização da largura de banda e capacidade.

Existe ainda outro grupo de algoritmo de codificação capaz de prover, simultaneamente, o espalhamento tanto no tempo quanto em comprimentos de ondas. Códigos com essas características são conhecidos como códigos bidimensionais (2-D) [16]-[19]. Os códigos bidimensionais são de particular interesse, pois possibilitam a redução da dimensão temporal das seqüências em relação aos códigos unidimensionais, além do aumento do número de usuários simultâneos para uma dada taxa de erro de bit (BER) [20]. Esses códigos ópticos são construídos na forma matricial, com as linhas representando os comprimentos de ondas e as colunas representando os deslocamentos temporais. O número de comprimentos de ondas e os *chips* temporais (número de intervalos no qual o bit é dividido após a codificação) são definidos estritamente pelo código utilizado, com a ponderação do código definida pelo número de *chips* iluminados em um dado código (assinatura). No receptor, o decodificador deve ser capaz de produzir a imagem “espelhada” da matriz de codificação para decifrar corretamente o código incorporado à informação desejada e, portanto, recuperar os dados transmitidos pelo usuário de interesse. Todos os outros códigos se manifestam como usuários interferentes, com o nível de interferência diretamente relacionado com a ortogonalidade do código.

Os códigos bidimensionais podem ser classificados em dois grupos principais [21]: pulsos únicos por linha (SPR) e múltiplos pulsos por linha (MPR). Em códigos SPR, todos os comprimentos de onda disponíveis são utilizados, mas cada comprimento de onda aparece uma única vez na seqüência. Existem muitos esquemas de códigos disponíveis que fazem parte deste grupo, como por exemplo, o *espalhamento temporal/salto em comprimento de onda* (TS/WH) sugerido em [22]. A baixa cardinalidade desse esquema foi corrigida posteriormente com uma nova abordagem baseada em seqüências de congruência quadrática estendida para o espalhamento, e seqüências primas e seus deslocamentos cíclicos para os saltos em comprimentos de onda (EQC-TS/WH) [17]. No entanto, as propriedades não ideais de correlação destes códigos os tornam inadequados quando são requeridas transmissões de alta qualidade. Adicionalmente, tanto o comprimento do código quanto o número de comprimentos de onda não podem ser escolhidos independentemente. Essa limitação pode ser eliminada com códigos OOC baseados em permutações de seqüências primas (PC/OOC), que, além disso, apresentam propriedades de correlação ideais. Contudo, o requisito de que o

número de comprimentos de onda seja um número primo pode vir a ser um problema em sistemas OCDMA, pois afeta diretamente os parâmetros relacionados aos códigos ópticos, tal como cardinalidade e ortogonalidade, como explicado em detalhes em [23]. Mais tarde, esse inconveniente pôde ser eliminado em [18] ao custo de uma maior complexidade na geração do algoritmo, e pelo emprego de códigos ortogonais baseados em múltiplos comprimentos de onda (MWOOC). Outro exemplo de códigos SPR é a formulação introduzida por Shurong et al. [24], onde o comprimento do código pode ser escolhido independente do número de comprimentos de onda, sem sacrificar as propriedades ideais de correlação. Esse código OOC foi baseado em seqüências de coincidência única para os saltos em freqüência e OOC para o espalhamento temporal (OCFHC/OOC). No entanto, os códigos ópticos SPR possuem limitada ponderação quando poucos comprimentos de onda são utilizados (neste caso, podem-se utilizar códigos MPR como alternativa).

Códigos MPR permitem a utilização do mesmo comprimento de onda mais de uma vez no mesmo código óptico, provendo aumento de flexibilidade na escolha da ponderação por comprimento de onda, alta eficiência espectral, e propriedades de correlação ideais. [25]. Um bom exemplo de código MPR foi sugerido por Yang et al. [26] que, além de todos os benefícios mencionados anteriormente, também possui ótima cardinalidade. Este código é construído pela união de códigos OOC 1-D com propriedades ideais de correlação (FOOC). Outras famílias de códigos MPR existentes podem ser encontradas em [27]-[29]. Em todos esses casos, os esquemas de codificação foram avaliados considerando a MAI como única fonte de ruído do sistema.

Uma análise mais realista de redes OCDMA requer que outras fontes de ruído, tais como de fotodeteção (incluindo o ruído de batimento), e ruído térmico, também sejam consideradas. É interessante observar que o efeito do fotodetector e ruído térmico sobre OOCs pode produzir valores de BER duas ordens de magnitude mais elevadas em relação a cenários onde unicamente a MAI é considerada na análise [30]. A influência do ruído de batimento em sistemas OCDMA com múltiplos comprimentos de onda foi investigada em [31]. Uma boa comparação entre diferentes códigos submetidos a mecanismos de ruídos tais como batimento, intensidade relativa (RIN), balístico, e térmico foi apresentada em [21]. Para estudos adicionais sobre análise de desempenho de códigos 2-D sobre diferentes fontes de ruídos, pode-se consultar [32] e [33].

Outro mecanismo de degradação do sinal são os efeitos dispersivos, que afetam significativamente o desempenho global do sistema. O efeito da dispersão de velocidade de

grupo (GVD) no desempenho de redes OCDMA foi considerado em [34]-[37]. Em todos esses trabalhos, a análise foi realizada para códigos 1-D (os ruídos do APD também foram incluídos). Outro importante efeito é a dispersão dos modos de polarização (PMD), que deteriora o desempenho do sistema em altas taxas de transmissão [38]-[40]. O efeito da PMD no desempenho do sistema OCDMA foi investigado em [40].

Um grande esforço tem também sido dedicado ao desenvolvimento de métodos para mitigar os ruídos do sistema. Técnicas que têm sido aplicadas para este propósito são baseadas, por exemplo, em limitadores ópticos abruptos (OHLs) [41], [42], cancelamento sucessivo de interferência (SIC) [43], cancelamento paralelo de interferência (PIC) [44], [45] e técnicas baseadas em modulação por posição de pulso (PPM) [46]-[48].

Foi verificado em [30] que OHLs não melhoram o desempenho do sistema significativamente na presença dos ruídos de detecção (ruídos do APD e térmico). As técnicas baseadas em SIC são bastante efetivas no combate à MAI. Porém, os erros residuais resultantes da natureza sucessiva do processo de decodificação são acumulados e limitam severamente a capacidade do sistema [43]. Além disso, a implementação das técnicas SIC e PIC utilizam dispositivos de alta complexidade. As técnicas baseadas em PPM, por outro lado, permite a possibilidade de utilização de um único pulso para transmitir múltiplos bits em cada *frame*. O processo de decodificação é realizado por meio de comparação (para determinar a posição do pulso transmitido), e cada usuário transmite em uma pequena fração do *frame*. Nesse caso, a MAI gerada por qualquer usuário interferente pode se localizar em qualquer posição do *frame* reduzindo, assim, a possibilidade de sobreposição de *chips* [48].

Recentemente, Galli et al. [49] e Narimanov et al. [50] realizaram duas abordagens interessantes para representar múltiplos bits por símbolos. Em [49], os autores propuseram um esquema multidimensional (M-D) e investigaram o desempenho em uma rede OCDMA totalmente assíncrona sob a condição de cenário levemente carregado (*lightly loaded*, não limitado por interferência). No esquema M-D, um grupo de códigos ópticos é atribuído a cada usuário e uma dada seqüência de bits é representada por cada um destes códigos. Em [50], um conjunto de $M=2^m$ matrizes representa uma seqüência de m bits de dados por símbolo. Essa abordagem é particularmente interessante uma vez que ela não requer sincronização para a demodulação do sinal.

O desempenho total do sistema pode ser bastante melhorado se, em adição ao esquema de modulação PPM, técnicas de correção posterior de erros (FECs) forem também implementadas. Em técnicas FEC, os bits/símbolos redundantes (paridade) são adicionados

eletricamente aos bits de dados de modo que os erros possam ser corrigidos no receptor. Alguns exemplos de técnicas FEC são Reed-Solomon (RS) [47], convolucionais [51], concatenados [37], e códigos turbo [52]. FEC-RS (255,239) por exemplo, é bastante atrativo para redes de alta velocidade, particularmente devido à possibilidade do alfabeto ser facilmente “casado” com a ordem do demodulador PPM, gerando uma correspondência direta entre os símbolos codificados e os símbolos PPM [52].

Com base na discussão acima, pode-se ver que há ainda muitos aspectos do desempenho de redes OCDMA que precisam ser considerados. Por exemplo, um modelo que inclua adequadamente não apenas os mecanismos de ruído e efeitos de dispersão da fibra, mas também técnicas de correção de erro. Neste contexto, esta dissertação apresenta pela primeira vez uma análise detalhada de uma rede OCDMA para dois sistemas de codificação 2-D distintos, ou seja, SPR e MPR, inicialmente introduzidos em [24] e [26], respectivamente. Para ambos os casos, o efeito simultâneo de vários efeitos dispersivos e mecanismos de ruído (incluindo MAI), que prejudicam o desempenho geral do sistema, foram investigados. Por exemplo, o ruído RIN gerado no transmissor, os efeitos dispersivos da fibra (GVD e PMD de primeira ordem), o ruído de batimento, os ruídos do APD, e ruído térmico ocasionado no receptor. Vale ressaltar que os efeitos da GVD e PMD em códigos 2-D ainda não foram investigados na literatura, e o mesmo é verdade em relação à influência dos ruídos sobre o desempenho de códigos MPR. A influência do fotodetector APD sobre o ruído de batimento de uma rede OCDMA incoerente também foi investigada. Para mitigar os ruídos do sistema e a BER, PPM e FEC RS (255,239) foram adotados para ambas as redes investigadas. Devido ao grande número de efeitos considerados, novas expressões para a BER, figura de mérito adotada nesta análise, foram derivadas.

Esta dissertação está organizada da seguinte forma: o Capítulo 2 apresenta o conceito de codificação empregado em redes OCDMA 2-D; as definições dos efeitos deletérios impostos pelo sistema (ruídos e efeitos dispersivos); e o princípio de funcionamento de técnicas de correção de erros posterior (FEC) baseadas no algoritmo Reed-Solomon. A descrição do formalismo proposto para a inclusão dos ruídos (RIN, MAI, APD, batimento e térmico), efeitos dispersivos (GVD e PMD), e técnicas FEC no cálculo da BER é apresentada no Capítulo 3. O Capítulo 4, por sua vez, apresenta os resultados mais relevantes sobre o desempenho de cada esquema de modulação (OOK e PPM) e codificação (SPR e MPR), bem como sobre a eficácia dos procedimentos de mitigação de ruídos. Finalmente, o Capítulo 5 apresenta as conclusões finais deste trabalho.

Capítulo 2

Codificação OCDMA, efeitos deletérios e correção posterior de erros (FEC)

2.1 Codificação

Em redes OCDMA, a integridade e a segurança das informações dos usuários são garantidas por meio de códigos únicos, ou seja, códigos atribuídos exclusivamente a cada um desses usuários. Existem atualmente na literatura diversas opções de códigos, cada um apresentando demandas de implementação que devem ser criteriosamente atendidas em função da disponibilidade de recursos. Esses códigos podem ser classificados em códigos no domínio do tempo, da frequência, espaciais, de fase, ou na combinação de todos estes. Quando apenas uma dessas grandezas é adotada, esses códigos são classificados como uni-dimensionais (1-D). Por outro lado, quando duas ou três grandezas são adotadas, têm-se os códigos bi-dimensionais (2-D) ou tri-dimensionais (3-D), respectivamente. Estes últimos apresentam um elevado grau de complexidade em sua implementação e não serão objeto de estudo nesta dissertação. A seguir são apresentadas as características básicas de códigos 1-D e 2-D frequentemente encontrados em aplicações OCDMA.

2.11 Codificação no Domínio do Tempo

No sistema convencional de transmissão, um bit corresponde a um pulso com duração T_b . Ao passar pelo processo de codificação esse período será subdividido em L chips de período T_c . A Figura 2.1 ilustra esse conceito para o caso de transmissão de uma seqüência de três bits {1 0 1} não codificados (superior) e codificados (inferior).

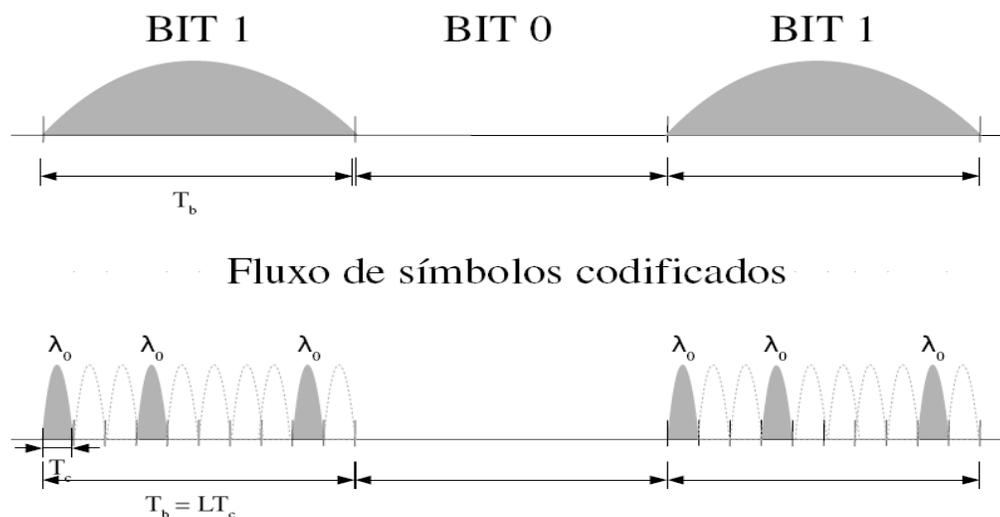


Figura 2.1: Fluxo de bits em codificação temporal.

As primeiras implementações em OCDMA desse tipo de codificação utilizavam redes de linhas de atraso óptico (ODL) para alocação temporal dos pulsos, conforme esquema na Figura 2.2(a). Nesse esquema, um pulso óptico de grande amplitude e duração T_c é dividido e cada um dos pulsos resultantes sofre um atraso temporal distinto.

A codificação corresponde a uma seqüência de pulsos curtos, proporcionais à ponderação (w) do código, como ilustra a Figura 2.2(b). Os demais usuários, representados por seus respectivos trens de pulsos, serão multiplexados em um acoplador do tipo estrela. Um conjunto de linhas de atraso similar (em configuração complementar em relação à utilizada no codificador) é utilizado no receptor para reconstruir o pulso original, Figura 2.2(c). A operação de decodificação é realizada por correlação de intensidade. Pulsos posicionados corretamente formarão um padrão definido pela propriedade de autocorrelação (ACF), caso contrário, formarão um sinal interferente de fundo, definidos pela propriedade de correlação cruzada (CCF), como pode ser visto na Figura 2.2(d). Além dos tradicionais laços de atraso temporal em fibra óptica [53], têm sido sugeridos outros artifícios como o emprego de cristais fotônicos [54] e óptica integrada [55]. Assim, cada bit 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, $s(t)$ [56]. A saída no receptor $r(t)$ é uma operação de correlação que mostra o grau de similaridade entre elas, e é dada por:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) f(\tau - t) d\tau. \quad (1)$$

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 [14]:

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

Sendo assim, sejam duas seqüências de comprimento L , $(X)=\{x_0, x_1, \dots, x_{L-1}\}$ e $(Y)=\{y_0, y_1, \dots, y_{L-1}\}$. Verificam-se, então, os seguintes resultados de correlação discreta que representam as interações entre elas [12]:

i) Para a seqüência $(X)=x(k)$:

$$|Z_{x,x}| = \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_i x_{i+k} \right| = \begin{cases} w, & \text{para } k=0 \\ \leq \lambda_a, & \text{para } 1 \leq k \leq L-1 \end{cases} \quad (2)$$

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

$$|Z_{x,y}| = \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_i x_{i+k} \right| \leq \lambda_c, \quad \text{para } 1 \leq k \leq L-1 \quad (3)$$

nas quais $Z_{x,x}$ e $Z_{x,y}$ correspondem à autocorrelação e correlação cruzada, respectivamente, L 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.

Um inconveniente deste tipo de codificação diz respeito à curta duração temporal dos *chips* quando a taxa de transmissão dos usuários torna-se muito alta (centenas de Mb/s ou superiores). Esse problema torna-se ainda mais crítico com o aumento do número de usuários.

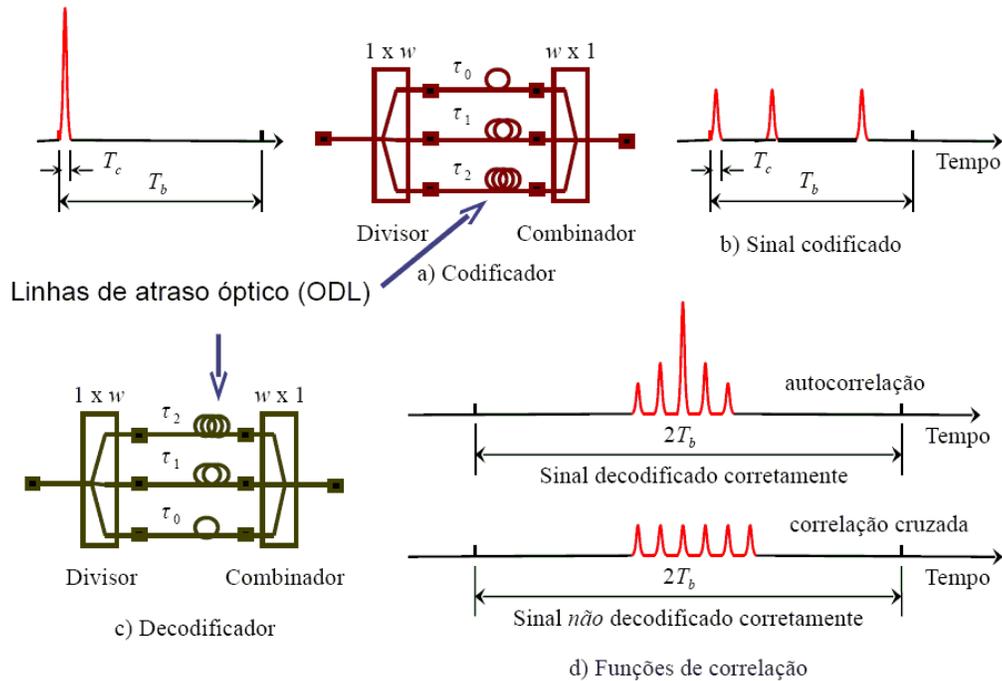


Figura 2.2: Codificação no domínio do tempo utilizando ODL: a) Codificador ODL; b) Decodificador ODL (correlator óptico); c) Sinal codificado; d) Funções de autocorrelação (ACF) e correlação cruzada (CCF).

2.12 Codificação no Domínio da Frequência

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.

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 2.3, é similar à codificação de fase coerente no sentido em que as componentes espectrais da fonte óptica de faixa larga são

inicialmente resolvidas [57], [58]. 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, bem como seu complementar.

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 permite avaliar qual bit foi enviado.

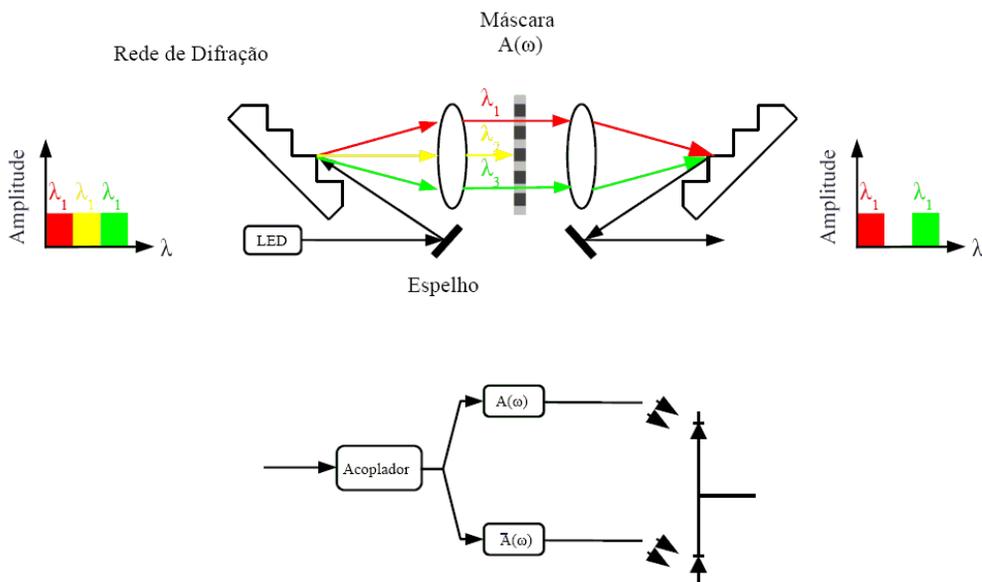


Figura 2.3: Sistema de codificação de intensidade espectral não-coerente em sistemas OCDMA.

2.2 Combinando Codificação em Tempo e Frequência

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 1-D em 2-D, manipulando-se tempo e espaço (T/S), por Mendez e Gagliardi [59], [60], ou tempo e freqüência, por Lancevski e Andonovic [16].

Codificar em tempo e freqüência proporciona maior flexibilidade na escolha dos códigos ópticos, resultando em aumento da capacidade do sistema. A Figura 2.4 ilustra a relação entre os sistemas TDMA e WDMA com o sistema CDMA óptico.

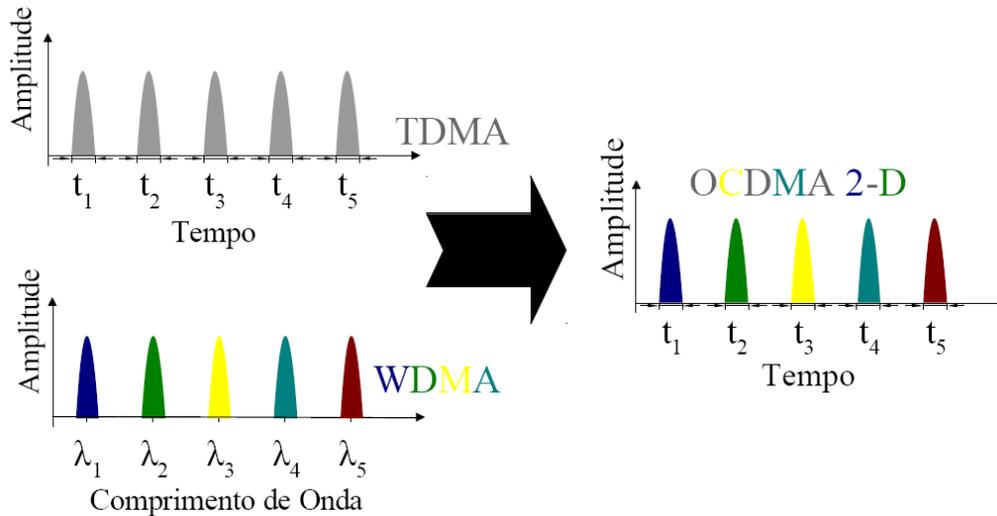


Figura 2.4: Relação entre os sistemas TDMA e WDMA com OCDMA.

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 o intervalo de *chip*, comprimento do código temporal. Como exemplo, considere os códigos 2-D com x e 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 [17]:

i) Para a autocorrelação fora de fase de x :

$$Z_{x,x} = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} x_{i,(j+\tau) \bmod(n)} \right) \leq \lambda_a \quad (4)$$

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

$$Z_{x,y} = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} y_{i,(j+\tau)\text{mod}(n)} \right) \leq \lambda_c \quad (5)$$

onde $Z_{x,x}$ e $Z_{x,y}$ correspondem à autocorrelação e à 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 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 $L=mn$ o comprimento. A correta decodificação do sinal de um dado usuário depende, fundamentalmente, da adequada implementação desta propriedade de correlação na rede.

2.3 Códigos SPR/MPR

Os algoritmos comumente adotados codificam os dados dos usuários utilizando pulsos únicos por comprimento de onda (família de códigos SPR) ou em múltiplos pulsos por comprimento de onda (família de códigos MPR) [21]. Cada uma dessas famílias de códigos possui particularidades que devem ser consideradas durante a escolha do algoritmo de codificação. Os códigos SPR, por exemplo, podem acomodar uma quantidade significativa de usuários sem a necessidade de grandes extensões no comprimento do código, favorecendo a transmissão a altas taxas. Os códigos MPR, por sua vez, podem ser projetados com alta ponderação mesmo quando poucos comprimentos de ondas são utilizados, melhorando o desempenho do sistema em termos de BER. A Figura 2.5 ilustra a disposição matricial dos códigos SPR e MPR em relação aos comprimentos de onda e *chips* utilizados.

Uma das possíveis técnicas utilizadas na implementação desses códigos baseia-se na convolução temporal de um pulso curto não-coerente modulado pela fonte de dados com a resposta impulsional de cada rede de Bragg, a qual é definida como a transformada inversa de Fourier da refletividade complexa da rede [61],[62], Figuras 2.6 e 2.7.

