



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



MODELAGEM DE REDES CDMA-PON BASEADAS EM
TÉCNICAS DE CANCELAMENTO PARALELO E
CÓDIGOS CORRETORES DE ERROS

AUTOR: José Valdemir dos Reis Junior

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

2009

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Bacharel JOSE VALDEMIR DOS REIS JUNIOR.

Dissertação defendida e julgada em 06/10/2009 perante a Comissão Julgadora:



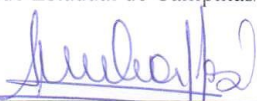
Prof. Associado **BEN-HUR VIANA BORGES (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

APROVADO



Prof. Dr. **ALDÁRIO CHRESTANI BORDONALLI**
(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP)

APROVADA



Prof. Associado **AMÍLCAR CARELI CÉSAR**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

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

Primeiramente, a Deus e aos meus pais, José Valdemir dos Reis e Maria Gorete Marques dos Reis, o mais profundo agradecimento pelo total apoio, incentivo e ensinamentos que contribuem para seguir adiante nos estudos e na vida.

Minhas irmãs, Liana e Tânia, pelo apoio, incentivo e compreensão. Para todos os familiares que torceram e incentivaram durante a realização desta etapa da minha vida.

À minha namorada Mariane, pela compreensão, paciência e apoio em todos os momentos.

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

Aos professores do grupo de Telecom, pelos conhecimentos repassados.

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

Aos amigos piauienses com quem aqui convivi, Igor, Ronildo, Guilherme, Hermes, Ricardo, Aldir, Helson e Breno, pelo apoio e diversos momentos de descontração. Aos amigo(a)s que lá permaneceram.

Aos colegas e amigo(a)s do departamento, Alex, Aline, Anderson, Clenilson, Daniel, Danilo, Eduardo, Emiliano, Fernando, Getúlio, Helvécio, Lorena, Lucas, Luizir, Marcelo, Pedro, Rafael, Sergio, Tany, Ulisses, Vitor e Yang, pela oportunidade da convivência diária, conhecimentos repassados, conversas no “momento do café” e demais situações de descontração que contribuíram para trazer alegria, ao longo da estada em São Carlos.

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).

O fabricante de lápis falou com cada um de seus lápis:

“Há cinco coisas que você precisa saber antes de eu lhe enviar para o mundo.
Sempre se lembre delas e se tornará o melhor lápis que pode ser:

- 1) você fará grandes coisas, mas só se estiver seguro na mão de alguém;
- 2) você experimentará um doloroso processo de ser afiado de vez em quando, mas é necessário se quiser tornar-se um lápis melhor;
- 3) você pode corrigir qualquer mal-entendido que ocasionar;
- 4) a sua parte mais importante sempre estará do lado de dentro;
- 5) não importa a condição, continue a escrever; sempre deixe uma marca clara e legível, mesmo nos dias difíceis”.

Parábola do Lápis.

Resumo

REIS JR, J. V. (2009). Modelagem de Redes CDMA-PON Baseadas em Técnicas de Cancelamento Paralelo e Códigos Corretores de Erros. Dissertação (mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2009.

A oferta de novos serviços para os usuários finais, como o denominado *triple play*, que consiste no tráfego simultâneo de voz, vídeo e dados utilizando a mesma infraestrutura de comunicação, vem exigindo que as estruturas de rede das operadoras ofereçam largura de banda adequada e qualidade de serviço. Nesse contexto, as redes ópticas passivas (PON) vêm se destacando em virtude de oferecerem maior largura de banda a custos relativamente baixos.

Nas redes ópticas passivas, trechos de fibras ópticas podem ser compartilhados entre diversos assinantes, exigindo, para isso, a utilização de técnicas de controle de acesso múltiplo. Destaque maior é dado à técnica de acesso múltiplo por divisão de códigos ópticos (OCDMA), por apresentar características tais como maior segurança e capacidade flexível sob demanda. O desempenho dessa tecnologia é basicamente limitado pela interferência de acesso múltiplo, ou interferência multiusuário (MAI).

No presente trabalho, cenários OCDMA-PON utilizando códigos ópticos unidimensionais, baseados na codificação prima modificada (MPC), e bidimensionais, baseados na codificação óptica ortogonal de múltiplos comprimentos de onda (MWOOC), são descritos, e seus respectivos desempenhos investigados. Os desempenhos desses sistemas são verificados utilizando-se os seguintes esquemas de modulação: 1) *On-off Keying* (OOK), cujo formalismo para a codificação *padded MPC* (PMPC) e *double padded MPC* (DPMPC) foi aqui desenvolvido, 2) por posição de pulso (PPM), considerando os ruídos poissonianos de detecção, cujo formalismo foi também aqui desenvolvido, 3) por posição de pulso (PPM) considerando apenas a interferência de acesso múltiplo (MAI), 4) semelhante ao (3), porém, utilizando a técnica mitigadora de MAI via cancelamento paralelo de interferência (PIC), e 5) semelhante ao (4) porém utilizando modulação por chaveamento de frequência (FSK). Em seguida, a codificação bidimensional MWOOC, utilizando modulação OOK, é analisada com e sem a utilização de PIC. Além desses esquemas, são também incluídas, pela primeira vez nesses formalismos, técnicas de correção posterior de erro (FEC) baseadas no algoritmo *Reed-Solomon* (RS).

A figura de mérito adotada nas simulações é baseada no cálculo da taxa de erro de bit (BER). Os resultados obtidos para os diversos casos investigados neste trabalho indicam que a combinação PIC/FEC deve ser considerada de modo a se obter níveis de BER compatíveis com a região livre de erros ($BER < 10^{-12}$) para os cenários de redes de acesso atuais e futuros (visando atender a 32 ou 64 usuários simultâneos).

Palavras-chave: Rede óptica passiva, Acesso Múltiplo por Divisão de Códigos Ópticos (OCDMA), códigos ópticos, formatos de modulação, cancelamento paralelo de interferência (PIC), técnicas avançadas de correção de erro (FEC).

Abstract

REIS JR, J. V. (2009). Modeling of CDMA-PON Networks using Parallel Interference Cancellation and Error Correcting Codes Techniques. M. Sc. Dissertation – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2009.

The advent of new services offered to end users, such as the so called triple play, which consists in the simultaneous traffic of voice, video, and data through the same communication infrastructure, has been pushing telecom operators towards providing adequate bandwidth as well as quality of service. This has brought the spotlight to passive optical networks (PONs) by virtue of their considerably higher bandwidth at relatively low cost.

In PONs, certain fiber optic spans can be shared among different users as long as multiple access control techniques are used. One such technique is the optical code division multiple access (OCDMA) technique, which, in addition, presents improved data security and flexible capacity on demand. The performance of this technology is basically limited by multi access interference (MAI), which becomes more severe as the number of simultaneous users increases.

In the present work, OCDMA-PON scenarios utilizing one- and two-dimensional optical codes separately such as modified prime codes (MPC) and multi-wavelength optical orthogonal codes (MWOOC), are described and thoroughly investigated. The performances of these systems are investigated based on the following modulation schemes: 1) On-off keying (OOK), where a new formalism for the double-padded MPC is proposed, 2) Pulse position modulation (PPM), and 3) Frequency shift keying (FSK) together with MAI mitigation technique based on parallel interference cancellation (PIC). Besides these schemes, it is also included for the first time in these formalisms forward error correction techniques (FEC) based on the Reed-Solomon (RS) algorithm.

The figure of merit adopted in all simulations is the bit error rate (BER). The results obtained for the cases investigated in this work indicate that the combination PIC/FEC must be considered if one is interested in obtaining BER levels compatible with the error-free region ($BER < 10^{-12}$) for the current and future access network scenarios (aiming at attending 32 or 64 simultaneous users).

Index-Terms: Passive Optical Network, Optical Code Division Multiple Access (OCDMA), optical codes, modulation formats, Parallel Interference Cancellation (PIC), Forward Error Correction (FEC).

Sumário

AGRADECIMENTOS	IV
RESUMO	II
ABSTRACT.....	II
LISTA DE FIGURAS.....	VI
LISTA DE SÍMBOLOS	IX
LISTA DE TABELAS	XI
LISTA DE ACRÔNIMOS	XII
LISTA DE PUBLICAÇÕES.....	XV
CAPÍTULO 1.....	1
INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 2.....	11
REDES ÓPTICAS PASSIVAS.....	11
2.1 Componentes.....	15
2.1.1 Terminal de Linha Óptico (OLT)	15
2.1.2 Unidades de Rede Óptica (ONU)	15
2.1.3 Distribuidor de rede óptica (ODN)	15
2.2 Evolução dos Protocolos	16
2.2.1 APON.....	16
2.2.2 BPON.....	17
2.2.3 EPON	18
2.2.4 GPON.....	18
2.3 Topologias	20
2.4 Técnicas de Acesso Múltiplo.....	22
2.4.1 Acesso Múltiplo por Divisão de tempo	22
2.4.2 Acesso Múltiplo por Divisão de Comprimento de Onda	23
2.4.3 Acesso Múltiplo por Divisão de Código.....	25
CAPÍTULO 3.....	29
CÓDIGOS ÓPTICOS OCDMA.....	29
3.1 CODIFICAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO.....	29
3.2 CODIFICAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	32
3.3 COMBINANDO CODIFICAÇÃO EM TEMPO E FREQUÊNCIA	33
3.4 CÓDIGOS OCDMA AVANÇADOS.....	37
3.4.1 CÓDIGO PRIMO MODIFICADO - (MPC)	38
3.4.2 EXTENSÃO DA CODIFICAÇÃO PRIMA MODIFICADA (PMPC).....	41
3.4.3 DUPLA EXTENSÃO DA CODIFICAÇÃO PRIMA MODIFICADA (DPMPC).....	44
3.4.4 CODIFICAÇÃO BIDIMENSIONAL 2D – OOC COM MÚLTIPLOS COMPRIMENTOS DE ONDA (MWOOC)	47
CAPÍTULO 4.....	50
MODELAGEM NUMÉRICA DE REDES ÓPTICAS DE ACESSO.....	50
4.1 Cenário 1 - <i>OCDMA-PON 1D codificado com (MPC e PMPC), utilizando modulação OOK + MAI + Ruídos Poissonianos de Detecção.</i>	52
4.1.1 Formalismo Matemático.....	53
4.2 Cenário 2 - <i>OCDMA-PON 1D codificado com (MPC e PMPC) utilizando modulação PPM + MAI + Ruídos Poissonianos de Detecção.</i>	58
4.2.1 PPM – Modulação por Posição de Pulso.....	59
4.2.2 Formalismo Matemático.....	60
4.3 Cenário 3 - <i>OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + PPM, considerando somente a MAI.</i>	63
4.3.1 Formalismo Matemático.....	63
4.4 Cenário 4 - <i>OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + PPM + PIC, considerando somente a MAI.</i>	66
4.4.1 Técnica de Cancelamento Paralelo de Interferências (PIC).....	66
4.4.2 Formalismo Matemático.....	68

4.5 Cenário 5 - <i>OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + FSK + PIC, considerando somente a MAI</i>	71
4.5.1 Modulação por Deslocamento de Frequência (FSK)	71
4.5.2 Formalismo Matemático	72
4.6 Cenário 6 - <i>Sistema OCDMA-PON 2D codificado com MWOOC, utilizando modulação OOK</i> ..	74
4.6.1 Formalismo Matemático	75
4.7 Cenário 7 - <i>Sistema OCDMA-PON 2D codificado com MWOOC, utilizando modulação OOK + PIC</i>	77
4.7.1 Formalismo Matemático	78
4.8 <i>Formalismo matemático para a codificação do canal utilizando FEC com algoritmo Reed-Solomon</i>	79
CAPÍTULO 5	81
RESULTADOS DAS MODELAGENS DOS CENÁRIOS OCDMA-PON	81
5.1 <i>Resultados apresentados para os Cenários 1 e 2, com e sem FEC</i>	82
5.1.1 RESULTADOS APRESENTADOS PARA O SUB-CENÁRIO 1	83
5.1.2 RESULTADOS APRESENTADOS PARA O SUB-CENÁRIO 2	84
5.2 <i>Resultados apresentados para o Cenário 3: OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + PPM, considerando somente a MAI, com e sem FEC</i>	86
5.2.1 RESULTADOS APRESENTADOS PARA O SUB-CENÁRIO 1	86
5.2.2 RESULTADOS APRESENTADOS PARA O SUB-CENÁRIO 2	89
5.3 <i>Resultados apresentados para o Cenário 4: OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + PPM, acrescidos de PIC, com e sem FEC</i>	92
5.3.1 RESULTADOS APRESENTADOS PARA O SUB-CENÁRIO 1	93
5.3.2 RESULTADOS APRESENTADOS PARA O SUB-CENÁRIO 2	95
5.3.3 RESULTADOS APRESENTADOS PARA O SUB-CENÁRIO 3	97
5.4 <i>Resultados apresentados para o Cenário 5. OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + FSK + PIC, com e sem e FEC</i>	100
5.4.1 RESULTADOS APRESENTADOS PARA O SUB-CENÁRIO 1	101
5.4.2 RESULTADOS APRESENTADOS PARA O SUB-CENÁRIO 2	103
5.5 <i>Resultados apresentados para o Cenário 6. OCDMA-PON 2D codificado com MWOOC, utilizando modulação OOK, com e sem FEC</i>	106
5.6 <i>Resultados apresentados para o Cenário 7. OCDMA-PON 2D codificados com MWOOC, utilizando modulação OOK e PIC, com e sem e FEC</i>	109
CONCLUSÕES	112
TRABALHOS FUTUROS	114
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	115

Lista de Figuras

FIGURA 1.1. ESQUEMA DE: (A) REDE ÓPTICA ATIVA – AON; (B) REDE ÓPTICA PASSIVA – PON	3
FIGURA 1.2. ESQUEMA DE REDE: (A) TDMA-PON. (B) WDMA-PON.....	4
FIGURA 1.3: ESQUEMA OCDMA-PON	5
FIGURA 1.4: CODIFICADOR OCDMA UTILIZANDO ODL, ($T_B = L \cdot T_C$).....	6
FIGURA 2.1: HIERARQUIA DAS REDES.	11
FIGURA 2.2: ETHERNET PONTO A PONTO (P2P).	13
FIGURA 2.3: <i>RANGING</i> : A) (DISTÂNCIA REAL – SEM ALGORITMO) DISTÂNCIAS FÍSICAS DIFERENTES ENTRE OLT E ONU. B) APÓS ALGORITMO, APRESENTAM A MESMA DISTÂNCIA VIRTUAL ENTRE OLT E ONU.	16
FIGURA 2.4: ESQUEMA DA TOPOLOGIA EM ANEL.	20
FIGURA 2.5: ESQUEMA DA TOPOLOGIA EM BARRAMENTO.	21
FIGURA 2.6: ESQUEMA DE REDE OCDMA PON [81]. OOC-(CÓDIGO ÓPTICO ORTOGONAL), C/ DIZ RESPEITO A UM CÓDIGO DE USUÁRIO ESPECÍFICO.	25
FIGURA 2.7: EXEMPLO DA SOBREPOSIÇÃO DE <i>CHIPS</i> NO CÓDIGO DO USUÁRIO DE INTERESSE #1, OCASIONADA POR CÓDIGOS INTERFERENTES #2, #3 E #N, ILUSTRANDO OS EFEITOS DA MAI NO SISTEMA.	26
FIGURA 2.8: OLT PARA OCDMA- PON.	27
FIGURA 2.9: ONU PARA OCDMA- PON.	27
FIGURA 3.1: FLUXO DE BITS EM CODIFICAÇÃO TEMPORAL COM BASE NO ESQUEMA DE ESPALHAMENTO ESPECTRAL POR SEQUÊNCIA DIRETA (DSSS).	29
FIGURA 3.2: CODIFICAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO UTILIZANDO ODL: A) CODIFICADOR ODL; B) SINAL CODIFICADO; C) DECODIFICADOR ODL (CORRELADOR ÓPTICO); D) FUNÇÕES DE AUTOCORRELAÇÃO (ACF) E CORRELAÇÃO CRUZADA (CCF).	30
FIGURA 3.3: SISTEMA DE CODIFICAÇÃO DE INTENSIDADE ESPECTRAL NÃO-COERENTE EM SISTEMAS OCDMA	32
FIGURA 3.4: PROPOSTA DE IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA FFH-OCDMA UTILIZANDO MÚLTIPLAS FBGs. A) CODIFICADOR; B) DECODIFICADOR.	34
FIGURA 3.5: AUTOCORRELAÇÃO OBTIDA PELA PRIMEIRA SEQÜÊNCIA ($C_{0,0}$) DA CODIFICAÇÃO MPC. ESTE CÓDIGO PODE FAZER REFERENCIA AO 1º USUÁRIO QUE IRÁ UTILIZAR OS SERVIÇOS DA REDE PON.	39
FIGURA 3.6: SOBREPOSIÇÃO DAS 5 ASSINATURAS PERTENCENTES AO GRUPO 0, ($C_{00}, C_{01}, C_{02}, C_{03}, C_{04}$), OBTIDA APÓS MODULAÇÃO VIA MPC. (O EIXO X APRESENTA A DISPOSIÇÃO TEMPORAL ENQUANTO O Y REPRESENTA A AMPLITUDE, NESTE EXEMPLO).	40
FIGURA 3.7: AUTOCORRELAÇÃO OBTIDA PELA SEQÜÊNCIA $C_{00}=\{100001000010000100001000010000\}$ DA CODIFICAÇÃO: A) MPC, B) PMPC.	42
FIGURA 3.8: A) SEQÜÊNCIA DE BITS (1,0,1,1) OBTIDA PELA CODIFICAÇÃO (C00) PMPC.....	43
FIGURA 3.9: AUTOCORRELAÇÃO OBTIDA PELA PRIMEIRA SEQÜÊNCIA $C_{00}=\{1000010000100001000010000 01000\}$ DA CODIFICAÇÃO DPMPC.....	45
FIGURA 3.10: MODULAÇÃO DA ASSINATURA $C00=\{10000100001000010000100001000001000\}$, REPRESENTANDO A SAÍDA NO CODIFICADOR OCDMA-PON ADOTANDO A CODIFICAÇÃO DPMPC, PARA O BIT “1”.	46
FIGURA 4.1: DIAGRAMA DE BLOCOS DOS COMPONENTES DA REDE (CENÁRIO 1) – MODULAÇÃO OOK + MAI + RUÍDOS.	52
FIGURA 4.2: DIAGRAMA DE BLOCOS DOS COMPONENTES DA REDE (CENÁRIO 2) – MODULAÇÃO PPM+ MAI + RUÍDOS.	58
FIGURA 4.3: ESQUEMA DA MODULAÇÃO POR POSIÇÃO DE PULSO PARA $M=8$	59
FIGURA 4.4. DIAGRAMA DE BLOCOS DOS COMPONENTES DA REDE PARA O CENÁRIO OCDMA-PON VIA CODIFICAÇÃO PMPC E DPMPC, COM PPM, PIC E FEC.	66
FIGURA 4.5. DIAGRAMA DE BLOCOS DO CANCELAMENTO PARALELO DE INTERFERÊNCIA.	67
FIGURA 4.6. DIAGRAMA DE BLOCOS DOS COMPONENTES DA REDE PARA O CENÁRIO OCDMA-PON VIA CODIFICAÇÃO PMPC E DPMPC, COM FSK, PIC E FEC.	71
FIGURA 4.7. ESQUEMA DA MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FREQUÊNCIA PARA $M = 4$	71
FIGURA 4.8. DIAGRAMA DE BLOCOS DOS COMPONENTES DA REDE PARA O CENÁRIO OCDMA-PON VIA CODIFICAÇÃO PMPC E DPMPC, COM FSK, PIC E FEC.	74
FIGURA 4.9. DIAGRAMA DE BLOCOS DO RECEPTOR PARA CÓDIGOS MWOOC COM A TÉCNICA PIC.	77

FIGURA 4.10. ESQUEMA DA CODIFICAÇÃO FEC, UTILIZANDO ALGORITMO REED-SOLOMON (A,B).	79
FIGURA 5.1: BER VERSUS TAXA DE FÓTONS POR SLOT, K_s , PARA MODULAÇÃO OOK E PPM (AMBOS ADOTANDO SEPARADAMENTE CODIFICAÇÃO MPC E PMPC).	84
FIGURA 5.2: BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS (N) PARA A CODIFICAÇÃO PMPC, CONSIDERANDO MODULAÇÃO OOK, COM E SEM FEC RS(255,239), E MODULAÇÃO PPM (M = 2,4,8 e 16) COM FEC RS(255,239).	85
FIGURA 5.3. BER VERSUS TAXA DE FÓTONS/NAT, U, CONSIDERANDO N = 110 USUÁRIOS SIMULTÂNEOS (OU NÚMERO DE ONÚS). PMPC (LINHAS PONTILHADAS) E DPMPC (LINHAS CONTÍNUAS). QUADRADOS REFEREM-SE AO CASO SEM FEC, ENQUANTO QUE TRIÂNGULOS REFEREM-SE AO CASO COM FEC RS(7,3) (▲) E FEC RS(255,239) (◄):: A) M=4, B) M = 8, C) M=16.	87
FIGURA 5.4. BER VERSUS NÚMERO DE ONÚS “USUÁRIOS” PARA CODIFICAÇÃO (D)PMPC. RESULTADOS OBTIDOS PARA M=4 E P=11, COM E SEM FEC.	89
FIGURA 5.5. BER VERSUS NÚMERO DE ONÚS “USUÁRIOS” PARA CODIFICAÇÃO (D)PMPC. RESULTADOS OBTIDOS PARA M = 8 E P = 11, COM E SEM FEC.	90
FIGURA 5.6. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS (N), PARA CODIFICAÇÃO (D)PMPC. RESULTADOS OBTIDOS PARA M = 16 E P = 11, COM E SEM FEC.	91
FIGURA 5.7. BER VERSUS TAXA DE FÓTONS/NAT, U, CONSIDERANDO N = 110 USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA M=4, COM E SEM FEC. A) PMPC, B)DPMPC.	93
FIGURA 5.8. BER VERSUS TAXA DE FÓTONS/NAT, U, VERSUS BER CONSIDERANDO N = 110 USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA M=8, COM E SEM FEC. A) PMPC, B) DPMPC.	94
FIGURA 5.9. BER VERSUS TAXA DE FÓTONS/NAT, U, VERSUS BER CONSIDERANDO N = 110 USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA M=16, COM E SEM FEC. A) PMPC, B) DPMPC.	94
FIGURA 5.10. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS (N) PARA AS CODIFICAÇÕES PMPC E DPMPC. RESULTADOS OBTIDOS PARA O FORMATO PPM COM E SEM PIC, SUPONDO M=4 E P=11.	95
FIGURA 5.11. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS (N) PARA AS CODIFICAÇÕES PMPC E DPMPC. RESULTADOS OBTIDOS PARA O FORMATO PPM COM E SEM PIC, SUPONDO M=8 E P=11.	96
FIGURA 5.12. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS (N) PARA AS CODIFICAÇÕES PMPC E DPMPC. RESULTADOS OBTIDOS PARA O FORMATO PPM COM E SEM PIC, SUPONDO M=16 E P=11.	97
FIGURA 5.13. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA CODIFICAÇÕES PMPC E DPMPC UTILIZANDO FORMATO DE MODULAÇÃO PPM (M=4), E P=11. OS RESULTADOS SÃO OBTIDOS COM E SEM FEC RS(7,3) E RS(255,239) E/OU PIC.	98
FIGURA 5.14. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA CODIFICAÇÕES PMPC E DPMPC UTILIZANDO FORMATO DE MODULAÇÃO PPM(M=8), E P=11. OS RESULTADOS SÃO OBTIDOS COM E SEM FEC RS(7,3) E/OU PIC.	99
FIGURA 5.15. BER VERSUS TAXA DE FÓTONS/NAT, U, CONSIDERANDO N = 110 USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA M=4 NO SISTEMA FSK+ PIC, COM E SEM FEC. , (A) PMPC, B) DPMPC.	101
FIGURA 5.16. BER VERSUS TAXA DE FÓTONS/NAT, U, CONSIDERANDO N = 110 USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA M=8 NO SISTEMA FSK+ PIC, COM E SEM FEC. , (A) PMPC, B) DPMPC.	102
FIGURA 5.17. BER VERSUS TAXA DE FÓTONS/NAT, U, CONSIDERANDO N = 110 USUÁRIOS SIMULTÂNEOS PARA M=16 NO SISTEMA FSK+ PIC, COM E SEM FEC. , (A) PMPC, B) DPMPC.	102
FIGURA 5.18. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA CODIFICAÇÃO DPMPC UTILIZANDO FORMATO DE MODULAÇÃO FSK (M = 8), E P = 13.	103
FIGURA 5.19. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA CODIFICAÇÕES PMPC E DPMPC UTILIZANDO FORMATO DE MODULAÇÃO FSK (M = 4), E P = 11. OS RESULTADOS SÃO OBTIDOS COM E SEM FEC RS(7,3) E RS(255,239) E/OU PIC: A) J = 2, B) J = 3.	104
FIGURA 5.20. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA CODIFICAÇÕES PMPC E DPMPC UTILIZANDO FORMATO DE MODULAÇÃO FSK (M = 8), E P = 11. OS RESULTADOS SÃO OBTIDOS COM E SEM FEC RS(7,3) E RS(255,239) E/OU PIC.	105
FIGURA 5.21. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA CODIFICAÇÕES PMPC E DPMPC UTILIZANDO FORMATO DE MODULAÇÃO FSK (M = 16), E P = 11. OS RESULTADOS SÃO OBTIDOS COM E SEM FEC RS(7,3) E RS(255,239) E/OU PIC.	105
FIGURA 5.22. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA CODIFICAÇÕES 2D MWOOC(5x23,5,1,1) UTILIZANDO FORMATO DE MODULAÇÃO OOK. OS RESULTADOS SÃO OBTIDOS COM E SEM FEC RS(7,3) E RS(255,239).	107
FIGURA 5.23. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA CODIFICAÇÕES 2D MWOOC(5x56,5,1,1) UTILIZANDO FORMATO DE MODULAÇÃO OOK. OS RESULTADOS SÃO OBTIDOS COM E SEM FEC RS(7,3) E RS(255,239).	107
FIGURA 5.24. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA CODIFICAÇÕES 2D MWOOC(12x60, 3, 1, 1) UTILIZANDO FORMATO DE MODULAÇÃO OOK. OS RESULTADOS SÃO OBTIDOS COM E SEM FEC RS(7, 3) E RS(255, 239).	108