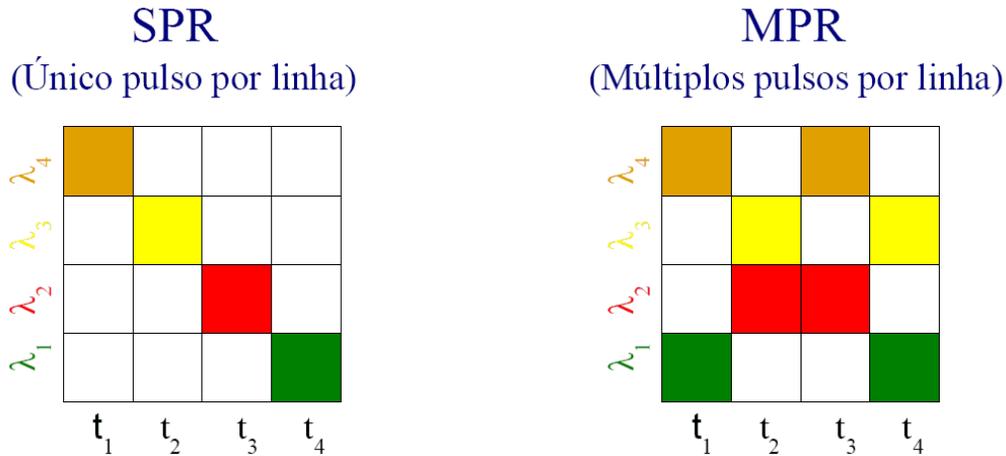


Figura 2.5: Representação matricial dos códigos SPR e MPR.

A operação de decodificação no receptor consiste de um somatório de potências, lei quadrática de detecção e comparação com um limiar pré-estabelecido.

A largura de faixa disponível é subdividida em intervalos contínuos de frequência. O sinal transmitido ocupa um intervalo de frequência em cada intervalo de chip, $T_c = 2n_{eff}L_s/c$, na qual n_{eff} é o índice efetivo do modo guiado, 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 em diferentes comprimentos de onda ($\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$) que são alocados em intervalos de tempo, de acordo com o algoritmo adotado. A Figura 2.6 ilustra o esquema de codificação/decodificação de códigos SPR.

O processo de codificação/decodificação dos códigos MPR pode ser realizado de forma similar ao caso anterior. No entanto, redes de Bragg com comprimentos de onda de reflexão idênticos devem ser dispostas em série, realizando deslocamentos temporais necessários, Figura 2.7.

Outras alternativas de codificação/decodificação OCDMA 2-D podem ser obtidas pela utilização de dispositivos AWGs [63], [64]. Especificamente para o caso de codificação/decodificação MPR pode-se utilizar redes de Bragg sobrepostas, como feito no esquema de codificação espectral FE-OCDMA proposto em [65].

SPR

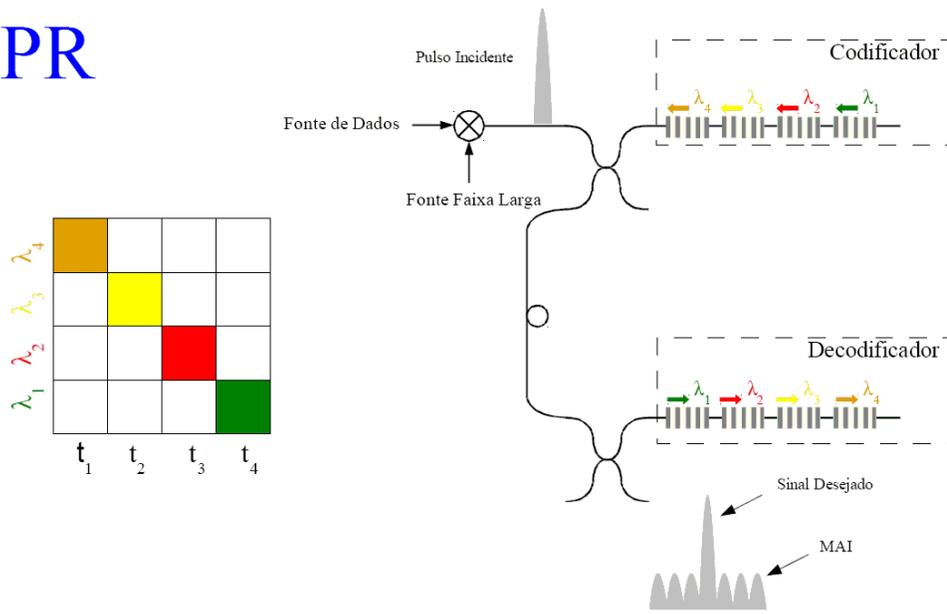


Figura 2.6: Esquema de codificação/decodificação dos códigos SPR.

MPR

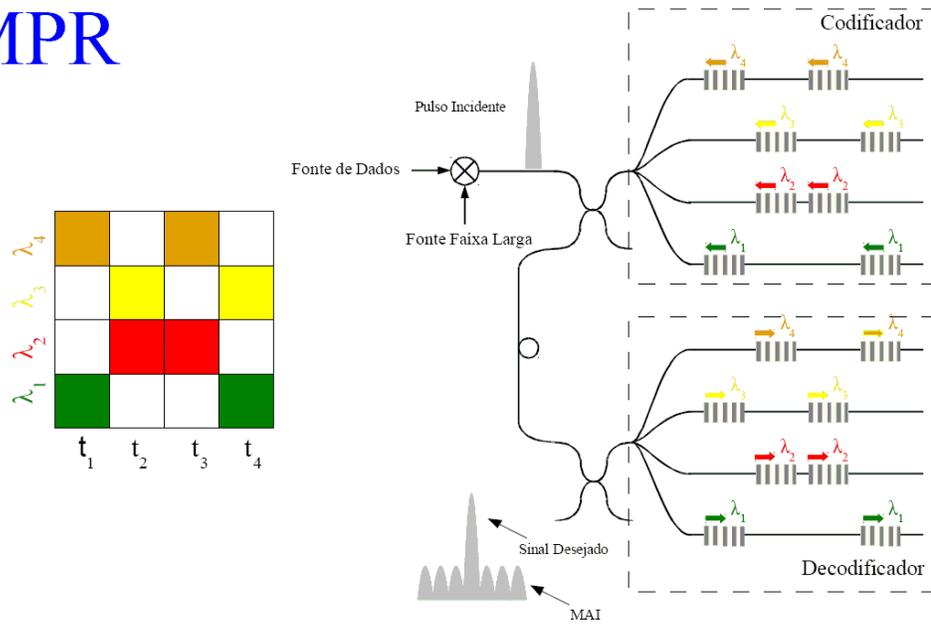


Figura 2.7: Esquema de codificação/decodificação dos códigos MPR.

2.4 Formatos de modulação

Nesta seção são descritos os formatos de modulação utilizados nesta dissertação, qual sejam, OOK e PPM. O formato OOK foi escolhido devido à sua simplicidade de implementação [1]-[3], e o formato PPM devido à sua boa capacidade de mitigação da MAI [48].

O formato de modulação OOK é um caso particular do formato de modulação por deslocamento de amplitude (ASK), onde a representação dos bits de dados ocorre pela presença ou ausência de portadora. O diagrama de constelação do esquema de modulação OOK é ilustrado na Figura 2.8. A parte imaginária do campo elétrico óptico é nula, representando que não há deslocamentos de fase adicionados neste esquema de modulação.

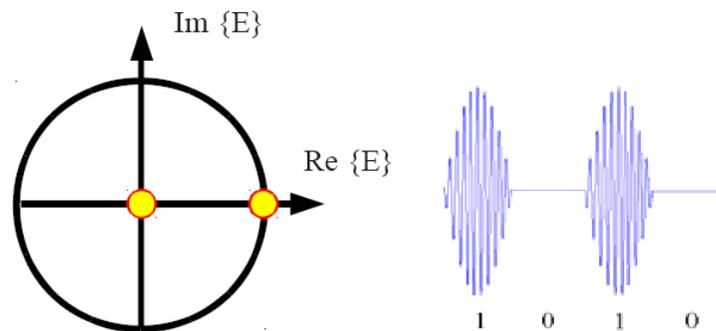


Figura 2.8: Diagrama de constelação e sinais transmitidos durante as transmissões dos bits “1” e “0”.

Desta forma, em OCDMA, a emissão de um pulso de período curto (de duração igual ao período de *chip*) representa os bits de dados “1”, Figura 2.9(a). Durante a codificação 2-D, é gerada uma seqüência específica de pulsos deslocados temporalmente e em vários comprimentos de onda (código do usuário), Figura 2.9(b). Os bits de dados “0” são representados pela ausência de intensidade óptica durante todo o período de transmissão do bit.

A demodulação do sinal ocorre por meio da comparação da energia do pico de autocorrelação (ACF) gerado após a decodificação OCDMA e fotodeteção, com um limiar pré-estabelecido, Figura 2.9(c). Finalmente, os bits enviados são interpretados como sendo “1” se a energia gerada for igual ou maior que o limiar pré-estabelecido, e como sendo “0” caso contrário.

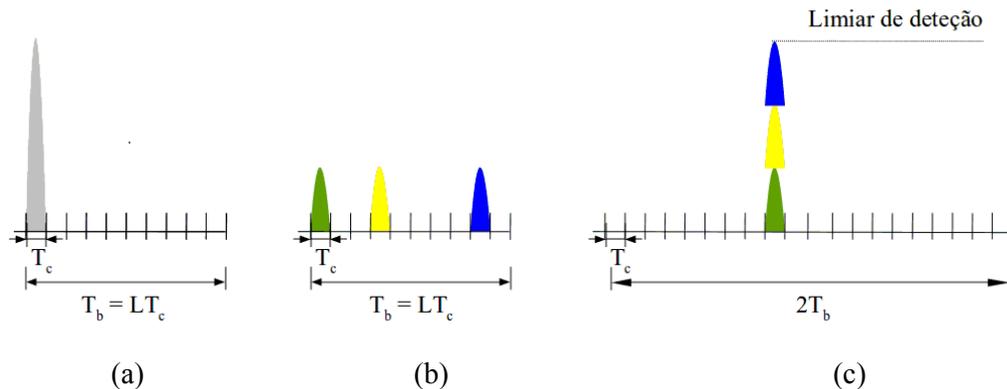


Figura 2.9: Processo de modulação e demodulação OOK: a) Pulso de largura igual o período de chip simbolizando a transmissão de bits “1”; b) Pulso após a codificação; c) Pulso após a correlação e fotodeteção na etapa de comparação com o limiar.

O formato de modulação PPM, ao contrário do OOK que possibilita a representação de dois símbolos, permite a representação de M símbolos (M é chamado de fator de multiplicidade) durante a transmissão. Cada símbolo representa um conjunto de $\log_2 M$ bits de informação por meio do envio de um pulso em uma posição temporal distinta do *frame* [46]. A duração do *frame* é M vezes o período de bit estipulado para a transmissão do formato OOK [5], descrito anteriormente. Na Figura 2.10, pode-se observar a ilustração da alocação dos pulsos no frame para um esquema PPM com fator de multiplicidade igual a oito. Nesse exemplo, cada uma das possíveis combinações de três bits é associada à transmissão de um pulso em uma posição específica dentre as oito existentes no frame. Após a modulação PPM, o pulso emitido em uma posição específica do frame é inserido no codificador OCDMA, Figura 2.11. Dessa forma, a seqüência atribuída a cada usuário fica restrita apenas à posição do frame onde o pulso foi transmitido, reduzindo a probabilidade de sobreposições de *chips* e, conseqüentemente, a MAI.

Após o estágio de decodificação OCDMA, o pico de autocorrelação, os lóbulos laterais de autocorrelação e os interferentes de fundo (picos de correlação cruzada) são formados na posição do frame onde o pulso PPM foi enviado [46], [47]. No entanto, diferente do esquema OOK, a demodulação ocorre por meio da comparação da energia presente em cada uma das posições que compõem o frame. Após a comparação, o pulso transmitido é identificado (e, conseqüentemente, os valores dos bits representados) pela posição que contém a maior quantidade de energia.

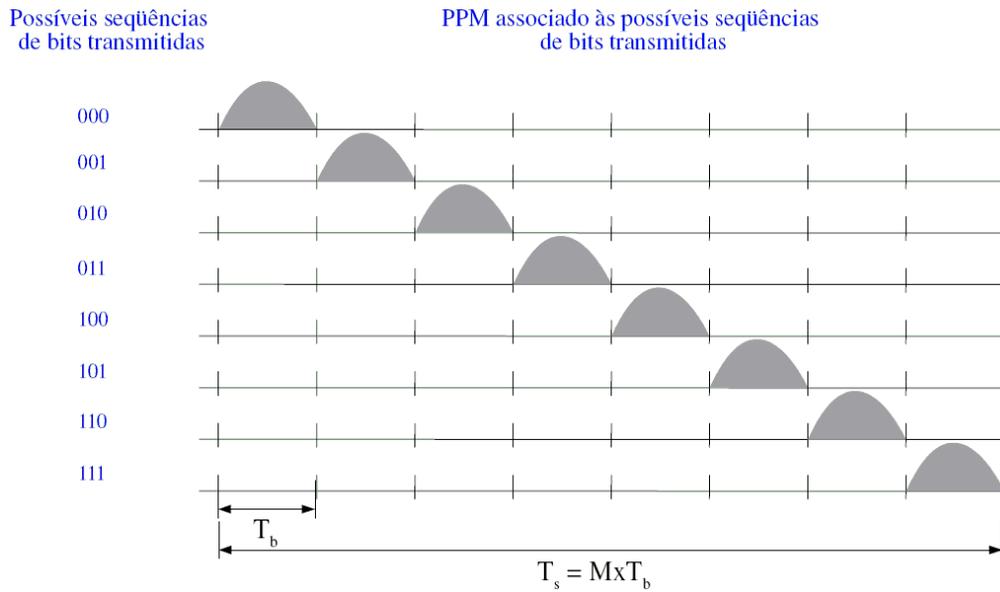


Figura 2.10: Esquema de modulação PPM para $M=8$.

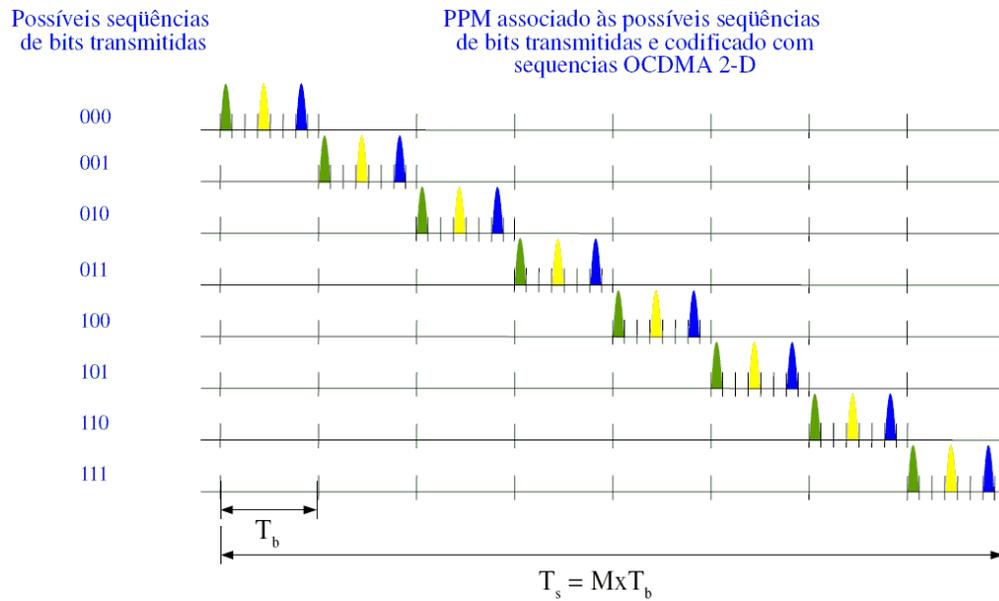


Figura 2.11: Pulsos modulados em PPM com $M=8$ e codificados com códigos OCDMA 2-D.

2.5 Interferência de acesso múltiplo (MAI)

A utilização de códigos com boa ortogonalidade não assegura a diferenciação total entre os usuários, uma vez que a manipulação dos pulsos ópticos ocorre em intensidade de sinal [66]. Isso pode ser compreendido da seguinte forma: considere um sistema OCDMA 2-D, utilizando deslocamentos de pulsos ópticos no tempo em diversos comprimentos de onda, dispostos segundo um determinado algoritmo para gerar o código a ser atribuído a cada usuário. As informações de cada usuário são codificadas com uma seqüência específica de assinatura, multiplexadas e enviadas pelo canal a todos os receptores simultaneamente. Cada receptor contém a réplica do código de assinatura atribuído a cada usuário, o que o permite extrair os dados de informação por meio da operação de correlação. No decodificador, os pulsos em diferentes comprimentos de onda irão se sobrepor formando um pico de autocorrelação de alta intensidade se o usuário correspondente ao código contido no receptor enviar alguma informação. Caso contrario, os pulsos em diferentes comprimentos de onda irão se manter distantes uns dos outros e sinais de correlação cruzada com baixa intensidade serão gerados [67].

Quando a rede acomoda muitos usuários simultaneamente, os sinais de correlação cruzada podem se acumular e gerar um ruído de potência comparável ao pico de autocorrelação [11]-[14]. Essa interferência, denominada MAI, pode provocar um aumento significativo da BER e limitar severamente a capacidade de usuários serem atendidos pela rede. A Figura 2.12 ilustra como vários usuários simultâneos contribuem para MAI de um determinado usuário de referência. Deve-se dizer que todos os bits emitidos pelos usuários são modulados no formato OOK. Nesta figura fica clara a natureza assíncrona do acesso dos usuários (observe que o início de cada seqüência de usuário não acontece no mesmo instante). Os chips 2, 5 e 8 referentes aos usuários 2, 3 e 4, respectivamente, irão se sobrepor aos chips 1, 4 e 9 do usuário 1 exatamente no ponto onde este usuário envia um bit 0, resultando portanto em aumento da MAI. Conseqüentemente, o segundo bit enviado pelo usuário de interesse será interpretado erroneamente como sendo “1”, visto que foi enviado um bit “0”. Deve-se dizer que a MAI não ocasiona erros durante a transmissão de bits “1” pelo usuário de interesse, pois os pulsos interferentes aumentam a energia do canal impossibilitando que o bit seja detetado como “0”. Portanto, considerando códigos ópticos ideais (correlação cruzada unitária), os erros ocorrem somente quando o usuário de interesse transmite um bit “0” e no mínimo w (ponderação do código) usuários interferentes

transmitem bits “1” simultaneamente na rede. O requisito de no mínimo w usuários transmitindo bits “1” simultaneamente ocorre devido à possibilidade dos códigos ópticos de correlação unitária contribuírem efetivamente com apenas um pulso interferente (ocasionando sobreposições com os *chips* que seriam iluminados no caso de transmissão de um bit “1” pelo usuário de interesse) para a geração de erros.

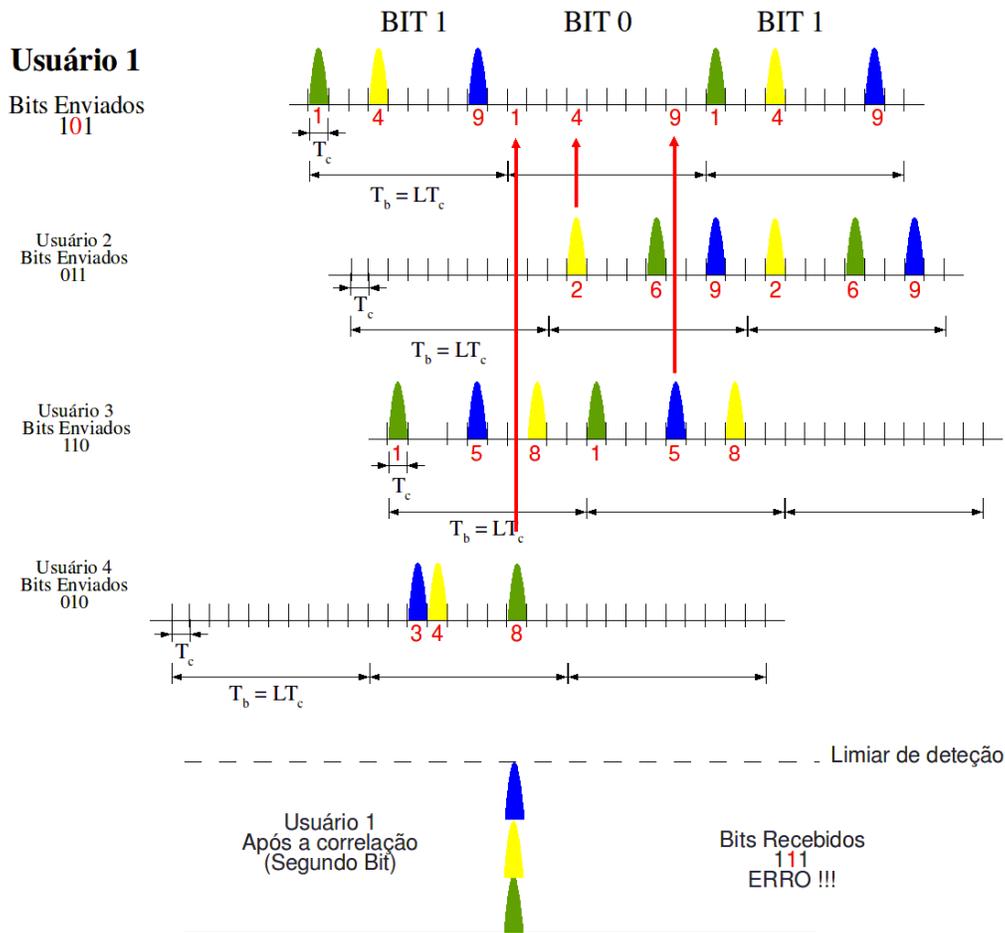


Figura 2.12: Contribuição da MAI sobre o usuário 1 em uma rede OCDMA contendo 4 usuários simultâneos.

O efeito da MAI sobre o processo de detecção pode ser minimizado limitando-se a potência óptica presente no canal. Isso pode ser conseguido com o auxílio de dispositivos limitadores ópticos abruptos, os quais são brevemente descritos a seguir.

2.6 Limitador óptico abrupto (OHL)

As degradações impostas pela MAI podem se tornar menos significativas reduzindo-se a densidade de potência óptica interferente presente no canal. Uma maneira eficiente de se reduzir essa contribuição consiste na utilização de OHLs. Esses dispositivos fornecem dois valores de intensidade óptica de saída em resposta à intensidade óptica de entrada, eliminando diversos padrões de interferência que podem causar decisões errôneas no caso da transmissão de um bit de informação. Um OHL ideal é definido pela seguinte função de transferência [68]:

$$g(x) = \begin{cases} A, & \text{se } x \geq A \\ 0, & \text{se } x < A \end{cases}. \quad (6)$$

na qual A é a intensidade óptica normalizada. Portanto, se a intensidade óptica x é maior ou igual a A , o OHL mantém a intensidade do sinal em A , enquanto que se a intensidade óptica é menor do que A , a saída do limitador é zero. A Figura 2.13 ilustra o canal de transmissão quando um determinado usuário de interesse transmite um bit “0” e o resultado da utilização de um único OHL, situado antes do correlator óptico, na mitigação da MAI presente no canal. Quando o usuário de interesse transmite um bit “0” de informação, a MAI gerada pelos usuários restantes eleva consideravelmente a densidade de potência presente no canal, de forma que o pico de autocorrelação gerado pelo correlator excede o limiar estipulado para a detecção. Isso faz com que o detetor interprete, erroneamente, o bit “0” transmitido como sendo “1”. O procedimento realizado pelo OHL é grampear a potência óptica do canal no valor da potência de *chip*, quando essa última for excedida, e zerar a potência no canal se essa for menor do que a potência de *chip*. Utilizando-se desse artifício, pode-se verificar que o detetor só irá produzir um erro na decisão por um bit se todas as marcas reservadas (*chips* de um bit “0” do usuário de interesse que seriam iluminados durante a transmissão de um bit “1”) forem afetadas. No caso da Figura 2.13, somente ocorrerá erro no sistema utilizando um OHL se os usuários interferentes afetarem os *chips* 9,18 e 22 do usuário de referência.

No entanto, apesar da configuração descrita anteriormente proporcionar uma redução significativa na MAI, verifica-se que a redução na BER não é tão interessante se considerarmos os efeitos do fotodetector APD, tais como, correntes de fuga, ruído balístico e ruído térmico [30]. Por esse motivo, a capacidade de mitigação de MAI dos OHLs não foi

analisada nessa dissertação. O leitor mais interessado pode recorrer a [69], onde publicamos a análise de sistemas OCDMA 2-D utilizando dois OHLs no receptor.

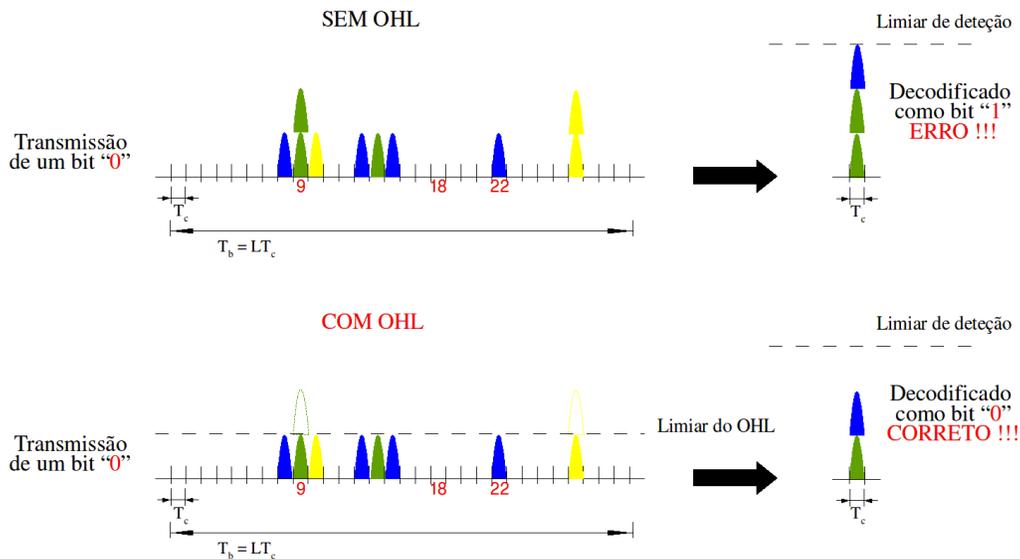


Figura 2.13: Mitigação da MAI utilizando um único OHL antes do correlator óptico.

Nesta dissertação optou-se pela utilização de técnicas de correção posterior (FEC) pela sua melhor capacidade de mitigação dos efeitos deletérios dos sistemas.

2.7 Atenuação e Perdas

A atenuação do sinal do sinal óptico é um fator muito importante e deve ser considerada durante o projeto de redes ópticas, particularmente de longa distância. Ela pode ser causada por absorção, espalhamento, e perdas por radiação [70]. A absorção é relacionada com o material da fibra óptica, o espalhamento é relacionado ao material e a imperfeições estruturais, e as perdas radiativas são geradas por perturbações na geometria da fibra óptica. Esses três parâmetros definem o coeficiente de atenuação da fibra óptica, comumente dado em unidade de dB/km. No entanto, a atenuação é dependente do comprimento de onda utilizado e, portanto, o valor associado à unidade dB/km faz referência a uma faixa de comprimentos de onda específica. Nesta dissertação foram utilizados comprimentos de ondas

contidos na banda C (de 1530 até 1565 nm), conforme descrito na Tabela 1, configurando um parâmetro de atenuação médio de 0,2 dB/km.

As perdas de inserção de dispositivos também atenuam o sinal transmitido e, portanto, foram consideradas conforme descrito a Tabela 1.

2.8 Efeitos dispersivos lineares

Nesta seção são apresentados os mecanismos de dispersão que atuam linearmente na forma de onda dos pulsos ópticos durante a propagação. Esses efeitos influenciam na evolução temporal dos pulsos ocasionando alargamento e, conseqüentemente, redução da potência óptica de pico. Os efeitos lineares considerados nesta dissertação são a GVD e a PMD de primeira ordem. Ambos os efeitos degradam mais significativamente o desempenho do sistema com o aumento da taxa de transmissão bits.

2.81 Dispersão de velocidade de grupo (GVD)

O efeito GVD é intramodal e tem como resultado o alargamento temporal do pulso. Existem duas causas que contribuem para este efeito, são elas:

1. *Dispersão material ou cromática*, que surge devido ao fato da velocidade de grupo associada ao modo fundamental ser dependente do comprimento de onda. Como resultado, as diferentes componentes espectrais do pulso propagam-se com velocidades diferentes [71]. A Figura 2.14 (a) ilustra a inserção de um pulso contendo apenas duas componentes espectrais (formas de onda azul e vermelha) com envelope gaussiano (forma de onda cinza) na fibra óptica (b). A forma de onda de saída com o envelope resultante alargado após a combinação das mesmas duas formas de onda propagadas com diferentes velocidades de fase é apresentada em (c).

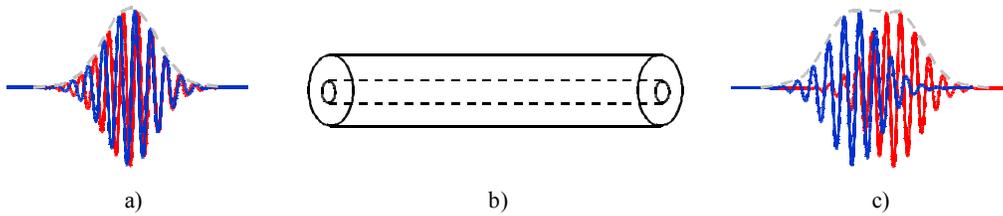


Figura 2.14: Atuação da GVD sobre o envelope do pulso transmitido na fibra óptica: a) Formas de onda em freqüências diferentes e envelope do pulso na entrada da fibra; b) Fibra óptica; c) Formas de onda em freqüências diferentes e envelope do pulso no final da fibra.

2. *Dispersão de guia de onda*, ocorre devido à fibra monomodo confinar aproximadamente 80% da potência óptica no núcleo e os outros 20% de luz se propagar na casca com velocidade superior à da luz que se propaga no núcleo [70].

2.82 Dispersão dos modos de polarização (PMD)

O alargamento do pulso decorrente do atraso de fase entre os dois modos de polarização ortogonais (quebra de degenerescência) de uma fibra monomodo [70], [71] é denominado PMD. Isso gera um atraso temporal entre os modos ao final da propagação (atraso diferencial de grupo ou, simplesmente, DGD). A quebra de simetria da fibra óptica é o principal responsável pelo surgimento indesejável da PMD, podendo ocorrer por diversos fatores: microcurvaturas, variações de diâmetro, etc.

Se a PMD é dita de primeira ordem, ambos os modos e o DGD são independentes do comprimento de onda e, conseqüentemente, o único efeito deletério ocasionado é o alargamento temporal do pulso [72]. A ilustração da atuação deste mecanismo deletério sobre o pulso transmitido é feita na Figura 2.15. Os efeitos deletérios da PMD de mais elevada ordem alteram também a forma de onda do pulso propagado, impossibilitando o tratamento analítico da BER. Por conveniência, consideramos apenas a PMD de primeira ordem nessa dissertação.

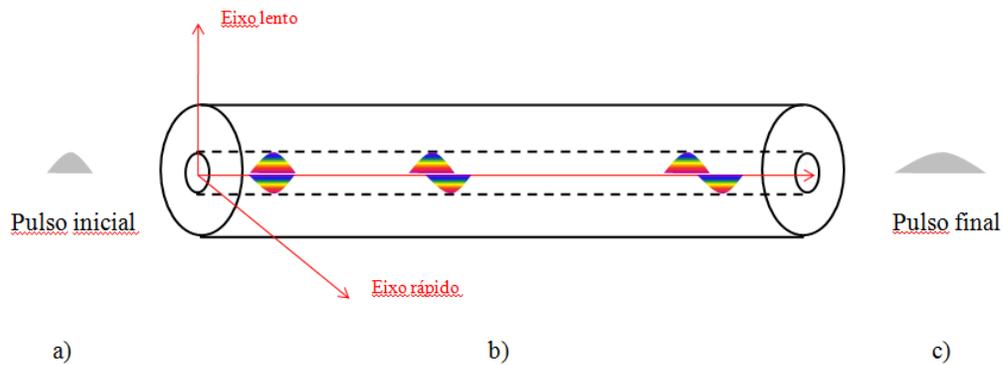


Figura 2.15: Atuação da PMD sobre o envelope do pulso transmitido na fibra óptica: a) Pulso inicial; b) Fibra óptica e pulso transmitido decompostos em dois modos de polarização sofrendo efeito da PMD; c) Pulso final

2.9 Ruídos gerados no sistema

Os ruídos influenciam significativamente o desempenho do sistema, podendo até mesmo inviabilizar implementações práticas. Grande parte dos estágios que compõem o sistema contribui para a geração de ruídos. Por exemplo, a transmissão é responsável pela geração do ruído RIN, a MAI é originada após a inserção dos usuários na fibra óptica, e a detecção contribui para a geração dos ruídos de batimento, APD (correntes de fuga), e térmico. A MAI foi discutida anteriormente e por isto não será abordada nessa seção. As definições de todos os outros ruídos citados são as seguintes:

1. Ruído de Intensidade Relativa (*RIN*): Surge devido às flutuações de intensidade na saída do laser, geralmente ocasionadas por variações de temperatura e/ou emissão espontânea indesejada. O parâmetro que mede o nível de RIN gerado é definido pela razão entre a intensidade média quadrática da flutuação de saída do laser e o quadrado da intensidade média do laser, e geralmente é expresso em dB/Hz [33].
2. Ruído de Batimento (*beat noise*): Ocorre quando sinais ópticos distintos em comprimentos de onda idênticos, ou muito próximos, incidem sobre o mesmo fotodetector. Devido à característica de detecção por lei quadrática do fotodetector, o

ruído de fase do laser gera componentes de intensidade adicionais durante o processo de detecção [73].

3. Ruído Balístico (*shot noise*): Surge em virtude das correntes de fuga de superfície e volume do APD não serem nulas. Está associado tanto à corrente de escuro quanto à fotocorrente, e provoca flutuações de intensidade nestas correntes. O motivo da ocorrência de tais flutuações é que a corrente elétrica é decorrente de elétrons gerados a partir da absorção de quantidades discretas de energia na forma de fótons [71].
4. Ruído Térmico (*thermal noise*): Gerado pela aleatoriedade do processo de geração e recombinação de portadores devido à excitação térmica. Resulta em flutuações na resistência interna do detetor, ou em qualquer resistência adicionada em série com o detetor. Também é conhecido como ruído Johnson ou ruído Nyquist [70].

2.10 Códigos corretores de erros (FEC) Reed-Solomon

A possibilidade do uso de códigos corretores de erro para se controlar com eficiência a BER de um sistema de comunicação digital foi demonstrada originalmente por Shannon em 1948 [74]. O interesse inicial quanto à utilização de FEC foi para enlaces submarinos, reduzindo custos à medida que as distâncias entre os amplificadores e regeneradores ópticos eram aumentadas [75], [76]. Um esquema de correção de erro é mostrado na Figura 2.16, na qual as distribuições dos bits de informação e de paridade a serem adicionados ao canal óptico podem ser vistas claramente.

O código corretor será mais eficiente (o desempenho do sistema melhora) quanto maior for o número de bits de paridade (redundância) inseridos. A capacidade de correção do código é determinada por [47]:

$$t = (a - b)/2 \tag{7}$$

na qual a é a soma dos bits de informação e de paridade acrescentados, e b é apenas o número de bits de informação. Dessa forma, pode-se ter a impressão que à medida que a quantidade de bits de paridade aumenta, a capacidade de correção do código aumenta na mesma

proporção, levando a BER a zero.

Contudo, o acréscimo dos bits de paridade demanda por largura de banda adicional e o comprimento do código OCDMA deve ser reduzido para a manutenção da taxa de transmissão de bits constante. A redução do código OCDMA degrada a BER, piorando o desempenho do sistema.

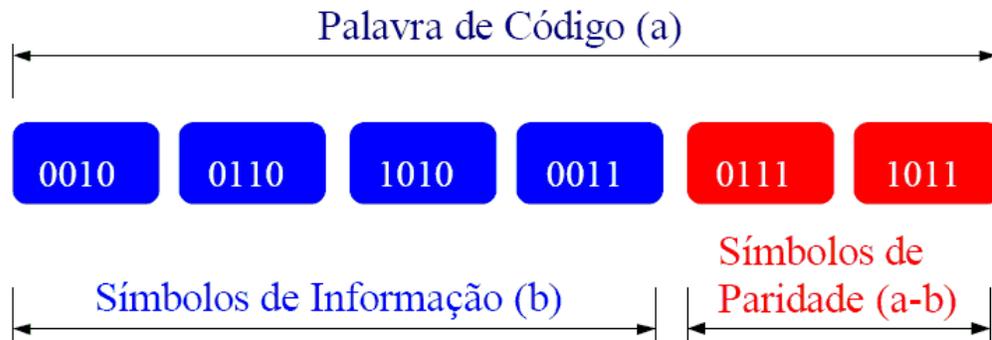


Figura 2.16: Palavra de código do FEC Reed-Solomon composta pelos bits de paridade adicionados a informação para correção de erros.

Formalismo matemático

Neste capítulo é apresentado o formalismo matemático utilizado para modelar a rede OCDMA agregando todos os efeitos deletérios descritos no capítulo anterior. O formalismo é desenvolvido para os formatos de modulação OOK e PPM, e também incorpora pela primeira vez os mais relevantes mecanismos de degradação do sinal. Conseqüentemente, novas expressões para a taxa de erro de bit (BER) são propostas. Para garantir a qualidade de serviço do sistema (QoS), uma técnica de correção de erros baseada no algoritmo Reed-Solomon foi incorporada, capaz de reduzir significativamente a BER global do sistema.

As próximas seções descrevem em detalhes como cada mecanismo de degradação é considerado no formalismo. A seção 3.1 é dedicada à influência da MAI sobre os códigos adotados. A seção 3.2 lida com a não idealidade da fibra óptica e como isso afeta a propagação do sinal. A influência dos diferentes mecanismos de ruído produzidos durante os processos de transmissão e detecção do sinal é descrita na seção 3.3. Posteriormente, uma vez que todos os efeitos pertinentes de degradação do sinal foram inseridos no formalismo, as seções 3.4 e 3.5 introduzem as novas expressões propostas para a BER dos formatos OOK e PPM, respectivamente. Finalmente, o algoritmo Reed-Solomon para a técnica de correção posterior de erros (FEC) é apresentado na seção 3.6.

3.1 Códigos OCDMA e MAI

O nível da MAI do sistema é quantificado pela probabilidade de ocorrência de sobreposição de *chips* do usuário de interesse com os *chips* dos usuários restantes [11]. Nesta análise foi considerado sincronização de *chips*, uma situação que não expressa a principal vantagem de sistemas OCDMA, que é a possibilidade de tráfego assíncrono tanto de bits quanto de *chips*. No entanto, esta suposição simplifica bastante o formalismo, e as expressões obtidas para a taxa de erro de bit (BER) refletem o pior cenário possível [13]. Os leitores mais interessados podem consultar as referências [30], [77]-[79] para análises sem a restrição de sincronismo de *chip*.

Considerando a probabilidade média de sobreposições entre dois códigos ópticos como P_{hit} , a probabilidade que j usuários, entre os N usuários presentes na rede, interfiram simultaneamente na seqüência do usuário de interesse é dada por [11],

$$pI(j) = \binom{N-1}{j} P_{hit}^j (1 - P_{hit})^{N-1-j}. \quad (8)$$

O parâmetro P_{hit} em (8) depende do formato de modulação adotado e das propriedades de correlação dos códigos ópticos OCDMA. Para o formato OOK, P_{hit} leva em conta a probabilidade de transmissão equiprovável de envio de bits “1” ou “0” (igual a 0,5) e a probabilidade de ocorrência de sobreposições dos *chips* dos usuários interferentes com os *chips* do usuário de interesse. Quando esse é o caso, P_{hit} pode ser derivada para os códigos SPR partindo da suposição que os valores máximos das propriedades de correlação (tanto dos lóbulos laterais de autocorrelação quanto correlação da cruzada) são unitários. A geração dos códigos SPR (OCFHC/OOC) está descrita em detalhes em [24] e, portanto, não será discutida nesta dissertação. Para verificar o nível de interferência destes códigos, primeiramente é necessário saber que um conjunto de seqüências C é composto de outros três subconjuntos de seqüências: C_0 , C_1 e C_2 , todas pertencentes à família de algoritmos OOC. C_0 utiliza códigos OCFHC e OOC para governar os saltos em frequência e o espalhamento temporal, respectivamente, C_1 emprega um OOC para o espalhamento temporal e utiliza apenas um comprimento de onda (i.e., todos “1” são adicionados na mesma linha da matriz), e C_2 emprega um OOC para os saltos em frequência e utiliza apenas um *chip* (i.e., todos “1” são adicionados na mesma coluna da matriz). Dessa forma, o número médio de sobreposições q_i entre uma palavra C_i ($i = 0, 1$ e 2) e outra palavra de código de C , pode ser obtido por:

$$q_0 = \frac{\frac{w^2}{2M_2} (M_1 t_1 + t_2) - \frac{w}{2M_2}}{\Phi_c - 1}, \quad (9)$$

$$q_1 = \frac{\frac{w^2}{2M_2} (M_1 t_1 + t_2 - 1)}{\Phi_c - 1}, \quad (10)$$

e

$$q_2 = q_0, \quad (11)$$

nas quais w é a ponderação do código, M_2 é o comprimento do código óptico, M_1 é o número de comprimentos de onda utilizados, $t_1 = \lfloor M_2 - 1 \rfloor / \lfloor w(w-1) \rfloor$, $t_2 = \lfloor M_1 - 1 \rfloor / \lfloor w(w-1) \rfloor$, e Φ_C é a cardinalidade de C . A cardinalidade do grupo de seqüências C é composta pela soma das cardinalidades dos subconjuntos C_0 , C_1 e C_2 , ou seja:

$$\Phi_C = \Phi_{C_0} + \Phi_{C_1} + \Phi_{C_2}, \quad (12)$$

na qual

$$\Phi_{C_0} = M_1(M_1 - 1) \frac{M_2 - 1}{w(w - 1)}, \quad (13)$$

$$\Phi_{C_1} = M_1 \frac{M_2 - 1}{w(w - 1)}, \quad (14)$$

$$\Phi_{C_2} = M_1 \frac{M_1 - 1}{w(w - 1)}. \quad (15)$$

Finalmente, a probabilidade P_{hit} pode ser expressa como o número de sobreposições entre duas seqüências contidas em C , dada por:

$$P_{hit} = \frac{\Phi_{C_0}}{\Phi_C} q_0 + \frac{\Phi_{C_1}}{\Phi_C} q_1 + \frac{\Phi_{C_2}}{\Phi_C} q_2. \quad (16)$$

Por outro lado, para os códigos MPR (FOOCs) o valor de P_{hit} é determinado a partir da interferência gerada entre cada conjunto de seqüências de códigos OOC utilizadas em sua formulação. Novamente, os detalhes sobre a geração desses códigos estão além do escopo desta dissertação, e estão apresentados em [26]. Para determinar a interferência que os códigos compartilham entre si, deve-se inicialmente introduzir o conceito de grupo atribuído a esses códigos. Dois códigos FOOCs são ditos do mesmo grupo se gerados a partir da mesma seqüência OOC. Sendo assim, o número total de sobreposições entre códigos do mesmo grupo é de w^2 (e.g., justamente pelo fato do grupo ser composto por códigos OOC

1-D [12]). Porém, o valor do pico de autocorrelação deste OOC é w ; portanto, após excluir o valor da autocorrelação do código FOOC de interesse, o número total de sobreposições geradas pelos usuários interferentes sobre este código é dado por:

$$N_{hit} = (w^2 - w) \frac{ML - L}{ML - 1}, \quad (17)$$

na qual w é a ponderação do código, M é o número de comprimentos de onda utilizados e L é o comprimento do código. Para cada grupo diferente do grupo de interesse, o número total de sobreposições entre o código de interesse e os códigos restantes é w^2 . Portanto, a probabilidade média de geração de uma única sobreposição entre o FOOC de interesse e os outros FOOCs pode ser expressa por:

$$P_{hit} = \frac{1}{2L(\Phi - 1)} [N_{hit} + w^2(\Phi_{OOC} - 1)], \quad (18)$$

na qual Φ_{OOC} é cardinalidade dos códigos OOCs utilizados e Φ é a cardinalidade dos códigos FOOCs gerados, dada por:

$$\Phi = M\Phi_{OOC} = M \left\lceil \frac{ML - 1}{w(w - 1)} \right\rceil. \quad (19)$$

Para modulação PPM, por outro lado, P_{hit} é unicamente definida em termos da probabilidade de ocorrência de sobreposições entre os chips dos usuários interferentes e os chips do usuário de interesse. Nesse caso, é apenas necessário que as expressões (16) e (18) sejam multiplicadas por dois para a obtenção de P_{hit} para os códigos OCFHC/OOC e FOOC, respectivamente. É importante mencionar que os códigos SPR, que são baseados em saltos em frequência com coincidência única (OCFHC/OOC), dependem de quatro parâmetros: número de frequências disponíveis, comprimento do código, cardinalidade do código, e o máximo valor de correlação entre qualquer dois códigos ópticos [24].

Os códigos MPR, por sua vez, são construídos pela união de códigos OOC unidimensionais existentes (FOOC) com propriedades de correlação ideais, i.e., a autocorrelação fora de fase e a correlação cruzada λ_a e λ_c são unitárias [26]. Embora os códigos FOOC possam ser projetados para quaisquer valores de λ_a e λ_c , a análise presente

nesta dissertação se restringe aos códigos cujas propriedades de correlação são ideais, pois a MAI é significativamente reduzida neste caso.

A seguir será discutido como os parâmetros não ideais da fibra óptica influenciam na potência óptica entregue ao fotodetector.

3.2 Degradação do sinal na fibra óptica

Como se pode esperar, o sinal óptico é continuamente distorcido à medida que ele se propaga pela fibra óptica. Os efeitos dispersivos lineares mais importantes presentes em fibras ópticas são GVD e PMD. GVD surge da dependência da velocidade de grupo com o comprimento de onda, fazendo com que diferentes componentes espectrais presentes no pulso se propaguem com diferentes velocidades. Conseqüentemente, ocorrerá o alargamento temporal do pulso. No caso da PMD de primeira ordem, os estados de polarização principais sobre os eixos rápidos e lentos (PSP), juntamente com o atraso diferencial de grupo (DGD), são independentes do comprimento de onda. Além disso, a PMD também causa o alargamento temporal do pulso em virtude da birrefringência induzida por imperfeições na fibra. Portanto, supondo uma forma Gaussiana para o pulso, tem-se

$$f(0, t) = \exp \left[-1(1 + iC_p) \frac{t^2}{4\tau_0^2} \right], \quad (20)$$

na qual C_p é o parâmetro de *chirp*, $\tau_0 = T_c / \{2[2\ln(2)]^{1/2}\}$ é a largura rms do pulso, e T_c é o período do chip na metade do máximo. O alargamento do pulso devido à combinação dos efeitos GVD e PMD de primeira ordem é dado por [80],

$$\sigma_{GVD-PMD,j} = \left\{ \begin{array}{l} \left(1 + \frac{C_p \beta_{2,j} Z}{2\tau_0^2} \right)^2 + \left(\frac{\beta_{2,j} Z}{2\tau_0^2} \right)^2 + x \\ -\frac{1}{2(1 + C_p^2)} \left[\sqrt{1 + \frac{4}{3}(1 + C_p^2)x - 1} \right] \end{array} \right\}^{\frac{1}{2}}, \quad (21)$$

na qual $\beta_{2,j} = -D\lambda_j^2/2\pi c$ é o fator GVD, λ_j é o j -ésimo comprimento de onda utilizado na construção do código, D é o parâmetro de dispersão, z é a distancia de propagação, $x = \Delta\tau^2/4\tau_0^2$ é uma medida da quantidade média de PMD relativa à largura do pulso, e $\Delta\tau$ é o DGD médio devido à PMD. O DGD pode ser relacionado ao fator PMD por $\Delta\tau = \text{PMD}(z)^{1/2}$. O alargamento temporal do pulso pode causar redução da energia do pulso no *chip* alocado e também interferência intersimbólica (ISI). Estes efeitos combinados degradam a relação sinal-ruído (SNR) no circuito de decisão e, portanto, são incorporados na análise. Todos os mecanismos de perdas importantes experimentados pelo pulso à medida que ele se propaga são considerados, tais como atenuação, perdas de inserção, e a redução da potência de pico devido ao alargamento temporal. Portanto, a potência óptica disponível no fotodetector considerada é expressa por:

$$P_{user,j} = \frac{10^{\left(\frac{P_{user}(dBm)}{10}\right)} \times 10^{-3}}{\sigma_{GVD-PMD,j}}, \quad (22)$$

na qual, $P_{user}(dBm) = P_t(dBm) - \alpha(dB/km)z(km) - 2P_{coup}(dB) - N_{con}P_{con}(dB)$, $P_t(dBm)$ é a potência transmitida em dBm, $\alpha(dB/km)$ é o coeficiente de atenuação da fibra, $P_{coup}(dB)$ é a perda de cada acoplador em dB, N_{con} é o número de conectores, e $P_{con}(dB)$ é a perda de cada conector em dB.

A próxima seção fornece a descrição dos ruídos do sistema.