FIGURA 5.25. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA CODIFICAÇÕES 2D MWOOC(5x56, 5, 1, 1), MWOOC(5x23, 5, 1, 1) E MWOOC(12x60, 3, 1, 1) UTILIZANDO FORMATO DE MODULAÇÃO OOK E PIC.....	109
FIGURA 5.26. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA CODIFICAÇÕES 2D MWOOC(5x56,5,1,1), UTILIZANDO FORMATO DE MODULAÇÃO OOK E PIC, COM FEC. OS RESULTADOS SÃO OBTIDOS COM E SEM FEC <i>RS</i> (7,3) E <i>RS</i> (255,239).....	110
FIGURA 5.27. BER VERSUS NÚMERO DE USUÁRIOS PARA CODIFICAÇÕES 2D MWOOC(12x60,3,1,1), UTILIZANDO FORMATO DE MODULAÇÃO OOK E PIC, COM FEC. OS RESULTADOS SÃO OBTIDOS COM E SEM FEC <i>RS</i> (7,3) E <i>RS</i> (255,239).....	111

Lista de Símbolos

dB	Decibel
f	Frequência Óptica
Y_i^1	Quantidade Total de Fótons
Z_i^1	Contagem Média de Fótons Referente ao Sinal
W_i^1	Contagem Média de Fótons Referente ao Ruído Balístico de Fotodeteção
I_i^1	Contagem Média de Fótons Referente à Interferência de Acesso Múltiplo
$b_{(OOK)1}^1$	Bits do Usuário
L	Comprimento do Código OCDMA
L_s	Espaçamento entre as Redes
L_{tot}	Comprimento Total do Conjunto de Redes
n_{eff}	Índice Efetivo
K	Número de Usuários Simultâneos
M	Fator Multiplicativo
h	Constante de Planck
λ	Comprimento de onda [m]
λ_a	Pico de Autocorrelação
λ_c	Pico de Correlação Cruzada
λ_s	Taxa de Fótons do Sinal
$\lambda_0 T_c$	Taxa de fótons do Ruído no Intervalo de <i>Chip</i>
$\delta\lambda$	Largura Espectral
w	Ponderação do Código
Λ	Período da rede de difração
Γ	Parâmetro de não-linearidade da fibra óptica [kmW] ⁻¹
N_{ooc}	Tamanho da Codificação OOC
Φ_{ooc}	Cardinalidade da Codificação OOC
T_b	Período de Bit
T_c	Período de <i>Chip</i>
θ	Limiar de Detecção
K_s	Taxa Média de Fótons do Sinal por <i>slot</i>
K_b	Taxa Média de Fótons do Ruído Balístico por <i>slot</i>
	Atenuação em fibra óptica [dB/km]
P_0	Potência de pico do pulso [W]
P	Número Primo
P_E	Probabilidade de Erro de Símbolo
P_{hit}	Probabilidade de sobreposição de Chip
Q	Taxa de Fótons Recebida por cada Pulso
$Z_{x,x}$	Autocorrelação
$Z_{x,y}$	Correlação Cruzada
R_b	Taxa de <i>bit</i> [b/s]
w_r	Raio do Feixe de Entrada

θ_r

Ângulo Difrato

$\delta_{b_{(j)}, i}^k$

Função Delta de *Kronecker*

Lista de Tabelas

TABELA 1.1: LARGURA DE BANDA EXIGIDA PARA DIFERENTES TIPOS DE SERVIÇOS. VALORES APRESENTADOS EM 2005 [1].	1
TABELA 1.2: COMPARAÇÃO DE LARGURA DE BANDA PARA DIFERENTES MEIOS DE TRANSMISSÃO [7].	2
TABELA 2.1	12
TABELA 2.2: COMPARAÇÃO DE DIVERSAS CONFIGURAÇÕES DE WDM-PON [80].	24
TABELA 3.1: COMPARAÇÃO DE DIVERSAS ABORDAGENS PARA A CODIFICAÇÃO 2-D [92].	35
TABELA 3.2: EXEMPLO DAS SEQUÊNCIAS DE CÓDIGOS OBTIDOS MEDIANTE CODIFICAÇÃO PRIMA MODIFICADA, PARA NÚMERO PRIMO $P=5$ [52].	38
TABELA 3.3: EXEMPLOS DE 2 GRUPOS COM AS SEQUÊNCIAS DE CÓDIGOS OBTIDAS MEDIANTE EXTENSÃO DA CODIFICAÇÃO PRIMA MODIFICADA, PARA NÚMERO PRIMO $P = 5$ [95].	41
TABELA 3.4: EXEMPLOS DE 2 GRUPOS COM AS SEQUÊNCIAS DE CÓDIGOS OBTIDAS MEDIANTE EXTENSÃO DA CODIFICAÇÃO PRIMA MODIFICADA, PARA NÚMERO PRIMO $P = 5$ [52].	44
TABELA 3.5 - COMPARAÇÃO DE ALGUNS CÓDIGOS 2D (W/T), ONDE M REPRESENTA O NÚMERO DE COMPRIMENTOS DE ONDA DISPONÍVEIS, N O NÚMERO DE <i>SLOTS</i> TEMPORAIS, p UM NÚMERO PRIMO, N_{OOC} E Φ_{OOC} O TAMANHO E A CARDINALIDADE DA CODIFICAÇÃO OOC RESPECTIVAMENTE E ΔC O MÁXIMO VALOR DA FUNÇÃO DE CORRELAÇÃO CRUZADA [98].	47

Lista de Acrônimos

ACF	Autocorrelation Function	Função de Autocorrelação
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line	Linha Digital de Assinante Assimétrica
AON	Active Optical Network	Rede Óptica Ativa
APON	ATM on Passive Optical Network	ATM sobre Rede Óptica Passiva
ATM	Asynchronous Transfer Mode	Modo de Transferência Assíncrona
ASK	Amplitude Shift keying	Modulação por Chaveamento de Amplitude
AWG	Array Waveguide Grating	Redes de Difração Baseadas em Agregados de Guias de Ondas
BER	Bit Error Rate	Taxa de Erro de Bit
BLS	Broadband Light Source	Fonte de Luz Banda Larga
BPF	Band Pass Filter	Filtro Passa Faixa
BPON	Broadband PON	PON de Banda Larga
CAPEX	Capital Expenditures	Capital Despendido
CBR	Constant Bit Rate	Taxa de Bit Constante
CCF	Crosscorrelation Function	Função de Correlação Cruzada
CDM	Code Division Multiplexing	Multiplexação por Divisão de Código
CDMA	Code Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Código
CDMA-PON	Optical Code Division Multiple Access PON	PON que utiliza Acesso Múltiplo por Divisão de Códigos Ópticos
CO	Center Office	Central da Operadora
CPON	Composite PON	PON Composta ou Mista
DBA	Dynamic Band Allocation	Alocação dinâmica de Largura de Banda
DPMPC	Double Padded Modified Prime Code	Dupla Extensão da Codificação Prima Modificada
DSL	Digital Subscriber Line	Linha de Assinante Digital
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum	Espalhamento Espectral por Sequência Direta
DWA	Dynamic Wavelength Allocation	Alocação Dinâmica de Comprimento de Onda
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier	Amplificação a Fibra Dopada com Érbio
EFM	Ethernet first Mile	Ethernet de Primeira Milha
EPON	Ethernet	PON baseado em Ethernet
EQC	Extended Quadratic Congruence codes	Código de Congruência Quadrática Estendido
FBG	Fiber Bragg Grating	Grade de Bragg em Fibra
FEC	Forward Error Correction	Correção Posterior de Erros
FSAN	Full Service Access Network	Rede de Acesso para Serviços em Geral
FH	Frequency Hop	Salto em Frequência
FFH	Fast Frequency Hop	Salto Rápido em Frequência
FSK	Frequency Shift Keying	Chaveamento por Deslocamento de Frequência
FTTB	Fiber-to-the-building	Fibra Até o Edifício
FTTC	Fiber-to-the-curb	Fibra até a Esquina ou Caixa de Emenda
FTTH	Fiber-to-the-home	Fibra Até a Casa
FTTx	Fiber-to-the-x	Fibra Até a x
FWH	Fast Wavelength Hope	Saltos Rápidos de Comprimento de Onda
GEM	GPON Encapsulation Method	Método de Encapsulamento GPON

GEAPON Gigabit Ethernet PON	PON Gigabit Ethernet
GFP Generic Frame Protocol	Protocolo Genérico de Quadros
GPON Gigabit capable PON	Rede Óptica Passiva com Taxa de Gigabit
HDTV High Definition TV	TV de Alta Definição
HPON Hybrid PON	PON Híbrida
IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineer	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IP Internet Protocol	Protocolo Internet
ITU International Telecommunication Union	União Internacional de Telecomunicações
ITU-T ITU Telecommunication Standardization	Seção de Padronização da Área de Telecomunicações do ITU
LED Light Emitting Diode	Diodo Emissor de Luz
LLID Logical Link ID	Identificador de Enlace Lógico
MAI Multiple Access Interference	Interferência de Acesso Múltiplo
MCHP Modified Carrier Hopping Prime Sequence	Sequência prima por modificação nos Saltos da Portadora
MPCP Multipoint Control Protocol	Protocolo de Controle Ponto Multiponto
MPR Multiple Pulse per Row	Múltiplos Pulsos por Coluna
OAM Operations, Administration and Management	Operações de Gerenciamento e Administração
OCDMA Optical Code Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Códigos Ópticos
ODL Optical Delay Line	Linha Óptica de Atraso
ODN Optical Distribution Network	Rede Óptica de Distribuição
OHL Optical Hard Limiter	Limitador Óptico Abrupto
OLT Optical Line Terminal	Terminal de Linha Óptica
ONU Optical Network Unit	Unidade Óptica de Rede
OOC Optical Orthogonal Code	Código Óptico Ortogonal
OOK On-Off-Key	Chaveamento Liga Desliga
OPEX Operational Expenses	Custos Operacionais
PDF Probability Dense Function	Função Densidade Probabilidade
PIC Parallel Interference Canceling	Cancelamento Paralelo de Interferência
PON Passive Optical Network	Rede Óptica Passiva
PLOAM Physical Layer OAM	OAM para Camada Física
PMD Physical Medium Dependent	Dependente do Meio Físico
PMPC Padded Modified Prime Code	Extensão da Codificação Prima Modificada
PPM Pulse Position Modulation	Modulação por Posição de Pulso
P2P Point to Point	Ponto a Ponto
QoS Quality of Service	Qualidade de Serviço
RN Remote Node	Nó Remoto
SIR Signal Interference Ratio	Relação Sinal Interferência
SLA <i>Service-level Agreement</i>	Acordo para Níveis de Serviço
SNR Signal Noise Ratio	Relação Sinal Ruído
SPR Single Pulse per Row	Único Pulso por Linha
T-CONT Transmission Container	Contêiner de Transmissão
TDM Time Division Multiplexing	Multiplexação por Divisão de Tempo

TDMA Time Division Multiplexing Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo
TDMA-PON Time Division Multiplexing Access PON	PON que utiliza Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo
TS Time Spreading	Espalhamento Temporal
VCI Virtual Channel Identifier	Identificador de Canal Virtual
VPI Virtual Path Identifier	Identificador Virtual de Caminho
VOIP Voice Over IP	Voz sobre IP
WDMA Wavelength Division Multiples Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Comprimento de Onda
WDMA-PON Wavelength Division Multiples Access PON	PON que utiliza Acesso Múltiplo por Divisão de Comprimento de Onda
WH Wavelength hope	Saltos de Comprimento de Onda
WS Wavelength Selector	Seletor de Comprimento de Onda
WIMAX - Worldwide Interoperability of Microwave Access	Interoperabilidade Mundial para Acesso por Microondas

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, 2009.** DOI: 10.1109/JLT.2009.2030775.

Capítulo 1

Introdução

O mercado de telecomunicações, com o propósito de oferecer novos serviços para os usuários finais, vem evoluindo rapidamente do tráfego orientado a texto e voz para serviços orientados a imagens e vídeos. Dentre esses serviços, podemos destacar o que vem sendo denominado *triple play*, ou seja, um serviço que permite tráfego de voz, vídeo e dados utilizando a mesma infra-estrutura de comunicação. Essa evolução natural vem exigindo que as estruturas de rede ofereçam largura de banda (número de bits por segundo transferidos com sucesso no canal) com valor adequado para o serviço oferecido, de aproximadamente, 100 Mb/s para *downstream* (sentido da rede para o assinante) e 50 Mb/s para *upstream* (sentido do assinante para a rede), conforme apresentado na Tabela 1.1, assim como garantias de qualidade de serviços (QoS).

Tabela 1.1: Largura de banda exigida para diferentes tipos de serviços. Valores apresentados em 2005 [1].

Serviços	Largura de Banda (<i>downstream</i>)	Largura de Banda (<i>upstream</i>)
Stream de Vídeo	60 Mb/s	30 Mb/s
Internet	10 Mb/s	10 Mb/s
Vídeo Conferência	2 a 20 Mb/s	2 a 20 Mb/s
Total	73 a 91 Mb/s	33 a 53 Mb/s

O cenário atual da infra-estrutura das operadoras, no entanto, contempla tecnologias que, incluem a xDSL, termo genérico utilizado para representar todas as tecnologias de Linha Digital de Assinante (DSL), e o WIMAX (padrão IEEE 802.16). A primeira utiliza técnicas digitais de processamento de sinais com frequências de até 2,2 MHz, capazes de otimizar a utilização da largura de banda do par metálico, que, dependendo do comprimento do par e da frequência do sinal, pode variar de 128 kb/s a 52 Mb/s [2]. Para o caso da DSL assimétrica (ADSL), com apenas um par metálico, é possível atingir distâncias de até 6 km com taxas diferentes para transmissão e recepção dos dados, aproximadamente 1,5 a 9 Mb/s no *downstream* e 16 a 640 kb/s no *upstream* [3]. A segunda tecnologia, por sua vez, é baseada no padrão IEEE 802.16, publicado em abril de 2002 [4], permite oferecer serviços de banda larga para os usuários finais a distâncias de 3 a 10 km, com capacidade de aproximadamente 40 Mb/s por canal [5].

Contudo, nenhuma destas estruturas proporciona a largura de banda, QoS, e baixo custo operacional proporcionados pela rede de fibras ópticas [6]. A Tabela 1.2 apresenta um comparativo entre as larguras de banda exigidas por alguns meios de transmissão.

Tabela 1.2: Comparação de largura de banda para diferentes meios de transmissão [7].

		Taxa de Bit x Distância [(Mb/s).km]	Alcance em km a 100 Mb/s
COBRE	Par Trançado	10	0.1
	Categoria 5	10	0.1
	Coaxial	2	< 20
FIBRA	Multimodo	500	5
	Monomodo	600	>> 20

Em se tratando de acesso provido por redes de fibras ópticas, uma das possibilidades apresentadas é a solução FTTx, termo genérico utilizado para designar arquiteturas de redes de transmissão de alto desempenho, baseadas em tecnologia óptica [8]. Esta solução apresenta derivações estruturais, como a denominada FTTB (*Fiber to the Building*), onde o atendimento via fibra óptica vai até ao equipamento ONU (unidade óptica de rede) instalado na edificação ou condomínio; FTTC (*Fiber to the Curb*), a fibra óptica vai até ONU instalado na caixa de distribuição, a partir desta os dados são distribuído para os pontos de consumo via par trançado, cabo coaxial ou através de outras tecnologias; e FTTH (*Fiber to the Home*) onde o atendimento é realizado via fibra óptica instalada diretamente na residência do cliente [9].

A escolha de uma determinada estrutura está diretamente relacionada aos custos operacionais (OPEX) e ao capital disponível para sua implantação (CAPEX) [10] [11]. A opção com melhor desempenho em termos de maior largura de banda disponibilizada é a utilização da FTTH, uma vez que a fibra chega diretamente até a casa do cliente. Embora esta tecnologia apresente custos elevados de implantação, considerando inicialmente a adesão de poucos usuários, existem estudos que estimam que o valor do CAPEX baixou de US\$4000 no ano de 2002 para US\$1000 no ano de 2005. Por outro lado, o custo de operação e manutenção pode ser superior a US\$125 por ano para cada assinante [7]. De acordo com [12], a solução inicial via FTTC é a que apresenta melhor custo-benefício, dada a redução dos componentes ópticos relativos ao FTTH, além da possibilidade de preservar os enlaces de cobre utilizados nos últimos metros da caixa da operadora até as casas dos usuários.

Dependendo dos componentes envolvidos em uma determinada tecnologia de rede, estas podem ser ainda classificadas em duas categorias, quais sejam: redes ópticas ativas (AON), ilustrada na Figura 1.1(a), e redes ópticas passivas (PON), Figura 1.1(b) [13]. A primeira apresenta componentes ativos¹, como roteadores ou *switches*, entre o escritório central da operadora (CO) e o usuário final; já a segunda apresenta apenas componentes passivos, como divisores de sinais ópticos, possuindo ainda vantagens tais como CAPEX e OPEX menores, além de pouco gerenciamento da rede [14]. Neste contexto, as redes ópticas passivas têm apresentado maior destaque no cenário das redes de acesso, por garantirem boa QoS, permitindo taxas de transmissão de aproximadamente 2,5 Gb/s em sistemas Gigabit PON (GPON) [15], padronizado pela recomendação ITUT G.984 [16].

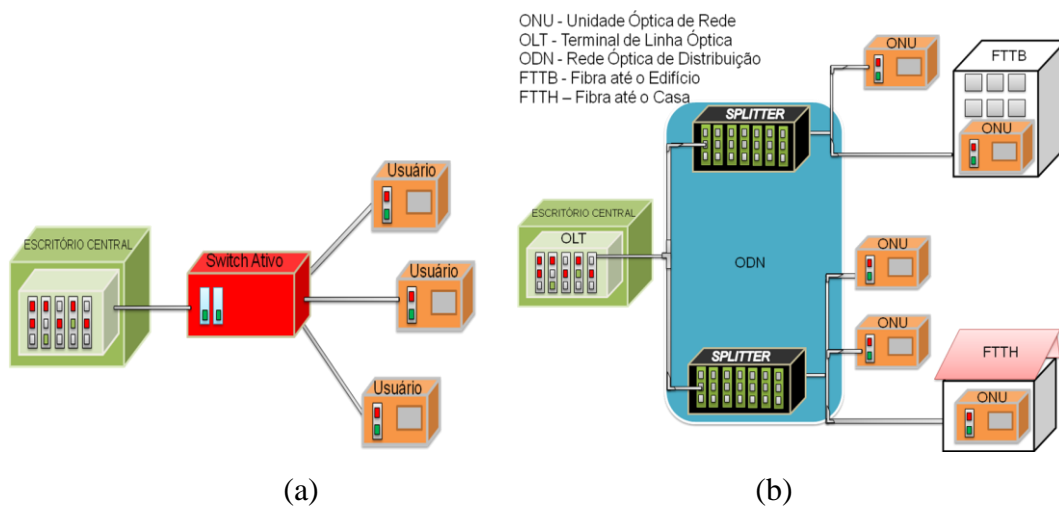


Figura 1.1. Esquema de: (a) Rede Óptica Ativa – AON; (b) Rede Óptica Passiva – PON

A estrutura das redes PONs, ilustrada na 1.1(b), é composta por três elementos principais: o Terminal de Linha Óptica (OLT), localizado nos escritórios centrais das operadoras; as Unidades de Redes Ópticas (ONU), localizadas próximas ao usuário final (no caso da FTTH estão localizadas nas casas dos usuários).

Entre o OLT e as ONUs, encontra-se a Rede de Distribuição Óptica (ODN), composta somente por elementos passivos, como os splitters, fibras e conectores [2,6] [17-19].

No que diz respeito ao tráfego nessas redes, o sentido *downstream* parte do OLT para as ONUs, realizando um *broadcast* para todas as unidades ópticas de rede através

¹ Componentes que necessitam de alimentação elétrica e/ou possuem internamente um amplificador a fibra dopada com érbio (EDFA) [14].

dos *splitters* de sinal óptico. O sentido *upstream*, por sua vez, é direcionado das ONUs para os OLTs. Neste contexto, o trecho da fibra óptica entre o OLT e o divisor óptico é utilizado em comum pelas unidades ópticas de rede [20], o que demanda a utilização de técnicas para controle de acesso múltiplo a fim de evitar possíveis colisões entre dados dos usuários, resultando em perda de informações e degradação do desempenho e gerenciamento da rede [18].

Visando evitar problemas como esse, diversas técnicas de acesso múltiplo têm sido investigadas desde as primeiras propostas de redes PON [21], como: acesso múltiplo por divisão de tempo (TDMA) [15] [21-23], acesso múltiplo por divisão de comprimento de onda (WDMA) [1] [7] [22]-[28], acesso múltiplo por divisão de códigos (OCDMA) [24]-[25], e acesso múltiplo por subportadora (SCMA) [26]. Na técnica SCMA, as ONUs modulam seus pacotes em diferentes portadoras de frequências, porém quando os comprimentos de onda gerados nos *lasers* estão muito próximos, a diferença entre as frequências podem resultar em ruídos de batimento [18], devido à sensibilidade do fotodetector utilizado no receptor; por conseguinte a técnica SCMA não será detalhada neste trabalho.

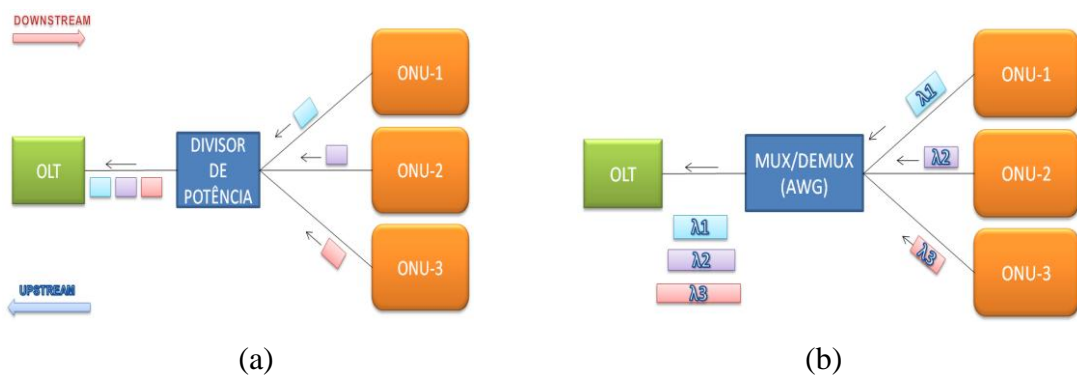


Figura 1.2. Esquema de rede: (a) TDMA-PON.

(b) WDMA-PON.

A técnica TDMA é utilizada em várias aplicações, incluindo telefonia celular e a cabo [29]. A Figura 1.2(a) ilustra uma TDMA-PON. Nesta, os pacotes de dados são intervalados em janelas temporais onde, para cada ONU, é alocado um *slot* temporal específico [27] [30]. Neste contexto, utilizar Algoritmos de Alocação Dinâmica de Largura de Banda (DBAs) é importante para maximizar o desempenho do sistema, mantendo equidade (*fairness*) nas transmissões de dados dos usuários.

Diferentemente do TDMA, nas redes WDMA-PON, Figura 1.2 (b), cada ONU utiliza diferentes comprimentos de onda para o envio dos seus pacotes para o OLT,

constituindo canais de comunicação distintos, permitindo a utilização de diferentes formatos de sinais [31], sem a necessidade de sincronização temporal [18], oferecendo uma topologia virtual ponto a ponto.

A técnica OCDMA, alternativa às duas anteriormente citadas, por outro lado, prove o acesso múltiplo sem necessitar de processamento eletrônico dos dados em alta velocidade, e componentes sensíveis ao comprimento de onda, assim como o TDMA e WDMA, respectivamente [14]. Nesta técnica, é permitido o acesso assíncrono ao canal, apresentando segurança no domínio óptico e menor gerenciamento da rede. Tais diferenciais o tornam uma alternativa interessante para sua utilização em futuros cenários de redes ópticas de acesso [32][33].

Nos sistemas OCDMA-PON, Figura 1.3, cada bit é dividido em intervalos de tempo denominados *chips*. Uma seqüência específica de *chips* permite a formação de uma assinatura (código OCDMA), distinta para cada usuário da rede. Assim, os bits “1” a serem transmitidos são codificados no formato da assinatura dos usuários. Para os bits “0”, ou não se transmite nada ou transmite-se o complemento da assinatura [34]. No OLT, os sinais recebidos são correlacionados com uma seqüência de assinatura já conhecida, de modo a permitir a decodificação dos dados originados das diferentes ONUs [18].

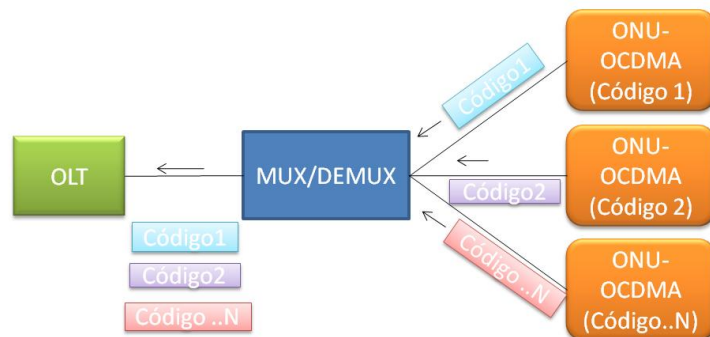


Figura 1.3: Esquema OCDMA-PON.

Há diversas técnicas disponíveis para efetuar a codificação e decodificação dos dados dos usuários nos sistemas OCDMA. As primeiras a serem utilizadas são conhecidas como técnicas de codificação temporal, que manipulam somente o domínio do tempo para codificar o bit de informação do usuário, conhecidos como códigos de uma dimensão ou unidimensionais (1D) [35]-[36]. O bit “1” apresenta alguns chips iluminados em determinadas posições específicas do conjunto, podendo, para determiná-las, utilizar linhas de atrasos ópticos (ODL), Figura 1.4 [37]. O período de bit (T_b) é subdividido em L períodos menores, conhecidos como períodos de chip (T_c). O

valor de L representa o tamanho do código, ou seja, a quantidade de chips presentes na codificação.

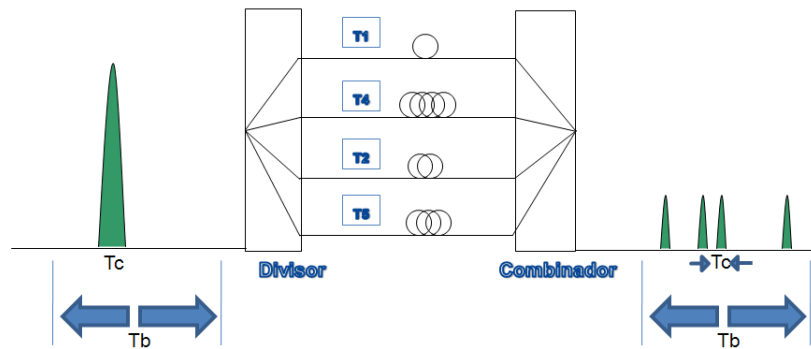


Figura 1.4: Codificador OCDMA utilizando ODL, ($T_b = L$, T_c).