3.3 Ruídos do sistema

O desempenho do sistema é significativamente influenciado pelos ruídos gerados durante a transmissão e o recebimento dos dados, tal com RIN, que surge devido às flutuações de intensidade aleatórias na saída do laser devido temperatura e/ou emissão espontânea. O ruído de intensidade relativa (RIN) pode ser considerado como sendo aditivo e de função densidade de probabilidade (*pdf*) Gaussiana [33]. Os valores de potência relativos aos usuários de interesse e interferentes, sob efeitos dispersivos lineares, são incluídos na formulação obtida de [33]. Os valores médios quadráticos do número de elétrons acumulados por segundo na saída do APD devido ao RIN para os chips enviados pelo usuário de interesse e interferentes, são respectivamente dados por:

$$\sigma RIN_{user,j}^2 = \frac{\eta^2 P_{user,j}^2 \lambda_j^2 RIN}{2h^2 c^2} \quad (23)$$

e

$$\sigma RIN_{int,j}^2 = \frac{\eta^2 P_{int,j}^2 \lambda_j^2 RIN}{2h^2 c^2}, \quad (24)$$

nas quais η é a eficiência do APD, h é a constante de Planck, c é a velocidade da luz no vácuo, e RIN é o fator de ruído. $P_{user,j}$ e $P_{int,j}$ definem a potência de chip para o usuário de interesse e interferentes, respectivamente, relativas ao comprimento de onda λ_j incidente no APD. A razão entre essas duas potências define o fator de *crosstalk*, i.e., $\zeta = P_{int}/P_{user}$. Além do RIN, o decaimento espontâneo de elétrons dentro da cavidade do laser gera fótons com fase aleatória. Esses fótons perturbam a fase do sinal quando sobrepostos aos fótons gerados por emissão estimulada. Esse distúrbio de fase, por sua vez, ocasiona um batimento óptico interferente entre o usuário de interesse e os interferentes, e também entre os próprios interferentes. As componentes de batimento geradas podem ser representadas matematicamente considerando a intensidade de campo óptica no fotodetector como [21]

$$\begin{aligned} \overline{E(t)} \propto & \vec{P}_{user} \sum_{d=1}^w \sqrt{P_{user,d}(t)} e^{i[\omega_{user,d}t + \varphi_{user,d}(t)]} \\ & + \vec{P}_{int} \sum_{d=1}^R \sum_{l=1}^{j_d} \sqrt{P_{int,j}(t)} e^{i[\omega_{int,d,l}(t - \tau_{d,l}) + \varphi_{int,d,l}(t - \tau_{d,l})]}, \end{aligned} \quad (25)$$

na qual os subscritos *user* e *int* referem-se ao usuário de interesse e interferentes, respectivamente. \vec{P}_{user} e \vec{P}_{int} são os vetores de polarização unitários, R é o número de comprimentos de onda, $\omega_{user,d}$ é a frequência relativa ao comprimento de onda λ_d , $\omega_{int,d,l}$ é a frequência relativa ao comprimento de onda λ_d originado do l -ésimo interferente, $\varphi_{user,d}$ e $\varphi_{int,d,l}$ representam os ruídos de fase do laser relativo à λ_d , $\tau_{d,l}$ é o atraso de tempo de propagação relativo ao l -ésimo interferente em λ_d , e, finalmente, j_d representa o número de pulsos interferentes sobrepostos aos *chips* iluminados do usuário de interesse. A resposta do receptor pode ser avaliada supondo que o espaçamento das frequências utilizadas excede a largura de banda do fotodetector. Isso implica que a interferência de batimento produzida por componentes de frequência diferentes é filtrada durante o processo de detecção [81]. Portanto,

a potência óptica na saída do fotodetector para o pior cenário, i.e, na qual os sinais desejados e interferentes possuem a mesma polarização ($\vec{P}_{\text{user}} = \vec{P}_{\text{int}} = 1$), é dada por [21]

$$\begin{aligned}
P \propto & \sum_{d=1}^w P_{\text{user},d}(t) + \sum_{j=1}^{N-1} P_{\text{int},j}(t) + 2 \sum_{d=1}^R \sum_{l=1}^{j_d} \sqrt{P_{\text{user},d}(t)} \sqrt{P_{\text{int},l}(t)} \cos(\Delta\Phi_1) \\
& + 2 \sum_{d=1}^R \sum_{l=1}^{j_d-1} \sum_{g=l+1}^{j_d} \sqrt{P_{\text{int},l}(t)} \sqrt{P_{\text{int},g}(t)} \cos(\Delta\Phi_2), \tag{26}
\end{aligned}$$

na qual os fatores $\Delta\Phi_1$ e $\Delta\Phi_2$ são dados por

$$\Delta\Phi_1 = \varphi_{\text{int},d,l}(t - \tau_{d,l}) - \omega_d \tau_{d,l} - \varphi_{\text{user},d} \tag{27}$$

e

$$\Delta\Phi_2 = \varphi_{\text{int},d,l}(t - \tau_{d,l}) - \omega_d \tau_{d,l} + \omega_d \tau_{d,g} - \varphi_{\text{int},d,g}(t - \tau_{d,g}), \tag{28}$$

com $\tau_{d,g}$ e $\varphi_{\text{int},d,g}$ sendo o atraso de tempo de propagação e ruído de fase, respectivamente, do g -ésimo interferente relativo ao pulso em comprimento de onda λ_d . O primeiro termo em (26) representa a potência relativa ao pico de autocorrelação, o segundo termo representa a potência adicionada pelos interferentes, o terceiro termo representa o batimento entre o pico de autocorrelação e os pulsos interferentes e, finalmente, o último termo representa o batimento entre os interferentes. A função densidade de probabilidade (*pdf*) dos termos de batimento pode ser aproximada para uma função Gaussiana se o número de usuários é maior que 5 [81]. As variâncias dos termos de batimento podem ser obtidas com a suposição de fase uniformemente distribuída no intervalo $[-\pi, \pi]$ e fonte laser modulada externamente com ausência de chirp [31]. A contribuição dos batimentos ocasionados pelo *crosstalk* para a BER depende do formato de modulação adotado, e será tratado posteriormente nesta dissertação.

Embora a adequada escolha do formato de modulação auxilie na mitigação do ruído de batimento, o ganho fornecido pelo fotodetector APD potencializa estes efeitos. O APD também adiciona ruído ao sinal devido à aleatoriedade de seu mecanismo de ganho. A geração de m elétrons na saída do APD em resposta à média de AT_c fótons incidentes (onde A é a taxa de absorção do APD) segue uma distribuição WMC (Webb-McIntyre-Conradi) quando $m \gg AT_c$ [82]. É bastante usual na literatura modelar a resposta do APD como um processo gaussiano [30].

Esta aproximação é bastante precisa em situações onde a corrente de fuga de volume é da ordem de nA , o ganho do APD é de poucas centenas, e a taxa de fótons não é negligenciável. Uma vez que os sistemas investigados neste trabalho satisfazem todas estas condições, como ilustrado na Tabela 1, a aproximação gaussiana será utilizada. Portanto, o número médio de elétrons e a variância associada são, respectivamente:

$$\mu_{APD} = GT_C \Lambda \quad (29)$$

e

$$\sigma_{APD}^2 = G^2 F_e T_C \Lambda, \quad (30)$$

nas quais G é o ganho, $F_e = k_{ef}G + (1 - k_{ef})[2 - (1/G)]$ é o fator de excesso de ruído, e k_{ef} é a taxa de ionização.

A taxa total de absorção do APD é dada por

$$\Lambda = \left\{ \begin{array}{ll} \Lambda^s + \Lambda_b + \frac{I_b}{q} & \text{para chip "1"} \\ \frac{\Lambda^s}{M_e} + \Lambda_b + \frac{I_b}{q} & \text{para chip "0"} \end{array} \right\}, \quad (31)$$

na qual $\Lambda_j^s = \eta P_{user,j} \lambda_j / hc$ é a taxa de absorção de fótons relativa ao sinal do usuário, Λ_b é a taxa de absorção de fótons devido à emissão espúria, q é a carga do elétron e I_b é a corrente de fuga de volume. Por conveniência, será suposto que a taxa de extinção do laser é infinita. A suposição que M_e é infinita (ou muito alta) implica que unicamente os chips iluminados que definem a ponderação do código do usuário de interesse mais os pulsos sobrepostos fornecidos pelos usuários interferentes são contabilizados durante a amostragem do sinal.

3.4 Taxa de erro de bit – Modulação OOK

Esta seção apresenta uma descrição detalhada sobre a obtenção das expressões para a BER nos sistemas baseados no formato de modulação OOK. O esquema de modulação OOK consiste de uma simples comutação do sinal óptico entre dois níveis. O formato OOK é um caso especial de modulação ASK no qual não existe portadora durante a transmissão de um bit “0”.

Durante a transmissão de um bit “1” pelo usuário de interesse, os w chips correspondentes à ponderação do código são combinados com os j chips iluminados adicionados pelos usuários interferentes. Todos esses chips incidem sobre o fotodetector com taxa de absorção de fótons A_s . Na transmissão de um bit “0”, unicamente os j chips interferentes que são iluminados nas posições reservadas do usuário de interesse (chips que seriam iluminados na transmissão de um bit “1” por este usuário) sofrem absorção de A_s .

Os ruídos e efeitos dispersivos devem ser incluídos no modelo se uma análise completa é requerida. O ruído RIN, por exemplo, pode ser considerado como um ruído aditivo para cada *chip* iluminado. Os ruídos gerados durante o processo de detecção, tais como o batimento e os ruídos provenientes do APD devem ser considerados sobre o número total de elétrons gerados pelo fotodetector. A variância do número de elétrons gerados devido ao batimento é proporcional aos dois últimos termos de (26). O sinal resultante do batimento gerado por comprimentos de onda idênticos possui frequência zero, i.e., são níveis dc. Portanto, a responsividade é máxima (unitária) e toda a potência óptica é convertida em corrente elétrica. O número de elétrons é então obtido pela multiplicação da corrente média quadrática gerada por T_c^2/q^2 . O período de *chip* T_c será acrescentado na expressão da variância global de saída do APD, descrita posteriormente nesta seção. A variância do número de elétrons gerados devido ao batimento entre o usuário de interesse e interferentes é expressa como

$$\sigma BN_{user-int,j}^2 = 2 \sum_{d=1}^R \sum_{l=1}^{j_d} \frac{P_{user,d}(t)P_{int,l}(t)T_c r_{bw}}{q^2} \quad (32)$$

e entre os próprios usuários, como

$$\sigma BN_{int-int,j}^2 = 2 \sum_{d=1}^R \sum_{l=1}^{j_d-1} \sum_{g=l+1}^{j_d} \frac{P_{int,l}(t)P_{int,g}T_c r_{bw}}{q^2}, \quad (33)$$

nas quais r_{bw} é a razão entre as larguras de banda elétrica e óptica. A parte do espectro que contribui para o ruído de batimento está dentro da largura de banda elétrica, e a potência é inversamente proporcional à largura de banda óptica [83].

Os valores das médias e variâncias para o número de elétrons gerados na saída do APD são adaptados de [30] para receptores que realizam a operação de correlação de forma

passiva [84] e códigos ópticos 2-D. Como resultado, o número médio de elétrons gerados na saída do APD relativo à transmissão de bits “1” e “0”, respectivamente, é dado por

$$\mu_{1OOK}(j) = GT_c \left(W_p \sum_{d=1}^R \Lambda_d^s + \sum_{l=1}^j \Lambda_{rd}^s + \Lambda_b + \frac{I_b}{q} \right) + \frac{I_s}{q} T_c \quad (34)$$

e

$$\mu_{0OOK}(j) = GT_c \left(\sum_{l=1}^j \Lambda_{rd}^s + \Lambda_b + \frac{I_b}{q} \right) + \frac{I_s}{q} T_c, \quad (35)$$

nas quais W_p é a ponderação do código por linha ($W_p=1$ para códigos SPR), I_s é a corrente de fuga de superfície, e rd é um número aleatório que define o comprimento de onda interferente que sobrepõe um dado *chip* do usuário de interesse ($1 \leq rd \leq R$). Cada interferente contribui com um único *chip* para a sobreposição devido às propriedades de correlação dos códigos adotados. Nesse caso, as variâncias globais associadas a estas médias, respectivamente para bits “1” e “0”, são

$$\sigma_{1OOK}^2(j) = G^2 F_e T_c \left[W_p \sum_{d=1}^R (\Lambda_d^s + \sigma R I N_{user,d}^2) + \sum_{l=1}^j (\Lambda_{rd}^s + \sigma R I N_{int,rd}^2) \right. \\ \left. + \sigma B N_{user-int,j}^2 + \sigma B N_{int-int,j}^2 + \Lambda_b + \frac{I_b}{q} \right] \\ + \frac{I_s}{q} T_c + \sigma_{TH}^2 \quad (36)$$

e

$$\sigma_{0OOK}^2(j) = G^2 F_e T_c \left[\sum_{l=1}^j (\Lambda_{rd}^s + \sigma R I N_{int,rd}^2) + \sigma B N_{int-int,j}^2 + \Lambda_b + \frac{I_b}{q} \right] + \frac{I_s}{q} T_c \\ + \sigma_{TH}^2, \quad (37)$$

nas quais $\sigma_{TH}^2 = 2k_b T_r T_c / q^2 R_L$ é a variância do ruído térmico, k_b é a constante de Boltzmann, T_r é a temperatura de ruído, e R_L é a resistência de carga do detetor. O nível ótimo de limiar varia de acordo com a potência óptica incidente sobre o APD, com o número de usuários

simultâneos, e com a ponderação do código. Portanto, para que haja uma melhora no desempenho do sistema é necessário que o nível ótimo do limiar seja estimado dinamicamente.

A derivação da BER pode ser realizada supondo que as *pdfs* da variável de decisão acumulada Z_i na saída do detetor são gaussianas [30]. Dessa forma, dada a transmissão de um bit “0” pelo usuário de interesse, a *pdf* condicional de Z_i em relação aos j usuários interferentes pode ser escrita como:

$$p_{Z_0}(z/j, b = 0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{0OK}^2}} e^{-\frac{(z-\mu_{0OK})^2}{2\sigma_{0OK}^2}}. \quad (38)$$

Se o bit transmitido for “1”, a *pdf* de Z_i é dada por:

$$p_{Z_1}(z/j, b = 1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{1OK}^2}} e^{-\frac{(z-\mu_{1OK})^2}{2\sigma_{1OK}^2}}, \quad (39)$$

Sendo assim, as probabilidades que um bit “0” seja transmitido e Z_0 exceda o limiar de detecção, e que um bit “1” seja transmitido e Z_1 fique abaixo do limiar de detecção são dadas, respectivamente, por:

$$\begin{aligned} P(Z_0 > Th / b = 0) &= \int_{Th}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{0OK}^2}} e^{-\frac{(z-\mu_{0OK})^2}{2\sigma_{0OK}^2}} pI(j) dz \\ &= \int_{\frac{Th-\mu_{0OK}}{\sigma_{0OK}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{0OK}^2}} e^{-\frac{x^2}{2}} pI(j) dx \\ &= \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{Th - \mu_{0OK}}{\sqrt{2\sigma_{0OK}^2}} \right) \right] pI(j) \\ &= \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{Th - \mu_{0OK}}{\sqrt{2\sigma_{0OK}^2}} \right) \right] pI(j) = Q \left(\frac{Th - \mu_{0OK}}{\sigma_{0OK}} \right) pI(j) \end{aligned} \quad (40)$$

e

$$\begin{aligned}
P(Z_1 < Th / 1) &= \int_{-\infty}^{Th} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{1OOK}^2}} e^{-\frac{(z-\mu_{1OOK})^2}{2\sigma_{1OOK}^2}} pI(j) dz \\
&= \int_{-\infty}^{\frac{Th-\mu_{1OOK}}{\sigma_{1OOK}}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{1OOK}^2}} e^{-\frac{x^2}{2}} pI(j) dx \\
&= \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{Th - \mu_{1OOK}}{\sqrt{2\sigma_{1OOK}^2}} \right) \right] \right\} pI(j) \\
&= \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{Th - \mu_{1OOK}}{\sqrt{2\sigma_{1OOK}^2}} \right) \right] \right\} pI(j) \\
&= \left[1 - Q \left(\frac{Th - \mu_{1OOK}}{\sigma_{1OOK}} \right) \right] pI(j).
\end{aligned} \tag{41}$$

Finalmente, a BER considerando o nível de limiar de detecção ótimo, Th_{min} , é expressa como [30]:

$$\begin{aligned}
BER_{OOK} &= P(Z_0 > Th / b = 0)P(0) + P(Z_1 < Th / b = 1)P(1) \\
&= \frac{1}{2} \left\{ 1 + \sum_{j=0}^{N-1} pI(j) \left[Q \left(\frac{Th_{min} - \mu_{0OOK}(j)}{\sigma_{0OOK}(j)} \right) - Q \left(\frac{Th_{min} - \mu_{1OOK}(j)}{\sigma_{1OOK}(j)} \right) \right] \right\},
\end{aligned} \tag{42}$$

na qual $P(0) = P(1) = 0,5$ é a probabilidade equiprovável de transmissão de bits “0” e “1”.

Em todos os resultados simulados, o limiar de detecção que minimiza a BER, Th_{min} , foi obtido por meio do método numérico da bisseção. Nesse método, um intervalo contendo possíveis valores de limiar é estipulado e todos os valores de BER são contabilizados para que o valor mínimo seja encontrado.

A próxima seção descreve a BER para o sistema OCDMA baseado no formato de modulação PPM.

3.5 Taxa de erro de bit – Modulação PPM

Esta seção apresenta todos os passos necessários para a obtenção das expressões de BER para um sistema OCDMA baseado no esquema de modulação PPM. O esquema de modulação PPM associa uma dada seqüência de bits de dados a palavras de códigos. Um único pulso localizado em um *slot* de tempo específico da palavra de código representa uma seqüência de bits [85]. Um atrativo deste esquema de modulação para redes OCDMA é que ele oferece uma redução significativa da MAI, pois o usuário transmite os dados somente em uma fração do frame. Dessa forma, a MAI se estende por toda a palavra de código, reduzindo a possibilidade de sobreposição entre os pulsos [48]. É importante lembrar que, ao contrário do esquema OOK, o esquema PPM não requer qualquer ajuste do limiar de detecção, visto que a decisão é realizada em termos da energia presente nos *slots* que definem o frame [46]-[48]. A BER é avaliada considerando que S_0 interferentes (entre os j possíveis interferentes presentes no sistema) podem interferir no *slot* onde a informação do usuário de interesse foi transmitida, enquanto os outros S_j interferentes atuam nos *slots* restantes. Nesse caso, a SNR definida em [81] é modificada para o acréscimo de todos os efeitos deletérios considerados nesta dissertação. Para a derivação da BER desse formato de modulação, primeiramente define-se que as funções densidades de probabilidades da Z_i no i -ésimo ($i \in \{0, \dots, M - 1\}$) *slot* PPM é uma distribuição gaussiana dada por:

$$p_{Z_i}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{iPPM}^2}} e^{-\frac{(x-\mu_{iPPM})^2}{2\sigma_{iPPM}^2}}. \quad (43)$$

O limite inferior da probabilidade de ocorrência de uma decisão correta por um símbolo PPM é dada por:

$$P_C = Pr \{Z_0 \geq Z_i, \dots, Z_{M-1} / b = 0\}. \quad (44)$$

Nesse caso, o pulso PPM foi transmitido no *slot* 0 ($b=0$).

Portanto, o limite superior da taxa de erro de símbolo (SER) pode ser obtida por meio de [86]:

$$\begin{aligned}
SER_{PPM} &= 1 - Pr\{Z_0 \geq Z_i, \dots, Z_{M-1} / b = 0\} \\
&= \sum_{i=1}^{M-1} Pr\{Z_i \geq Z_0 / b = 0\} = (M-1) Pr\{Z_1 \geq Z_0 / b = 0\} \\
&= (M-1) \sum_{S_0=0}^j \sum_{S_1=0}^{j-S_0} Pr\{Z_1 \geq Z_0 / b = 0, k_0 = S_0, k_1 = S_1\} \\
&\times Pr(k_0 = S_0, k_1 = S_1), \tag{45}
\end{aligned}$$

na qual, a probabilidade que k_0 e k_1 usuários transmitam os símbolos no slot “0” e “1”, respectivamente, pode ser expressa por:

$$\begin{aligned}
Pr(k_0 = S_0, k_1 = S_1) &= \binom{j}{S_0} \left(\frac{1}{M}\right)^{S_0} \left(1 - \frac{1}{M-1}\right)^{j-S_0} \\
&\times \binom{j-S_0}{S_1} \left(\frac{1}{M-1}\right)^{S_1} \left(1 - \frac{1}{M-1}\right)^{j-S_0-S_1}. \tag{46}
\end{aligned}$$

A probabilidade que a energia presente em um slot diferente daquele que foi enviado o pulso é dada por:

$$\begin{aligned}
&Pr\{Z_1 > Z_0 / b = 0, k_0 = S_0, k_1 = S_1\} \\
&= \sum_{j=0}^{N-1} pI(j) \int_{-\infty}^{\infty} pZ_0(x) \int_x^{\infty} pZ_1(y) dy dx \\
&= \sum_{j=0}^{N-1} pI(j) Q\left(\frac{\mu_{1PPM}(S_0) - \mu_{0PPM}(S_1)}{\sqrt{\sigma_{1PPM}^2(S_0) + \sigma_{0PPM}^2(S_1)}}\right). \tag{47}
\end{aligned}$$

Finalmente, manipulando-se as equações anteriores e fazendo-se a conversão entre as taxas de erro de símbolo e de bits para o formato PPM ($BER_{PPM} = [(M/2)/(M-1)]SER_{PPM}$), o limite superior da BER pode ser expresso como [81]:

$$BER_{PPM} = \frac{M}{2} \sum_{j=0}^{N-1} pI(j) \sum_{S_0=0}^j \sum_{S_1=0}^{j-S_0} \binom{j}{S_0} \left(\frac{1}{M}\right)^{S_0} \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{j-S_0} \\ \times \binom{j-S_0}{S_1} \left(\frac{1}{M-1}\right)^{S_1} \left(1 - \frac{1}{M-1}\right)^{j-S_0-S_1} Q(\sqrt{SNR}), \quad (48)$$

com

$$SNR = \frac{[\mu 1_{PPM}(S_0) - \mu 0_{PPM}(S_1)]^2}{\sigma 1_{PPM}^2(S_0) + \sigma 0_{PPM}^2(S_1)}, \quad (49)$$

na qual M é o fator de multiplicidade PPM.

Os valores das médias ($\mu 1_{PPM}(S_0)$ e $\mu 0_{PPM}(S_1)$) e variâncias ($\sigma 1_{PPM}^2(S_0)$ e $\sigma 0_{PPM}^2(S_1)$) presentes na expressão da SNR acima foram redefinidos considerando a influência de todos os efeitos deletérios citados anteriormente sobre o pulso gerado pelo modulador PPM após a codificação OCDMA. Após a codificação do pulso gerado pelo modulador PPM, S_0 pulsos interferentes atuam sobre os *chips* do usuário de interesse, e S_1 pulsos interferentes atuam nos *chips* restantes. As variâncias dos ruídos RIN e de batimento são adicionadas ao número de elétrons gerados por *chip* e ao número total de elétrons gerados na saída do APD, respectivamente. Portanto, os valores da média e da variância para a transmissão de um pulso PPM relativo à S_0 são dadas por, respectivamente,

$$\mu 1_{PPM}(S_0) = GT_c \left(W_p \sum_{d=1}^R \Lambda_d^s + \sum_{l=1}^{S_0} \Lambda_{rd}^s + \Lambda_b + \frac{I_b}{q} \right) + \frac{I_s}{q} T_c \quad (50)$$

e

$$\sigma 1_{PPM}^2(S_0) = G^2 F_e T_c \left[W_p \sum_{d=1}^R (\Lambda_d^s + \sigma RIN_{user,d}^2) + \sum_{l=1}^{S_0} (\Lambda_{rd}^s + \sigma RIN_{int,rd}^2) \right. \\ \left. + \sigma BN_{S_0}^2 + \sigma BN_{S_1}^2 + \Lambda_b + \frac{I_b}{q} \right. \\ \left. + \frac{I_s}{q} T_c + \sigma_{TH}^2 \right] \quad (51)$$

Analogamente, a média e variância para os elétrons gerados relativos à S_1 são dadas por, respectivamente,

$$\mu 0_{PPM}(S_1) = GT_c \left(\sum_{l=1}^{S_1} \Lambda_{rd}^s + \Lambda_b + \frac{I_b}{q} \right) + \frac{I_s}{q} T_c \quad (52)$$

e

$$\sigma 0_{PPM}^2(S_1) = G^2 F_e T_c \left(\sum_{l=1}^{S_1} \Lambda_{rd}^s + \sigma R I N_{int,rd}^2 + \sigma B N_{S_0}^2 + \sigma B N_{S_1}^2 + \Lambda_b + \frac{I_b}{q} \right) + \frac{I_s}{q} T_c + \sigma_{TH}^2. \quad (53)$$

Nesse caso, o ruído de batimento entre o usuário de interesse e interferentes ocorre unicamente no *slot* no qual a informação é transmitida. Os componentes de ruído devido unicamente ao batimento entre os interferentes ocorrem nos *slots* restantes da palavra de código. Assim, as variâncias geradas por esses processos de batimento podem ser escritas como

$$\begin{aligned} \sigma B N_{S_0}^2 &= 2 \sum_{d=1}^R \sum_{l=1}^{S_0} \frac{P_{user,d}(t) P_{int,l}(t) T_c r_{bw}}{q^2} \\ &+ 2 \sum_{d=1}^R \sum_{l=1}^{S_0-1} \sum_{g=l+1}^{S_0} \frac{P_{int,l}(t) P_{int,g}(t) T_c r_{bw}}{q^2} \end{aligned} \quad (54)$$

e

$$\begin{aligned} \sigma B N_{S_1}^2 &= 2 \sum_{d=1}^R \sum_{l=1}^{S_1} \frac{P_{user,d}(t) P_{int,l}(t) T_c r_{bw}}{q^2} \\ &+ 2 \sum_{d=1}^R \sum_{l=1}^{S_1-1} \sum_{g=l+1}^{S_1} \frac{P_{int,l}(t) P_{int,g}(t) T_c r_{bw}}{q^2}. \end{aligned} \quad (55)$$

A próxima seção apresenta a inserção do FEC-Reed-Solomon no cálculo da BER do sistema OCDMA.