Para aumentar a quantidade de códigos disponíveis para os usuários, mantendo-se boas propriedades de correlação e apresentando-se melhor grau de diferenciação entre códigos, é necessário aumentar o tamanho dos códigos, acarretando em altas taxas *chips*.

Visando contornar essa ineficiência do uso da largura de banda com altas taxas de codificação, foi acrescentando mais uma dimensão para manipulação no sistema. No caso, esta dimensão é o comprimento de onda, passando-se a ter códigos de duas dimensões ou bidimensionais (2D) [38]-[39]. Neste esquema de codificação, além dos deslocamentos temporais, ocorrem seleções de comprimentos de onda específicos para ocuparem chips pré-determinados, de acordo com o algoritmo de formação do código. Para a determinação das posições dos chips e seus comprimentos de onda, podem ser utilizados filtros passa faixa (BPF) associado às ODLs [38], bem como redes de Bragg em fibra (FBG), utilizada em [40]-[41].

A codificação bidimensional proporciona maior flexibilidade na escolha dos códigos ópticos, permitindo melhores propriedades de correlação, maior quantidade de usuários, resultando no aumento da capacidade do sistema [42].

Há proposta de esquemas híbridos tridimensionais (3D), como o de Mendez et al.[43] que manipulam tempo, comprimento de onda e espaço. Por apresentarem elevado grau de complexidade, os códigos 3D não serão avaliados neste trabalho.

Todos os esquemas de codificação citados buscam alcançar uma maior cardinalidade, ou seja, uma maior quantidade disponível de códigos; e melhor

ortogonalidade, que ocorre quando há um maior grau de diferenciação entre os mesmos [42].

Após a breve descrição do processo de codificação nos sistemas OCDMA, são apresentadas outras vantagens potenciais que fazem desta técnica de acesso como excelente candidata para redes futuras [44], como:

- Podem ser implementadas múltiplas classes de tráfego, fornecendo serviços diferenciados, por meio de diferentes comprimentos de códigos [24].
- Destaque é dado à segurança, uma das principais vantagens desta técnica em relação às demais, dada a codificação dos dados no próprio domínio óptico. No caso do TDMA e WDMA é necessária a utilização de algoritmos externos aos elementos da rede, para implementar segurança, ambos no domínio elétrico [45]-[46].
- Disponibiliza uma maior quantidade de usuários no sistema em relação às técnicas TDMA e WDMA, restritas pela quantidade dos *slots* temporais e pela quantidade de comprimento de onda, respectivamente [24].
- Permite a adição flexível de usuários sob demanda, atribuindo um código diferente para cada.
- Fornece a mesma topologia virtual encontrada nas redes WDMA-PON [24].

Um dos principais fatores limitantes de desempenho dos sistemas CDMA-PON é a interferência de acesso múltiplo (MAI) [47]. A MAI ocorre quando usuários coexistem no canal, de modo que sinais codificados de usuários não desejados geram ruídos, ou seja, causam interferência no código do usuário de interesse. Com o acréscimo no número de usuários simultâneos no canal, a interferência dos canais indesejados aumenta proporcionalmente, degradando o sinal desejado [48].

Para minimizar os efeitos da MAI é importante a escolha de códigos com boa ortogonalidade, ou seja, como maior grau de diferenciação entre os códigos. Adicionalmente, podem também ser utilizados no sistema componentes voltados especificamente para esse fim, como os limitadores ópticos abruptos (OHLs) [49]. Estes dispositivos fornecem dois valores de intensidade óptica de saída em resposta à intensidade óptica de entrada, eliminando diversos padrões de interferência que possam causar decisões errôneas dos bits de informação.

Outra técnica que vem encontrando grande aplicação consiste no cancelamento paralelo de interferências (PIC) [50]-[51]. Neste caso, aproximações dos padrões de

interferências gerados pelos usuários indesejados são efetuadas via decodificadores paralelos, para que em seguida estas possam ser subtraídas do sinal do usuário de interesse.

Adicionalmente, para melhorar o desempenho dos sistemas OCDMA-PON, tem-se utilizado diversos formatos de modulação, além da modulação tradicional *On-off Keying* (OOK), tais como modulação por posição de pulso (PPM) e modulação por deslocamento de frequência (FSK). Para o caso OOK, os bits “1” e “0” são representados pela presença e ausência de luz, respectivamente. Na PPM é feito o mapeamento de bits em símbolos, onde 2^m bits de informação são mapeados em uma das m posições dentro do símbolo [52]. Já a modulação FSK atribui frequências diferentes para a portadora, sinal analógico em forma de onda que é modulado para representar a informação a ser transmitida, em função do bit transmitido [53].

Complementando as técnicas mitigadoras de MAI citadas anteriormente, podem ser acrescentadas técnicas avançadas de correção de erro (FEC) [54], onde bits de paridade são acrescentados aos bits de informação dos usuários, para que, em etapa posterior à decodificação, possam ser manipulados com o objetivo de localizar e corrigir certas quantidades de erros, determinados de acordo com o algoritmo e com a quantidade de bits de paridade inseridos. Em [55], M. R. Dale e R. Gagliard realizaram a análise da codificação do canal utilizando o algoritmo *Reed-Solomon* e códigos convolucionais. Já em [56] J. Kim analisou o desempenho de redes OCDMA utilizando codificação Turbo. Todas as configurações do sistema, incluindo FEC, apresentaram melhoras significativas no desempenho da rede.

As vantagens do sistema OCDMA o tornam atrativo não só isoladamente, há propostas que o utilizam em conjunto com as outras técnicas de acesso múltiplo abordadas anteriormente (TDMA e WDMA), seja por motivos de transição gradativa entre os sistemas ou, até mesmo, pelo compartilhamento dos benefícios entre tais tecnologias, formando as denominadas Redes Ópticas Passivas Híbridas (HPON) [57].

Algumas das principais configurações híbridas, como as apresentadas por Sari et. al [58], que utiliza a combinação do TDMA com códigos ortogonais OCDMA, apresenta melhoras significativas na relação sinal ruído (SNR) do sistema; por K. Kitayama et. al. em [59], o que demonstra a viabilidade da utilização da técnica OCDMA sobre WDM ampliando a capacidade do sistema em termos de número de usuários fornecidos, beneficiando-se das vantagens oferecidas por ambas; por Kerim Fouli et. al. em [24], que apresenta a coexistência das três técnicas, descrevendo um cenário evolutivo do

processo de migração das redes legadas, TDMA-PON, evoluindo para WDMA-PON até finalizar o processo total da migração para sistemas OCDMA-PON.

Motivação

A técnica OCDMA tem conquistado destaque por apresentar inúmeras vantagens, como segurança, capacidade flexível sob demanda, escalabilidade.

Este trabalho busca investigar o desempenho de cenários OCDMA-PON, utilizando codificação unidimensional, baseada na Extensão e Dupla Extensão da Codificação Prima Modificada (PMPC e DPMPC), e codificação bidimensional, baseada na codificação OOC com Múltiplos Comprimentos de Onda (MWOOC), considerando principalmente as degradações ocasionadas pela interferência de acesso múltiplo no sistema.

Para análise desta família de códigos, são empregadas diversas técnicas de modulação, como OOK, PPM e FSK, bem como técnicas de cancelamento paralelo de interferência, ambas utilizadas para melhorar o desempenho dos sistemas. Na codificação do canal são empregadas técnicas avançadas de correção de erros, baseada no algoritmo *Reed-Solomon*.

As contribuições originais deste trabalho são:

- Derivação do formalismo matemático, considerando modulação OOK e PPM para as famílias de códigos PMPC e DPMPC, ambas considerando os ruídos poissonianos de detecção.
- Utilização de técnicas de correção posterior de erros (FEC) baseadas no algoritmo *Reed-Solomon* (RS), juntamente com OOK, PPM, FSK, com e sem PIC, para as famílias de códigos unidimensionais PMC, PMPC, DPMPC e para o bidimensional MWOOC.

A figura de mérito adotada para análise de desempenho é a taxa de erro de bit (BER) apresentada por cada sistemas.

Organização da Dissertação

O Capítulo 2 apresenta o estudo teórico das redes ópticas passivas, apresentando a evolução dos seus protocolos, assim como os principais componentes e topologias, com foco na descrição detalhada das redes OCDMA-PON.

Dada a importância da codificação das informações dos usuários em redes OCDMA, o Capítulo 3 apresenta uma descrição detalhada dos códigos mais representativos para esse fim.

O Capítulo 4, por sua vez, apresenta a modelagem das redes ópticas passivas baseadas em códigos OCDMA unidimensionais, utilizando os formatos de modulação OOK, PPM e FSK, com o acréscimo das técnicas para mitigação da MAI, assim com a inclusão das técnicas de correção de erro. Já para a codificação bidimensional, utilizou-se a codificação MWOOC, com modulação OOK, com e sem PIC e/ou FEC.

O Capítulo 5 apresenta os resultados obtidos com a modelagem das redes ópticas passivas baseadas em OCDMA para diversos cenários.

Posteriormente, são apresentadas as conclusões obtidas neste trabalho e demais objetivos para futuras pesquisas.

Capítulo 2

Redes Ópticas Passivas

A estrutura das redes, tal como utilizadas pelas empresas de telecomunicações, pode ser classificada em três categorias principais, segundo escalas de operações e taxas de transmissão [60]: *core*, metropolitana e acesso, conforme ilustra a Figura 2.1. A parte superior da hierarquia é composta pela rede *core*, também conhecida como redes de longa distância, cujas taxas de transmissão evoluíram de 40 Gbps para 43 Gbps [61], interconectando cidades e continentes.

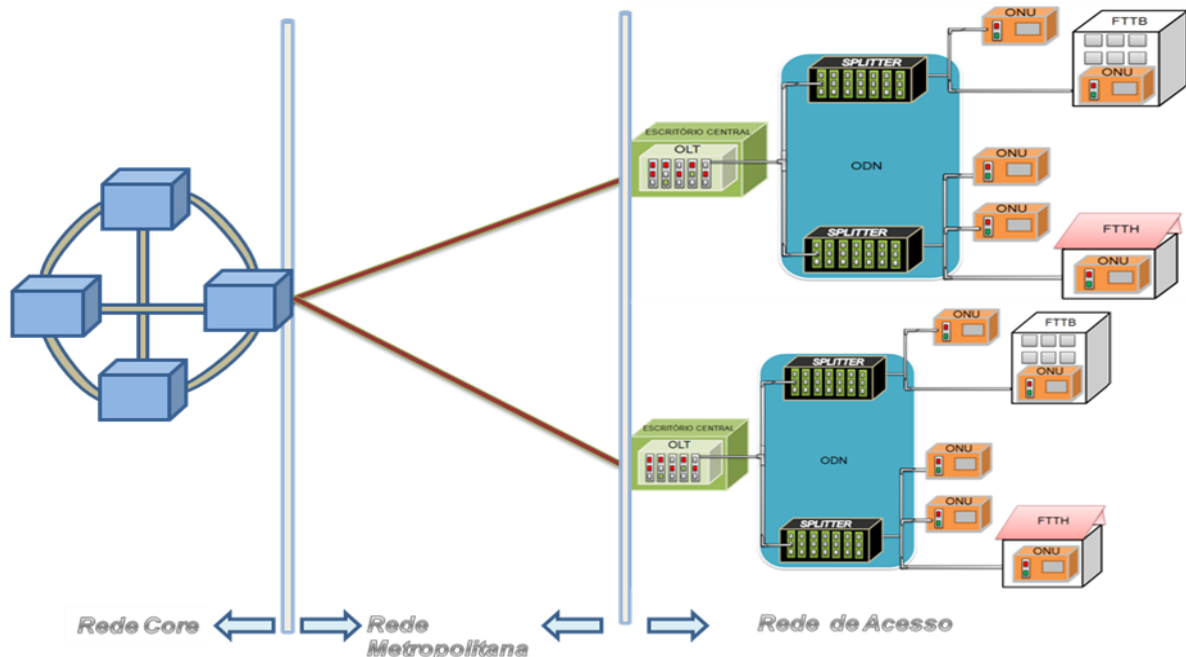


Figura 2.1: Hierarquia das Redes.

No meio, estão as redes metropolitanas, interligando componentes de rede localizados dentro das cidades operando, atualmente, a taxas de 10 Gbps. O padrão para próximas gerações será de 40 Gbps [62]. Finalmente, na parte inferior, temos as redes de acesso, encarregadas de realizar a comunicação entre usuários finais aos escritórios das operadoras [63].

Visando atender satisfatoriamente a demanda de seus clientes por maior largura de banda e segurança de dados, 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. Uma resposta a estas necessidades são as redes ópticas passivas (PON), que são bastante atrativas por

permitirem altas taxas de transmissão, conforme verificado na Tabela 1.2; elevada qualidade de sinal e custo de implantação relativamente baixo, este último em virtude do compartilhamento do meio (fibra) entre os diversos usuários.

As PONs foram originalmente desenvolvidas nos anos 80 como um método para compartilhamento da infra-estrutura das fibras destinadas à telefonia para os estabelecimentos comerciais [64]. A estrutura básica da PON é composta por três elementos principais: 1) o Terminal de Linha Óptica (OLT), localizado nos escritórios centrais das operadoras; 2) as Unidades de Redes Ópticas (ONU), e 3) a Rede de Distribuição Óptica (ODN), localizada entre o OLT e as ONUs [6] [17-19].

A primeira geração de PON, denominada de APON (ATM PON), definida pela ITU-T G.983 [63], utilizava taxas de transmissão de dados de 12 Mbps a 155 Mbps. A geração posterior, definida pela FSAN (*Full Service Access Network*) [65], consórcio criado para definir um padrão PON [66], denominada BPON (*Broadband PON*), passou a utilizar taxas de dados de 155 Mbps a 622 Mbps. Posteriormente, surgiram os sistemas EPON (*Ethernet PON*), definida pela ITU-T G.983 [60], utilizando taxas de dados de aproximadamente 1,25Gbps, projetados para transportar quadros no formato Ethernet e permitir transporte de tráfego IP (*Internet Protocol*) na rede de acesso.

Em seguida, um novo padrão conhecido como GPON (*Gigabit PON*), baseado no protocolo GFP (*Generic Framing Protocol*), foi definido como a segunda geração do protocolo publicado pelo ITU-T (G.984), possibilitando taxas máximas de transmissão de 2,488 Gbps para *downstream* e *upstream* [16].

Em termos de custo da PON, um estudo realizado por Whittlesey em 2007 [67], e resumido na Tabela 2.1, verificou que as redes ópticas passivas apresentam vantagens em relação às redes Ethernet ponto a ponto (P2P) e ativas, pois possibilitam altas taxas de transmissão com elevada qualidade de sinal a custos relativamente reduzidos.

Tabela 2.1: Custos entre Ethernet ponto-a-ponto (P2P) e Ativa comparados a uma PON de valor referencial X [67].

	<i>Ethernet - Ponto a Ponto (P2P)</i>	<i>Ethernet Ativa</i>
<i>Custo por porta no Switch ou custo por OLT</i>	3 X	4 X
<i>Custo por ponto Ethernet ou custo por ONU</i>	0,8 X	0,8 X
<i>Custo de gerenciamento e manutenção da fibra</i>	32 X	X

Nesta tabela, apenas para destacar a vantagem da PON em relação à Ethernet P2P e ativa, o termo X corresponde ao valor base obtido para os dados referentes às redes ópticas de acesso.

Redes Ethernet P2P e ativas são variações do mesmo tema, onde, geralmente, utilizam *switches* Ethernet (ou roteadores). Na P2P, o switch está localizado no escritório central, Figura 2.2. Por sua vez, na rede Ethernet ativa, este dispositivo está localizado na rede de distribuição óptica (ODN), necessitando de alimentação elétrica e cabine de proteção, semelhante à demonstrada na Figura 1.1(a) [67].

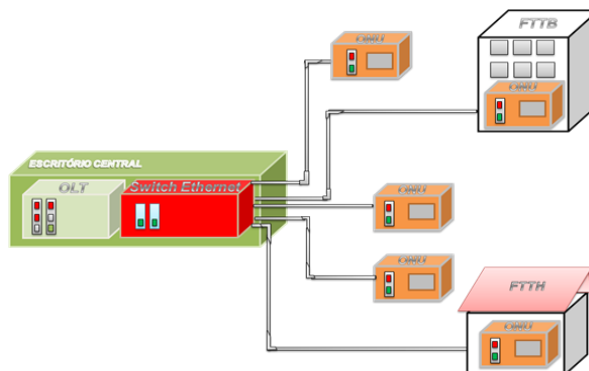


Figura 2.2: Ethernet ponto a ponto (P2P).

O mercado de telecomunicações despertou seu interesse por essa tecnologia tão logo suas vantagens competitivas em termos de custos foram comprovadas, e também em virtude de vantagens adicionais, tais como [65]:

- distâncias entre o escritório central e os assinantes podem chegar a 20 km, enquanto que via ADSL a maior distância é de aproximadamente 5,5 km;
- maior largura de banda devido à maior penetração das fibras nas casas dos clientes ou próximas a elas;
- broadcast de vídeos no sentido *downstream*, em virtude de ser uma rede ponto-a-ponto devido à unicidade de código para cada usuário;
- utilização de equipamentos sem alimentação elétrica, por conta de sua natureza passiva, o que facilita a instalação, com uma conseqüente redução nos custos de manutenção e gerenciamento,
- atualizações para taxas de bits mais elevadas ou para comprimentos de onda adicionais podem ser feitas de maneira simplificada e com menor custo.

Existem atualmente diversas disposições de topologias disponíveis para as PONs, como por exemplo: árvore, anel e barramento [68]. A configuração tradicional utilizada

é a em árvore, a mesma que é apresentada na Figura 1.1 (b), onde as diversas ONUs são interligadas ao OLT através dos divisores de potência óptica. Já na topologia do tipo anel, um OLT pode ser interligado direta e simultaneamente a duas ONUs. As do tipo barramento, apresentam ONUs conectadas ao OLT através de um segmento central de fibra.

Neste contexto, a tecnologia OCDMA é uma forte candidata para futuras redes ópticas de acesso [24]. Ela apresenta em cada ONU um codificador e um decodificador configurados para um mesmo código óptico específico (uma vez que cada usuário apresenta sua assinatura, ou seja, um código óptico individual). Já no OLT o decodificador deve conter uma cópia do código de todos os assinantes para que possa realizar a correta decodificação dos respectivos dados.

Assim, as próximas seções estão organizadas da seguinte forma: na Seção 2.1, são apresentados os principais componentes das redes PONs. Na Seção 2.2, são discutidas as evoluções nas gerações das redes ópticas de acesso, com as principais topologias sendo discutidas na Seção 2.3. A Seção 2.4, apresenta brevemente as técnicas TDMA-PON, WDMA-PON e o estado da arte das OCDMA-PON.

2.1 Componentes

Os principais componentes das redes ópticas de acesso, como os OLT, ONUs e ODNs são descritos a seguir.

2.1.1 Terminal de Linha Óptico (OLT)

O terminal de linha óptica, está localizado entre a interface das redes de transporte e a própria rede óptica passiva. É responsável pelo gerenciamento e controle de aspectos específicos do sistema PON, como o tempo de envio de dados associado a cada uma das ONUs e a identificação de “novas ONUs” adicionadas ao sistema. O termo "novas ONUs" é a denominação dada a unidades de redes ópticas que venham a ser inicializadas eventualmente, objetivando o controle da qualidade de serviço (QoS) no caso de alta demanda de tráfego [19] [65].

2.1.2 Unidades de Rede Óptica (ONU)

As unidades de rede óptica, por sua vez, estão situadas entre as interfaces PON e de rede do usuário (cliente). Estas são responsáveis, juntamente com a OLT, por fornecer os serviços oferecidos pelas operadoras de telecomunicações aos usuários finais. Para exemplificar, podemos citar o gerenciamento no envio de dados e voz dos clientes para a rede [68].

2.1.3 Distribuidor de rede óptica (ODN)

O distribuidor de rede óptica fornece os meios ópticos de transmissão para a conexão física das ONUs ao OLT. O ODN é composto por elementos ópticos passivos como fibras ópticas, conectores ópticos, divisores de potência (*sbplitters*), multiplexadores e demultiplexadores (*mux/demux*), redes de difração baseadas em arranjos de guia de onda (AWG), e possíveis junções [24].

2.2 Evolução dos Protocolos

O processo de padronização das redes ópticas de acesso passou por algumas evoluções, partindo do APON/BPON, EPON e GPON, os quais são abordados a seguir.

2.2.1 APON

A rede óptica passiva utilizando modo de transferência assíncrona (ATM-PON) foi definida pela ITU-T G.983, e representa a primeira geração de PON, permitindo o número máximo de 32 divisões no *splitter* óptico (*splitter ratio*) e distância máxima de 20 km entre o OLT e a ONU [18]. Este padrão utiliza a técnica de acesso múltiplo por divisão de tempo e, conseqüentemente, necessita de sincronização entre o OLT e a ONU para manter a taxa de bit constante (CBR). Adicionalmente, utiliza a técnica de “*ranging*” (que significa busca ou telemetria [69]), cujo objetivo é deixar todos os dispositivos ONUs a uma mesma distância virtual da OLT via acréscimo de atrasos específicos, previamente calculados, para evitar possíveis colisões dos pacotes nos *splitters* [70]. Isso ocorre porque, geralmente, as ONUs estão posicionadas em distâncias diferentes da OLT. A Figura 2.3 exemplifica o resultado do algoritmo.

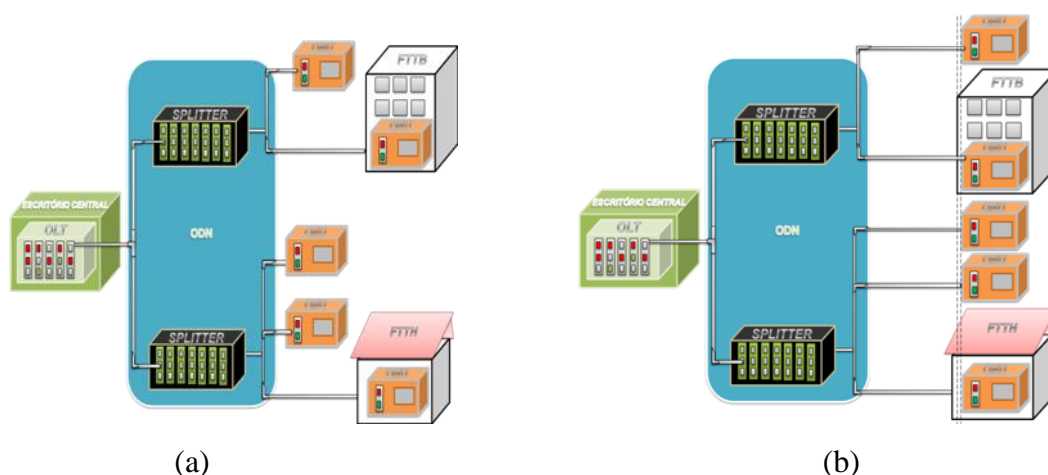


Figura 2.3: *Ranging*: a) (distância real – sem algoritmo) distâncias físicas diferentes entre OLT e ONU. b) após algoritmo, apresentam a mesma distância virtual entre OLT e ONU.

Vale ressaltar que uma maneira de classificar o sistema refere-se ao total das perdas de inserção referentes à fibra e ao *splitter*, denotados por três classes: Classe A, entre 5-

20 dB, Classe B, entre 10-25 dB, e Classe C, entre 15-30 dB. Na ONU, a potência óptica lançada deve ser de -4 a +2 dBm, para a Classe B, e de -2 a +4 dBm para a Classe C [18][69].

2.2.2 *BPON*

A geração posterior, denominada BPON (*Broadband PON*), foi definida pela FSAN para prover taxas de dados de 155 Mb/s a 622 Mb/s simétrica (largura de banda idênticas no *up/downstream*) ou assimetricamente (largura de banda distintas no *up/downstream*), suportando um número máximo de 32 ONUs a distâncias máximas de 20 km [71].

Este padrão utiliza, na direção de *downstream*, TDM (Multiplexação por Divisão de Tempo) para realizar a difusão (*broadcast*) dos dados para todas as ONUs. Já no *upstream* ele utiliza a técnica de acesso múltiplo por divisão de tempo acrescida de algoritmos de *ranging*, para evitar possíveis colisões.

Semelhante ao APON, cada usuário possui um slot de tempo predefinido, e cada *slot* deve conter uma célula ATM ou uma célula PLOAM (*Physical Layer OAM*²). Esta célula é utilizada para transportar informações do controle da camada física, como as mensagens dos protocolos de *ranging*, solicitação de banda por parte das ONUs para o OLT, relatórios de monitoramento do desempenho e erros ocorridos no sistema [72].

Os serviços baseados em ATM são orientados à conexão, conseqüentemente, a conexão entre o OLT e a ONU é estabelecida por um circuito virtual ATM, onde a identificação de cada circuito é feita por um par de identificadores. Nesse caso, pelo identificador virtual de caminho (VPI) e pelo identificador de canal virtual (VCI) [72].

Nesta padronização, periodicamente o OLT realiza a retenção da transmissão no sentido *upstream* para que possa realizar a inserção de novas ONUs. Estas, por sua vez, transmitem a resposta numa janela de tempo aleatório evitando o risco de colisões, caso existam várias novas ONUs [12].

² Gerenciamento e Administração de Operações.

2.2.3 EPON

O interesse por esta técnica surgiu em decorrência do rápido crescimento dos serviços baseados em Ethernet. Ela foi definida pela força tarefa para Ethernet na primeira milha (EFM) criada em 2001 [73], e especificada na normatização IEEE 803.3ah [69].

Este sistema fornece taxas de transmissão de dados de aproximadamente 1,25 Gb/s, projetado para transportar quadros no formato Ethernet. Isso possibilita o transporte de tráfego IP (*Internet Protocol*) na rede de acesso utilizando a faixa de comprimentos de onda de 1490 nm a 1510 nm no sentido *downstream*, e em torno de 1310 nm no *upstream* [18]. Adicionalmente, ele permite o transporte de pacotes com tamanhos variáveis, de até 1518 bytes, diferentemente do APON que transporta células com tamanho fixo de 53 bytes [73].