3.6 Taxa de erro de bit– FEC Reed-Solomon

Os códigos corretores de erros (FEC) utilizados para reduzir a BER na rede OCDMA sugeridos nesta dissertação são baseados no algoritmo proposto por Irving Reed e Gus Solomon, comumente conhecidos como códigos FEC Reed-Solomon (RS). Esses códigos inserem símbolos de paridade e codificam os bits de informação em palavras de códigos. Outra quantidade de interesse é o número de bits representados por símbolo, definido como $mf = \log(a+1)/\log(2)$.

Esse tipo de código é capaz de corrigir $t=(a-b)/2$ símbolos, resultando em uma probabilidade de erro para redes OCDMA dada por [47],

$$BER_{RS} = \left(\frac{2^{mf-1}}{2^{mf} - 1} \right) \sum_{j=t+1}^a \frac{j+t}{a} \binom{a}{j} P_s^j (1 - P_s)^{a-j}, \quad (56)$$

na qual $P_s = 1 - (1 - BER)^{mf}$ é a taxa de erro de símbolo, e o termo BER é a taxa de erro do sistema na ausência de FEC. A BER nesse caso é obtida como anteriormente (BER_{OOK} ou BER_{PPM}) para um dos formatos de modulação adotados.

Resultados numéricos

Este capítulo apresenta uma descrição detalhada da arquitetura OCDMA ilustrada como diagrama de blocos na Figura 3.1 e os resultados numéricos obtidos por meio da aplicação do formalismo matemático desenvolvido no capítulo anterior [87]. Como ilustrado no bloco 1, os símbolos de paridade fornecidos pelo codificador FEC são adicionados à seqüência de *bits* de informação dos N usuários simultâneos ainda no domínio elétrico (este esquema permite que as palavras de códigos geradas sejam corretamente interpretadas posteriormente pelo decodificador, mesmo se erros em rajada ocorrerem durante a transmissão). As palavras de códigos são então convertidas para o domínio óptico (bloco 2) e moduladas em formato OOK ou PPM, os dois formatos considerados nessa dissertação. No caso da sinalização OOK, um bit “1” é representado pela presença de um pulso óptico com amplitude dada pela parte real do campo elétrico, e o bit “0” é dado pela ausência de pulso óptico. No formato PPM, por sua vez, um conjunto de k bits de dados são codificados em uma das 2^k possíveis palavras de códigos. Cada uma dessas palavras de código tem comprimento M e contém um único pulso em uma distinta posição do *frame* [47]. Independente do formato de modulação adotado, os pulsos ópticos serão subdivididos em *chips* pelo codificador OCDMA (bloco 3). Uma única seqüência de *chips* (código óptico CDMA) é então atribuída para cada usuário, com o número de *chips* iluminados na seqüência determinando a ponderação do código. Como mencionado anteriormente nessa dissertação, o desempenho de dois códigos ópticos distintos, ou seja, SPR e MPR, originalmente introduzidos por Shurong et al. [24] e Yang et al. [26], respectivamente, foram aqui investigados. Ambas são matrizes bidimensionais cujas linhas representam os comprimentos de onda e as colunas os *chips* utilizados. Posteriormente à atribuição das seqüências aos usuários, o próximo passo é o acesso ao canal, que é fornecido pelo acoplador passivo ilustrado no bloco 4. As informações codificadas de todos os N usuários são então entregues, após a propagação por meio do canal (fibra óptica), para cada decodificador OCDMA (associado a um usuário específico) por meio dos desacopladores configurados em topologia estrela (bloco 5).

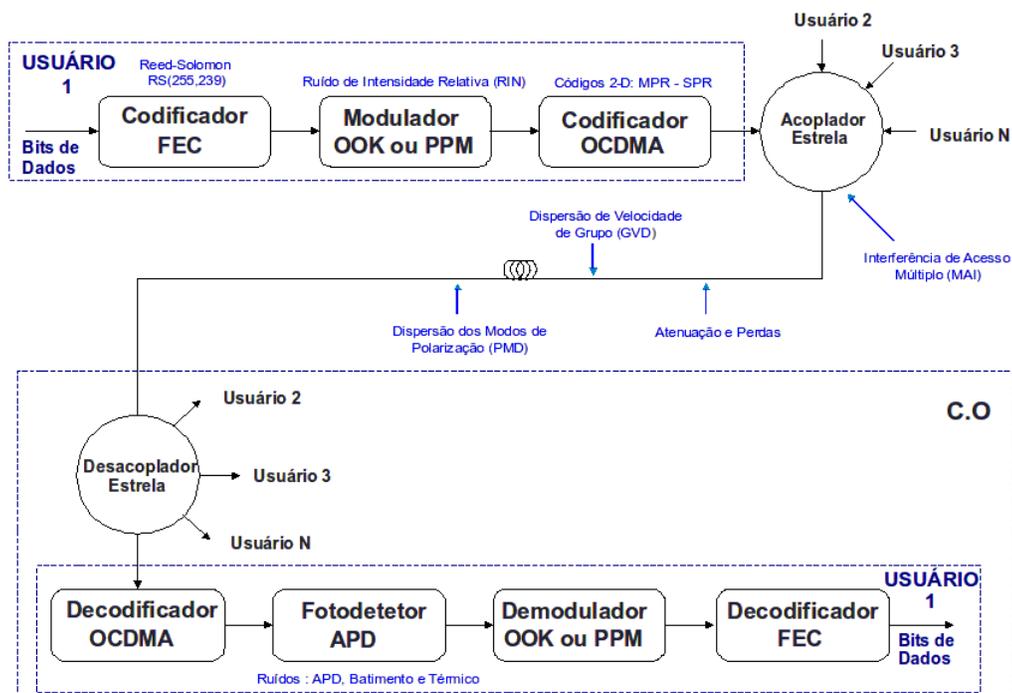


Figura 3.1: Diagrama de blocos da rede OCDMA proposta. C.O. é o Escritório Central (Central Office)

Como é bem sabido, apenas o decodificador atribuído ao usuário de interesse possui a seqüência necessária para a decodificação da informação. As informações de todos os outros usuários contribuem para a MAI, o mecanismo de interferência que pode afetar severamente o desempenho global do sistema. A informação decodificada é então enviada para o fotodetector APD no bloco 6 e para o estágio de demodulação no bloco 7. Após esse estágio, o decodificador FEC realiza a correção dos bits de informação que foram alterados devido à não idealidade do processo de transmissão/deteção, bloco 8.

Os principais fatores de não idealidade considerados nessa análise são a GVD, PMD de primeira ordem, o RIN, a MAI, e ruídos de deteção (APD, batimento, e térmico). Vale ressaltar que a eficiência espectral não é a principal motivação para a utilização dessa tecnologia [88], e que os sistemas OCDMA incoerentes baseados em sinalização unipolar em geral não são espectralmente eficientes.

Para qualquer rede OCDMA 2-D, a eficiência espectral é um compromisso entre o número de comprimentos de onda e o número de *chips* utilizados. Em nosso caso, isso pode ser obtido sem a necessidade de reformulação de qualquer expressão de BER proposta nesta dissertação. Uma vez que a intenção é sugerir um cenário de eventual migração para uma

tecnologia de rede mais avançada, foi decidido mantê-lo o mais simples possível.

O formalismo desenvolvido no capítulo anterior é agora aplicado para o sistema OCDMA ilustrado na Figura 3.1 para dois formatos de modulação distintos, i.e., OOK e PPM. Para ambos os formatos, duas famílias de códigos foram consideradas: 1) SPR (OCFHC/OOC), e 2) MPR (FOOC). A técnica de correção de erros baseada no algoritmo Reed-Solomon é aplicada após o processo de detecção. Como discutido anteriormente, o desempenho global do sistema pode ser melhorado com a implementação de técnicas FEC (que pode ser feita em conjunto com os formatos de modulação). O FEC escolhido é o RS(255,239), que corresponde a palavras de códigos de 255 símbolos (239 símbolos de informação e 16 símbolos de paridade). A implementação do código RS também produz a redução da taxa de transmissão de bit efetiva em virtude da alocação dos símbolos de paridade. Uma vez que a taxa de transmissão é reduzida por um fator que representa a taxa do código (a taxa do código é 0,937 neste caso), o comprimento do código óptico deve ser reduzido por esse valor (ou 6,27 %) para manter a mesma taxa de transmissão de bits do sistema sem codificação FEC [47].

Foi considerado um total de 18 conectores e dois acopladores ópticos distribuídos por toda a rede, resultando em uma perda de inserção total de 11,4 dB associada a estes componentes. Em todos os casos, foram utilizados quatro comprimentos de onda distribuídos na extensão de 1550 nm-1552,4 nm (espaçados de 0,8 nm). A fibra óptica adotada é a SMF28 com coeficiente de perdas de 0,2 dB/km, parâmetro de dispersão de 15 ps/nm/km, e fator de PMD de 0,2 ps/km^{1/2}. É suposto que cada usuário transmite em taxa de transmissão de 80Mb/s, e que um máximo de 32 usuários compartilha a rede simultaneamente. Isso resulta em uma taxa de bits agregada de 2,5 Gb/s, que é compatível com a recomendação G.709 para redes GPON, se considerarmos um possível cenário de migração. Os códigos OCDMA foram projetados para apresentarem uma taxa de transmissão de chip de 18,75 Gc/s (giga *chips* por segundo), independente do formato de modulação e também da técnica FEC adotada. O código SPR tem ponderação $w=4$ (um pulso por comprimento de onda), enquanto que o código MPR tem $w=8$ (dois pulsos por comprimento de onda). A detecção do sinal é realizada com um fotodetector APD.

Antes de prosseguir para as simulações propriamente ditas, é importante salientar que foram reproduzidos e analisados vários cenários de redes OCDMA apresentados na literatura com o objetivo de validar o formalismo aqui proposto.

Esses cenários forneceram o embasamento teórico necessário que possibilitou a realização das propostas apresentadas nesta dissertação. Esses resultados podem ser verificados no Apêndice A.

TABELA 1: PARÂMETROS DO SISTEMA.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Taxa de transmissão de bits	R_b	80 Mb/s
Faixa de comprimentos de onda	λ_j	1550,0 - 1552,4 nm (Separação de 0,8 nm)
Ganho do APD	G	100
Eficiência quântica do APD	η	0,6
Taxa de ionização efetiva do APD	k_{eff}	0,02
Corrente de fuga de volume do APD	I_b	0,1 nA
Corrente de fuga de superfície do APD	I_s	10 nA
Taxa de fótons (emissão espúria)	A_b	10^9 fótons/s
Temperatura de ruído	T_r	1100 K
Resistor de carga	R_L	1030 Ω
Perda do conector	P_{con}	0,3 dB
Perda do acoplador em estrela	P_{coup}	3 dB
Coefficiente de atenuação da fibra SMF	α	0,2 dB/km
Parâmetro de dispersão	D	15 ps/nm/km
Fator de PMD	PMD	$0,2\text{ps}/(\text{km})^{1/2}$
Fator do RIN	RIN	-125 dB/Hz
Razão entre a largura de banda elétrica e óptica	r_{bw}	0,01
Fator de Crosstalk	ξ	1

Agora, pode-se passar à definição dos cenários de interesse. Em todos os cálculos, a potência transmitida é considerada como sendo a potência de pico de *chip*. É importante dizer que os códigos MPR requerem o dobro de potência por *chip* comparado aos códigos SPR (pois foi suposto que os códigos MPR possuem dois chips iluminados por linha). O primeiro e segundo cenários referem-se aos esquemas de modulação OOK e PPM, respectivamente. Uma vez concluída a descrição desses cenários, será dado prosseguimento à comparação de desempenho entre eles.

Para fornecer uma idéia sobre a relevância das análises, foi realizada também uma análise de BER para ambos os conjuntos de códigos supondo que a única fonte de ruído presente no sistema é a MAI (i.e., todos os ruídos de detecção são removidos). A idéia é mostrar que os ruídos de detecção não podem ser negligenciados na presente análise. Esta análise é realizada em detalhes no Apêndice B.

Foi também verificada a influência dos efeitos dispersivos lineares PMD e GVD sobre os sistemas analisados. A intenção é indentificar a distância de propagação mínima na qual esses efeitos poderiam ser negligenciados e oferecer ao leitor uma comparação entre os desempenhos de redes sem tais efeitos e os resultados apresentados neste capítulo. Esses resultados podem ser vistos no Apêndice C.

3.1 Primeiro Cenário: modulação OOK

Nesse esquema de modulação, o período de bit é subdividido em L intervalos (L é o comprimento do código OCDMA), configurando uma taxa de bits de $R_b = 1/LT_c$. Assim, para garantir uma máxima taxa de transmissão de 18,75 Gc/s, o comprimento do código deve ser fixado em 240 *chips*. Esse número é válido tanto para os códigos SPR quanto para os códigos MPR.

A análise nesse caso será realizada da seguinte forma: a) OOK-SPR e OOK-MPR sem FEC, e b) OOK-SPR e OOK-MPR com FEC. Em ambas as situações, foram analisadas a BER em termos de distância de transmissão na fibra, potência transmitida e número de usuários simultâneos. A fim de manter a taxa de transmissão constante, foi necessário que o comprimento do código fosse reduzido a 224 *chips*.

O nível de detecção Th_{min} que minimiza a BER é definido como em (42), e é adotado em todos os cálculos. Todos os outros parâmetros relevantes utilizados são listados na Tabela 1.

3.2 Segundo cenário: modulação PPM

Para o esquema de modulação PPM, foram utilizados fatores de multiplicidade relativamente baixos ($M=2$ e $M=4$). Altos fatores de multiplicidade aumentam a complexidade de projeto dos moduladores/demoduladores PPM [81]. Visto que o objetivo da análise proposta é proporcionar cenários de migração viáveis, a presente análise será restrita até $M = 4$, sem perda de generalidade. No entanto, vale ressaltar que o formalismo em questão pode ser aplicado com sucesso para qualquer valor de M . A taxa de transmissão para esse esquema obedece à relação $R_{bPPM} = (\log_2 M)/(MLT_c)$ b/s. Isso é $(\log_2 M)/M$ vezes menor do que o utilizado pelo caso OOK. Portanto, o comprimento de código para o regime PPM deve ser multiplicado por $(\log_2 M)/M$ a fim de manter a mesma taxa de transmissão que no regime OOK [81]. Como resultado, o comprimento do código será reduzido para 120 *chips*, que é metade do necessário para OOK.

Como realizado no cenário anterior, esta rede também foi analisada para ambos os códigos (SPR e MPR) com e sem FEC, mas desta vez o comprimento dos códigos teve que ser reduzido a 111 *chips*. Todos os outros parâmetros relevantes utilizados nos cálculos são listados na Tabela 1.

3.3 Análise de desempenho

3.3.1 BER sem FEC RS(255,239)

Inicialmente, foi investigada a BER como função da distância de transmissão para os códigos ópticos SPR (símbolos vazados) e MPR (símbolos cheios) sob os dois cenários de redes descritos anteriormente, mas sem a utilização do algoritmo FEC RS (Figura 3.2). Apenas por conveniência, foi considerada uma distância de propagação máxima de 120 km.

O intuito é verificar como os efeitos dispersivos (tais como GVD e PMD) influenciam a relação sinal-ruído (SNR) no circuito de decisão, particularmente em distâncias que são compatíveis com a recomendação G.709 para o padrão GPON (até 20 km). Além disso, estes resultados fornecem uma idéia do quão intenso deve ser o processo de mitigação da BER. A potência transmitida é fixada em 0 dBm, sendo considerado que 32 usuários podem coexistir simultaneamente nas redes. Os resultados ilustrados na Figura 3.2 demonstram que nenhuma das redes sob investigação é capaz de prover acesso aos usuários em níveis aceitáveis de BER, particularmente se houver interesse em operações livres de erros ($BER < 10^{-12}$) [89].

No entanto, todos os cenários apresentam níveis de BER mínimos em distâncias de até 20 km. Isso significa que esse problema pode ser adequadamente contornado com a adoção de algoritmos FEC e esquemas de modulação apropriados. Isso será esclarecido na próxima seção.

Em seguida, a BER em função da potência transmitida para os códigos ópticos SPR (símbolos vazados) e MPR (símbolos cheios), Figura 3.3, é investigada. Novamente, ambos os cenários de redes foram considerados, mas a distância de propagação foi restrita a 20 km. O que se espera obter com essa análise é o nível de potência necessária para que 32 usuários simultâneos coexistam na rede em regime livre de erros. O desempenho do sistema é limitado pela MAI, ruído de batimento, e RIN. Isso é verdade sempre que chips com alta potência óptica são transmitidos. Porém, se a potência transmitida é baixa, os ruídos provenientes do APD e os efeitos dispersivos lineares (GVD e PMD) tornam-se predominantes. Pode ser observado nesses resultados que a BER é inaceitavelmente alta para ambos cenários, independente dos códigos ópticos adotados.

Para o esquema OOK-MPR, por exemplo, a BER para a potência transmitida de 0 dBm é $\approx 6 \times 10^{-5}$ (círculos sólidos). O desempenho do formato PPM ($M=2$) SPR (MPR) é inferior ao do formato OOK-SPR (MPR), uma vez que o comprimento do código do último foi reduzido à metade do comprimento original para manter a taxa de transmissão de bits constante. Observe que a BER de ambos os formatos PPM é mais elevada em relação aos formatos OOK-SPR e -MPR para um nível de potência transmitida de 0 dBm. Esse valor é inaceitável se houver interesse em transmissões livres de erros ($BER < 10^{-12}$). Com PPM ($M=4$) (triângulos sólidos), a BER é reduzida abaixo de $\approx 2,4 \times 10^{-5}$ para potências de transmissão na faixa de -5 a 0 dBm. Infelizmente, isso ainda é inaceitável para o provimento de serviços de alta qualidade.

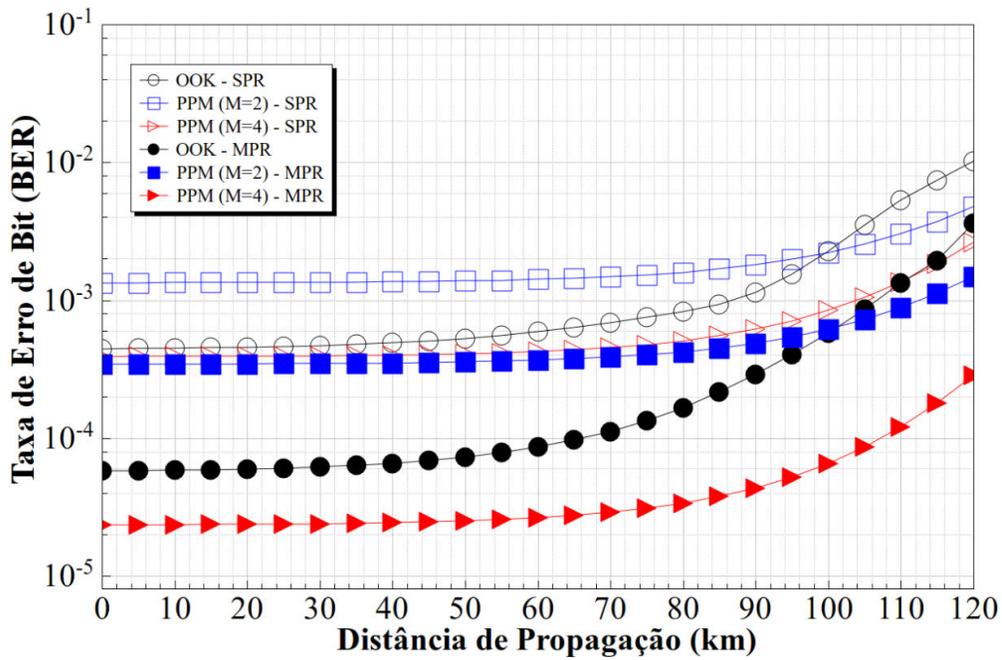


Figura 3.2: BER versus a distância de transmissão para sistemas baseados em códigos ópticos FOOC (MPR) ou OCFHC/OOC (SPR). Os esquemas de modulação são OOK, PPM (M=2), e PPM (M=4).

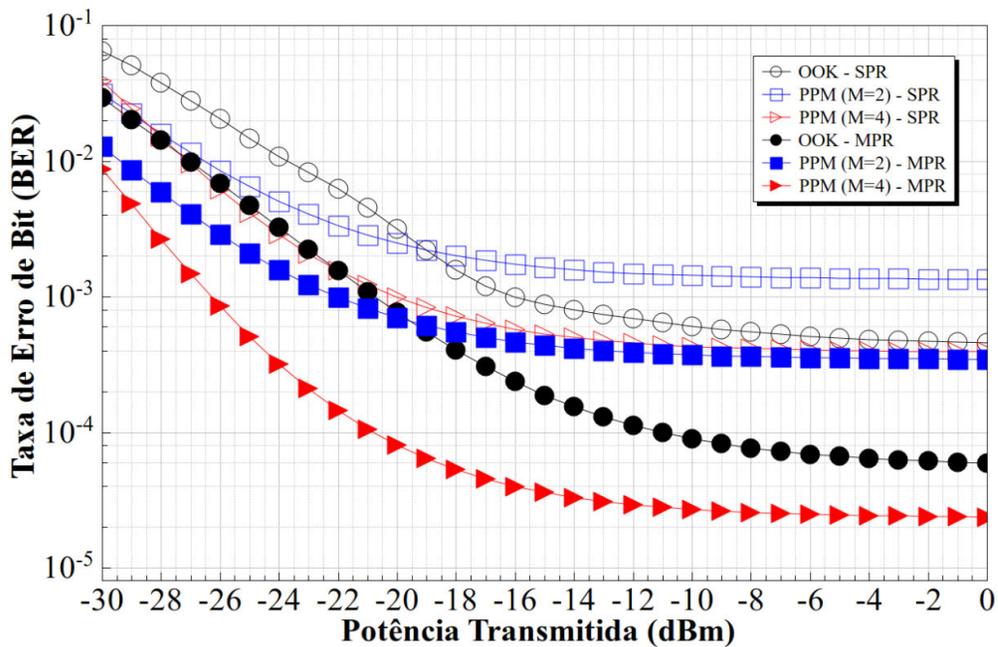


Figura 3.3: BER versus a potência transmitida para sistemas baseados em códigos ópticos FOOC (MPR) ou OCFHC/OOC (SPR). Os esquemas de modulação são OOK, PPM (M=2), e PPM (M=4).

O desempenho dos códigos ópticos SPR para ambos os cenários de redes é similar. Na verdade, a BER para esse código óptico é severamente afetada em virtude de sua menor ponderação quando comparado aos códigos MPR.

Os códigos SPR sob esquema de modulação OOK apresentam BER da ordem de $4,5 \times 10^{-4}$ (círculos vazados) para potências de transmissão que se aproximam de 0 dBm. Esse valor de BER é tão alto que até mesmo um algoritmo FEC não é capaz de reduzi-lo para níveis aceitáveis, como ficará claro na seção seguinte.

Até mesmo a associação desses códigos ópticos com PPM não produz resultados satisfatórios. Para o esquema PPM ($M=2$), por exemplo, a BER é da ordem de $1,4 \times 10^{-3}$ para a faixa de potência transmitida de -8 a 0 dBm (quadrados vazados). Esse aumento considerável da BER limita a capacidade da rede severamente, como será verificado posteriormente. Para o esquema PPM ($M=4$) (triângulos sólidos), pode-se verificar uma melhora insignificante da BER quando comparado ao caso OOK, que tem uma BER da ordem de 4×10^{-4} para a faixa de potências de transmissão de -6 a 0 dBm.

A seguir é investigada a influência do número de usuários simultâneos no desempenho da rede. Os símbolos sólidos e vazados se referem aos códigos ópticos MPR e SPR, respectivamente. Nesse caso, o número de usuários simultâneos foi variado de 5 a 32, considerando os esquemas de modulação OOK, PPM ($M=2$), e PPM ($M=4$).

Os resultados indicam que nenhuma destas arquiteturas de rede é capaz de suportar mais que cinco usuários simultâneos operando livre de erros. No entanto, até sete usuários podem ser acomodados com o cenário PPM-MPR ($M=4$) em níveis padrão de BER (10^{-9}) (triângulos sólidos). É possível ainda, obter valores de BER melhores para o esquema PPM por meio do aumento do fator de multiplicidade (M) para proporcionar o atendimento de 32 usuários em regime livre de erros. Porém, isso acrescenta complexidade aos moduladores/demoduladores e, portanto, não é considerado nesta dissertação.

Quanto aos códigos ópticos SPR, a degradação do desempenho é ainda mais grave para os três esquemas de modulação adotados. Isso pode ser atribuído principalmente à baixa ponderação desses códigos ópticos e, como ficará claro na próxima seção, esta elevada BER também dificulta a implementação de algoritmos FEC para a mitigação dos ruídos do sistema.

Podemos concluir esta seção afirmando que ambos os códigos ópticos (SPR e MPR) são ineficientes sob qualquer um dos cenários analisados quando utilizados sem FEC RS

(seja para OOK ou PPM). Portanto, torna-se imprescindível o uso de ferramentas adicionais para mitigar os ruídos presentes na rede.

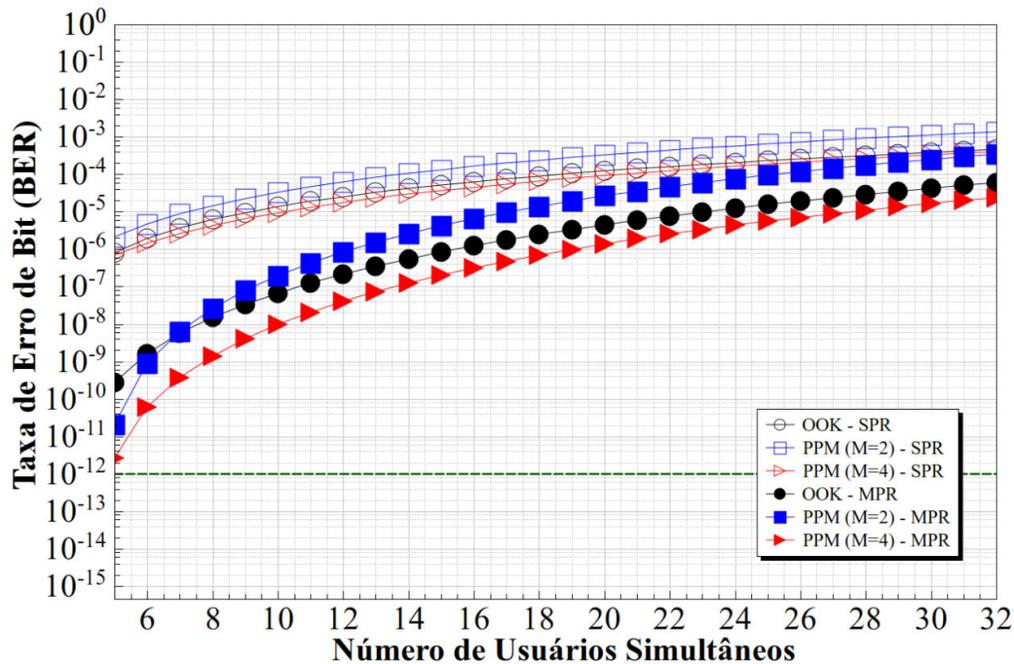


Figura 3.4: BER versus o número de usuários simultâneos para sistemas baseados em códigos ópticos FOOC (MPR) ou OCFHC/OOC (SPR). Os esquemas de modulação são OOK, PPM (M=2), e PPM (M=4).

Na próxima seção é investigado como a implementação do FEC RS(255,239) pode reduzir drasticamente a BER dessas configurações de redes.

3.32 BER com FEC RS(255,239)

A análise realizada nesta seção é essencialmente a mesma da seção anterior, mas acrescida do algoritmo FEC RS(255,239) nos dois cenários de rede. Espera-se que com esta aplicação seja possível mitigar todos os mecanismos deletérios de ruído que degradam a BER, produzindo assim níveis aceitáveis de erros.

Primeiramente, considere mais uma vez a BER em função da distância de propagação, como mostrado na Figura 3.5, com símbolos vazados e sólidos relacionados com os códigos ópticos SPR e MPR, respectivamente. Supõe-se também que 32 usuários simultâneos coexistam na rede, e que a distância de propagação pode ser de até 120 km.

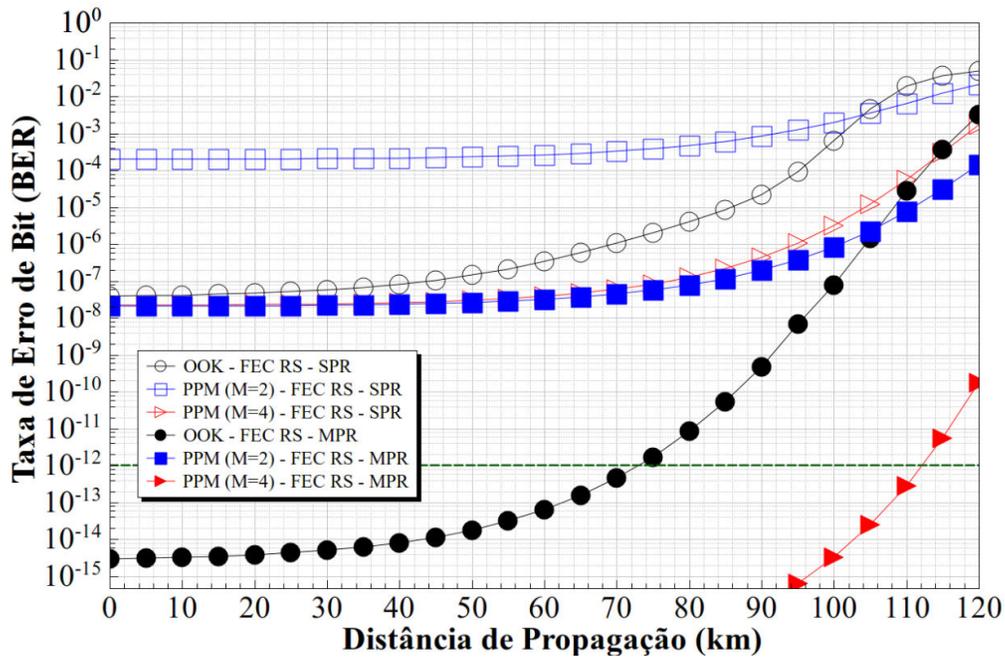


Figura 3.5: BER versus a distância de propagação para sistemas baseados em códigos ópticos FOOC (MPR) ou OCFHC/OOC (SPR) empregando FEC RS(255,239). Os esquemas de modulação são OOK, PPM (M=2), e PPM (M=4)

Diferente dos resultados ilustrados na Figura 3.2, a distância de propagação máxima na qual os usuários operam livres de erros alcança 73 km para o sistema OOK-FEC RS-MPR (círculos vazados) e 112 km para o sistema for PPM (M=4)-FEC RS-MPR (triângulos sólidos).

Uma vez que o propósito deste trabalho é investigar um possível cenário de migração para redes OCDMA, a distância de propagação será limitada em 20 km para os próximos resultados, que é a distância estipulada pela recomendação G.709 para o padrão GPON. Primeiramente, será calculada a BER em função da potência transmitida, similar à análise realizada na seção anterior. Os resultados são ilustrados na Figura 3.6, com os símbolos vazados e sólidos relacionados aos códigos SPR e MPR, respectivamente. Podem ser observados para os códigos SPR que nenhum dos cenários avaliados possibilitou nem mesmo níveis padrão de BER (10^{-9}). O mesmo comportamento é obtido para PPM (M=2)-MPR (quadrados sólidos). Por outro lado, o desempenho dos códigos MPR sob os esquemas de modulação OOK (círculos sólidos) e PPM (M=4) (triângulos sólidos) indicam que 32

usuários simultâneos podem ser acomodados simultaneamente com BER dentro da região livre de erros se os níveis de potência forem adequadamente escolhidos.

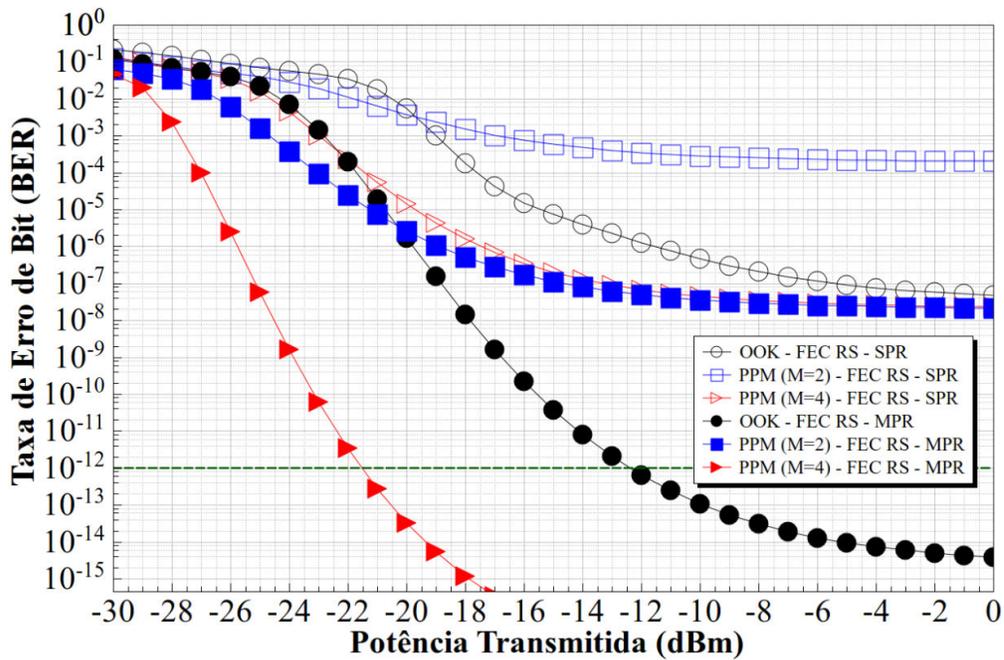


Figura 3.6: BER versus a potência transmitida para sistemas baseados em códigos ópticos FOOC (MPR) ou OCFHC/OOC (SPR) empregando FEC RS(255,239). Os esquemas de modulação são OOK, PPM (M=2), e PPM (M=4)

Por exemplo, o esquema OOK apresenta $BER < 10^{-12}$ para níveis de potência superiores a -12,5 dBm (círculos sólidos). PPM (M=4) (triângulos sólidos), por sua vez, requer níveis de potência na faixa de -21,5 a 0 dBm para transmissões livres de erros. A alta BER observada para ambos os códigos ópticos (SPR e MPR) ocorre devido ao fato do decodificador FEC ser muito ineficiente quando submetido a BER elevadas em sua entrada. O limiar de BER no qual decodificador FEC oferece uma correção significativa (próxima à região livre de erros) é de aproximadamente 10^{-4} [90].

Finalmente, a BER em função do número de usuários simultâneos é investigada. A potência transmitida e a distância de propagação são de 0 dBm e 20 km, respectivamente. Os resultados são ilustrados na Figura 3.7, novamente com os símbolos vazados e sólidos representando os códigos ópticos SPR e MPR, respectivamente.

Como se pode observar, os resultados obtidos para os códigos ópticos SPR indicam que nenhum dos cenários de rede analisados suporta a inserção de 32 usuários

simultaneamente operando em níveis aceitáveis de erros. Mais uma vez, isso é devido ao nível elevado de BER já observado na entrada do decodificador FEC RS.

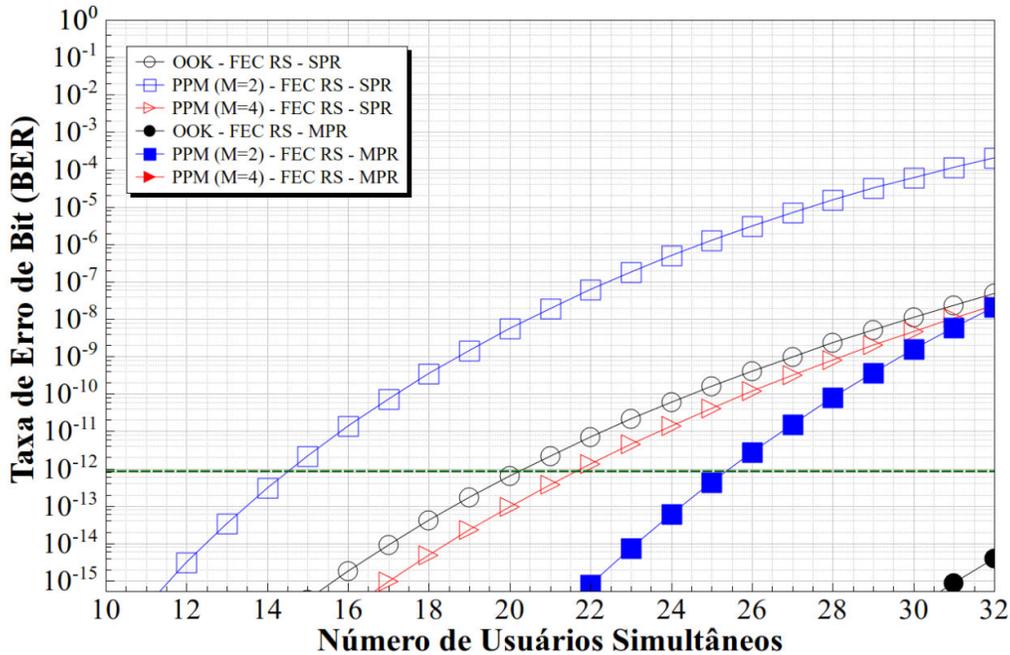


Figura 3.7: BER versus o número de usuários simultâneos para sistemas baseados em códigos ópticos FOOC (MPR) ou OCFHC/OOC (SPR) empregando FEC RS(255,239). Os esquemas de modulação são OOK, PPM (M=2), e PPM (M=4)

Para o esquema OOK, até 20 usuários simultâneos podem ser adicionados em regime livre de erros (círculos vazados). O esquema PPM (M=2) (quadrados vazados), por sua vez, gera uma significativa redução na capacidade do sistema, permitindo que apenas 14 usuários sejam adicionados ao sistema com BER dentro da região livre de erros. Apesar do fato desse formato de modulação possuir a mesma probabilidade de interferência do formato OOK, o PPM (M=2) requer que o comprimento do código óptico seja reduzido à metade em relação ao seu comprimento original para a manutenção da taxa de transmissão de bits constante entre os dois formatos.

Quanto ao PPM (M = 4) (triângulo vazio) pode-se observar que o desempenho do sistema é melhorado apenas marginalmente (um usuário adicional), quando comparado ao sistema OOK. Nesse caso, a complexidade adicionada ao sistema pela adoção do esquema PPM faz com que o esquema de modulação OOK seja mais adequado. Quanto aos códigos MPR pode-se observar que apenas o esquema PPM (M = 2) (quadrados sólidos) não atinge os

requisitos mínimos para um sistema livre de erros com 32 usuários simultâneos. No entanto, esse sistema permite que até 25 usuários simultâneos coexistam com $BER < 10^{-12}$. Os sistemas OOK-FEC RS-MPR (círculos sólidos) e PPM (M=4)-FEC RS-MPR (triângulos sólidos), por sua vez, podem alcançar o regime livre de erros satisfatoriamente com 32 usuários. Portanto, ambos cenários de redes são candidatos viáveis à possível migração para a próxima geração GPON sob a recomendação G.709. Da mesma forma que esses resultados foram obtidos para *chips* com potência transmitida de 0 dBm, níveis muito menores de potências podem ser transmitidos sem sacrificar o requisito de transmissão dentro da região livre de erros (Figura 3.6). Se unicamente a MAI é representativa na análise (i.e., quando qualquer outra fonte de ruído for desprezada no formalismo, tal como RIN ou ruído de batimento, ou forem desprezíveis, como os ruídos do APD), o desempenho do sistema pode melhorar em até de duas ordens de grandeza sem FEC RS(255,239), e por no mínimo três ordens de grandeza quando o FEC é incluído. Isso afeta consideravelmente o desempenho global do sistema, particularmente para cenários que empregam SPR com OOK ou PPM (M=4) e MPR com PPM (M=2), que possivelmente operariam dentro da região livre de erros. Portanto, as fontes de ruídos consideradas na presente análise possuem um papel importante no desempenho global do sistema. É importante mencionar que pela adequada alteração da configuração dos códigos de assinatura disponíveis (que pode ser facilmente alcançada pela adição de comprimentos de onda, ponderação, e comprimento nos códigos), ainda mais usuários poderão ser adicionados aos sistemas operando em regime livre de erros. Isso é muito importante, visto que para a próxima geração GPON espera-se atender um número maior de usuários [91].

Conclusões

Nesta dissertação foi realizada uma análise detalhada de redes OCDMA baseadas em dois formatos de modulação distintos, quais sejam, OOK (*on-off keying*) e PPM (*pulse position modulation* com fatores de multiplicidade $M=2$ e $M=4$). Adicionalmente, foi investigado como cada um desses formatos de modulação atua sob dois esquemas de codificação 2-D distintos, i.e., pulso único por linha e múltiplos pulsos por linha. Para ambos os casos, considerou-se o efeito simultâneo de vários efeitos dispersivos e mecanismos de ruído (incluindo a MAI) que prejudicam o desempenho global do sistema. O ruído RIN gerado no transmissor, os efeitos dispersivos lineares ocasionados na fibra (GVD e PMD de primeira ordem), ruído de batimento, ruídos do APD, ruído térmico no receptor, foram considerados. O efeito da dispersão da velocidade de grupo (GVD) e dispersão dos modos de polarização (PMD), bem como a influência dos ruídos, sobre o desempenho dos códigos SPR e MPR também foram investigados. Outro efeito estudado nessa dissertação foi a influência do fotodetector APD sobre o ruído de batimento de redes OCDMA incoerentes. Para mitigar os ruídos do sistema e a BER, algoritmos FEC RS (255,239) foram adotados em ambas as redes investigadas. Novas expressões para a BER, considerando todos os ruídos e mecanismos dispersivos, foram derivadas para os códigos SPR e MPR. Os resultados indicaram que os esquemas de modulação OOK e PPM baseados nos códigos ópticos SPR ou MPR não são adequados para acomodar 32 usuários simultaneamente em regime livre de erros ($BER < 10^{-12}$). Todos os esquemas baseados em códigos SPR e MPR com PPM ($M=2$) mantiveram seu desempenho mesmo quando um FEC RS foi adicionado a esses sistemas. Isso ocorreu devido à elevada BER na entrada do decodificador FEC, que afeta severamente a correção de erros no receptor.

Os únicos esquemas que permitiram operações em regime livre de erros para 32 usuários coexistindo simultaneamente foram o OOK-MPR e o PPM ($M=4$)-MPR, ambos empregando FEC RS. Isso é possível mesmo em níveis de potência transmitida inferiores a 0 dBm, pois os códigos MPR se beneficiam da ponderação superior em relação aos códigos SPR, sem a necessidade do aumento do número de comprimentos de onda utilizados. Os formatos de modulação OOK e PPM ($M=4$) baseados nos códigos ópticos MPR mais FEC

RS tiveram desempenho bastante satisfatório com 32 usuários simultâneos. Os resultados para PPM (M=4) indicam que esse formato de modulação é viável e uma interessante alternativa em relação ao OOK em redes OCDMA assíncronas. Como observado na Figura 3.5, a combinação PPM (M=4)-FEC-RS-MPR (triângulos sólidos) permitiu a propagação dos sinais por aproximadamente 110 km em níveis aceitáveis de BER (aproximadamente 40 km superior ao obtido com o mesmo cenário utilizando OOK (círculos sólidos)). Além disso, o cenário utilizando a configuração PPM (M=4)-FEC-RS-MPR requer 10 dB a menos de potência de transmissão que o cenário OOK-FEC-RS-MPR para operações livres de erros, como ilustrado na Figura 3.6. Isso pode ser extremamente útil em redes com altas perdas, ou quando são necessárias longas distâncias de propagação.

Finalmente, a razão pela qual esta dissertação considera, em sua grande parte, distâncias de propagação de 20 km (adotada pela recomendação G. 709 para o padrão GPON) é que esta análise pode também ser útil para futuros cenários onde as redes OCDMA poderão vir a ser consideradas como candidatas à migração para redes mais seguras.

Referências

- [1] M. Ilyas and H.T. Mouftah, *The handbook of optical communication networks*. Boca Raton, Fla; CRC Press, 2003.
- [2] Crisp J. *Introduction to fiber optics*. 2nd ed. Oxford: Newnes Press; 2001.
- [3] M. Bass and E. W. Van Stryland, *Fiber Optics Handbook*. New York: McGraw-Hill, 2002.
- [4] P. R. Prucnal, *Optical Code Division Multiple Access: Fundamentals and Applications*. New York: Taylor & Francis, Dec. 2005.
- [5] H. Yin and D. Richardson, *Optical code division multiple access communication networks: theory and applications*. Tsinghua University Press, Springer-Verlag, 2008.
- [6] R. P. Scott, W. Cong, K. Li, V. J. Hernandez, B. H. Kolner, J. P. Heritage, and S. J. B. Yoo, "Demonstration of an error-free 4×10 Gb/s multiuser SPECTS O-CDMA network testbed," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, no. 9, pp. 2186–2188, Sep. 2004.
- [7] K. Fouli and M. Maier, "OCDMA and Optical Coding: Principles, Applications, and Challenges," *IEEE Commun. Mag.*, vol 45, no. 8, pp. 27-34, Aug. 2007.
- [8] A. Stok and E. H. Sargent, "The role of optical CDMA in access networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 9, pp. 83–87, Sep. 2002.
- [9] R. Davey, J. Kani, F. Bourgart, and K. McCammon, "Options for future optical access networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 44, no. 10, pp. 50–56, Oct. 2006.
- [10] T. H. Shake, "Security performance of optical CDMA against eaves-dropping," *J. Lightwave Technol.*, vol. 23, no. 2, pp. 655–670, Feb. 2005.
- [11] M. Y. Azizoglu, J. A. Salehi, and Y. Li, "Optical CDMA via temporal codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, no. 7, pp. 1162-1170, Jul. 1992.
- [12] J. 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.
- [13] J. Salehi and C. A. Brackett, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks - Part 2: Systems performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 8, pp. 834-842, Aug. 1989.
- [14] W. Chung, J. Salehi, and V. Wei, "Optical orthogonal codes: Design, analysis, and applications," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 35, no. 3, pp. 595-604, May 1989.

- [15] S. Maric, M. Hahm, and E. Titlebaum, "Construction and performance analysis of a new family of optical orthogonal codes for CDMA fiber-optic networks," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 234, pp. 485-489, Feb. 1995.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] K. Yu and N. Park, "Design of new family of two-dimensional wavelength-time spreading codes for optical code division multiple access networks." *Electron. Lett.*, vol 35, no. 10, pp. 830-831, 1999.
- [21] T.M. Bazan, D. Harle, and I. Andonovic, Performance analysis of 2-D time-wavelength OCDMA systems with coherent light sources: Code design considerations, *J. Lightwave Technol.*, vol. 24, no. 10, pp. 3583-3589, Oct. 2006.
- [22] L. Tancevski, M. Tur, J. Budin and I. Andonovic "Hybrid wavelength hopping/time spreading code division multiple access systems," *Proc. Inst. Electr. Eng.—Optoelectronics*, vol. 143, pp. 161-166, Jun. 1996.
- [23] Kwong, W.C., Yang, G.C., and Liu, Y.C.: "A new family of wavelength-time optical CDMA codes utilizing programmable arrayed waveguide gratings," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2005, 23, pp. 1564-1571.
- [24] S. Shurong, H. Yin, Z. Wang, "A New Family of 2-D Optical Orthogonal Codes and Analysis of Its Performance in Optical CDMA Access Networks," *J. Lightwave Technol.*, vol. 24, no. 4, pp. 1646-1652, Apr. 2006.
- [25] E. S. Shivaleela, 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.
- [26] C. Yang, J. Huang and Y. Wang, "Multipulse-Per-Row Codes for High-Speed Optical Wavelength/Time CDMA Networks," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 19, no. 21, pp.1756-1758, Nov. 2007.