Este padrão utiliza o mecanismo do Protocolo de Controle Ponto Multiponto (MPCP) para transformar sua topologia ponto-multiponto numa topologia ponto a ponto. Isso ocorre porque, na direção *downstream*, cada unidade de rede óptica (ONU) recebe todos os pacotes e examina a Identificação Lógica de Link (LLID) para extrair os quadros *Ethernet* direcionados aos seus usuários, descartando os demais. A transmissão na direção *upstream* é baseada em TDMA [60].

2.2.4 GPON

Em 2001, a FSAN iniciou os esforços para criar uma padronização para redes que operavam com taxas acima de 1 Gb/s. Neste contexto, definiu-se o padrão para as *Gigabit PON*, disposta na ITU-T G.984 [13]. A normatização G.984.1 define as características gerais das GPONs, como: o alcance físico do sistema (situado entre 10 e 20 km), que depende da largura de banda de operação das ONUs, e o número de ONUs suportada por cada OLT (cada OLT pode suportar 64 ONUs por fibra, porém, no futuro essa quantidade deverá ser ampliada para 128 ONUs [13], [18]).

A camada dependente do meio físico (*PMD layer*) está definida na normatização G.984.2 [13], permitindo taxas de *downstream* de 1244,16 Mb/s ou 2488,32 Mb/s, utilizando comprimentos de onda na faixa de 1480 nm a 1500 nm. Já na direção *upstream*, ela permite taxas de 155,52; 622,08; 1244,16 ou 2488,32 Mb/s, operando na faixa de comprimentos de onda de 1260 nm a 1360 nm [69].

A normatização G.984.3 define a camada de convergência para a transmissão e, para isso, ela especifica o formato do quadro, os algoritmos de *ranging*, o controle de acesso ao meio, as funcionalidades das operações, das administrações e da manutenção, e a segurança da rede [13].

Na definição do formato do quadro é utilizado o método de encapsulamento GPON (GEM), baseado no procedimento genérico de quadros (GFP) G.7041 [74]. Este procedimento permite trabalhar com pacotes do tipo Ethernet e/ou pacotes ATM de modo isolado ou com a combinação de ambos [13], sendo no entanto otimizado para o tipo Ethernet [12]. Os quadros são fragmentados e inseridos nas células utilizando o GEM, diferentemente da tecnologia Ethernet nativa, definida pelo IEEE 802.3 [69].

O padrão GPON utiliza ferramentas para implantar alocação dinâmica de largura de banda, onde o OLT pode alocar largura de banda por ONU, ou por serviço por ONU. Isso é feito através de contêineres de transmissão, conhecidos como (T-CONT n), o que permite a implementação da QoS diferenciada, de acordo com o valor adotado para n [109]. Existem alguns tipos de (T-CONT n) que podem ser alocados para os usuários, como: T-CONT 1, que garante alocação fixa de largura de banda para aplicações sensíveis ao tempo, como o caso da voz sobre IP (VoIP); T-CONT 2, que garante alocação fixa de largura de banda para aplicações não sensíveis ao tempo [75].

2.3 Topologias

Dentre as possibilidades topológicas disponíveis, têm-se as configurações do tipo anel, barramento e árvore. Na configuração do tipo anel, um OLT pode ser interligado simultaneamente a duas ONUs, como ilustra a Figura 2.4. Conseqüentemente, dois segmentos denominados de PON 1 e PON 2 são gerados, oferecendo uma conexão serial entre as ONUs e formando, assim, um barramento óptico. As últimas ONUs de cada segmento devem ser conectadas para fechar o anel lógico, viabilizando a formação de caminhos redundantes. Essa redundância inserida na rede é tida como um de seus maiores atrativos, pois cada ONU pode ser considerada como um derivador óptico ativo. Dessa forma, se um trecho na PON 1 vier a ser interrompido, há a possibilidade de envio de dados para a ONU localizada no limiar do local de rompimento, através do segmento PON 2 [19].

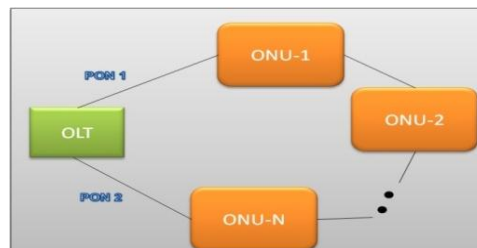


Figura 2.4: Esquema da topologia em Anel.

No caso da utilização da topologia em barramento, as ONUs são conectadas ao OLT através do segmento central de fibra, Figura 2.5. Cada círculo nesta figura representa um *splitter* que, neste caso, apresenta fator de derivação 1:2. Ou seja, cada um cria dois segmentos de fibra, um utilizado para se conectar à ONU enquanto o outro permite o transporte dos dados para o próximo *splitter*, e assim sucessivamente até abranger toda a rede [19] [76].

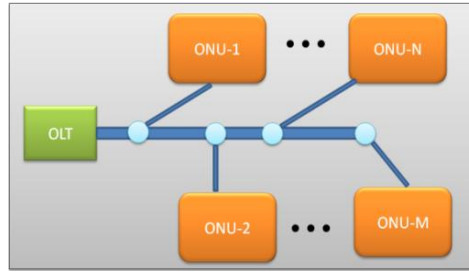


Figura 2.5: Esquema da topologia em barramento.

Quanto à topologia em árvore (veja Figura 1.1(b)), é importante ressaltar que as ONUs são conectadas ao OLT por um segmento de fibra individual para cada ONU, e esses são conectados a um *splitter* com um possível fator de derivação 1:32 ou 1:64 para redes GPON [16], para que, posteriormente, possam compartilhar um segmento único até o OLT. Uma das maiores vantagens desta topologia está na flexibilidade em termos de distância de conexão das ONUs [16], pois permite que sejam oferecidos serviços a ONUs afastadas do *splitter*, mesmo se esta estiver conectada ao primeiro derivador óptico.

2.4 Técnicas de Acesso Múltiplo

Os tópicos seguintes abordam as três principais técnicas de acesso múltiplo empregadas em redes ópticas passivas, descrevendo suas principais características, assim como suas principais vantagens e desvantagens.

2.4.1 Acesso Múltiplo por Divisão de tempo

A principal característica de sistemas TDMA-PON é que os pacotes de dados devem ser intervalados em uma janela temporal. Além disso, cada ONU tem uma fatia (*slot*) de tempo para transmissão de dados, exigindo, conseqüentemente, um sincronismo adequado entre os pacotes durante suas respectivas transmissões nas ONUs, conforme ilustrado na Figura 1.2(a).

Neste contexto, a sincronização, entre ONU e OLT pode ser obtidas, por meio de temporizações gerenciadas pelo OLT, que orientando as ONUs quando enviar os seus respectivos pacotes. Conseqüentemente, é preciso um receptor na modalidade rajada no OLT, o que permite sincronizar rapidamente pacotes chegando de diferentes ONUs. Outra função do OLT neste esquema é auxiliar no processo de detecção, uma vez que podem ocorrer variações nos níveis de potência destes pacotes ocasionadas por possíveis perdas ao longo do caminho [77].

Adicionalmente, uma utilização eficiente do canal compartilhado, os OLTs devem possuir informações precisas de cada tempo de atraso (*delay*) relativas a cada ONU, pois estas podem estar em diferentes distâncias do escritório central onde se encontra o OLT. O processo para identificar cada atraso atual de tempo para cada ONU é conhecido como *ranging* [7].

Contudo, vale a pena ressaltar que uma das funcionalidades utilizadas para auxiliar o TDMA a fazer o uso eficiente do canal é que quando alguma unidade de rede óptica não tem muitos dados a serem enviados, a capacidade do canal não utilizado pode ser alocada para outras ONUs caso estas necessitem de mais banda, em um processo conhecido como alocação dinâmica de largura de banda (DBA) [12].

2.4.2 Acesso Múltiplo por Divisão de Comprimento de Onda

Nos sistemas WDMA-PON, as ONUs utilizam um comprimento de onda diferente para enviar seus pacotes aos OLTs, constituindo, desta forma, canais de comunicações independentes, transportando sinais com formatos distintos sem necessidade de sincronização temporal, Figura 1.4 [12]. Por conseguinte, devido à proximidade dos comprimentos de ondas entre os canais, é exigida alta capacidade de isolamento dos comprimentos de onda no demultiplexador a fim de suprimir suficientemente o *crosstalk* (interferência entre canais).

A priori, cada ONU precisa de um laser com comprimento de onda específico, significando maior custo e manutenção mais complicada. Algumas alternativas estão sendo propostas, como a utilização de uma fonte de luz de faixa larga na ONU em que, no processo de multiplexação, parte do espectro é fatiado. Isto reduz os problemas citados acima, mas também pode limitar o sistema, uma vez que se reduz a potência óptica efetiva permitida pela ONU, aumentando, conseqüentemente, a intensidade do ruído [18].

Técnicas, tais como espalhamento espectral, modulação remota e remodelação, são utilizadas para redução dos custos dos componentes e simplificação da rede [78]. Na primeira, uma fonte de luz, como o diodo emissor de luz (LED) [79], apresenta seu espectro dividido através da utilização de filtros ópticos em um grande número de canais de comprimentos de onda, os quais são utilizados para efetuar as transmissões.

Para cada assinante na WDM-PON, é alocado um par de comprimentos de onda dedicados, diferentemente do TDMA que utiliza um simples par de comprimentos de onda compartilhado para todos os usuários da rede. Conseqüentemente, representa, para cada assinante, um canal ponto-a-ponto dedicado até o OLT, embora compartilhem uma arquitetura física ponto-multiponto.

As WDM-PONs não necessitam de receptores ou transmissores na modalidade rajada, assim como não necessitam de algoritmos sofisticados de controle de acesso ao meio para gerenciar os *slots* de tempo dedicados para cada ONU. A Tabela 2.2 apresenta as principais configurações de redes WDM-PON, apresentando suas principais vantagens e desvantagens.

Tabela 2.2: Comparação de diversas configurações de WDM-PON [80].

Tecnologia	Comunicação	Principais Componentes	Vantagens	Desvantagens
Laser Sintonizável	<ul style="list-style-type: none"> • <i>Full-duplex</i> • Gbit/s 	ONU: Laser sintonizável OLT: Multiplexador WDM	<ul style="list-style-type: none"> • Gerenciamento dinâmico de comprimento de onda • Compartilhar fibra da ONU para o RN se usarem receptores sintonizáveis para o downstream 	<ul style="list-style-type: none"> • Custo muito alto
Divisão Espectral BLS	<ul style="list-style-type: none"> • <i>Full-duplex</i> • Poucos Mbit/s 	ONU: LEDs BLS RN: AWG OLT: Multiplexador WDM	<ul style="list-style-type: none"> • BLS tem baixo custo 	<ul style="list-style-type: none"> • Perdas elevadas na divisão espectral • Saída incoerente • O espectro do BLS limita o número de usuários por RN • <i>Crosstalk</i> elevado • Não há compartilhamento de fibra da ONU para o RN
FPLD Injection locked	<ul style="list-style-type: none"> • <i>Full-duplex</i> • Poucos Mbit/s 	ONU: FPLD + circulador RN: AWG OLT: fonte ASE	<ul style="list-style-type: none"> • FPLD tem baixo custo 	<ul style="list-style-type: none"> • Faixa limitada do laser travado • Reflexões e espalhamento reverso
Fonte de luz Centralizada	<ul style="list-style-type: none"> • <i>Half-duplex</i> ou <i>Full-duplex</i> • 1 ou 2 Gbit/s 	ONU: SOA + circulador RN: AWG OLT: laser WDM, demultiplexador WDM	<ul style="list-style-type: none"> • Sem fontes de luz na ONU • SOA pode atuar simultaneamente como um detector 	<ul style="list-style-type: none"> • Ruído ASE • Reflexões e espalhamento <i>Rayleigh</i>
Recursos Compartilhados (HPON, DWA)	<ul style="list-style-type: none"> • <i>Half-duplex</i> ou <i>Full-duplex</i> 	ONU: laser fixo ou RSOA OLT: laser sintonizável OLT ou RN: AWG	<ul style="list-style-type: none"> • Permite a transmissão de TDM para híbridas, como TDM/WDM para <i>full</i> WDM 	<ul style="list-style-type: none"> • O compartilhamento de recursos requer algoritmos de escalonamento

2.4.3 Acesso Múltiplo por Divisão de Código

Nos sistemas CDMA-PON, toda ONU utiliza uma seqüência de assinatura (código óptico) diferente, caracterizando os dados de cada usuário que venham a ser transmitidos simultaneamente no mesmo canal, Figura 2.6. Os diversos tipos de codificação (1-D [34]-[36]; 2-D [38]-[39], e 3-D [43]) buscam alcançar uma maior cardinalidade, isto é, uma maior quantidade disponível de códigos (mais usuários), e uma melhor ortogonalidade, ou seja, um maior grau de diferenciação entre os mesmos.

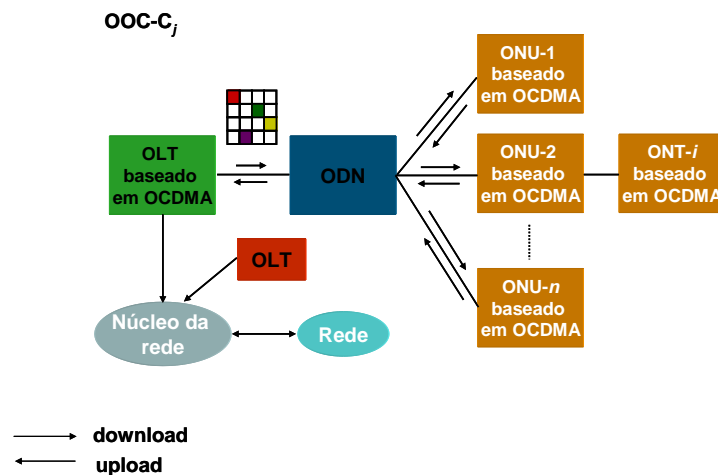


Figura 2.6: Esquema de rede OCDMA PON [81]. OOC-(código óptico ortogonal), C_j diz respeito a um código de usuário específico.

As principais características deste sistema são [24]:

- Todos os usuários transmitem simultaneamente, espalhados na banda disponível, e cada um possui um código próprio (seqüência única);
- O enlace é estabelecido entre o transmissor e o receptor, sendo que ambos utilizam um mesmo código óptico;
- Os algoritmos geradores dos códigos buscam maximizar a autocorrelação e minimizar a correlação cruzada a fim de extrair o máximo de ortogonalidade (grau de diferenciação) e cardinalidade (quantidade de códigos disponíveis);
- Codificação no domínio do tempo (manipulando *chips* temporais), codificação no domínio da frequência (manipulando distintos comprimentos de onda) ou ambos;
- Capacidade flexível sob demanda.

Uma desvantagem inerente a essas redes é que seu desempenho é basicamente limitado pela interferência de acesso múltiplo, ou interferência multiusuário (MAI), Figura 2.7.

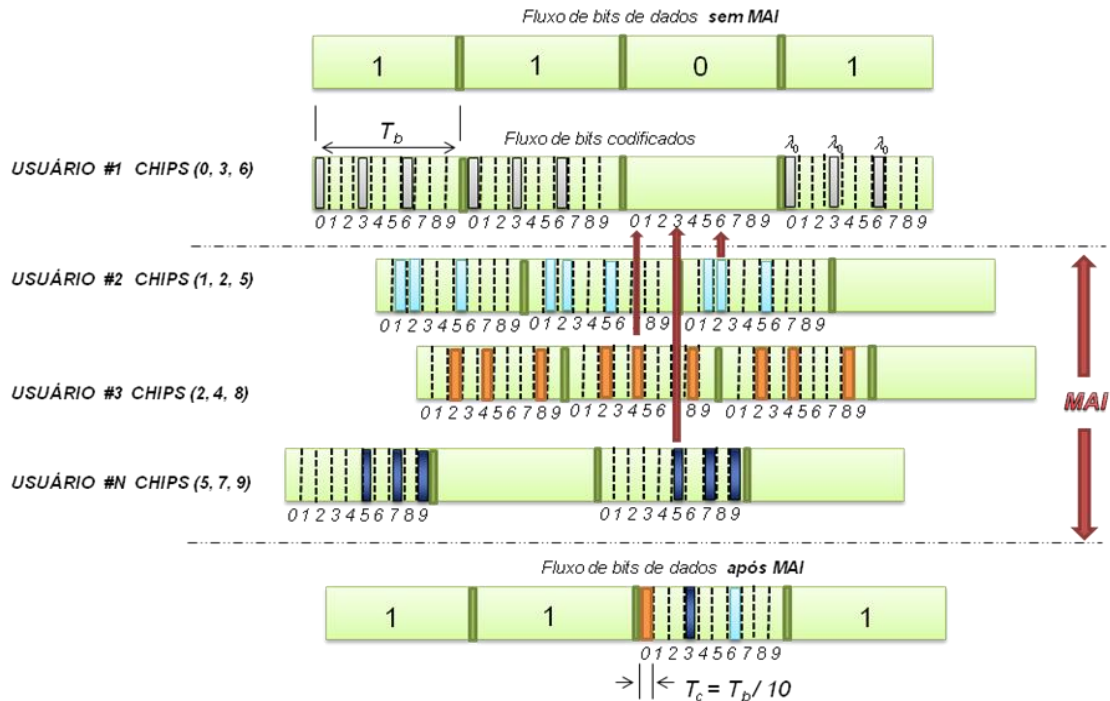


Figura 2.7: Exemplo da sobreposição de *chips* no código do usuário de interesse #1, ocasionada por códigos interferentes #2, #3 e #N, ilustrando os efeitos da MAI no sistema.

A título de ilustração, considere o usuário de interesse #1 cujo código apresenta os *chips* iluminados nas posições (0,3,6). Observe que o código do usuário #2 contribui com um *chip* interferente na posição 6 de #1. Da mesma maneira, as posições 0 e 3 dos usuários #3 e #N, respectivamente, irão também contribuir com *chips* interferentes para o usuário de interesse (usuário #1). Este cenário ilustra a MAI, que irá ocasionar a interpretação errônea do que seria um bit “0”, detectando-o como “1” no receptor do usuário #1. As flechas verticais indicam a posição no *chip* de #1 que serão afetadas pelos usuários #2, #3 e #N.

Isso significa que, quanto maior o número de usuários, maior a degradação da taxa de erro de bit (BER). Um mecanismo empregado para mitigar este efeito consiste na utilização de códigos com a maior ortogonalidade possível, sem contudo sacrificar a quantidade de usuários atendida.

Conforme verificado na Figura 2.6, estes sistemas empregam OLTs e ONUs adaptadas para codificação e decodificação OCDMA, que serão descritas

posteriormente. Nesta rede, o sinal modulado transporta, além de informações para roteamento, as informações da seqüência de código utilizada para identificação do usuário. Os tráfegos *downstream* e *upstream* ocorrem em diferentes comprimentos de onda, geralmente 1550 nm para o primeiro e 1310 nm para o segundo, Figura 2.8. Nesta figura, pode também ser visto que no OLT, mais precisamente nos *Tx*, sinais de dados dos usuários são multiplexados com sinais de controle para serem transmitidos pela fibra até o detector das ONUs, onde cada usuário é separado e identificado pela operação de correlação óptica [81].

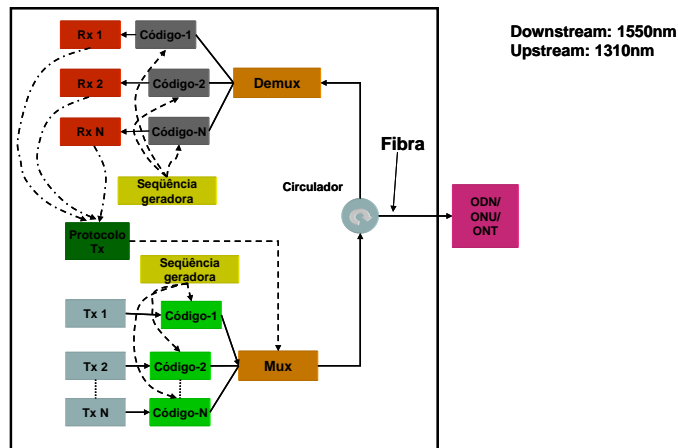


Figura 2.8: OLT para OCDMA- PON.

No caso dos dados oriundos das ONUs para os OLTs (Figura 2.9), são multiplexados juntamente com sinais de controle para que posteriormente nos OLTs possam ser novamente separados nos decodificadores, o que possibilita a obtenção de informação do usuário [81].

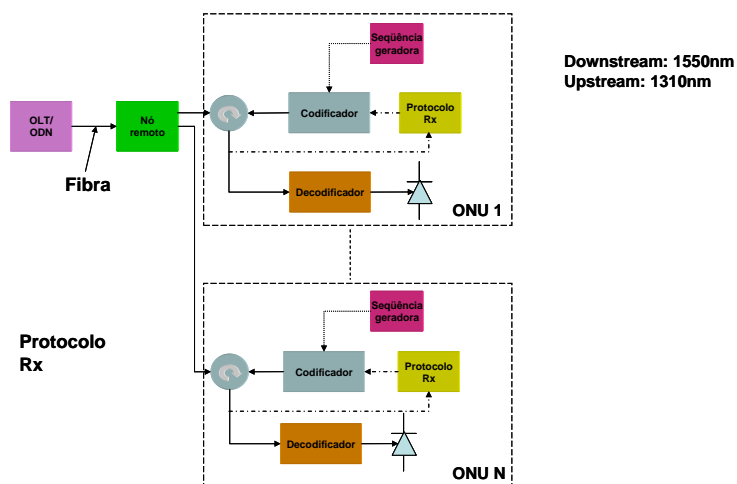


Figura 2.9: ONU para OCDMA- PON.

Vale ressaltar que o sinal de controle é um retorno do protocolo do pacote transmitido, controlando operações da rede, como a distribuição de códigos para cada usuário.

Uma vez apresentadas as possíveis ONUs e OLTs para estes sistemas, verifica-se que a duração da seqüência de assinatura (código) deve ser igual ao período de bit do dado de informação, o que caracteriza a transmissão em taxas denominadas de Gc/s (*giga chips* por segundo). Para inferir sobre o desempenho dos sistemas OCDMA, uma importante figura de mérito é a relação sinal-interferência (SIR). A SIR aumenta à medida que cresce a quantidade de *chips* por bit (caracterizado pelo comprimento L do código) ou quando diminui o número de usuários simultâneos. Essa dependência pode ser verificada pela relação desenvolvida para um código 1-D, cuja quantidade de usuários simultâneos é representada por K [37]:

$$SIR \approx \frac{L}{0,29(K-1)} \quad (1)$$

Isto implica que deve haver um bom compromisso entre a escolha do código e o número de usuários a serem atendidos.

Uma importante limitação da técnica OCDMA está relacionada à camada física. Esta tecnologia faz grande uso de componentes optoeletrônicos avançados que ainda encontram-se em fase de pesquisa. Como exemplo, pode-se citar os codificadores/decodificadores sintonizáveis, e as técnicas de redução dos ruídos de batimento e balístico. Estes últimos são intensificados pela interferência de acesso múltiplo exigindo, assim, tratamento adequado no detetor. Esses ruídos podem comprometer a escalabilidade do sistema em termos de número de ONUs.

Capítulo 3

Códigos Ópticos OCDMA

Como já discutido anteriormente, a característica mais marcante de uma rede OCDMA é que as informações dos usuários são codificadas antes mesmo de serem enviadas no canal e, ainda, que cada usuário apresenta sua própria assinatura (ou código). Sendo assim, muito esforço tem sido dedicado na literatura para o desenvolvimento de códigos ópticos robustos que apresentem a desejável característica de ortogonalidade e cardinalidade.

Neste contexto, os códigos OCDMA podem ser classificados em códigos no domínio do tempo, da frequência, espaciais, de fase, ou com a combinação destas. Quando apenas uma dessas grandezas é adotada, esses códigos são classificados como unidimensionais (1-D). Portanto, quando duas ou três grandezas são adotadas, têm-se os códigos bidimensionais (2-D) ou tridimensionais (3-D), respectivamente. Este último apresenta um elevado grau de complexidade para os dispositivos nas ONUs e OLTs, e, conseqüentemente, sua implementação não será objeto de estudo neste trabalho. A seguir serão apresentadas as características básicas de códigos 1-D e 2-D encontrados em aplicações OCDMA, seguidas das caracterizações das famílias de códigos adotadas neste trabalho.

3.1 Codificação no Domínio do Tempo

No sistema convencional de transmissão, um bit corresponde a um pulso retangular com duração T_b . Ao passar pelo processo de codificação, esse período será subdividido em L subintervalos T_c , denominados *chips*. A Figura 3.1 ilustra esse conceito para o caso de transmissão de uma seqüência de quatro bits {1 1 0 1} não codificados (parte superior) e codificados (parte inferior).

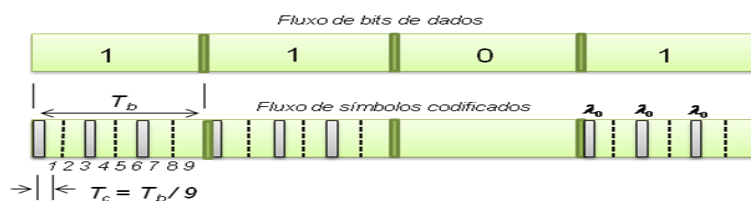


Figura 3.1: Fluxo de bits em codificação temporal com base no esquema de espalhamento espectral por seqüência direta (DSSS).

As primeiras implementações em OCDMA, para este tipo de codificação, utilizavam redes de linhas de atraso óptico (ODL) para alocação temporal dos pulsos, conforme esquema na Figura 3.2(a). Assim, a largura temporal de um chip é dada por $T_c = T_b/L$, onde L é o parâmetro denominado de comprimento do código, o que representa o número de chips em que T_b será fragmentado.