- [27] R. M. H. Yim, L. R. Chen, and J. Bajcsy, "Design and performance of 2-D codes for wavelength-time optical CDMA," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, no. 5, pp. 714–716, May 2002.
- [28] C. C. Yang and J. F. Huang, "Two-dimensional m-matrices coding in spatial/frequency optical CDMA networks," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, no. 1, pp. 168–170, Jan. 2003.
- [29] A. J. Mendez, R. M. Gagliardi, V. J. Hernandez, C. V. Bennett, and W. J. Lennon, "Design and performance analysis of wavelength/time (W/T) matrix codes for optical CDMA," *J. Lightwave Technol.*, vol. 21, no. 11, pp. 2524–2533, Nov. 2003.
- [30] H. Kwon, "Optical orthogonal code-division multiple-access system - Part I: APD noise and thermal noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 7, pp. 2470–2479, July 1994.
- [31] L. Tancevski and L. A. Rusch, "Impact of the beat noise on the performance of 2-D optical CDMA systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, no. 8, pp. 264–266, Aug. 2000.
- [32] K. Murugesan et al., "Analysis of Multiwavelength Optical Orthogonal CDMA Communication System," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.22, No.3, August 1999, pp182-188
- [33] K. Murugesan and V.C. Ravichandran, "Effects of Relative Intensity Noise on a Multiwavelength OOCDMA communication system," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol.24, no.3, pp 307-311, Dec 2000.
- [34] M. Tomizawa, Y. Yamabayashi, K. Murata, T. Ono, Y. Kobayashi, and K. Hagimoto, "Forward error correcting codes in synchronous fiber optic transmission systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 15, no. 1, pp. 43–52, Jan. 1997.
- [35] A. Srivastava, S. Kar, and V.K. Jain, "Forward error correction codes in fiber-optic synchronous code-division multiple access networks," *Opt. Commun.*, vol. 202, no. 4–6, pp. 287–296, Feb. 2002.
- [36] S.P. Majumder, A. Azhari, and F.M. Abbou, "Impact of Fiber Chromatic Dispersion on the BER Performance of an Optical CDMA IM/DD Transmission System," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.17, no.6, pp.1340–1342, Jun. 2005.
- [37] K. Qiu, S. Kar, and C. Zhang, "A novel method for performance improvement of optical CDMA system using alterable concatenated code," *Opt. Commun.*, vol. 272, no. 2, pp. 336–343, Nov. 2006.
- [38] J. Hansryd, H. Sunnerud, P. A. Andrekson, and M. Karlsson, "Impact of PMD on four-wave-mixing-induced crosstalk in WDM systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 1261–1263, Sept. 2000.
- [39] C. R. Doerr, S. Chandrasekhar, P. J. Winzer, A. R. Chraplyvy, A. H. Gnauck, L. W. Stulz, R. Pafchek, and E. Burrows, "Simple multichannel optical equalizer mitigating intersymbol interference for 40-Gb/s nonreturn-to-zero signals," *J. Lightwave Technol.*, vol. 22, no. 1, pp. 249–256, Jan. 2004.

- [40] Santos-Filho, Rivail V. B., Martins, Emiliano R. and Borges, Ben-Hur V, "Performance Evaluation of a Gigabit Optical CDMA Network for Two Distinct Families of Two-Dimensional Codes and Different Transmission Rates," *Fiber and Integrated Optics*, vol. 26, no. 3, pp 147-157, May. 2007.
- [41] T. Ohtsuki, "Channel interference cancellation using electrooptic switch and optical hard-limiters for direct-detection optical CDMA systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, pp. 520–526, Apr. 1998.
- [42] P. Wang "2-D optical CDMA networks using MWPM double hard limiters and modified carrier-hopping prime sequences," *J. Lightwave Technol.*, vol. 23, pp. 2902-2913, Oct. 2005.
- [43] T. Eltaif, H. M. H. Shalaby, S. Shaari and M. M. N. Hamarsheh, "Proposal of successive interference cancellation scheme in optical code-division multiple access systems," *Opt. Eng.*, vol. 47, no. 3, pp. 0350061-0350066, Mar. 2008.
- [44] C. Goursaud, A. Julien-Vergonjanne, C. Aupetit-Berthelemot, J.-P. Cances and J.-M. Dumas, "DS-OCDMA Receivers Based on Parallel Interference Cancellation and Hard Limiters," *Trans. Commun.*, vol. 54, no. 9, pp. 1663-1671, Sep. 2006.
- [45] REIS Jr, J. V. ; Sanches, A.L. ; Rossi, S.M. ; ROMERO, M. A. ; BORGES, B. V. . Análise de Desempenho de uma Rede Óptica Passiva Baseada na Técnica CDMA utilizando Modulação OOK e PPM com Código Corretor de Erro. In: *XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT.*, 2009, Blumenau -SC.
- [46] R. M. Gagliardi, A. J. Mendez, M. R. Dale, and E. Park, "Fiber-optic digital video multiplexing using optical CDMA," *J. Lightwave Technol.*, vol. 11, pp. 20–26, Jan. 1993.
- [47] M. R. Dale and R. M. Gagliardi, "Channel coding for asynchronous fiber optic CDMA communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 9, pp. 2485–2492, Sept. 1995.
- [48] A. J. Mendez, V. J. Hernandez, R. M. Gagliardi, C. V. Bennett, and W. J. Lennon, "Development of pulse position modulation/optical CDMA (PPM/O-CDMA) for Gb/s fiber optic networking," *IEEE Avionics Fiber-Optics and Photonics Conference*, pp. 28-29, Sep. 2006.
- [49] S. Galli, R. Menendez, E. Narimanov, and P. Prucnal, "A novel method for increasing the spectral efficiency of optical CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 56, no. 12, pp. 2133-2143, Dec. 2008.
- [50] E. Narimanov, W. C. Kwong, G.-C. Yang, and P. R. Prucnal, "Shifted carrier-hopping prime codes for multicode keying in wavelength–time O-CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 12, pp. 2150–2156, Dec. 2005.

- [51] L. Juan and E. Mutafungwa, "Rate adaptation of convolutional coded optical CDMA systems for improved goodput," *Opt. Commun.*, vol. 240, no. 4-6, pp. 315-327, Oct. 2004.
- [52] J. Y. Kim and H. V. Poor, "Turbo-coded optical direct-detection CDMA system with PPM modulation," *J. Lightwave Technol.*, vol. 19, no. 3, pp. 312-323, Mar. 2001.
- [53] 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.
- [54] 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.
- [55] 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.
- [56] 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.
- [57] 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.
- [58] 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.
- [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] H. Fathallah, L. A. Rusch, and S. LaRochelle, "Passive optical fast frequency-hop CDMA communications system," *J. Lightwave Technol.*, vol. 17, pp. 397-405, 1999.
- [62] H. Fathallah and L. A. Rusch, "Robust optical FFH-CDMA communications: Coding in place of frequency and temperature controls," *J. Lightwave Technol.*, vol. 17, pp. 1284-1293, Aug. 1999.
- [63] K. Yu, J. Shin, and N. Park, "Wavelength-time spreading optical CDMA systems using wavelength multiplexers and mirrored fiber delay lines," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 1278-1280, Sep. 2000.

- [64] S. Min, H. Yoo, and Y. Won, "Time-wavelength hybrid optical CDMA system with tunable encoder/decoder using switch and fixed delay line," *Opt. Commun.*, vol. 216, no. 4–6, pp. 335–342, Feb. 2003.
- [65] S. Ayotte, M. Rochette, J. Magné, L. A. Rusch, and S. LaRoche, "Experimental verification and capacity prediction of FE-OCDMA using superimposed FBG," *J. Lightw. Technol.*, vol. 25, no. 2, pp. 724–731, Feb. 2005.
- [66] 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, 2004.
- [67] R.V. Santos-Filho, *Análise de Sistemas CDMA Ópticos*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de São Paulo, São Carlos, 2006.
- [68] L. Xu, V. Baby and P. R. Prucnal, "Multiple access interference (MAI) noise reduction in a 2D optical cdma system ultrafast optical thresholding," *Lasers and Electro-Optics Society*, 2004. LEOS 2004. The 17th Annual Meeting of the IEEE, vol.2, pp. 591-592, 7-11 Nov. 2004.
- [69] A. L. Sanches, J. V. Reis Junior, S. M. Rossi, M. R.X. Barros, M. A. Romero, B.-H V. Borges, "Análise de Sistemas OCDMA Utilizando Códigos Bidimensionais com Limitadores Ópticos Abruptos e Código Corretor de Erro". *MOMAG*, 2008, Florianópolis.
- [70] G. Keiser, *Optical Fiber Communications*, 3rd Edition, McGraw–Hill, 2000.
- [71] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*. New York: Wiley, 1992.
- [72] H. Bülow, "System outage probability due to first- and second-order PMD," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, p. 696, May 1998.
- [73] C. Michie, I. Andonovic, R. Atkinson, Y. Deng, J. Szefer, C.-S. Bres, Y.-K. Huang, I. Glesk, P. R. Prucnal, K. Sasaki, and G. Gupta, "Interferometric noise characterization of a 2-D time-spreading wavelengthhopping OCDMA network using FBG encoding and decoding," *J. Opt. Netw.*, vol. 6, no. 6, pp. 663–676, 2007.
- [74] C.E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communications", *BellSystems Technical Journal.*, vol. 27, pp. 379–423 (part I) and pp. 623–656 (part II), 1948.
- [75] G. Clark, and J. Cain "Error-Correction Coding for Digital Communications", New York: Plenum, March 1988.
- [76] E. Berlekamp, R. Peile, and S. Pope, "The application of error control to communications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 25, pp. 44–57, Apr. 1987.
- [77] G.-C. Yang and W. C. Kwong, *Prime Codes with Applications to CDMA Optical and Wireless Networks*. Norwood, MA: Artech House, 2002.

- [78] G.-C. Yang and W. C. Kwong, "Performance analysis of extended carrier-hopping prime codes for optical CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 5, pp. 876–881, May 2005.
- [79] Chia-Cheng Hsu, Yi-Chun Chang, Guu-Chang Yang, Chun-Liang Chang, and Wing C. Kwong, "Performance analysis of 2-D O-CDMA codes without the chip-synchronous assumption," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 25, no. 6, pp. 135–143, 2007.
- [80] Y. Zheng, B.J. Yang and X.G. Zhang, "Analytical theory for pulse broadening induced by all-order polarization mode dispersion combined with frequency chirp and group-velocity dispersion," *Optical and Quantum Electronics.*, vol. 35, no. 7, pp. 725-734, Jan 2003.
- [81] T. M. Bazan, D. Harle, and I. Andonovic, "Mitigation of beat noise in time-wavelength optical code-division multiple-access systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 24, no. 11, pp. 4215-4222, Nov. 2006.
- [82] F. M. Davidson and X. Sun, "Gaussian approximation versus nearly exact performance analysis of optical communication systems with PPM signaling and APD receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 1185-1192, Nov. 1988.
- [83] H. Lundqvist and G. Karlsson, "On error-correction coding for CDMA PON," *J. Lightwave Technol.*, vol. 23, no. 8, pp. 2342–2351, Aug. 2005.
- [84] S. Zahedi and J. A. Salehi, "Analytical comparison of various fiber-optic CDMA receiver structure," *J. Lightwave Technol.*, vol. 18, pp. 1718–1727, Dec. 2000.
- [85] P. Saghari, R. Omrani, V. R. Arbab, A. E. Willner, and P. V. Kumar, "Increasing the Number of Users in an Optical CDMA System by Pulse Position Modulation," *IEEE/OSA Optical Fiber Conf. JThA72*, (2007).
- [86] K. Kamakura, T. Ohtsuki, and I. Sasase, "Optical spread time CDMA communication systems with PPM signaling," *IEICE Trans. Fundam. Electron. Commun. Comput. Sci.* E82-B, 1038–1047 (1999).
- [87] A. L. Sanches, J. V. dos Reis, Jr., and B.-H V. Borges, "Analysis of High-Speed Optical Wavelength/Time CDMA Networks Using Pulse-Position Modulation and Forward Error Correction Techniques," *J. Lightwave Technol.* 27, 5134-5144 (2009)
- [88] A. E. Willner, P. Saghari, and V. R. Arbab, "Advanced techniques to increase the number of users and bit rate in OCDMA networks," *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol. 13, no. 5, pp. 1403–1414, Sep.–Oct. 2007.
- [89] W. Cong, R. P. Scott, V. J. Hernandez, K. Li, J. P. Heritage, B. H. Kolner, and S. J. B. Yoo, "High performance 70 Gbit/s SPECTS optical-CDMA network testbed," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 22, pp. 1439–1440, 2004.

- [90] J. Faucher, S. Ayotte, Z. A. El-Sahn, M. Mukadam, L. A. Rusch and D. V. Plant, "A standalone receiver with multiple access interference rejection, clock and data recovery, and FEC for 2-D," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, no. 20, pp. 2123, Oct. 2006.
- [91] L. G. Kazovsky, W-T. Shaw, D. Gutierrez, N. Cheng and S-W Wong Next-Generation Optical Access Networks, *J. Lightwave Technol*, Vol. 25, No. 11, pp.3428-3442, Nov. 2007.
- [92] G.P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*. Boston MA: Academic 1989

Apêndice A

Reprodução de resultados existentes na literatura e validação do formalismo proposto

Os resultados analisados no capítulo 4 foram gerados após a reprodução de alguns resultados de trabalhos apresentados na literatura e, portanto, servem como base para a validação do formalismo proposto. Alguns dos resultados mais relevantes para essa pesquisa são reproduzidos e discutidos neste apêndice.

Primeiramente, são discutidos os resultados existentes relacionados ao desempenho dos códigos SPR e MPR sob influência única da MAI, Figuras A1 e A2, respectivamente.

Os códigos SPR foram analisados por Shurong et al. em [24] com a suposição que a MAI é a única fonte de degradação do desempenho do sistema. Na Figura A1, reproduzimos os resultados da variação da BER em função do número de usuários simultâneos presentes na rede desse artigo. A legenda identifica a configuração do código analisado pelo termo $(M1, M2, w)$. Como dito ao longo desta dissertação, o desempenho do sistema depende diretamente destes parâmetros. Por meio da análise da Figura A1 observa-se que uma grande quantidade de usuários (entre 67 e 167 usuários) pode acessar a rede e transmitir/receber dados em regime livre de erros ($BER < 10^{-12}$) sem a necessidade de mecanismos mitigadores de MAI ou utilização de correção posterior de erros (FEC). No entanto, a rede que proporciona o atendimento a 32 usuários (curva em verde) utiliza 19 comprimentos de onda e comprimento de código igual a 361 *chips*, o que é indesejável se a intenção é propor cenários de migração que exijam facilidade no gerenciamento da rede (utilização de poucos comprimentos de onda) e taxas de transmissão de *chips* as mais baixas possíveis para a minimização dos efeitos dispersivos lineares. Porém, se esses requisitos forem relaxados, é mais conveniente utilizar 23 comprimentos de onda para a geração dos códigos, caracterizando 529 chips, para a acomodação de 167 usuários com $BER < 10^{-12}$.

Os códigos MPR foram analisados com a suposição que a MAI é o único efeito deletério do desempenho no sistema por Yang et. al [26]. A Figura A2 ilustra a reprodução da variação da BER com o número de usuários adicionados simultaneamente na rede desse artigo.

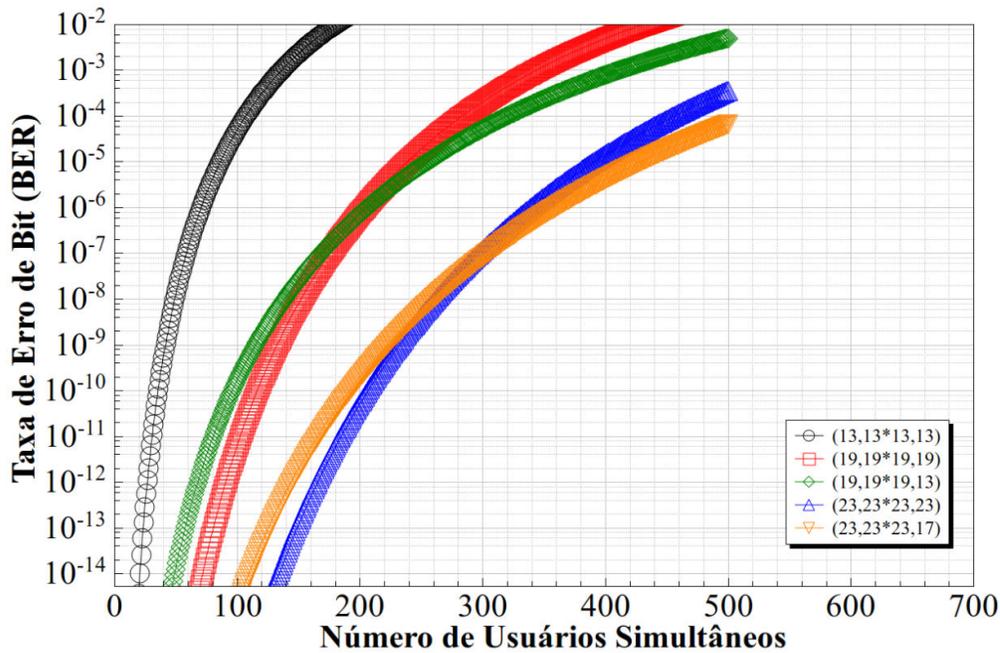


Figura A1: BER versus o número de usuários simultâneos para sistemas OCFHC/OOC(SPR) considerando unicamente a MAI como fonte de degradação.

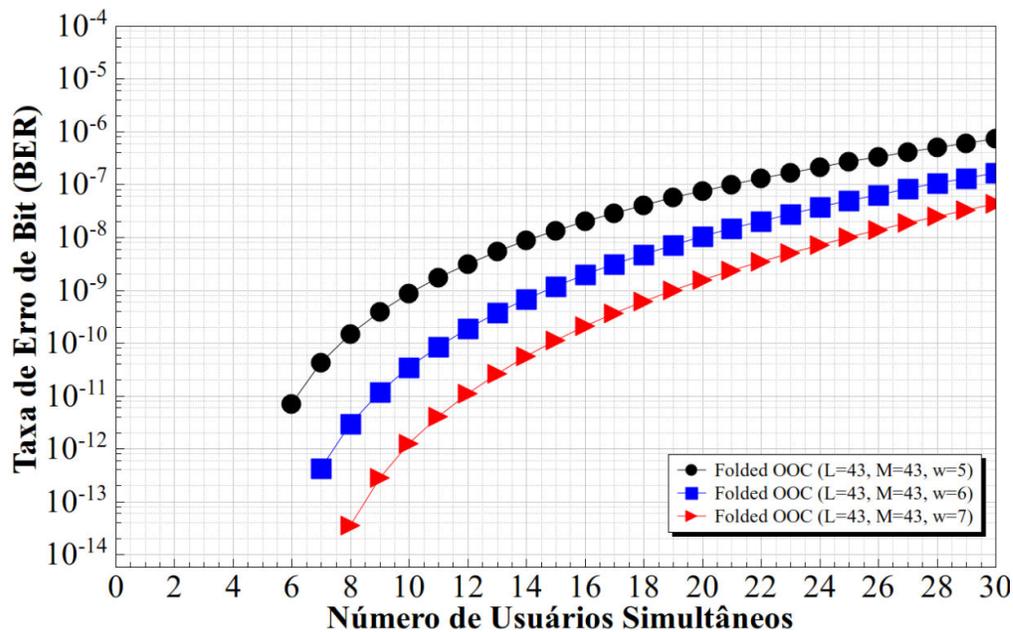


Figura A2: BER versus o número de usuários simultâneos para sistemas FOOC(MPR) considerando unicamente a MAI como fonte de degradação.

Nesse caso, cada uma das curvas corresponde a um valor específico de ponderação ($w=5, 6$ e 7), e ambos os valores de L e M são fixados em 43. Pode-se observar que o desempenho melhora de acordo com o aumento da ponderação. No entanto, o valor de $w=7$ não é suficiente para acomodar mais do que 9 usuários em regime livre de erros ($BER < 10^{-12}$), visto que o desempenho é prejudicado pelo pequeno comprimento de código utilizado. Sendo assim, a utilização de mecanismos mitigadores de MAI e/ou FEC é indispensável para a obtenção de níveis aceitáveis de erros para a inserção de 32 usuários simultaneamente na rede.

A partir da reprodução dos resultados existentes do desempenho dos códigos SPR e MPR, é possível validar e verificar a precisão do formalismo proposto. Para isso, as contribuições dos ruídos RIN e de batimento sobre a BER foram negligenciadas, e a potência de transmissão foi mantida alta o suficiente para que os ruídos de detecção (ruídos do APD e ruído térmico) se tornassem desprezíveis. Por conveniência, os parâmetros dos códigos são os mesmos utilizados durante todo o capítulo 4 desta dissertação, ou seja, quatro comprimentos de onda foram utilizados para ambos os códigos (resultando em ponderação igual a 4 para os códigos SPR) e ponderação igual 8 foi utilizada para os códigos MPR (dois pulsos por comprimento de onda). Os resultados são ilustrados na Figura A3. Pode-se observar que sob essas condições os sistemas são limitados pela MAI e, conseqüentemente, exibem desempenho idêntico ao apresentado nos artigos que introduzem as formulações e análise de desempenho desses códigos [30].

Em adição à MAI, Murugesan e Ravichandran [32] adequaram o formalismo proposto por Kwon [30], à utilização de códigos MWOOC. Devido ao fato do formalismo proposto nesta dissertação ser baseado, pelo menos em parte, no trabalho realizado em [32], alguns de seus resultados foram aqui reproduzidos. A Figura A4 ilustra a BER em função da potência recebida (em dB) para códigos MWOOC de diferentes ponderações e, conseqüentemente, cardinalidades (nesta família de códigos a cardinalidade e o comprimento dos códigos são diretamente proporcionais à ponderação). O desempenho dos sistemas foi avaliado com ponderações iguais a $w=3$ (cardinalidade $M=56$) e $w=4$ (cardinalidade $M=182$), ambos com comprimentos de códigos de 49 chips. Pode-se observar que o desempenho desses códigos permite operações em níveis aceitáveis de erros para potências superiores a 61,5 e 58,6 dB quando as ponderações são iguais a 3 e 4, respectivamente. Deve-se dizer que o formalismo proposto em [32] utiliza o método de correlação ativa para a decodificação OCDMA, diferente do formalismo proposto para decodificação passiva nesta dissertação.

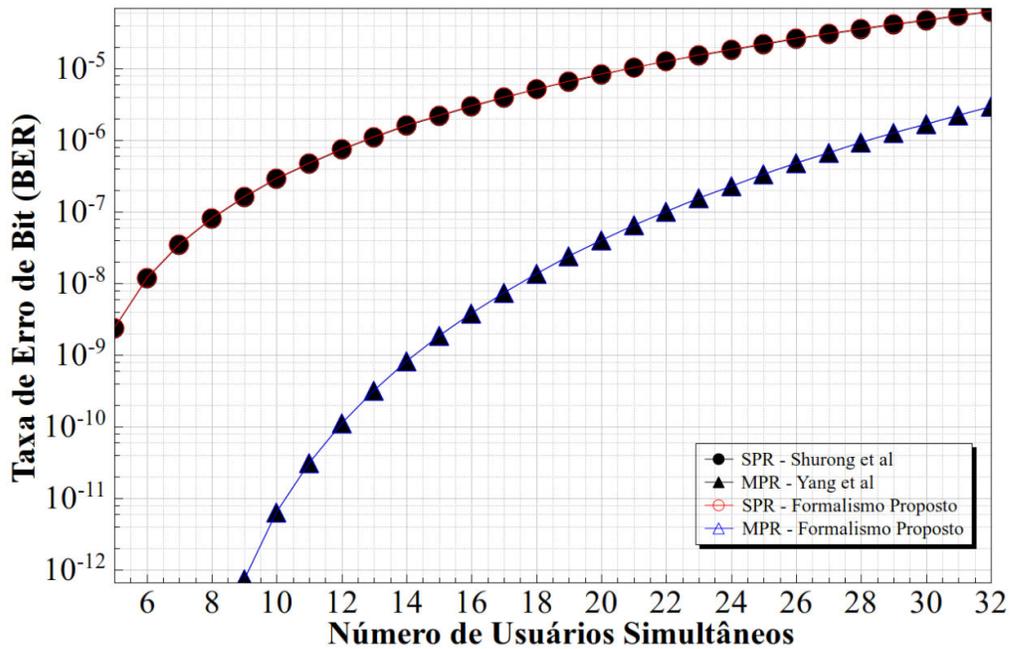


Figura A3: BER versus o número de usuários simultâneos para sistemas FOOC(MPR) e OCFHC/OOC(SCR) para a verificação da convergência do formalismo proposto. O desempenho dos sistemas é limitado pela MAI.