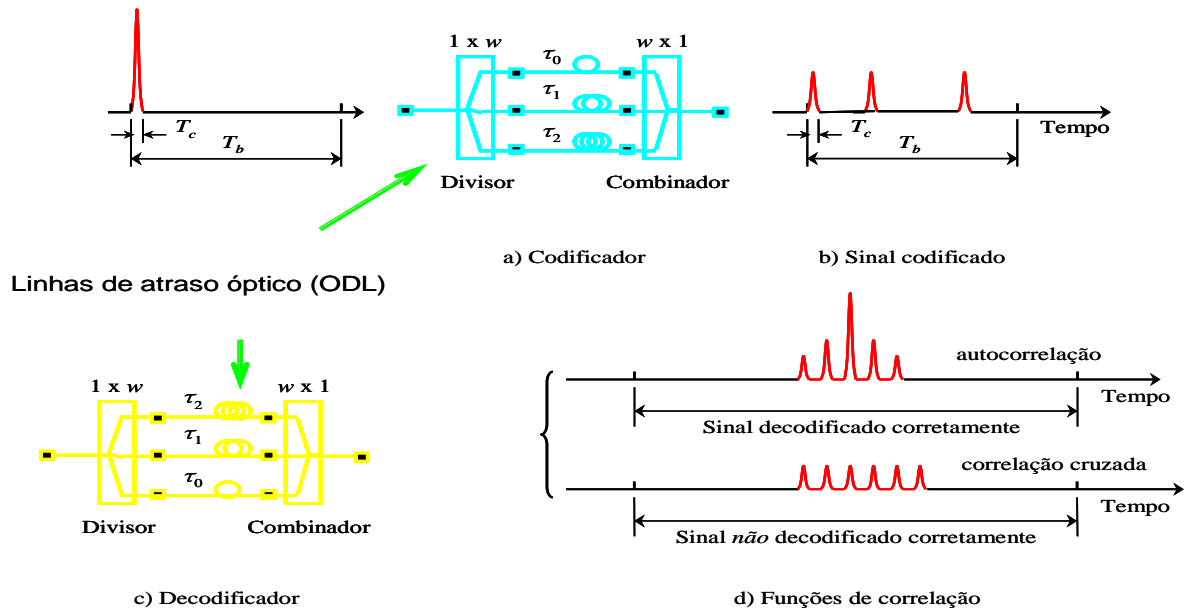


Figura 3.2: Codificação no domínio do tempo utilizando ODL: a) Codificador ODL; b) sinal codificado; c) Decodificador ODL (correlator óptico); d) Funções de autocorrelação (ACF) e correlação cruzada (CCF).

No processo de codificação, é formada uma seqüência de pulsos curtos, proporcionais à ponderação (w) do código, que representa o número de chips iluminados, como ilustra a Figura 3.2(b) para $w = 3$. Já no processo de decodificação, um conjunto de linhas de atraso óptico similar (em configuração invertida em relação à utilizada no codificador) é utilizado no receptor para reconstruir o pulso original, Figura 3.2(c). Neste processo, a operação de decodificação é realizada por correlação de intensidade, onde 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 3.2(d).

Além dos tradicionais decodificadores utilizando linhas de atraso em fibra óptica [37], têm sido sugeridos outros artifícios como o emprego de cristais fotônicos [82] e óptica integrada [83]. Assim, cada bit é codificado em uma forma de onda $s(t)$ que corresponde à seqüência de assinatura do código [84]. Cada receptor correlaciona à

máscara do seu código, $f(t)$, com o sinal enviado, $s(t)$ [35-39]. A saída no receptor $r(t)$ é uma operação de correlação que mostra o grau de similaridade entre $s(t)$ e $f(t)$, e é dada por:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) f(\tau - t) d\tau \quad (2)$$

Os algoritmos, utilizados para gerar códigos, normalmente, buscam maximizar a autocorrelação quando $s(t)=f(t)$, e minimizar a correlação cruzada entre códigos quando $s(t) \neq f(t)$, 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 [85]:

- 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, considere duas seqüências de comprimento N , $(X)=\{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$ e $(Y)=\{y_0, y_1, \dots, y_{N-1}\}$. Para esses casos, os seguintes resultados de correlação discreta representando interações entre essas seqüências podem ser obtidos [36]:

i) Para a seqüência $(X)=x(k)$:

$$|Z_{x,x}| = \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_i x_{i+k} \right| = \begin{cases} w, & \text{para } k = 0 \\ \leq \lambda_a, & \text{para } 1 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (3)$$

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

$$|Z_{x,y}| = \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_i y_{i+k} \right| \leq \lambda_c, \quad \text{para } 0 \leq k \leq N-1 \quad (4)$$

onde $Z_{x,x}$ e $Z_{x,y}$ correspondem à autocorrelação e correlação cruzada, respectivamente, N é o comprimento do código, w a ponderação, λ_a é o pico de autocorrelação fora de fase (lóbulos laterais correspondentes às versões deslocadas de uma mesma seqüência, $k \neq 0$) e λ_c o pico de correlação cruzada (entre seqüências diferentes).

Ortogonalidade estrita seria conseguida para $\lambda_c=0$. 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_c por meio das propostas de codificação, como discutido a seguir.

3.2 Codificação no Domínio da Frequência

Zaccarin e Kavehrad foram os primeiros a desenvolver uma implementação de codificação baseada em intensidade espectral não-coerente (pulsos unipolares) [86-88]. 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 de codificação, representado esquematicamente na Figura 3.3, é similar à codificação de fase coerente no sentido em que as componentes espectrais da fonte óptica de faixa larga são inicialmente resolvidas. Cada canal usa um codificador de amplitude espectral para bloquear ou transmitir seletivamente certas componentes de frequências.

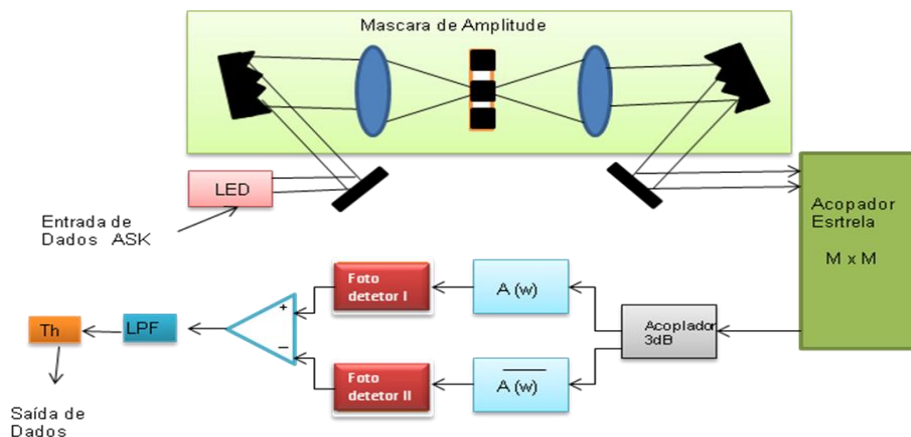


Figura 3.3: Sistema de codificação de intensidade espectral não-coerente em sistemas OCDMA .

Já no processo de decodificação, um receptor balanceado com dois fotodetectores é utilizado como parte do receptor. O receptor filtra o sinal recebido com o mesmo filtro de amplitude espectral utilizado no transmissor, denominado filtro direto, $A(\omega)$, bem como seu complementar, $\bar{A}(\omega)$. 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 está

chaveado em amplitude (ASK) e um dispositivo de decisão por limiar conclui sobre o bit enviado.

Para esse tipo de codificação, verifica-se que o número de fatias do espectro do LED que pode ser manipulado pela máscara de amplitude é que definirá o comprimento da seqüência e, portanto, o número de assinantes. Esse número é aproximadamente [88]:

$$N_u = \frac{1}{2} \frac{\delta\lambda}{\lambda} \frac{\pi w_r}{\Lambda \cos(\theta_r)} \quad (5)$$

onde λ é o comprimento de onda central da fonte, $\delta\lambda$ é a largura espectral sendo codificada, w_r é o raio do feixe de entrada, Λ o período da rede de difração e θ_r o ângulo difratado do comprimento de onda central. Para um LED típico com $\delta\lambda = 50$ nm de largura espectral medida a meia potência, $\lambda = 1550$ nm, $w_r = 2$ mm, rede com $1/\Lambda = 1200$ linhas/mm e $\theta_r = 68^\circ$, tem-se $N_u = 325$ usuários. Caso fosse utilizado uma rede com $1/\Lambda = 1800$ linhas/mm e $w_r = 1,5$ mm, poderiam ser acomodados $N_u=730$ usuários [87].

3.3 Combinando Codificação em Tempo e Freqüência

A fim de superar os problemas com a ineficiência no uso de largura de faixa e potência das primeiras implementações de codificação utilizando seqüências unipolares pseudo-ortogonais, foram propostas formas de conversão destas seqüências unidimensionais (1-D) em bidimensionais (2-D), manipulando tempo e espaço (T/S), por Mendez et al. [89-90], ou tempo e freqüência, por Lancevski et al. [17].

Codificar em tempo e freqüência proporciona maior flexibilidade na escolha dos códigos ópticos, resultando em aumento da capacidade do sistema. Neste tipo de codificação, as seqüências de códigos são caracterizadas por saltos em freqüência (FH). Quando os saltos acontecem no tempo menor que o período do sinal de informação, tem-se o que se convencionou chamar de salto rápido em freqüência (FFH). No caso de sistemas OCDMA que utilizam saltos em comprimento de onda (WH) e tempo (TS), representados como (W/T), são executados saltos rápidos em comprimento de onda (FWH) que mudam em todos os pulsos de uma seqüência temporal.

A Fig. 18 ilustra um esquema FFH-OCDMA utilizando múltiplas redes de Bragg (FBG). Esse esquema de codificação baseia-se na convolução de um pulso curto não-coerente modulado pela fonte de dados com a resposta de cada FBG. A resposta de cada

FBG é definida como a transformada inversa de Fourier da refletividade complexa da rede, onde os pulsos incidentes, associados aos dados transmitidos, normalmente são muito mais estreitos que a duração da resposta da rede. A operação de decodificação no receptor consiste, por sua vez, de um somatório de potências. Logo, implica em lei quadrática de detecção, onde uma corrente/tensão elétrica é gerada diretamente proporcional à intensidade óptica incidente. Portanto, o espectro de fase das redes não precisa ser adicionado coerentemente.

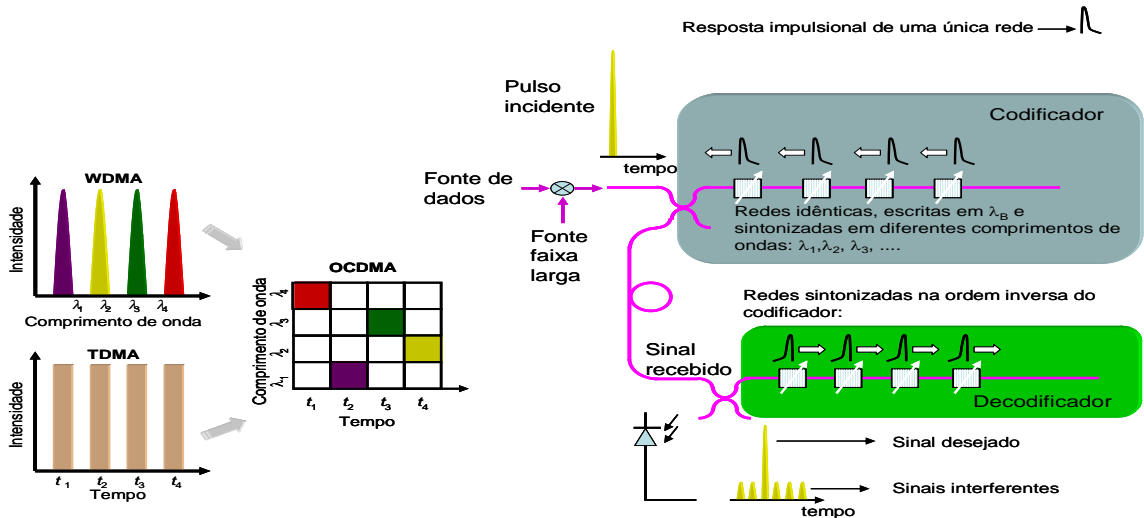


Figura 3.4: Proposta de implementação prática FFH-OCDMA utilizando múltiplas FBGs. a) Codificador; b) Decodificador.

Na codificação FFH, a largura de faixa disponível é subdividida em intervalos de frequência contíguos, onde o sinal transmitido ocupa um intervalo de frequência em cada intervalo de *chip*, $T_c = \{[2 * (neff) * L_s] / c\}$, onde L_s é o espaçamento entre as redes, *neff* é o índice efetivo da guia e *c* a velocidade da luz [91]. A largura de faixa, associada à taxa de dados é $B = 1/T_b$ e $T_b = \{[2 * (neff) * L_{tot}] / c\}$, sendo L_{tot} o comprimento total do conjunto de redes. As redes são escritas no comprimento de onda λ_B e sintonizadas em diferentes comprimentos de onda ($\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$) que são alocados em intervalos de tempo, de acordo o algoritmo adotado. O comprimento de onda de Bragg de cada rede ($\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$) deve, portanto, obedecer à necessidade do código, e são alocados em intervalos de tempo de acordo o algoritmo adotado.

Vale ressaltar que os códigos 2-D W/T CDMA têm representação matricial $m \times n$, com o número de linhas, *m*, associado aos comprimentos de onda disponíveis, e o número de colunas, *n*, relacionado com os intervalos de *chips*, comprimento do código temporal. Admitindo ortogonalidade estrita para os diferentes comprimentos de onda utilizados (desprezando interações), implica que as variações entre os códigos devam

ocorrer decorrentes de deslocamentos apenas nos *chips* tempo. Assim, com $0 < \tau < n$, segue-se os seguintes resultados para as funções de correlação discreta binária 2-D [38]:

i) Para a autocorrelação, fora de fase, de x:

$$Z_{x,x} = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} x_{i,j \oplus \tau} \right) = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} x_{i,(j+\tau) \bmod(n)} \right) \leq \lambda_a \quad (6)$$

ii) Para a correlação cruzada de x e y:

$$Z_{x,y} = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} y_{i,j \oplus \tau} \right) = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} y_{i,(j+\tau) \bmod(n)} \right) \leq \lambda_c \quad (7)$$

A representação das variáveis é similar ao apresentado anteriormente em (3) e (4).

Para esta codificação, a cardinalidade vai depender do algoritmo utilizado em WH e TS. A notação adotada segue o padrão de identificação ($m \times n$, w , λ_a , λ_c) ou (mn , w , λ_a , λ_c) utilizado para o OOC, sendo o comprimento do código $N=mn$.

Após esta breve explicação sobre métodos de codificação e decodificação, a Tabela 3.1 apresenta um resumo das diversas abordagens empregadas para se efetuar a codificação dos usuários.

É importante ressaltar que a evolução observada nos últimos anos para redes OCDMA (juntamente com as vantagens inerentes a esta tecnologia, como já discutido ao longo deste trabalho), vem pavimentando o caminho para tornar esta tecnologia uma alternativa viável em futuros cenários de migração.

Tabela 3.1: Comparação de diversas abordagens para a codificação 2-D [92].

	ODL	Optoeletrônica	Redes de Bragg
Gravação Física	<i>Bulky</i> (20 cm/ns)	Embutida dentro do computador	Na fibra
Acesso ao espaçamento do código 2-D	Total	Total	Limitado pelas técnicas de sintonização das FBG
Reconfigurabilidade	Total	Total	Limitado pelas técnicas de sintonização das FBG
Reprogramabilidade	Apenas para um pequeno conjunto de códigos	Total	Limitado pelas técnicas de sintonização das FBG
Requisitos da Velocidade Eletrônica	Taxa de bit	Taxa de Chip	Totalmente Óptica

No entanto, para que isso se concretize, é necessário que códigos eficientes, bem como os dispositivos necessários para sua implementação, sejam atrativos do ponto de vista de custo. Isso passa, obrigatoriamente, por análises de códigos OCDMA que atendam às demandas de mercado. Sendo assim, a próxima seção é inteiramente dedicada à análise de códigos avançados abrangendo codificações 1-D e 2-D, com o objetivo de oferecer às redes ópticas atuais possíveis cenários de migração.

3.4 Códigos OCDMA Avançados

No capítulo anterior, foi discutido como os parâmetros de custos CAPEX e OPEX são critérios importantes para a determinação das configurações de redes PON. Em se tratando de cenários OCDMA-PON, esses critérios relacionam-se, principalmente, à composição dos dispositivos nos OLTs e nas ONUS, tais como codificadores, decodificadores, lasers e moduladores. Assim, a escolha do tipo de codificação é fundamental para a definição de cenários que possam atender às necessidades de mercado. Em se tratando de tipos de codificação, pode-se afirmar que codificações 1-D são as mais simples de serem implementadas, e de custo relativamente mais baixo que suas similares em 2-D. Por outro lado, codificações 2-D, embora apresentem maior complexidade quanto à escolha dos dispositivos e maiores custos, possibilitam não apenas uma eficiência espectral mais elevada, mas também uma maior cardinalidade. Como se pode ver, há um compromisso quanto à escolha do tipo de codificação, uma vez que ela deve, também, satisfazer critérios técnicos tais como: número de usuários simultâneos, BER, taxa de transmissão, etc.

Neste trabalho, a escolha da codificação 1-D recaiu sobre uma família de códigos denominada codificação prima modificada, a qual apresenta três variantes importantes, quais sejam: a) codificação prima modificada (MPC), b) extensão da codificação prima modificada (PMPC), e c) dupla extensão da codificação prima modificada (DPMPC). Esses códigos apresentam uma propriedade importante, a qual é denominada propriedade de grupo. Nessa propriedade, as assinaturas ópticas são classificadas em grupos diferentes, ou seja, assinaturas pertencentes a um mesmo grupo possuem ortogonalidade total, enquanto assinaturas pertencentes a grupos diferentes possuem ortogonalidade parcial, com valor constante da correlação cruzada igual a 1. Estas características diferenciam esses códigos 1-D dos demais tipos de códigos de mesma dimensão, permitindo a utilização de técnicas eficientes de mitigação da MAI, como o PIC. Adicionalmente, esses códigos possibilitam atender um número elevado de usuários simultâneos, com baixíssimas taxas de erro de bit (BER), que é a principal figura de mérito deste trabalho. Quanto ao código 2-D, dentre os diversos disponíveis na literatura [93], optou-se pela codificação OOC com múltiplos comprimentos de onda (MWOOC) [94]. Essa codificação, em particular, tem sido alvo de recentes pesquisas, por oferecer parâmetros ajustáveis para a quantidade de comprimentos de onda e para a sequência temporal, tudo isso de forma independente. Como resultado, essa codificação apresenta boa eficiência espectral mesmo para um maior número de usuários.

A seguir, uma descrição detalhada destes códigos é apresentada.

3.4.1 Código Primo Modificado - (MPC)

A codificação prima modificada é obtida através de deslocamentos temporais realizados nas seqüências obtidas via codificação prima [52]. A Tabela 3.2 apresenta exemplos de assinaturas obtidas mediante MPC, contendo dois grupos distintos, exemplificados como (grupo 0 e 1).

Tabela 3.2: Exemplo das seqüências de códigos obtidos mediante codificação prima modificada, para número primo $P=5$ [52].

GRUPO	SEQUÊNCIA DE CÓDIGOS					
0	$C_{00} =$	10000	10000	10000	10000	10000
	$C_{01} =$	00001	00001	00001	00001	00001
	$C_{02} =$	00010	00010	00010	00010	00010
	$C_{03} =$	00100	00100	00100	00100	00100
	$C_{04} =$	01000	01000	01000	01000	01000
1	$C_{10} =$	10000	01000	00100	00010	00001
	$C_{11} =$	01000	00100	00010	00001	10000
	$C_{12} =$	00100	00010	00001	10000	01000
	$C_{13} =$	00010	00001	10000	01000	00100
	$C_{14} =$	00001	10000	01000	00100	00010

Para esse código, as seguintes propriedades de grupo são válidas: o grupo denominado como “0” é composto por um conjunto de assinaturas ($C_{00}, C_{01} \dots C_{04}$) apresenta ortogonalidade total, ou seja, não há *chips* em posições coincidentes para duas seqüências quaisquer dentro do grupo. O mesmo aplica-se para o grupo 1 ($C_{10}, C_{11} \dots C_{14}$) e para os demais grupos formados via codificação prima modificada. Já para assinaturas pertencentes a grupos distintos, é permitida apenas uma coincidência de *chip*, conforme pode ser observado na primeira posição de chip entre as seqüências C_{00} e C_{10} .

Uma vez demonstrada as propriedades de grupo, passa-se à definição de suas propriedades de correlação cruzada, como definida em (8). Para um dado número primo P , uma assinatura óptica com tamanho P^2 pode ser construída a partir da multiplicação modulo- p do campo de Galois $GF(p)$ [52], com um número máximo de P grupos. Para qualquer par de códigos m e n , as propriedades de correlação são dadas por:

$$C_{mn} = \begin{cases} P & \text{se } m = n \\ 0 & \text{se } m \neq n, m \text{ e } n \in \text{mesmo grupo} \\ 1 & \text{se } m \neq n, m \text{ e } n \notin \text{mesmo grupo} \end{cases} \quad (8)$$

onde $m \text{ e } n \in \{1, 2, 3, \dots, P^2\}$.

Por conseqüência das propriedades de grupo e da codificação, cada assinatura possui ponderação $w = P$. Essa ponderação representa a quantidade de chips iluminados, permitindo um número total de usuários igual a P^2 com boa cardinalidade. Uma característica desta análise é o sincronismo de *chip*, que normalmente configura o pior cenário para a ocorrência da MAI nos sistemas OCDMA

Para demonstrar as propriedades de correlação do código MPC, considere o exemplo ilustrativo da Figura 3.5. Esse exemplo refere-se à seqüência de *chips* do código $C_{0,0}$, que no processo de decodificação OCDMA, obtém-se o pico de autocorrelação, caso esta seqüência venha ser efetivamente do usuário de interesse.

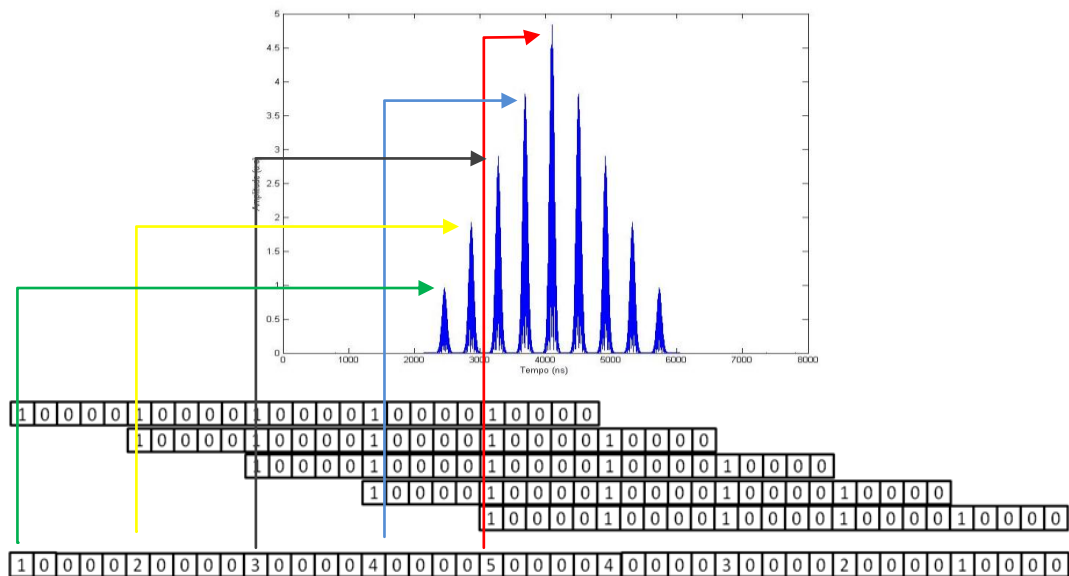


Figura 3.5: Autocorrelação obtida pela primeira seqüência ($C_{0,0}$) da codificação MPC. Este código pode fazer referência ao 1º usuário que irá utilizar os serviços da rede PON.

Os picos de autocorrelação mostrados na Fig. 3.5 foram obtidos com uma das ferramentas computacionais desenvolvidas neste trabalho. O objetivo principal desta ferramenta é realizar a modelagem das assinaturas ópticas, exemplificando o funcionamento do codificador OCDMA unidimensional, presente tanto nos OLTs como nas ONUs.

Pode ser observado nesta figura que a magnitude do pico de autocorrelação obedece ao valor anteriormente descrito em (8), ou seja, igual a P (e nesse caso $P = 5$). Na parte inferior dessa figura, pode ser visto como a propriedade de autocorrelação é realizada, onde o código é trasladado sobre a sua replica.

Como se sabe, códigos OCDMA são projetados buscando o máximo de cardinalidade e ortogonalidade possíveis. Para se manter uma boa ortogonalidade, os códigos devem apresentar boas taxas de autocorrelação, além de minimizar as correlações cruzadas. De (8), pode-se verificar que, para $m = n$, tem-se a autocorrelação $\lambda_a = P$. Em se tratando de seqüências distintas, $m \neq n$, tem-se correlação cruzada $\lambda_c = 1$ caso as seqüências pertencerem a grupos distintos (por exemplo, $m = 1 = C_{00}$ e $n = 6 = C_{10}$), ou $\lambda_c = 0$, caso as seqüências pertençam ao mesmo grupo (por exemplo, $m = 1 = C_{00}$ e $n = 2 = C_{01}$).

As assinaturas apresentadas na Tabela 6 foram obtidas para o número primo $P = 5$. Conseqüentemente, o tamanho das seqüências de códigos é $P^2 = 25$ chips por seqüência, e ponderação $w = P = 5$. Com isso, a Figura 3.6 apresenta a sobreposição dos 5 códigos OCDMA-PON pertencentes ao grupo 0 ($C_{00}, C_{01}, C_{02}, C_{03}, C_{04}$), cujas seqüências ópticas encontram-se na Tabela 3.2.

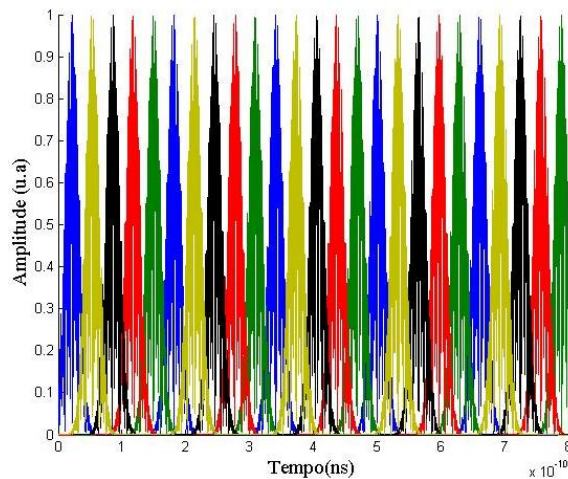


Figura 3.6: Sobreposição das 5 assinaturas pertencentes ao grupo 0, ($C_{00}, C_{01}, C_{02}, C_{03}, C_{04}$), obtida após modulação via MPC. (O eixo x apresenta a disposição temporal enquanto o y representa a amplitude, neste exemplo).

3.4.2 Extensão da Codificação Prima Modificada (PMPC)

A principal motivação para a escolha dessa codificação deve-se ao maior valor de sua propriedade de autocorrelação quando comparada MPC. De fato, por se tratar de uma extensão da MPC o pico de autocorrelação, neste caso, aumenta o equivalente à energia de uma unidade de chip, que por conseqüência, possibilita uma melhora de desempenho na PON, dada a redução das interpretações errôneas de informações ocasionadas pela MAI.

A PMPC pode ser obtida através do acréscimo de uma seqüência de P chips à MPC original, que pode ocorrer através da repetição dos últimos P chips da seqüência MPC, como demonstrado na Tabela 3.3 [95]. Isto justifica a denominação de “Extensão da Codificação Prima Modificada”.

Tabela 3.3: Exemplos de 2 grupos com as seqüências de códigos obtidas mediante extensão da codificação prima modificada, para número primo $P = 5$ [95].

GRUPO	SEQÜÊNCIA DE CÓDIGOS						
0	$C_{00} =$	10000	10000	10000	10000	10000	10000
	$C_{01} =$	00001	00001	00001	00001	00001	00001
	$C_{02} =$	00010	00010	00010	00010	00010	00010
	$C_{03} =$	00100	00100	00100	00100	00100	00100
	$C_{04} =$	01000	01000	01000	01000	01000	01000
1	$C_{10} =$	10000	01000	00100	00010	00001	00001
	$C_{11} =$	01000	00100	00010	00001	10000	10000
	$C_{12} =$	00100	00010	00001	10000	01000	01000
	$C_{13} =$	00010	00001	10000	01000	00100	00100
	$C_{14} =$	00001	10000	01000	00100	00010	00010

As propriedades de grupo para essa codificação são ligeiramente diferentes daquelas descritas na Seção 3.4.1. No presente caso, cada assinatura PMPC passa a apresentar tamanho $(P^2 + P)$ e ponderação $(P + 1)$, permitindo uma quantidade total de usuários igual a P^2 , divididos em P grupos (conforme Tabela 3.3). Considerando o sistema como síncrono, as propriedades de correlação cruzada, para qualquer par de códigos m e n , é :

$$C_{mn} = \begin{cases} P+1 & \text{se } m = n \\ 0 & \text{se } m \neq n \text{ e } m, n \in \text{mesmo grupo} \\ 1 & \text{se } m \neq n \text{ e } m, n \notin \text{mesmo grupo} \end{cases} \quad (9)$$

onde m e $n \in \{1, 2, 3, \dots, P^2\}$.

Da equação (9), verifica-se que, para uma seqüência $m = n$, a autocorrelação apresenta valor $\lambda_a = P+1$. Já para seqüências distintas ($m \neq n$), a correlação cruzada será $\lambda_c = 1$, caso as seqüências pertençam a grupos distintos (por exemplo, $m = 1 = C_{00}$ e $n = 6 = C_{10}$), ou $\lambda_c = 0$ caso pertençam ao mesmo grupo (por exemplo, $m = 1 = C_{00}$ e $n = 2 = C_{01}$).

De modo análogo ao obtido na seção anterior, a Figura 3.7 apresenta a operação de autocorrelação para a assinatura $C_{00}=\{1000010000100001000010000\}$. Para melhor visualização, as Figuras 3.7 (a) e (b) mostram, respectivamente, as operações de autocorrelação relativas à MPC e à PMPC. Observe em (b) que a amplitude do pico de autocorrelação é aumentada de uma unidade de *chip* quando comparado à amplitude de (a). Pode ser observado na Figura 3.7 que a magnitude do pico de autocorrelação obedece ao valor anteriormente descrito em (8), igual ao valor P , que no caso é igual a 5.

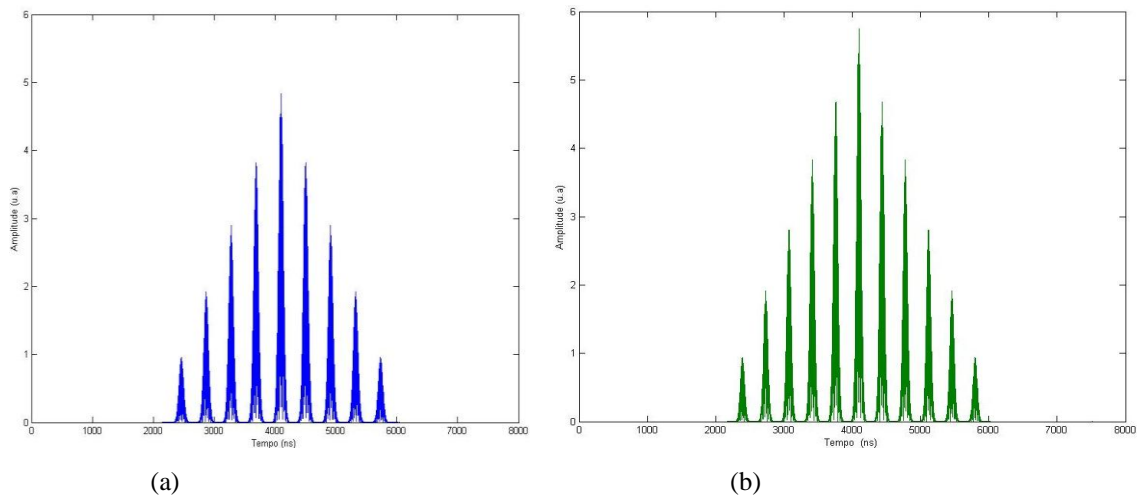


Figura 3.7: Autocorrelação obtida pela seqüência $C_{00}=\{1000010000100001000010000\}$ da codificação: a) MPC, b) PMPC.

Com o objetivo de exemplificar o fluxo de dados gerados por uma ONU na rede OCDMA-PON, considerou-se uma seqüência de bits (1,0,1,1) atribuída à assinatura C_{00} para esta ONU. A Figura 3.8 (a) mostra a modelagem desta assinatura óptica imposta à seqüência de bits adotada. Para melhor visualização, um retângulo amarelo indica o primeiro bit “1” codificado. A Figura 3.8 (b), por sua vez, é apenas um *zoom* da seqüência destacada em (a). O bit “0” no sistema OCDMA pode ser representado pela ausência do sinal, conforme observado. O eixo x apresenta a disposição do vetor

temporal enquanto o eixo y representa a amplitude do sinal. Para este exemplo, a amplitude apresenta valor máximo igual a 1, semelhante ao que foi demonstrado anteriormente.

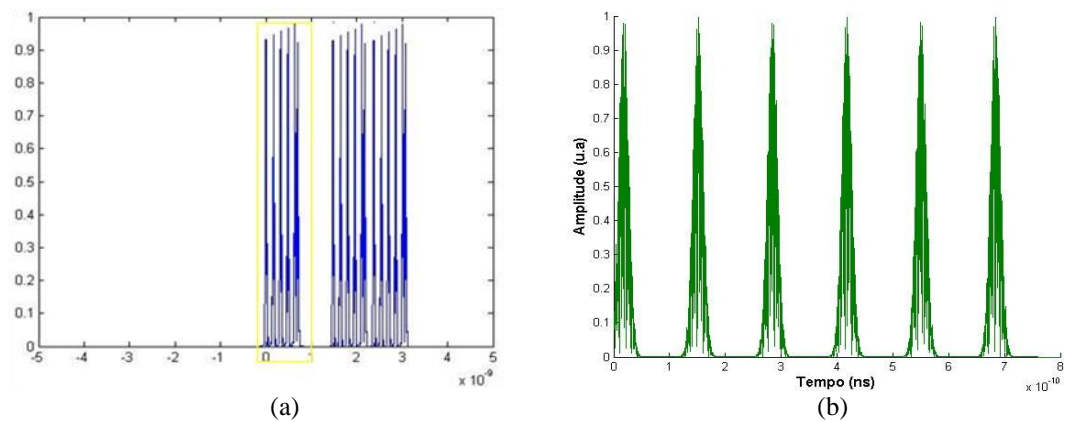


Figura 3.8: a) Seqüência de bits (1,0,1,1) obtida pela codificação (C00) PMPC.

b) Zoom do Bit 1.

3.4.3 Dupla Extensão da Codificação Prima Modificada (DPMPC)

Essa codificação foi originalmente proposta por Karbassian et al. [52] e é semelhante à apresentada na seção 3.4.2. A dupla extensão da codificação prima modificada (DPMPC) é obtida mediante duplo acréscimo na MPC, seguindo o comportamento apresentado na Tabela 3.4. Cada assinatura óptica é composta por duas partes, ou seja, a MPC e a parte conhecida como conjunto de seqüências de grupo (CSG). Por exemplo, a seqüência C_{00} é composta pela parte referente ao MPC {10000100001000010000} acrescida da parte CSG (10000 01000) [52].

A seqüência de assinatura óptica proposta pelo DPMPC é gerada, primeiramente, repetindo-se o conjunto final de *chips* da MPC na primeira coluna do CSG, veja Tabela 3.4. Posteriormente, o ultimo conjunto de *chips* da primeira coluna CSG (referente à seqüência C_{04}) é adicionado à primeira seqüência do grupo (C_{00}) e posteriormente rotacionado, gerando a segunda coluna CSG.

Tabela 3.4: Exemplos de 2 grupos com as seqüências de códigos obtidas mediante extensão da codificação prima modificada, para número primo $P = 5$ [52].

GRUPO		SEQUÊNCIA DE CÓDIGOS MPC					CSG	
0	$C_{00} =$	10000	10000	10000	10000	10000	10000	01000
	$C_{01} =$	00001	00001	00001	00001	00001	00001	10000
	$C_{02} =$	00010	00010	00010	00010	00010	00010	00001
	$C_{03} =$	00100	00100	00100	00100	00100	00100	00010
	$C_{04} =$	01000	01000	01000	01000	01000	01000	00100
1	$C_{10} =$	10000	01000	00100	00010	00001	00001	00010
	$C_{11} =$	01000	00100	00010	00001	10000	10000	00001
	$C_{12} =$	00100	00010	00001	10000	01000	01000	10000
	$C_{13} =$	00010	00001	10000	01000	00100	00100	01000
	$C_{14} =$	00001	10000	01000	00100	00010	00010	00100

Essa família de códigos apresenta P grupos, semelhante ao MPC e ao PMPC. Cada assinatura óptica passa a apresentar tamanho (P^2+2P) e ponderação $(P+2)$, possibilitando uma quantidade total de usuários igual a P^2 . Considerando o sistema síncrono, as propriedades de correlação cruzada para qualquer par de códigos m e n é dada por

$$C_{mn} = \begin{cases} P+2 & \text{se } m = n \\ 0 & \text{se } m \neq n \text{ e } m, n \in \text{mesmo grupo} \\ 1 & \text{se } m \neq n \text{ e } m, n \notin \text{mesmo grupo} \end{cases} \quad (10)$$

onde m e $n \in \{1, 2, 3, \dots, P^2\}$.

Da equação (10), verifica-se que para uma seqüência $m = n$, a autocorrelação, apresenta valor $\lambda_a = P + 2$. Já para seqüências distintas ($m \neq n$), a correlação cruzada será $\lambda_c = 1$, caso as seqüências pertençam a grupos distintos (por exemplo, $m = 1 = C_{00}$ e $n = 6 = C_{10}$), ou $\lambda_c = 0$ caso m e n pertençam ao mesmo grupo (por exemplo, $m = 1 = C_{00}$ e $n = 2 = C_{01}$).

De modo análogo às seções anteriores, a Figura 3.9 apresenta o exemplo da autocorrelação para a assinatura $C_{00} = \{100001000010000100001000010000 \underline{01000}\}$, considerando número $P = 5$. O ganho de potência referente a **uma unidade de chip** para a codificação DPMPC em relação à PMPC.

Como pode ser verificado, para o mesmo número $P = 5$, esta codificação permite um maior valor de autocorrelação, neste caso $\lambda_a = 7$. O valor de correlação cruzada foi mantido o mesmo, ou seja, $\lambda_c = 1$, o que garante um bom desempenho tanto em relação ao MPC quanto ao PMPC. Esse aspecto é interessante do ponto de vista de desempenho, já que se proporciona uma menor SER.

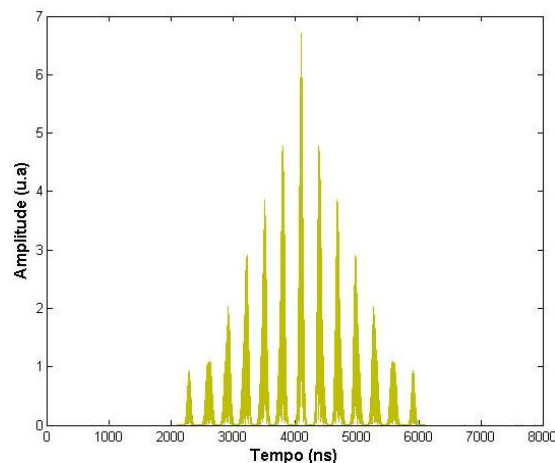


Figura 3.9: Autocorrelação obtida pela primeira seqüência $C_{00} = \{100001000010000100001000010000 \underline{01000}\}$ da codificação DPMPC.

A Figura 3.10 apresenta o resultado obtido na modelagem da assinatura $C_{00} = \{100001000010000100001000010000 \underline{01000}\}$, exemplificando o que é realizado

nos codificadores numa rede OCDMA-PON real, que utilizam a DPMPC para codificar o bit “1”. O eixo x apresenta a disposição do vetor temporal enquanto no eixo y representa a amplitude, que, para este exemplo, apresenta valor máximo 1.

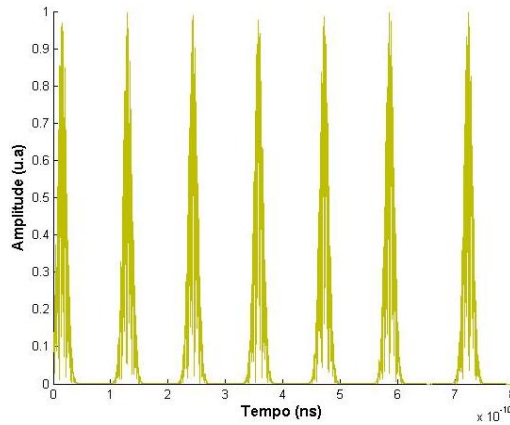


Figura 3.10: Modulação da assinatura $C00=\{100001000010000100001000010000\}$, representando a saída no codificador OCDMA-PON adotando a codificação DPMPC, para o bit “1”.

3.4.4 Codificação Bidimensional 2D – OOC com Múltiplos Comprimentos de Onda (MWOOC)

Codificações 2-D em redes OCDMA representam uma maneira elegante de se obter uma eficiência espectral mais elevada, e também uma maior cardinalidade. E uma maneira de se obter uma codificação 2-D eficiente consiste em se combinar codificação temporal e espectral, simultaneamente. Muitas dessas construções são originadas de famílias de códigos unidimensionais como: primo/primo [38], primo/OOC [96], OOC/OOC [97]. A Tabela 3.5 apresenta as principais características de algumas dessas famílias de códigos.

Tabela 3.5 - Comparação de alguns códigos 2D (W/T), onde M representa o número de comprimentos de onda disponíveis, N o número de *slots* temporais, p um número primo, N_{ooc} e Φ_{ooc} o tamanho e a cardinalidade da codificação OOC respectivamente e λc o máximo valor da função de correlação cruzada [98].

Codificação 2D (W/T)	$M \times N$	Cardinalidade	λc	Referência
primo/OOC	$N_{ooc} \times p^2$	$\Phi_{ooc} N_{ooc} p$	1	[98]
primo/primo	$p^2 \times p^2$	$p(p-1)$	1	[38]
EQC/primo	$p^2 \times (2p - 1)$	$p(p-1)^2$	2	[39]
Primo/EQC	$p \times p^2$	$p^2(p-1)$	2	[98]
OOC/primo	$p \times N_{ooc}$	$\Phi_{ooc} p^2$	1	[98]

Nesta tabela o parâmetro M representa o número de comprimentos de onda disponíveis, N o número de *slots* temporais, p um número primo, N_{ooc} e Φ_{ooc} o tamanho e a cardinalidade da codificação OOC respectivamente e λc o máximo valor da função de correlação cruzada.

Juntamente com a codificação 2-D, surgiram também diversas técnicas com o objetivo de mitigar a MAI. Como exemplo, tem-se a adoção de um OHL antes do decodificador OCDMA, realizada para a codificação primo/OOC por Wan et al. [99]. Essa abordagem permitiu reduções de aproximadamente, uma ordem de grandeza nos valores da BER dos usuários em relação aos casos sem OHLs. Já em Sanches et al. [100], adotou-se dois OHLs, um antes e outro após o decodificador, utilizando codificações baseadas em pulso único por linha (SPR) e pulsos múltiplos por linha (MPR). Isso permitiu reduções significativas das BER para uma pequena quantidade de

usuários. No entanto, ao adicionar-se a técnica FEC ao formalismo, foi possível obter valores de BER abaixo de 10^{-12} (região livre de erros). Em [101], Wang et al. analisaram a adoção de modulação por posição de pulso (PPM) com múltiplos comprimentos de onda (MWPM), juntamente com a utilização de dois OHLs. A codificação adotada é a de saltos na seqüência prima (MCHP), o que permite obter valores de BER semelhantes aos obtidos com modulação OOK.

A codificação 2-D a ser adotada neste trabalho é a do tipo OOC/OOC, conhecida como OOC com Múltiplos Comprimentos de Onda (MWOOC) [94]. Nessa codificação, deslocamentos temporais e de comprimentos de onda são obtidos via algoritmos de formação de códigos 1D-OOC [94], que apresentam as seguintes vantagens: correlação cruzada igual a 1, valores independentes para comprimento de onda e tamanho do código, e cardinalidade como função quadrática do número de comprimentos de onda (considerando $(M = p)$ o valor que determina o número de comprimentos de onda) [98].

A primeira implementação realizada para essa família de códigos foi proposta por Yang et al. em [97]. Em [102], Morelle et al. propuseram uma nova metodologia para construção dos códigos MWOOC que possibilitou maior flexibilidade na escolha dos parâmetros dos códigos. Essa metodologia permite ainda a escolha de parâmetros $L \leq F$, onde L representa o número de comprimentos de onda e F o comprimento temporal, para qualquer valor de ponderação W . Nesta proposta, o j -ésimo usuário é representado por $C_{L,F}^j$, que é uma matriz composta por L vetores colunas $d_{k,F}^j$, representando o espalhamento temporal, ou seja:

$$C_{L,F}^j = \left[d_{1,F}^j, d_{2,F}^j, d_{3,F}^j, \dots, d_{L-1,F}^j, d_{L,F}^j \right]^T \quad (11)$$

onde $d_{k,F}^j = [c_{1,F}^j, c_{2,F}^j, \dots, c_{k-1,F}^j, c_{k,F}^j]$ e $c_{k,F}^j \in \{0,1\}$, onde k representa o comprimento de onda emitido pertencente a $\{1, \dots, L\}$ [102].

Neste contexto, o sinal recebido com o comprimento de onda λ_k é expresso por:

$$r_{k,F}(t) = \sum_{j=1}^{Nu} b_i^j(t) d_{k,F}^j \quad (12)$$

onde $b_i^j(t) \in \{0,1\}$, representa o i -ésimo bit do j -ésimo usuário.

Com isso, ficam demonstradas as principais propriedades dos códigos considerados neste trabalho. No próximo capítulo são apresentados os principais componentes utilizados na rede OCDMA, bem como suas respectivas modelagens.

Capítulo 4

Modelagem Numérica de Redes Ópticas de Acesso

Este capítulo apresenta resultados de modelagem numérica para cenários OCDMA-PONs utilizando codificações 1D, adotando MPC, PMPC e DPMPC, e 2D com o código MWOOC. Além da modelagem dos codificadores e decodificadores OCDMA para estas famílias de códigos, também é realizada a modelagem para diversos formatos de modulação, como as técnicas de modulação OOK, PPM e FSK, para os códigos unidimensionais, e OOK, para o bidimensional. Adicionalmente, dentre as diversas técnicas adotadas para reduzir os efeitos da MAI, como OHLs e PIC, neste trabalho é utilizado o PIC por apresenta maior eficiência na redução das interferências considerando uma maior quantidade de usuários simultâneos. Além desta, é utilizada a técnica FEC na codificação do canal, adotando o algoritmo *Reed-Solomon* [103], padronizado pela ITU-T[16], utilizada para prover melhor desempenho nos sistemas.

Neste contexto, os cenários a serem modelados apresentam as seguintes configurações de sistemas:

- (1) - OCDMA-PON 1D codificado com (MPC e PMPC), utilizando modulação OOK + MAI + ruídos *poissonianos* de detecção;
- (2) - Semelhante ao cenário (1), porém utilizando modulação PPM;
- (3) - OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + PPM, considerando somente a MAI;
- (4) - Semelhante ao cenário (3), porém acrescido da técnica PIC;
- (5) - OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + FSK + PIC, considerando somente a MAI;
- (6) - OCDMA-PON 2D codificado com MWOOC, utilizando modulação OOK;
- (7) - Semelhante ao cenário (6), porém acrescido da técnica PIC.

Na próxima seção, após a descrição de cada um dos cenários, será apresentado o formalismo utilizado para acrescentar a técnica FEC ao sistema. Todos os cenários consideram a interferência de acesso múltiplo (MAI) como o principal fator de degradação do sistema. Nos cenários (4), (5) e (7), são acrescidos, ainda, a técnica PIC, além dos ruídos balísticos que ocorrem no processo de detecção. Nos cenários (1) e (2),

são incorporadas as correntes de escuro e os ruídos balísticos, utilizando aproximação *poissoniana* para estes ruídos de detecção.

Nos formalismos matemáticos desenvolvidos neste trabalho, são desconsideradas as degradações advindas dos efeitos de propagação, tais como PMD, efeitos não lineares e de outros presentes no processo de detecção, como o ruído térmico. Este critério de análise de desempenho tem sido largamente empregado na literatura quando o objetivo é verificar o desempenho de famílias de códigos para determinadas aplicações de PONs.

A BER é determinada em função da contagem total de fótons que chegam aos detectores dos usuários, onde o usuário #1 é considerado como o de referência neste trabalho. É importante ressaltar que um novo formalismo para o cálculo da BER foi desenvolvido neste trabalho para o cenário (1) e (2), além da análise inédita para os demais cenários envolvendo a técnica FEC.

4.1 Cenário 1 - OCDMA-PON 1D codificado com (MPC e PMPC), utilizando modulação OOK + MAI + Ruídos Poissonianos de Detecção.

Esta seção apresenta a modelagem do sistema representado na Figura 4.1, considerando a modulação OOK para as codificações MPC e PMPC.

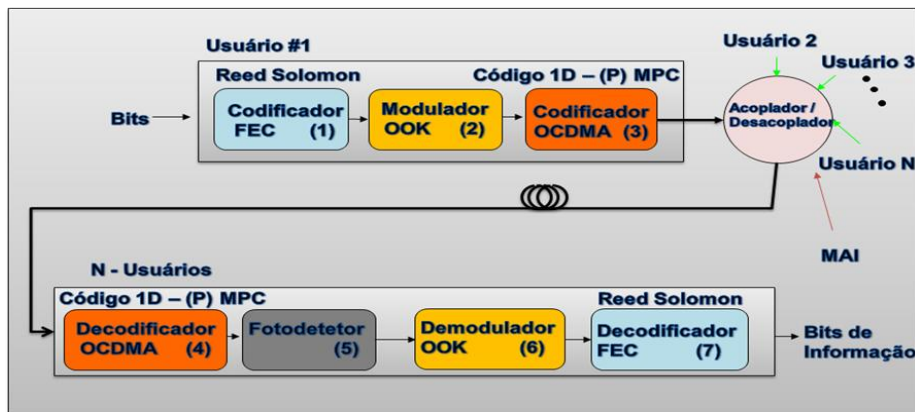


Figura 4.1: Diagrama de blocos dos componentes da rede (Cenário 1) – Modulação OOK + MAI + RUIZOS.

O transmissor das OLTs e das ONUs é composto de um codificador FEC (bloco 1), utilizando algoritmo *Reed-Solomon*; de um modulador OOK (bloco 2) seguidos do codificador OCDMA gerador de código MPC e PMPC (bloco 3). Já, no receptor, primeiramente, é realizada a decodificação da assinatura óptica atribuída ao usuário de interesse (bloco 4). Em seguida, passa-se à etapa de fotodeteção (bloco 5) e, posteriormente, à decodificação OOK (bloco 6). Finalmente, tem-se a decodificação FEC que realiza inferências sobre os dados (bloco 7), localizando e corrigindo alguns erros, melhorando consideravelmente o desempenho do sistema.

A seguir, é apresentado o formalismo para o cálculo da BER para este cenário. Mas, antes, é necessário definir dois parâmetros importantes: a) a probabilidade do usuário #1 estar ativo dentro do seu grupo, e b) de que forma a MAI e os ruídos balísticos são considerados na modelagem do sistema.

4.1.1 Formalismo Matemático

Considere uma variável aleatória, T , que representa o número de usuários ativos no primeiro grupo que não afetam a contagem de fótons de #1. Como o número máximo de usuários na rede é P^2 , e N dentre os P^2 usuários são considerados como ativos (os demais $P^2 - N$ representam os usuários remanescentes), a probabilidade da realização de T , considerando #1 ativo para qualquer valor de $t \in \{t_{\min}, t_{\min+1}, \dots, t_{\max}\}$ é dada pela seguinte distribuição hipergeométrica [104],

$$Pr(t) = \frac{\binom{P^2 - P}{N - t} \binom{P - 1}{t - 1}}{\binom{P^2 - 1}{N - 1}} \quad (13)$$

onde $t_{\min} = \max[1, N - (P^2 - P)]$ e $t_{\max} = \min(N, P)$, considerando $\min(a, b)$ e $\max(a, b)$ o menor e o maior valor entre a e b , respectivamente. A equação (13) representa a probabilidade do usuário #1 estar ativo dentro do seu grupo.