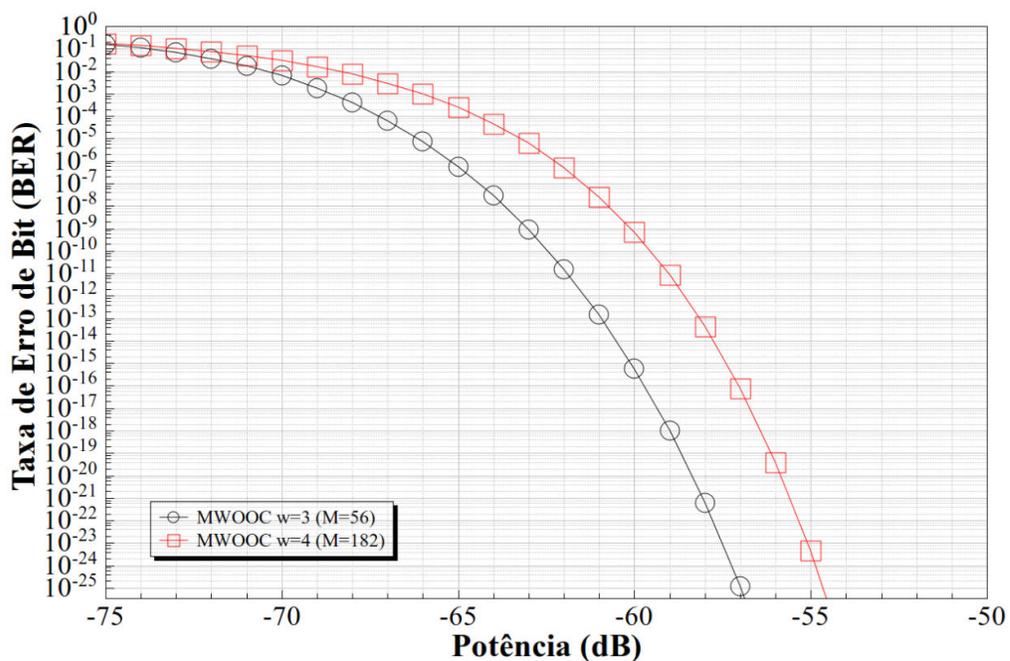


Figura A4: BER versus a potência incidente sobre o fotodetector para sistemas utilizando códigos MWOOC. Os ruídos do APD e MAI são considerados.

Além da utilização de códigos 2-D, Bazan et al. [81], propuseram um formalismo que engloba ambos os formatos OOK e PPM, e os ruídos MAI, RIN, batimento e térmico. Para a análise de desempenho, foram escolhidos os códigos primos com saltos da portadora (CHPC). Por esse trabalho constituir a base para o formalismo correspondente ao formato de modulação PPM proposto nesta dissertação, alguns dos resultados foram aqui reproduzidos. A Figura A5 ilustra a dependência da BER com a potência óptica útil ($P_{\text{útil}}=wP$, onde w é a ponderação e P é a potência incidente sobre o fotodetector) para 15 usuários inseridos simultaneamente na rede com seus bits modulados pelos formatos OOK e PPM ($M=2,4,8,16$). Para o formato OOK, a configuração dos códigos possui comprimento de 257 chips e ponderação igual a 16. Quando o formato PPM é utilizado, o comprimento dos códigos foi reduzido por $(\log_2 M)/M$ para a manutenção da taxa de bits constante, na qual M é o fator de multiplicidade do esquema PPM. Nesse caso, pode-se observar que a utilização do esquema de modulação PPM só oferece vantagem em relação ao OOK se o fator de multiplicidade adotado for maior que 2 ($M>2$). Isso ocorre devido ao fato do esquema PPM ($M=2$) possuir a mesma probabilidade de interferência do formato OOK.

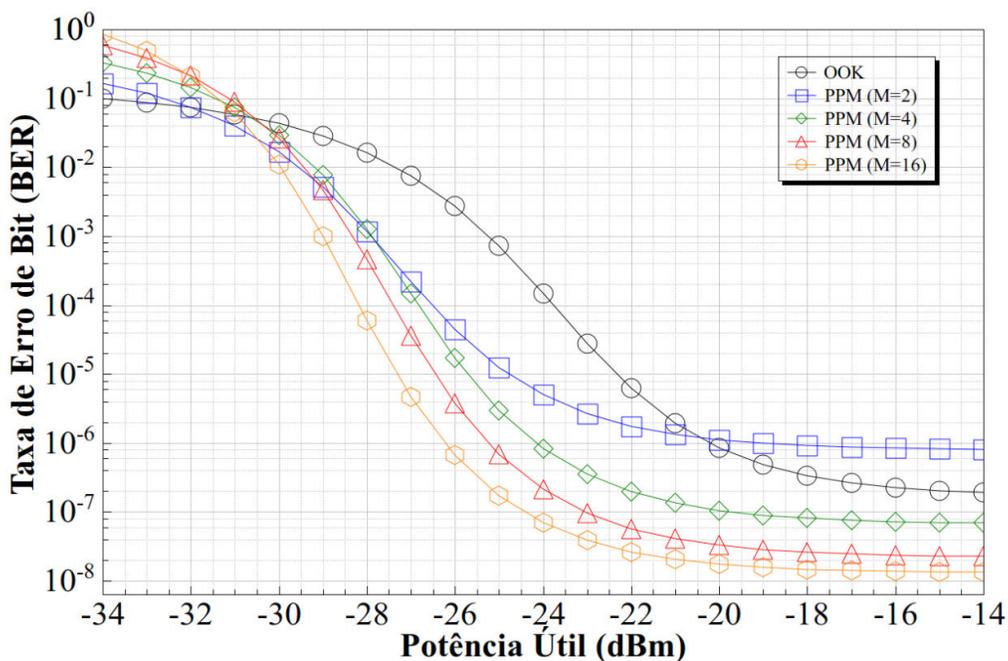


Figura A5: BER versus a potência útil incidente sobre o fotodetector para sistemas utilizando códigos CHPC com formatos de modulação OOK ou PPM. Os ruídos os ruídos de batimento, RIN e MAI são considerados.

No entanto, metade do comprimento do código (128 *chips*) foi utilizada para que a comparação fosse feita em taxas de transmissões idênticas.

O melhor desempenho foi obtido pela utilização do esquema de modulação PPM (M=4), proporcionando uma BER de aproximadamente $1,5 \times 10^{-8}$ para potências úteis superiores a -18 dBm. Porém, para que se alcancem níveis aceitáveis de BER é necessário que técnicas mitigadoras dos efeitos deletérios presentes no sistema e/ou técnicas FEC sejam empregadas.

Apêndice B

OCDMA bidimensional (Comprimento de onda/ Tempo) sem ruído

Se apenas a MAI é significativa na análise (i.e., quando qualquer outra fonte de ruído não é considerada, como RIN ou ruído de batimento, ou desprezíveis, como os ruídos do APD), o desempenho do sistema pode melhorar por aproximadamente duas ordens de magnitude sem FEC RS(255,239), e por no mínimo três ordens de magnitude quando o FEC é incluso. Isso afeta consideravelmente o desempenho global do sistema, particularmente para os cenários empregando SPR com OOK ou PPM ($M=4$) e MPR com PPM ($M=2$), que passam a operar em regime livre de erros.

Para dar suporte à afirmação acima, o desempenho dos sistemas OOK e PPM ($M = 2$ e $M = 4$) foi investigado, supondo para ambos os códigos ópticos SPR e MPR, sob quatro diferentes condições: 1) BER versus potência de transmissão, quando as variâncias do RIN e ruído de batimento são negligenciados (Figura B1), 2) o mesmo que em (1), mas com FEC RS (255,239) incluído (Figura B2); 3) BER versus o número de usuários simultâneos, quando as variâncias do RIN e ruído de batimento são negligenciadas (Figura B3), 4) o mesmo que em (3), mas com FEC RS (255,239) incluído (Figura B4).

Como em [30], os ruídos do APD não podem ser simplesmente negligenciados nesta análise. No entanto, sua contribuição para a BER torna-se insignificante para os níveis de potência mais elevados. Isso pode ser claramente observado na Figura B1 quando as curvas se tornam planas à medida que a potência transmitida aumenta. Quando isso ocorre, unicamente a MAI contribui para a BER [30]. Além disso, pode-se observar que nestas condições, até mesmo os cenários que utilizam PPM ($M = 4$) tem pior desempenho que os sistemas OOK, como descrito em [45]. Observe também que todas as curvas dessa figura apresentam uma BER cerca de duas ordens de grandeza inferior à descrita na Figura 3.3, o que prova que as fontes de ruído devem ser consideradas. Quando o FEC é incluído, como ilustrado na Figura B2, a BER melhora por três ordens de magnitude quando comparada aos casos onde os ruídos de detecção são considerados.

A única situação em que o desempenho dos sistemas não mostra uma melhora satisfatória é quando os códigos SPR e PPM ($M = 2$) são utilizados (quadrados vazados).

A BER versus o número de usuários simultâneos adicionados em condições livre de ruídos também foi investigada (apenas a MAI foi considerada). Os resultados obtidos sem e com FEC RS(255,239) são ilustrados nas Figuras B3 e B4, respectivamente. Em ambos os casos a potência transmitida foi fixada em 0 dBm. Como esperado, o desempenho global da rede é, novamente, superior aos casos quando o RIN e ruídos de batimento estão presentes (compare com as Figuras 3.4 e 3.7 no capítulo 3). Observando a Figura 3.7 (particularmente os cenários empregando SPR com OOK ou PPM ($M=4$) e MPR com PPM ($M=2$)), pode-se verificar que a BER para estes casos é superior a 10^{-12} (que é o limite para operação livre de erros) para 32 usuários simultâneos. Por outro lado, quando os ruídos são negligenciados (exceto MAI), o desempenho da rede está dentro da região livre de erros, como claramente mostrado na Figura B4.

Portanto, pode-se concluir que os ruídos de fotodeteção devem, de fato, ser levados em consideração.

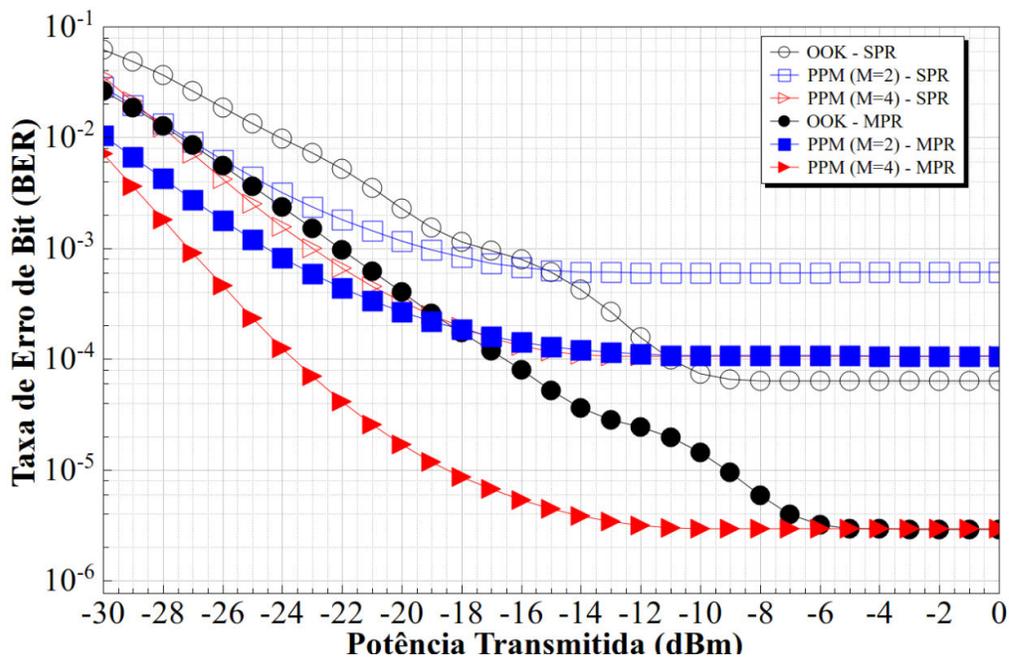


Figura B1: BER versus a potência transmitida para os sistemas FOOC(MPR) e OCFHC/OOC(SPR) sem RIN e ruído de batimento.

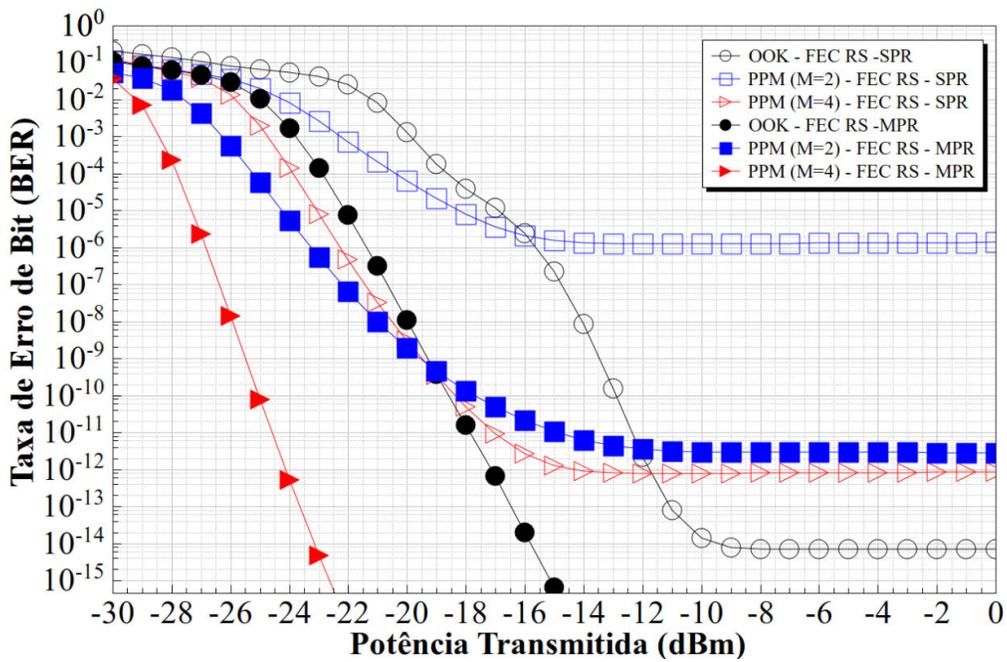


Figura B2: BER versus a potência transmitida para os sistemas FOOC(MPR) e OCFHC/OOC(SPR) sem RIN e ruído de batimento. FEC RS(255,239) é incluso.

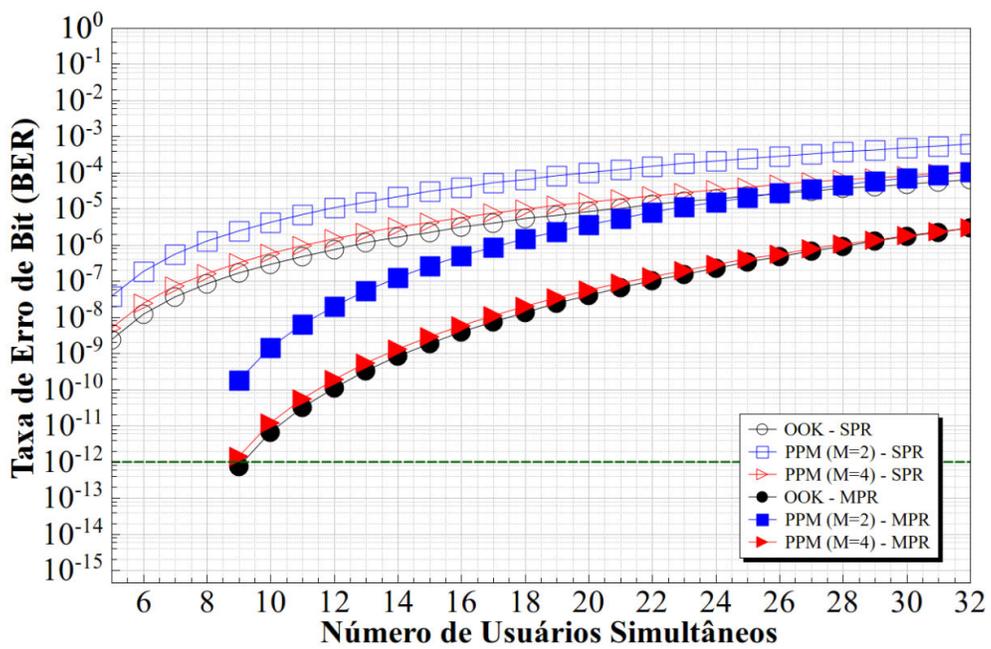


Figura B3: BER versus o número de usuários simultâneos para os sistemas FOOC(MPR) e OCFHC/OOC(SPR) sem RIN e ruído de batimento.

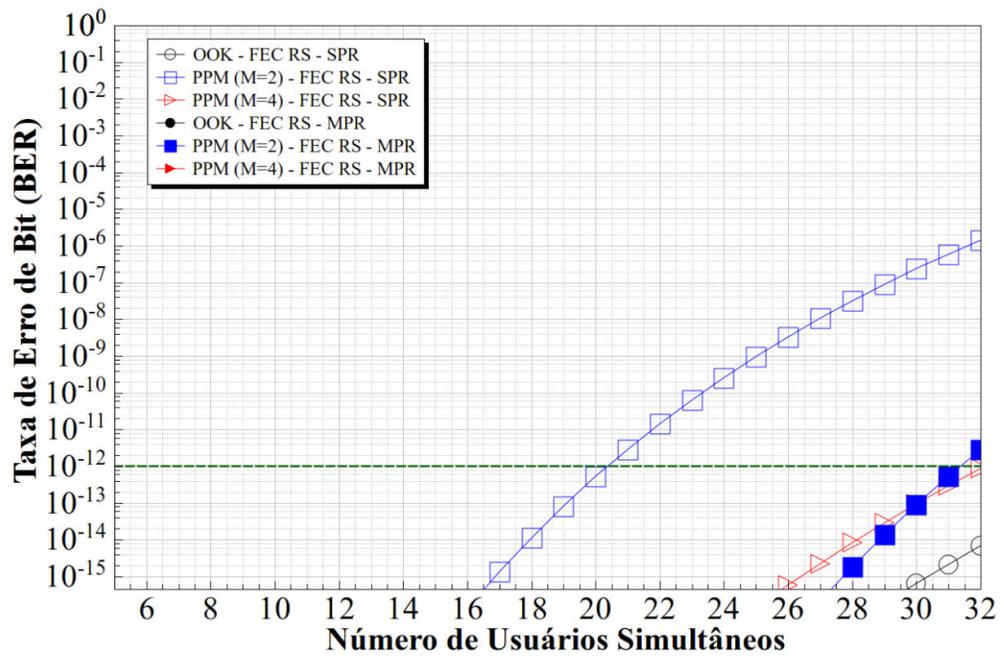


Figura B4: BER versus o número de usuários simultâneos para os sistemas FOOC(MPR) e OCFHC/OOC(SPR) sem RIN e ruído de batimento. FEC RS(255,239) é incluso.

Apêndice C

OCDMA bidimensional (Comprimento de onda/ Tempo) sem efeitos dispersivos

A influência dos efeitos dispersivos lineares (PMD e GVD) sobre o desempenho de sistemas de comunicações ópticas depende dos parâmetros relacionados à fibra óptica utilizada, do período dos pulsos ópticos e da distância de propagação. Portanto, a partir da escolha da fibra óptica utilizada e do estabelecimento da taxa de transmissão, pode-se determinar a distância mínima de propagação na qual esses efeitos devem ser considerados. Esses comprimentos foram estabelecidos separadamente para os fatores PMD e GVD por Agrawal em [71] e [92], respectivamente. Em ambas as análises foram considerados os comprimentos de fibra óptica onde o fator de alargamento dos pulsos é unitário e, conseqüentemente, o pulso se mantém inalterado ao final da propagação. É importante mencionar que não existem na literatura expressões que fornecem o comprimento máximo no qual os pulsos se mantêm inalterados considerando os efeitos da PMD e GVD simultaneamente. Nesta dissertação, esse comprimento é determinado fazendo-se com que o fator de alargamento resultante dos efeitos PMD e GVD em (21) seja unitário e resolvendo-se a equação para a variável z (distância de propagação). Todos os valores referentes aos demais parâmetros contidos nessa equação são listados na Tabela 1. Fazendo isso, e com o auxílio do software Matlab, o resultado obtido foi $z \approx 46,5$ km. Portanto, pode-se esperar que os efeitos PMD e GVD não influenciem o desempenho de algumas das redes de comprimento igual a 20 km (recomendado pela norma G.709 do padrão GPON) analisadas nesta dissertação. Isso foi comprovado pelas análises realizadas nas Figuras C1 e C2, nas quais os desempenhos dos sistemas, com e sem FEC, em termos de BER em função da potência transmitida foram verificados sem a influência dos efeitos PMD e GVD (compare com as Figuras 3.3 e 3.6). Porém, as redes de maior comprimento analisadas (Figuras 3.2 e 3.5) tiveram seu desempenho fortemente degradado por esses efeitos. Além disso, deve-se dizer que o formalismo proposto aqui é totalmente aplicável a diferentes taxas de transmissão de bits, diversos tipos de fibras ópticas, e outras configurações de códigos OCDMA, que podem fazer com que esses efeitos sejam significativos mesmo em redes que possuam 20 km de extensão.

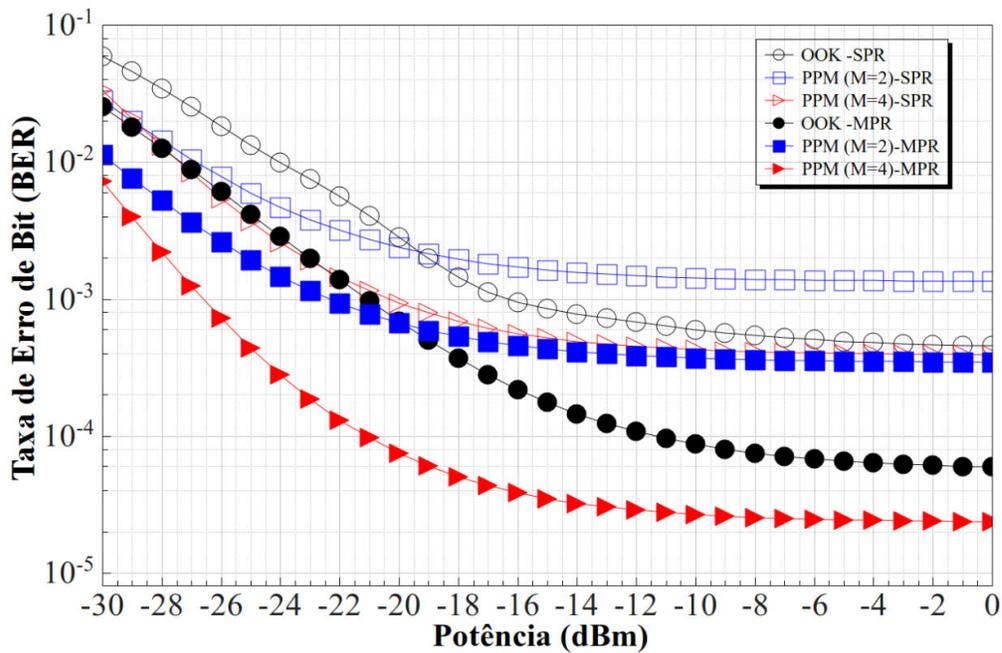


Figura C1: BER versus a potência transmitida para sistemas baseados em códigos ópticos FOOC (MPR) ou OCFHC/OOC (SPR). Os esquemas de modulação são OOK, PPM (M=2), e PPM (M=4). Os efeitos dispersivos lineares PMD e GVD foram desconsiderados.

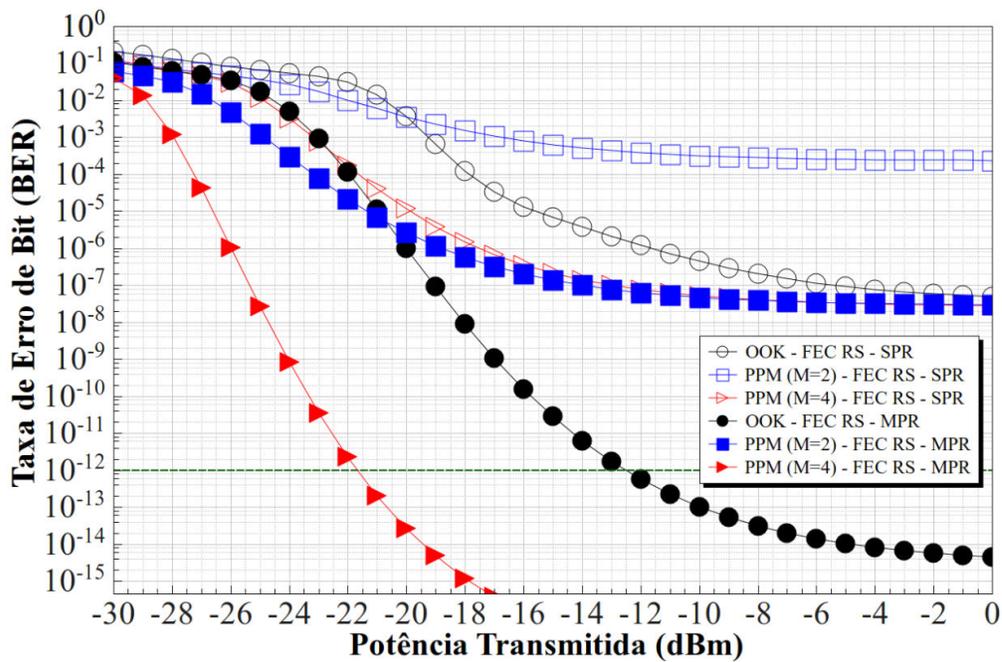


Figura C2: BER versus a potência transmitida para sistemas baseados em códigos ópticos FOOC (MPR) ou OCFHC/OOC (SPR) empregando FEC RS(255,239). Os esquemas de modulação são OOK, PPM (M=2), e PPM (M=4). Os efeitos dispersivos lineares PMD e GVD foram desconsiderados.