Com respeito à MAI e ao ruído balístico, estes são considerados em função da contagem de fótons (suposta aqui como uma distribuição poissoniana). Para tanto, torna-se necessário, primeiramente, definir o número de fótons que chega ao receptor do usuário de interesse. Essa quantidade de fótons é considerada em função dos fótons referentes às informações do usuário Z_i^1 , da contribuição dos ruídos de fotodeteção, W_i^1 , e da MAI no sistema, I_i^1 . Assim, supõe-se que essa quantidade total de fótons, referentes ao i -ésimo *slot*, é representada por uma variável aleatória Y_i^1 dada por [104]:

$$Y_i^1 = Z_i^1 + W_i^1 + I_i^1 \quad (14)$$

onde Z_i^1 representa a contagem média de fótons referente ao sinal, W_i^1 o ruído balístico de fotodeteção, e I_i^1 a MAI. A contagem média de fótons referentes ao sinal, Z_i^1 , é redefinida para os sistemas OOK utilizando PMPC como:

$$\begin{aligned}
E[Z_i^1 | b_{\{OOK\}1}^1 = 1] &= (P+1)\lambda_s T_c \\
E[Z_i^1 | b_{\{OOK\}1}^0 = 1] &= 0
\end{aligned} \tag{15}$$

onde λ_s representa a taxa de fótons do sinal, T_c o tempo de chip, e $b_{\{OOK\}1}^1$ os bits do usuário #1, considerando que $b_{\{OOK\}1}^1 \in \{0,1\}$. Por sua vez, a média da contagem de fótons referente ao ruído W_i^1 é também redefinida aqui, resultando em:

$$E[W_i^1] = (P+1)\lambda_0 T_c \tag{16}$$

onde $\lambda_0 T_c$ representa a taxa de fótons do ruído no intervalo de chip. Finalmente, para representarmos a interferência da MAI devido ao k -ésimo usuário sobre o i -ésimo período de *slot* do usuário #1, $I_i^{1,k}$, tem-se [104]:

$$E[I_i^{1,k} | \{b_{\{OOK\}1}^k\}_{k=2}^N] = \lambda_s T_c \sum_{k=2}^N C_{1,k} \delta_{b_{\{OOK\}1}, 1}^k \tag{17}$$

onde $C_{1,k}$ para a codificação PMPC já foi definido no Capítulo 3 (ver Equação (9)), e $\delta_{b_{\{OOK\}1}, i}^k$ representa a função delta de *Kronecker* [105]:

$$\delta_{b_{\{OOK\}1}, i}^k = \begin{cases} 1 & \text{se } b_{\{OOK\}1}^k = i \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \tag{18}$$

Uma vez definida a quantidade de fótons, passa-se a seguir ao formalismo para o cálculo da BER do sistema, considerando aproximação poissoniana no processo de fotodeteção com modulação OOK. O cálculo da BER leva em conta os seguintes parâmetros: a quantidade de usuários interferentes, k , bem como a função densidade probabilidade (pdf) para a ocorrência de interferência dos k usuários, $\Pr\{k=l | T=t\}$; a probabilidade para que um conjunto de fótons, Y_i^1 , supere o valor do limiar θ quando o usuário #1 enviar um bit "0", $\Pr\{Y_i^1 > \theta | b_{\{OOK\}1}^1 = 0, k=l, T=t\}$; e a probabilidade desse

conjunto de fótons Y_i^1 ser inferior ao valor do limiar θ quando o usuário #1 enviar o bit "1", $\Pr\{Y_i^1 \leq \theta | b_{\{OOK\}1}^1 = 1, k = l, T = t\}$. Esses parâmetros são detalhados a seguir.

Como primeiro passo, é preciso definir o número de usuários enviando bits "1" nos grupos $\{2, 3, \dots, P\}$, veja Tabela 3.3, que possam interferir no conjunto de fótons do usuário de interesse. Esse parâmetro é representado por uma variável aleatória k , definida como [104]:

$$k \equiv \sum_{k=2}^N C_{1,k} \delta_{b_{\{OOK\}1}^k} . \quad (19)$$

Assim, a pdf da ocorrência de k , $\Pr\{k = l | T = t\}$, considerando que a probabilidade no envio de bit "0" ou "1" seja igual, é definida por [104]

$$\Pr\{k = l | T = t\} = \binom{N-t}{l} \frac{1}{2^{N-t}}, \quad l \in \{0, 1, \dots, N-t\} . \quad (20)$$

Em seguida, passa-se à definição da segunda pdf, a qual se refere à probabilidade de um dado conjunto de fótons Y_i^1 superar o valor do limiar θ quando o usuário #1 enviar um bit "0". Nesse caso, no processo de detecção dos bits enviados pelo usuário #1, o receptor decide que $b_{\{OOK\}1}^1 = 1$ se o conjunto de fótons for superior ao limiar $Y_i^1 > \theta$, caso contrário $b_{\{OOK\}1}^1 = 0$. Portanto, a pdf em questão pode ser modelada utilizando-se a aproximação poissoniana definida em [104], ou seja:

$$\Pr\{Y_i^1 > \theta | b_{\{OOK\}1}^1 = 0, k = l, T = t\} = \sum_{k=\lfloor \theta \rfloor + 1}^{\infty} Poisson(k, K_b + \lambda_s T_c l) . \quad (21)$$

onde os termos *Poisson* e $\lfloor \theta \rfloor$ serão devidamente definidos mais à frente. Por sua vez, para o caso do conjunto de fótons Y_i^1 ser inferior ao valor do limiar θ quando o usuário #1 enviar o bit "1", essa pdf passa a ser descrita por [104]

$$\Pr\{Y_i^1 \leq \theta \mid b_{\{OOK\}l}^1 = 1, k = l, T = t\} = \sum_{k=0}^{\lfloor \theta \rfloor} Poisson(k, K_s + K_b + \lambda_s T_c l) . \quad (22)$$

onde a taxa média de fótons do sinal por *slot* é representada por K_s e K_b representa a taxa média do ruído balístico por *slot*. Neste trabalho, ambas foram devidamente redefinidas a partir de [104], e são agora dadas por:

$$K_s = (P+1)\lambda_s T_c \quad (23)$$

$$K_b = (P+1)\lambda_0 T_c = \frac{\lambda_0 \log 2}{R_0 (P+1)} \quad (24)$$

onde R_0 representa o *throughput*, taxa de transferência efetiva em (*nats/s*). Em (21) e (22) o termo *Poisson* representa a função:

$$Poisson(y, \lambda) = \frac{e^{-\lambda} \lambda^y}{y!} . \quad (25)$$

Ainda com respeito a (21) e (22), o termo $\lfloor \theta \rfloor$ representa a parte inteira do valor do limiar θ . Uma vez que [104] não apresenta o método utilizado para o cálculo do valor do limiar, será adotado aqui o método sugerido em [106]. Assim, considerando a sua dependência com os termos N e t , tem-se que o limiar médio é dado por:

$$\theta = \frac{(N + P - t)}{2} . \quad (26)$$

Finalmente, uma vez definidas todas as contribuições de erro via funções densidades de probabilidades, pode-se chegar à expressão da BER para a modulação OOK [104]:

$$\begin{aligned} Pb_{OOK} &= \frac{1}{2} \sum_{t=t_{\min}}^{t_{\max}} \sum_{l=0}^{N-t} [\Pr\{Y_i^1 > \theta \mid b_{\{OOK\}l}^1 = 0, k = l, T = t\} \\ &\quad + \Pr\{Y_i^1 \leq \theta \mid b_{\{OOK\}l}^1 = 1, k = l, T = t\}] \\ &\quad \times \Pr\{T = t\} \times \Pr\{k = l, T = t\} . \end{aligned} \quad (27)$$

Embora (27) seja, em si, semelhante à obtida em [104], o desenvolvimento feito aqui já incorpora algumas modificações nas pdf's que são específicas para o presente trabalho. Assim, o presente formalismo deve ser visto como uma variação do proposto em [104].

Uma vez descrito o formalismo para obtenção da BER para a codificação PMPC, verifica-se que, para a codificação MPC, o formalismo para o cálculo da BER é modificado nas Equações (15), (16), (23), (24), substituindo-se os termos $(P+1)$ por P , devido às propriedades dos códigos MPC, conforme a Equação (8).

A seguir, é descrito o formalismo para as mesmas famílias de códigos aqui modeladas, porém, considerando a técnica de modulação PPM.

4.2 Cenário 2 - OCDMA-PON 1D codificado com (MPC e PMPC) utilizando modulação PPM + MAI + Ruídos Poissonianos de Detecção.

Esta seção apresenta a modelagem do sistema representado na Figura 4.2, considerando a modulação PPM para a codificação MPC e PMPC.

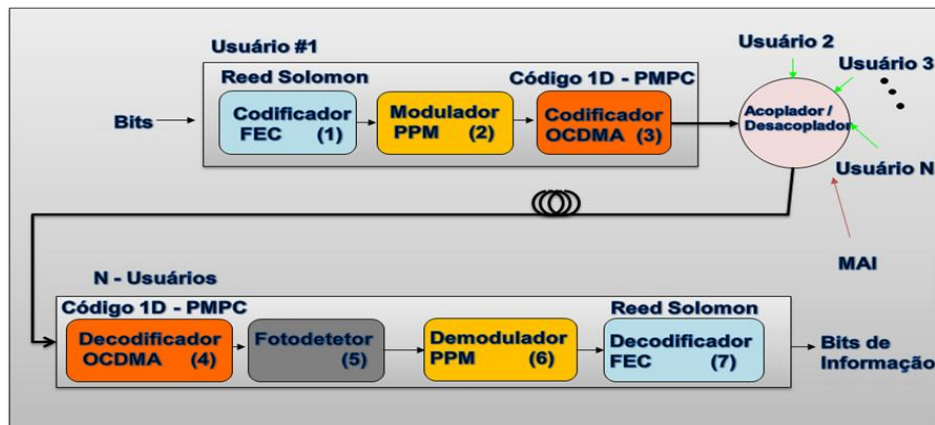


Figura 4.2: Diagrama de blocos dos componentes da rede (Cenário 2) – Modulação PPM+ MAI + RUÍDOS.

O diagrama de blocos da Figura 4.2 é similar ao apresentado na Figura 4.1, modificando o modulador OOK por PPM (bloco 2), assim como o decodificador (bloco 6). A utilização de modulação por posição de pulso é utilizada por não requer a realização de ajustes no limiar de detecção, normalmente exigido nos sistemas que utilizam modulação OOK. Isto é um aspecto positivo já que simplifica o processo de detecção. Por conveniência, este formato de modulação é brevemente explicado a seguir.

4.2.1 PPM – Modulação por Posição de Pulso.

Ao se empregar a modulação por posição de pulso, a capacidade de transmissão do sistema é acrescida, uma vez que cada pulso codificado em determinado *slot* do símbolo representa, para o decodificador PPM, uma seqüência de bits transmitidos, resultando, assim, em menor tráfego no canal. Adicionalmente, como cada usuário transmite os dados codificados numa pequena fração do símbolo, esta técnica permite a redução na possibilidade de sobreposição dos *chips* iluminados específicos para seu código, ocasionados pelos demais usuários.

Dentre as opções para implementação de PPM nos sistemas OCDMA, será utilizado aqui o esquema considerado mais simples, ilustrado na Figura 4.3, onde um único pulso é disposto sobre um dos M *slots* de tempo adjacentes que representam um símbolo (onde M é denominado fator multiplicativo) [52].

A posição ocupada por este pulso dentro do símbolo representa uma seqüência específica de bits. Para o caso $M = 8$, a primeira dentre as oito posições no símbolo representa uma seqüência de três bits, por exemplo, os bits (000). O período de símbolo é dado por $T = M \cdot \tau$, onde τ representa a largura do *slot*.

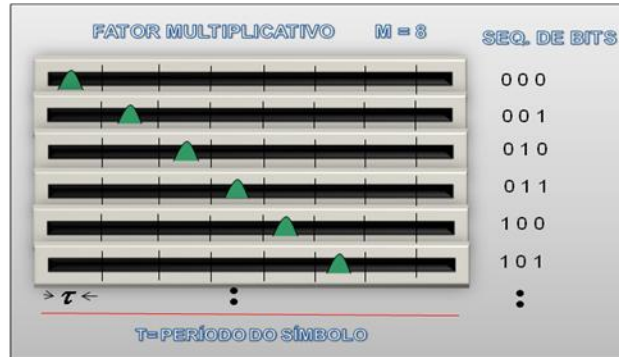


Figura 4.3.: Esquema da modulação por posição de pulso para $M=8$.

Considerando o envio de informações binárias, o valor de M pode ser determinado em função da obtenção das M seqüências distintas de y bits, obedecendo à relação $M = 2^y$. No exemplo anterior, onde $M = 8$, a seqüência é composta por 3 bits, pois $M = 2^3 = 8$. Quanto maior o valor de M , maior será a quantidade de bits representada pelo símbolo. No entanto, ocorre uma maior compressão dos códigos, podendo dificultar o processo de codificação e decodificação.

Uma vez demonstradas às funcionalidades da técnica PPM, a seguir é apresentado o formalismo matemático utilizado para obtenção da BER.

4.2.2 Formalismo Matemático

Conforme pode ser observado na Figura 4.3, para a modulação PPM o quadro é dividido em $\{0, 1, \dots, M-1\}$ *slots*. Nesse contexto, e sem perda de generalidade, no presente trabalho, partiu-se do princípio que o decodificador PPM utilizará a posição m como referência para a contagem de fótons, ou seja, $b^1_{\{PPM\}0} = m$.

Em primeiro lugar, em virtude do formato de modulação (PPM) e da codificação adotada (PMPC), alguns dos termos da contagem média de fótons que chegam ao receptor do usuário de interesse #1, Equação (14), precisam ser redefinidos. Isso será feito com base na proposta desenvolvida em [104]. Agora, para se obter a contagem média de fótons referentes ao sinal, Z^1_i , tem-se

$$E[Z^1_i | b^1_{\{PPM\}0}] = \begin{cases} (P+1)\lambda_s T_c & \text{se } b^1_{\{PPM\}0} = i \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (28)$$

A média da contagem de fótons referente ao ruído W^1_i é a mesma de (16). Finalmente, para representar a interferência da MAI devido ao k -ésimo usuário sobre o i -ésimo período de *slot* do usuário #1, $I_i^{1,k}$, tem-se [104]

$$E[I_i^{1,k} | \{b^k_{\{PPM\}0}\}_{k=2}^N] = \lambda_s T_c \sum_{k=2}^N C_{1,k} \delta_{b^k_{\{PPM\}0}, 1} \quad (29)$$

Semelhante ao que foi apresentado no cenário (1), a BER é obtida em função dos seguintes parâmetros: a quantidade de usuários interferentes, k , e a pdf para a ocorrência de interferência dos k usuários nos *slots* utilizados pela PPM do usuário #1, $\Pr\{k_m = l_m, k_{m+1} = l_{m+1} | T = t\}$; e a probabilidade da ocorrência de uma contagem errônea de fótons no *slot* m , utilizado como referência na contagem de fótons no decodificador PPM, $\Pr\{Y^1_m \leq Y^1_{m+1} | b^1_{\{PPM\}0} = m, T = t, k_m = l_m, k_{m+1} = l_{m+1}\}$.

Como primeiro passo, é preciso redefinir aqui a contribuição dos N usuários com pulsos no i -ésimo *slot*, a qual é agora representada como [104]:

$$k \equiv \sum_{k=2}^N C_{1,k} \delta_{b_{\{PPM\}0},i}^k \quad i \in \{0, \dots, M-1\} \quad (30)$$

Uma vez definidos esses parâmetros, passa-se à definição das funções densidade de probabilidade. No caso da função densidade probabilidade, para a ocorrência de k , $\Pr\{k_m = l_m, k_{m+1} = l_{m+1} | T = t\}$, tem-se [104], que:

$$\Pr\{k_m = l_m, k_{m+1} = l_{m+1} | T = t\} = \frac{(N-1)!}{(N-t-l_m-l_{m+1})! l_m! l_{m+1}!} \times \frac{(M-2)^{(N-t-l_m-l_{m+1})}}{M^{N-t}} \quad (31)$$

Já a probabilidade da ocorrência de uma contagem errônea de fótons no *slot* m pode ser escrita como:

$$\Pr\{Y_m^1 \leq Y_{m+1}^1 | b_{\{PPM\}0}^1 = m, T = t, k_m = l_m, k_{m+1} = l_{m+1}\} \times \sum_{k=0}^{\infty} \text{Poisson}(k, K_s + K_b + \lambda_s T_c l_m) \times \sum_{k=0}^{\infty} \text{Poisson}(k, K_b + \lambda_s T_c l_m) \quad (32)$$

O valor de K_s é obtido como em (23), porém, K_b precisa ser redefinido, resultando em:

$$K_b = \frac{\lambda_0 \log M}{R_0 (P+1)} \quad (33)$$

Vale lembrar que, no formato PPM, o critério adotado para realizar a decisão sobre quais *slots* transmitem informação é realizada pela contagem de fótons contida no determinado *slot*, diferentemente do OOK que necessita definir um limiar de detecção. Sendo assim, a probabilidade de erro de símbolo para sistemas utilizando PPM pode ser representada da seguinte forma:

$$P_E = 1 - \Pr\{Y_m^1 > Y_0^1, \dots, Y_{M-1}^1 | b_{\{PPM\}0}^1 = m\}. \quad (34)$$

A técnica PPM determina qual *slot*, dentro do símbolo, que apresenta a maior quantidade de fótons realizando uma comparação dentre os $(M-1)$ *slots*. Neste contexto, a equação (34) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
P_E &\leq (M-1) \Pr\{Y_m^1 \leq Y_{m+1}^1 \mid b_{\{PPM\}0}^1 = m\} = \\
&\sum_{t=t_{\min}}^{t_{\max}} \sum_{l_m=0}^{N-t} \sum_{l_{m+1}=0}^{N-t-l_m} \Pr\{Y_m^1 \leq Y_{m+1}^1 \mid b_{\{PPM\}0}^1 = m, T = t, k_m = l_m, k_{m+1} = l_{m+1}\} \\
&\times \Pr\{k_m = l_m, k_{m+1} = l_{m+1} \mid T = t\} \times \Pr\{T = t\}
\end{aligned} \tag{35}$$

Finalmente, pode-se avaliar a BER com a seguinte expressão:

$$P_{bPPM} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{t_{\min}}^{t_{\max}} P_E \tag{36}$$

onde a probabilidade de erro de símbolo, P_E , é obtida pela Equação (35). Na equação (36), o termo $\frac{M}{2(M-1)}$ representa o fator de conversão da taxa de erro de símbolo, P_E ,

para a taxa de erro de bit (representada por P_{bPPM}).

Uma vez demonstrado o formalismo para obtenção da BER para este cenário, a seguir é definido o formalismo utilizado para novos cenários considerando apenas a MAI para os casos sem PIC, e a MAI e os ruídos balísticos para os casos com PIC.

4.3 Cenário 3 - OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + PPM, considerando somente a MAI.

O cenário analisado nesta seção é semelhante ao apresentado na Figura 4.2, diferenciando nos codificadores e decodificadores OCDMA que devem estar também configurados para a família de códigos DPMPC. É importante salientar que, neste cenário, o formalismo para o cálculo da BER considera apenas o efeito da MAI para as famílias de códigos PMPC e DPMPC utilizando modulação PPM. Considera, ainda, um caso ideal para a recepção de fótons nos respectivos detetores.

4.3.1 Formalismo Matemático

No capítulo 3, foram demonstradas as propriedades de grupo para as codificações PMPC e DPMPC, onde, considerando o número total de usuários na rede igual a P^2 e definindo que N dentre o total são considerados usuários ativos, $(P^2 - N)$ representam os usuários considerados remanescentes. Como neste trabalho, o usuário #1 é considerado como usuário de interesse, por consequência, o grupo considerado de interesse é o mesmo onde a assinatura do usuário #1 estiver presente.

Neste contexto, primeiramente, é necessário definir uma variável aleatória que simboliza a inserção do usuário na rede, neste caso γ_n , como:

$$\gamma_n = \begin{cases} 1 & \text{se } \#n \text{ representa usuário ativo} \\ 0 & \text{se } \#n \text{ representa usuário inativo} \end{cases} \quad (37)$$

onde $\#n$ representa o n -ésimo usuário da rede, com $n \in \{1, 2, \dots, P^2\}$. Contudo, o número de usuários ativos obedece à seguinte relação [95]:

$$\sum_{n=1}^{P^2} \gamma_n = N. \quad (38)$$

Para o usuário $\#n$, um dado conjunto de fótons referente ao sinal que chega ao receptor, $(Y_{n,0}, Y_{n,1}, \dots, Y_{n,M-1})$, pode ser definido por um vetor aleatório Y_n . Pode-se

também definir um vetor de interferências aleatórias $\kappa = (\kappa_0, \kappa_1, \dots, \kappa_{M-1})^T$ com tamanho igual a M , onde a variável κ_j representa o número de pulsos ópticos interferentes no *slot* de tempo j . A probabilidade de realização dos interferentes deste vetor κ é definida aqui pelo vetor $u = (u_0, u_1, \dots, u_{M-1})^T$ [107].

Neste contexto, o valor de κ é uma distribuição multinomial aleatória com probabilidade [52]:

$$P_{\kappa|T}(u_0, u_1, \dots, u_{M-1} | t) = \frac{1}{M^{N-t}} \frac{(N-t)!}{u_0! u_1! \dots u_{M-1}!} \quad (39)$$

Vale salientar que, em [95], os autores realizaram a análise da extensão da codificação prima modificada (PMPC) acrescida da codificação PPM considerando apenas a MAI do sistema. Foi considerado ainda que a taxa de fótons do sinal tende a infinito [52], [15]-[16], ou seja, que o nível do sinal é suposto ideal. Isso permite que os ruídos de detecção sejam desprezados, permanecendo apenas a MAI como fonte de degradação do sinal do usuário. Assim, a probabilidade de erro de símbolo, baseado nas propriedades da codificação PMPC, é dada por [95]:

$$\begin{aligned} P_E \geq & \sum_{u_1=P+2}^{N-t} \binom{N-t}{u_1} \frac{1}{M^{u_1}} \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{N-t-u_1} \\ & \sum_{u_0=0}^{\min(u_1-(P+2), N-t-u_1)} \binom{N-t-u_1}{u_0} \frac{1}{(M-1)^{u_0}} \left(1 - \frac{1}{M-1}\right)^{N-t-u_1-u_0} \\ & + 0.5 \sum_{u_1=P+1}^{\frac{N-t+(P+1)}{2}} \binom{N-t}{u_1} \frac{1}{M^{u_1}} \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{N-t-u_1} \binom{N-t-u_1}{u_1-P-1} \\ & \frac{1}{(M-1)^{u_1-(P+1)}} \left(1 - \frac{1}{M-1}\right)^{N-t-2u_1+P+1}. \end{aligned} \quad (40)$$

onde variáveis u_0 e u_1 representam a ocorrência de κ_0 e κ_1 , que simbolizam, respectivamente, o número de pulsos ópticos interferentes nos *slots* 0 e 1.

Uma vez definida a probabilidade de erro de símbolo, verifica-se que o cálculo da BER do sistema é determinada através do produto de P_E , equação (40), com a

probabilidade do usuário de interesse #1 estar ativo no grupo $P_r(t)$, dada pela Equação (13), ou seja:

$$P_{bPPM} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{t_{\min}}^{t_{\max}} P_E \times P_r(t) \quad (41)$$

onde $t_{\min} = \max[1, N - (P^2 - P)]$ e $t_{\max} = \min(N, P)$ são valores iguais aos utilizados nos cenários 1 e 2.

Concluída a formulação para a codificação PMPC, passa-se, a seguir, à modificação deste formalismo para adequação à codificação DPMPC.

A dupla extensão da codificação prima modificada, ou DPMPC, apresenta propriedades diferentes das apresentadas pelo PMPC, como pode ser visto na Tabela 3.4. Conseqüentemente, uma nova formulação para a probabilidade de erro de símbolo, P_E , torna-se necessária.

Neste contexto, em [52], foi realizada uma análise da codificação DPMPC acrescida da codificação PPM, cuja probabilidade de erro P_E é dada por:

$$\begin{aligned} P_E \geq & \sum_{u_1=P+3}^{N-t} \binom{N-t}{u_1} \frac{1}{M^{u_1}} \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{N-t-u_1} \\ & \sum_{u_0=0}^{\min(u_1-(P+3), N-t-u_1)} \binom{N-t-u_1}{u_0} \frac{1}{(M-1)^{u_0}} \left(1 - \frac{1}{M-1}\right)^{N-t-u_1-u_0} \\ & + 0.5 \sum_{u_1=P+2}^{\frac{N-t+(P+2)}{2}} \binom{N-t}{u_1} \frac{1}{M^{u_1}} \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{N-t-u_1} \binom{N-t-u_1}{u_1-P-2} \\ & \frac{1}{(M-1)^{u_1-(P+2)}} \left(1 - \frac{1}{M-1}\right)^{N-t-2u_1+P+2} . \end{aligned} \quad (42)$$

Uma vez determinada a nova probabilidade de erro de símbolo, P_E , para a codificação DPMPC, o valor da BER do sistema passa a ser determinado de maneira semelhante à apresentada em (40), alterando-se apenas o valor de P_E pelo encontrado em (42).

A seguir, é definido o formalismo utilizado para a análise de um cenário considerando a inclusão da técnica PIC juntamente com a modulação PPM para as famílias de códigos PMPC e DPMPC.

4.4 Cenário 4 - OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + PPM + PIC, considerando somente a MAI.

Neste quarto cenário, ilustrado na Figura 4.4, utiliza-se a técnica de correção posterior de erros, com o algoritmo *Reed-Solomon* (bloco 1). É neste ponto que são construídas as denominadas palavras código. Posteriormente, essas palavras de código são convertidas para o domínio óptico e encaminhadas para o esquema de modulação por posição de pulso (PPM), definido no bloco 2.

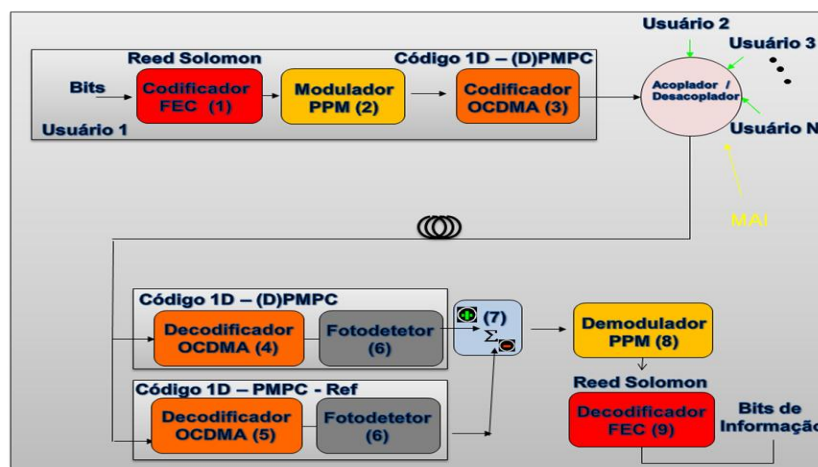


Figura 4.4. Diagrama de blocos dos componentes da rede para o cenário OCDMA-PON via codificação PMPC e DPMPC, com PPM, PIC e FEC.

Já no receptor, diferente do que ocorre nos Cenários 1 a 3, são incluídos dois decodificadores (blocos 4 e 5) e dois fotodetetores semelhantes (blocos 6). Estes dispositivos são utilizados para a implementação da técnica de cancelamento paralelo de interferências, explicada a seguir.

4.4.1 Técnica de Cancelamento Paralelo de Interferências (PIC)

Na técnica PIC, ilustrada na Figura 4.5, o sinal recebido é dividido em duas partes iguais por um divisor (*splitter*) óptico (1 x 2) para que, em seguida, possa ser submetido aos dois decodificadores OCDMA (blocos 4 e 5).

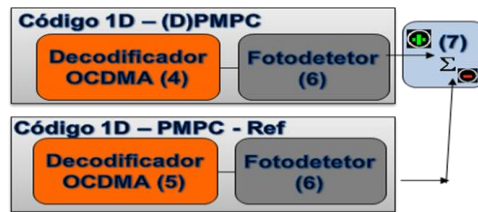


Figura 4.5. Diagrama de blocos do cancelamento paralelo de interferência.

O decodificador superior (bloco 4) é utilizado para extrair os bits de informação do usuário de interesse. Nesse caso as linhas de atraso óptico são ajustadas para a decodificação do sinal do usuário $\#I$, enquanto o inferior (bloco 5) é utilizado para estimar a MAI do sistema. Para tal, no bloco 5 as linhas de atraso são ajustadas para o código de um usuário de referência do grupo, geralmente, a última assinatura óptica do grupo é adotada como sequência de referência, por exemplo, a assinatura C_{04} na Tabela 3.3. Esse usuário será sempre utilizado como referência para que se possa estimar o padrão de MAI ocasionado pelos demais usuários no sistema, fora do respectivo grupo do usuário.

Uma vez explicada a distribuição dos dispositivos nos receptores utilizando a técnica PIC, a seguir, é explicado como ocorre o processo de subtração das possíveis interferências.

Após os sinais ópticos passarem pelos decodificadores OCDMA e, posteriormente, pelos fotodetectores, eles chegam a um subtrator (bloco 7). Nesse bloco, é realizada a subtração do sinal decodificado do usuário $\#1$ em relação ao obtido do usuário de referência (nesse caso o C_{04}), ocorrendo o cancelamento de possíveis interferências, conseqüentemente, mitigando a MAI do sistema. Vale salientar que como ambos fotodetectores são iguais (blocos 6), e o ruído balístico também será reduzido ao passar pelo subtrator [52].

Uma das vantagens dessa técnica, além da mitigação da MAI, é a de que os correlatores utilizados na parte inferior do bloco PIC são idênticos nos receptores dos usuários do mesmo grupo, o que simplifica a gerência e estoque de equipamentos.

Depois de apresentar as funcionalidades do sistema com a técnica PIC, a seguir, é abordado o formalismo matemático utilizado para realizar a análise da BER desses sistemas.

4.4.2 Formalismo Matemático

Para exemplificar o equacionamento descrito a seguir, considere o número $P = 11$, cuja cardinalidade é $P^2 = 121$. De acordo com as propriedades dos códigos apresentados no capítulo 3, verifica-se que, para a técnica PIC, deve ser retirado um código de cada grupo para que sejam utilizados nos codificadores de referência (bloco 5). Do total de P códigos de usuários de referência, conseqüentemente o sistema passa a apresentar ($P^2 - P = 110$) como o número total de usuários. Sendo assim, ao se considerar N usuários ativos no sistema e que o número total de assinaturas disponíveis para os usuários é dado por $(P^2 - P)$, então os usuários considerados inativos são representados por $(P^2 - P - N)$.

Portanto, considere uma nova variável aleatória, T , que representa o número de usuários ativos que não afetam a contagem de fótons de #1. Com o formalismo similar ao apresentado anteriormente em (13), para o sistema com PIC, a distribuição de probabilidade para T é alterada para P_T^1 , ou seja:

$$P_T^1(t) = \frac{\binom{((P^2 - P) - (P - 1))}{N - t} \cdot \binom{P - 2}{t - 1}}{\binom{((P^2 - P) - 1)}{N - 1}} \quad (43)$$

onde o usuário #1 está ativo para qualquer valor de $t \in \{t_{\min}, \dots, t_{\max-1}, t_{\max}\}$, com $t_{\min} = \max\{N - ((P^2 - P) - (P - 1)), 1\}$ e $t_{\max} = \min(N, P - 1)$. Em t_{\min} e t_{\max} , o termo $(P - 1)$ representa a subtração do código do usuário de referência utilizado pelo PIC dentro do grupo, e em t_{\min} o termo $(P^2 - P) - (P - 1)$ representa os demais usuários que não pertencem ao grupo de interesse, e não é o usuário de referência utilizado pelo PIC. Conseqüentemente, o termo $N - [(P^2 - P) - (P - 1)]$ simboliza o total de usuários ativos pertencentes ao grupo do usuário de interesse. A Equação (43) representa a probabilidade para que o usuário #1 possa estar ativo dentre os N usuários totais.

Agora, considerando que o formalismo matemático para a probabilidade de erro de símbolo, P_E , pode ser definido como em (40), faz-se necessário redefinir uma nova probabilidade de erro de símbolo para o cenário com PIC. Neste contexto, uma nova fórmula para P_E foi derivada, sendo expressa como:

$$\begin{aligned}
P_E \leq & (M-1) \sum_{u_1=0}^{N-t} \binom{N-t}{u_1} \cdot \left(\frac{1}{M}\right)^{u_1} \cdot \left(1-\frac{1}{M}\right)^{N-t-u_1} \cdot \sum_{u_0=0}^{N-t-u_1} \binom{N-t-u_1}{u_0} \cdot \\
& \cdot \left(\frac{1}{M-1}\right)^{u_0} \cdot \left(1-\frac{1}{M-1}\right)^{N-t-u_0-u_1} \cdot \exp\left[-Q \cdot \frac{(P+1)^2}{4 \cdot (P+1+u_0+u_1)}\right]
\end{aligned} \quad (44)$$

onde Q representa a taxa de fótons recebida por cada pulso, representadas em [107] por:

$$Q = \frac{P_{rec}}{hf(w)} \approx u \frac{\ln M}{w} \quad (45)$$

onde, h é a constante de Planck, f representa a freqüência óptica, w a ponderação do código, e M o fator multiplicativo adotado. O valor de u em (45) representa o número de fótons por pulso, conforme

$$u = \frac{P_{rec}}{hf \ln M} (\text{fotons / nat}). \quad (46)$$

onde P_{rec} representa a potência recebida no fotodetector, calculada como [52]:

$$P_{rec} = \xi P_w e^{-\alpha L_{dist}} \quad (47)$$

onde ξ é a eficiência quântica do fotodetector, P_w a potência transmitida por símbolo, α a atenuação, e L_{dist} a distância transmitida [52].

Em (42), verifica-se que, dentre o total de $(N-t)$ usuários, a probabilidade da ocorrência de interferência causada na posição k_l do vetor de interferentes, definida por u_l , apresenta uma distribuição binomial que determina o número de u_l sucessos numa seqüência de $(N-t)$ tentativas, dada por [52]:

$$D_{bin} = \sum_{u_1=0}^{N-t} \binom{N-t}{u_1} \cdot \left(\frac{1}{M}\right)^{u_1} \cdot \left(1-\frac{1}{M}\right)^{N-t-u_1} \quad (48)$$

Observe que (48), já presente em (44), apresenta o D_{bin} para os pulsos ópticos interferentes nos *slots* 0 e 1.

Finalmente, definidas as probabilidades do usuário estar ativo no grupo P_T^1 , expressa por (43), assim como a probabilidade de erro de símbolo, P_E , por (44), a BER do sistema pode ser definida como:

$$P_{bPPM_PIC} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{t_{\min}}^{t_{\max}} P_E \times P_T^1(t) \quad (49)$$

Uma vez definido o formalismo para o calculo da BER do sistema considerando a codificação PMPC, a seguir são apresentadas as alterações necessárias para se adequar o atual cenário para a codificação DPMPC.

Assim, um novo formalismo matemático para a probabilidade de erro de símbolo, P_E , deve ser apresentado. Para tal, em [52], foi realizada a análise da codificação DPMPC acrescida da codificação PPM + PIC sem apresentar a técnica FEC, cuja probabilidade de erro de símbolo, P_E , é determinada como:

$$P_E \leq (M-1) \sum_{u_1}^{N-t} \binom{N-t}{u_1} \cdot \left(\frac{1}{M}\right)^{u_1} \cdot \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{N-t-u_1} \cdot \sum_{u_0=0}^{N-t-u_1} \binom{N-t-u_1}{u_0} \cdot \left(\frac{1}{M-1}\right)^{u_0} \cdot \left(1 - \frac{1}{M-1}\right)^{N-t-u_0-u_1} \cdot \exp\left[-Q \cdot \frac{(P+2)^2}{4 \cdot (P+2+u_0+u_1)}\right] \quad (50)$$

Definido o novo formalismo para P_E , basta substituir (50) em (49) para se obter a BER do sistema. A seguir, é apresentado um cenário similar ao apresentado nesta seção, porém, utilizando a técnica de modulação FSK juntamente com o PIC.

4.5 Cenário 5 - OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + FSK + PIC, considerando somente a MAI.

Este quinto cenário, ilustrado na Figura 4.6, é similar ao apresentado anteriormente, porém apresenta o (bloco2) modificado para a técnica de modulação FSK, assim como o (bloco 8) pelo demodulador FSK.

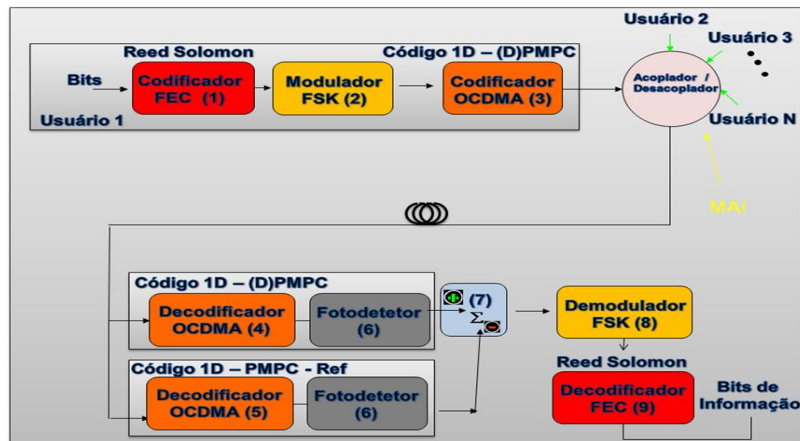


Figura 4.6. Diagrama de blocos dos componentes da rede para o cenário OCDMA-PON via codificação PMPC e DPMPC, com FSK, PIC e FEC.

O tópico seguinte apresenta algumas características da técnica, da modulação por deslocamento de frequência.

4.5.1 Modulação por Deslocamento de Frequência (FSK)

Na técnica FSK, \log_2^M bits de dados (símbolos) são codificados com M frequências (comprimentos de onda), conforme ilustrado na Figura 4.7 [53].

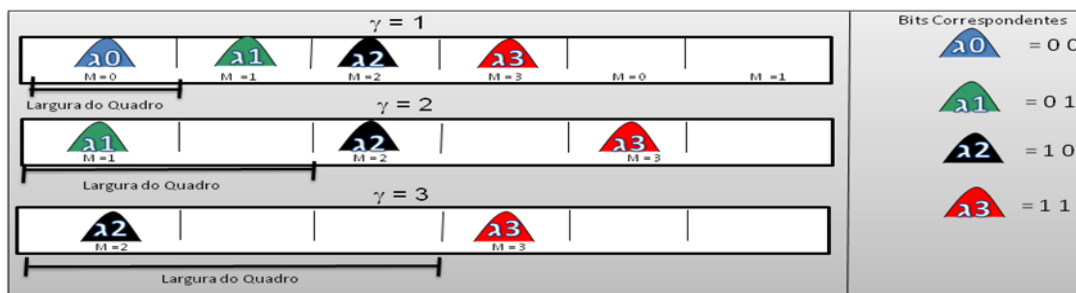


Figura 4.7. Esquema da modulação por deslocamento de frequência para $M = 4$.

A Figura 4.7 apresenta um exemplo para um FSK com $M = 4$, onde são alocados 4 comprimentos de onda, $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ contendo, respectivamente, 2 bits de informação, ou seja (00, 01, 10 e 11). Observa-se que cada símbolo é alocado em um dos M slots, e como o número de slots no quadro é independente do número de símbolos, a taxa de bits não diminui com o acréscimo no número de símbolos. Assim, quando o número de *slots* no quadro é igual a γ (que corresponde à taxa de repetição do laser sintonizável) a taxa de bits se torna M/γ vezes maior que a para a modulação PPM, com probabilidade de ocorrer interferências $1/(M * \gamma)$, enquanto que para o PPM é $1/M$ [53].

A seguir é apresentado o formalismo para o cálculo da BER dos sistemas OCDMA-PONs com as codificações PMPC e DPMPC, empregando modulação FSK.

4.5.2 Formalismo Matemático

O formalismo considerando a técnica FSK com PIC no sistema é semelhante ao apresentado no Cenário 4.

Neste caso, para a codificação PMPC, a taxa de erro de bit, $P_{b_FSK_PMPC}$, é reescrita, semelhante a de [53], como:

$$P_{b_FSK_PMPC} \leq \left(\frac{M}{2} \right) \sum_{t=t_{\min}}^{t_{\max}} \sum_{l_{0,0}=0}^{N-t} \sum_{l_{1,0}=0}^{N-t-l_{0,0}} \binom{N-t}{l_{0,0}} \cdot \left(\frac{1}{\gamma \cdot M} \right)^{l_{0,0}} \cdot \left(1 - \frac{1}{\gamma \cdot M} \right)^{N-t-l_{0,0}} \cdot \binom{N-t-l_{0,0}}{l_{1,0}} \cdot \left(\frac{1}{\gamma \cdot M} \right)^{l_{1,0}} \cdot \left(1 - \frac{1}{\gamma \cdot M} \right)^{N-t-l_{0,0}-l_{1,0}} \cdot \exp \left[-Q \cdot \frac{(P+1)^2}{4 \cdot (P+1+u_0+u_1)} \right] \quad (51)$$

onde M representa o fator multiplicativo, γ corresponde à taxa de repetição, $t_{\min} = \max\{N - [(P^2 - P) - (P - 1)], 1\}$ e $t_{\max} = \min(N, P - 1)$, e Q representa a taxa de fótons recebida por cada pulso (sendo expressa por (45)).

Uma vez definido o formalismo para o cálculo da BER do sistema considerando a codificação PMPC, a seguir, são apresentadas as alterações para adequá-lo à codificação DPMPC.

Para esta codificação, o formalismo para o cálculo da BER é calculado de acordo com Karbassian [53], como:

$$\begin{aligned}
P_{b_FSK_DPMPC} &\leq \left(\frac{M}{2}\right) \sum_{t=t_{\min}}^{t_{\max}} \sum_{l_{0,0}=0}^{N-t} \sum_{l_{1,0}=0}^{N-t-l_{0,0}} \binom{N-t}{l_{0,0}} \cdot \left(\frac{1}{\gamma \cdot M}\right)^{l_{0,0}} \cdot \left(1 - \frac{1}{\gamma \cdot M}\right)^{N-t-l_{0,0}} \cdot \binom{N-t-l_{0,0}}{l_{1,0}} \\
&\cdot \left(\frac{1}{\gamma \cdot M}\right)^{l_{1,0}} \cdot \left(1 - \frac{1}{\gamma \cdot M}\right)^{N-t-l_{0,0}-l_{1,0}} \cdot \exp\left[-Q \cdot \frac{(P+2)^2}{4 \cdot (P+2+u_0+u_1)}\right]
\end{aligned} \tag{52}$$

onde M representa o fator multiplicativo, γ corresponde à taxa de repetição, t_{\min} e t_{\max} com valores iguais aos utilizados em (51), Q novamente representando a taxa de fótons recebida por cada pulso e $(P+2)$ a ponderação da codificação DPMPC.

A seguir, são apresentados os cenários OCDMA-PONs que contemplam a utilização da codificação bidimensional, MWOOC, utilizando modulação OOK, com e sem PIC.

4.6 Cenário 6 - Sistema OCDMA-PON 2D codificado com MWOOC, utilizando modulação OOK.

Este cenário 2D, ilustrado na Figura 4.8, é composto pelo código MWOOC e apresenta os codificadores (blocos 1 e 2) e decodificadores (blocos 5, 6 e 7) mais complexos em relação aos cenários 1D, apresentados nos anteriores. No entanto, este cenário permite maior flexibilidade na inserção de usuários no sistema, pois apresenta não apenas uma melhor cardinalidade e ortogonalidade, mas também valores menores de BER.

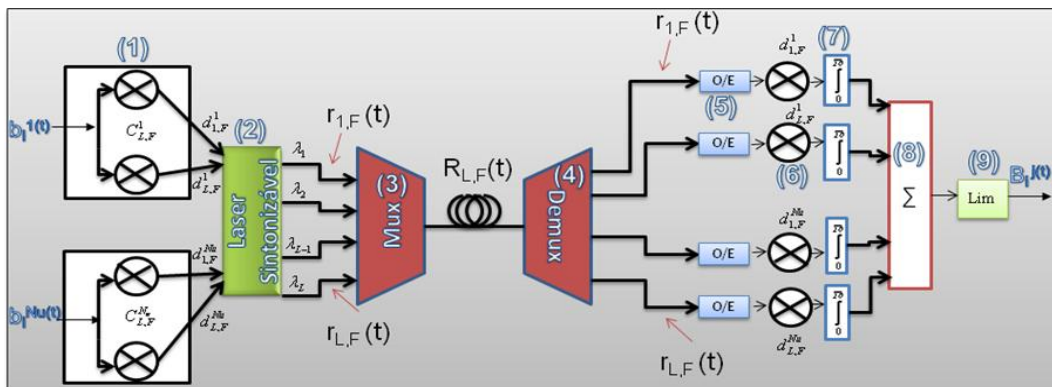


Figura 4.8. Diagrama de blocos dos componentes da rede para o cenário OCDMA-PON via codificação PMPC e DPMPC, com FSK, PIC e FEC.

Da figura 4.8, verifica-se que os dados dos usuários são codificados no bloco 1, vide Equação (11), apresentando matriz de codificação $C^i_{L,F}$. Posteriormente, no bloco 2 são atribuídos os respectivos comprimentos de onda, apresentados nas respectivas matrizes, montando finalmente o sinal do i -ésimo usuário com comprimento temporal F , $r_{i,F}$, conforme Equação (12). Em seguida, os sinais ópticos são multiplexados (bloco 3) formando assim o sinal composto de todos os usuários ativos, $R_{L,F}$, para que possam ser transmitidos pelo canal óptico.

Já no receptor, cada comprimento de onda é separado no demultiplexador (bloco 4). Vale ressaltar que o receptor está configurado para um determinado usuário, visto que o mesmo já é configurado pela matriz do código desejado. Logo, o sinal óptico do i -ésimo usuário, $r_{i,F}$, é convertido para domínio elétrico (bloco 5), e em seguida, é multiplicado

pela seqüência de informações da matriz do usuário desejado, $d_{k,F}^i$. Em seguida, esse sinal é integrado sobre a duração do período de bit, T_b , (bloco 7). Dessa forma, os valores obtidos para cada comprimento de onda da matriz do código de interesse são somados (bloco 8) e, em seguida, comparados ao valor do limiar pré-definido (bloco 9), decidindo pelo bit “1” se for igual ou acima desde limiar de decisão, e bit “0” caso contrário.

Uma vez descrito o diagrama de blocos da rede, a seguir, é apresentado o formalismo matemático para o cálculo da BER do sistema.

4.6.1 Formalismo Matemático

Para a codificação MWOOC, foi demonstrado em [102] que, para o caso de sincronismo de *chip*, o receptor pode obter uma interpretação errônea do bit enviado quando o usuário de interesse enviar o bit “0”. A MAI pode ocorrer quando a matriz de código de usuários interferentes ao enviar o bit “1” possuir pulsos interferentes nas mesmas posições do usuário de interesse. Neste contexto, a probabilidade de sobreposição, P_{hit} , para que duas matrizes de códigos possam apresentar um pulso com mesmo comprimento de onda no mesmo *slot* de tempo, é dada por [102]:

$$P_{hit} = \frac{W^2}{L F} \quad (53)$$

onde W representa a ponderação do código, L o numero de comprimentos de onda e F o comprimento temporal do respectivo código, representado por $(L \times F, W, h_a, h_c)$. Nesta representação, h_a e h_c representam, respectivamente, os valores do pico de autocorrelação e correlação cruzada.

Antes de apresentar o formalismo para o cálculo da BER, é preciso, inicialmente, definir o limiar de decisão adotado no detector, L_{im} . Este se encontra geralmente no intervalo $0 < L_{im} \leq W$. Neste contexto, verifica-se que a BER do sistema, para N_u usuários simultâneos, é determinada como [102]:

$$Pb_{MWOOC} = \frac{1}{2} \sum_{i=L_{im}}^{N_u-1} \binom{N_u-1}{i} \left(\frac{P_{hit}}{2} \right)^i \left(1 - \frac{P_{hit}}{2} \right)^{N_u-1-i} \quad (54)$$

onde i representa a quantidade de usuários igual ou superior ao valor do limiar. Essa é uma condição necessária para que possam ocorrer interferências no código do usuário de interesse, e o valor de P_{hit} é dado pela Equação (53).

Uma vez definido o formalismo para o cálculo da BER do sistema com receptor convencional, a seguir, é definido um cenário similar, porém, apresentando a técnica PIC.

4.7 Cenário 7 - Sistema OCDMA-PON 2D codificado com MWOOC, utilizando modulação OOK + PIC.

O cenário descrito nesta seção é similar ao apresentado no Cenário 6, porém, o receptor do usuário de interesse, no Caso #1, é agora composto por um PIC, apresentado pela Figura 4.9.

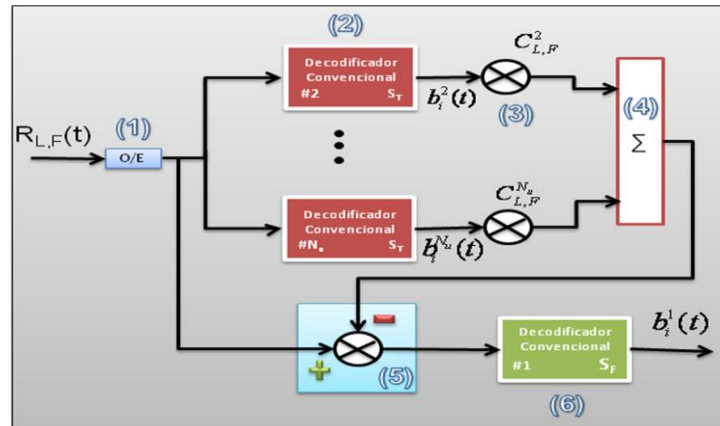


Figura 4.9. Diagrama de blocos do receptor para códigos MWOOC com a técnica PIC.

Na figura 4.9, observa-se que o sinal óptico composto de todos os usuários ativos, $R_{L,F}$, é inicialmente convertido para o domínio elétrico (bloco 1), e, em seguida, demultiplexado para $(N_u - 1)$ decodificadores convencionais dos usuários interferentes (bloco 2), ajustados para o limiar S_T , e para o subtrator (bloco 5).

Posteriormente, os sinais decodificados dos usuários interferentes são multiplicados pelas seqüências de posições de pulsos referentes à sua codificação (bloco 3), e, em seguida, agrupados (bloco 4). Isso resulta na geração da MAI que, no bloco 5 é subtraída do sinal do usuário de interesse, no caso o usuário #1, mitigando assim a MAI global no sistema. Este sinal, após etapa anterior, passa pelo decodificador do usuário #1, que está ajustado para um valor de limiar S_F , obtendo-se, finalmente, os bits $B_i^1(t) = 1$ se estiver com valor maior ou igual ao limiar, e $B_i^1(t) = 0$, caso contrário.

Após ser demonstrado o funcionamento da técnica PIC utilizada na decodificação do MWOOC, a seguir, é apresentado o formalismo matemático para se obter a BER do sistema.

4.7.1 Formalismo Matemático

Para a codificação MWOOC utilizando detecção convencional, Cenário 6, o receptor pode obter uma interpretação errônea do bit enviado quando o usuário de interesse enviar o bit “0”. Já para a detecção utilizando a técnica PIC, foi demonstrado em [102] que o erro de interpretação, ao contrário da detecção convencional, poderá ocorrer quando o usuário de interesse enviar o bit “1”.

Para este cenário é preciso definir o valor da probabilidade de interferência dos ($N_u - 1$) usuários interferentes no código do usuário de interesse. Nesse caso, a variável Q_{int} representa a probabilidade de que um bit “0” enviado por um usuário não desejado é erroneamente detectado (bloco 2), e, ainda, que apresenta um chip coincidente com alguma posição da seqüência de código do usuário de interesse, e é dada por [102]

$$Q_{int} = P_{hit} \sum_{n_1=S_T-1}^{N_1} \binom{N_1}{n_1} (P_{hit})^{N_1} (1-P_{hit})^{N_1-n_1} \quad (55)$$

onde P_{hit} , é a probabilidade para que duas matrizes de códigos possam apresentar um pulso com o mesmo comprimento de onda no mesmo *slot* de tempo, determinada por (53).

Uma vez definido o valor da probabilidade de detecção errônea dos usuários interferentes e a sua contribuição no código do usuário de interesse, a BER do sistema para o usuário #1 é obtida a partir de [102],

$$Pb_{MWOOC_PIC} = \left(\frac{1}{2}\right)^{N_u} \sum_{N_1=S_T-1}^{N_u-1} \sum_{N_2=W+1-S_F}^{N_u-1-N_1} \binom{N_u-1}{N_1} \times \binom{N_u-1-N_1}{N_2} (Q_{int})^{N_2} (1-Q_{int})^{N_u-1-N_1-N_2} \quad (56)$$

onde N_u representa a quantidade total de usuários, W representa a ponderação do código, S_F o limiar de detecção do usuário de interesse e S_T o limiar de detecção dos usuários interferentes.

Nos formalismos adotados para o cálculo das BERs nos cenários descritos anteriormente, não está incluso o formalismo utilizado para se considerar a técnicas de correção de erros na codificação do canal. Sendo assim, a próxima seção apresenta o

formalismo matemático para a codificação do canal utilizando FEC com algoritmo *Reed-Solomon*.

4.8 Formalismo matemático para a codificação do canal utilizando FEC com algoritmo Reed-Solomon.

A possibilidade do uso de codificação do canal para controlar com eficiência a BER de um sistema de comunicação digital foi demonstrada originalmente em [108].

Dentre os algoritmos FEC disponíveis, a norma ITU-T G.709 recomenda a utilização do *Reed-Solomon* $RS(a,b)$ devido à sua boa relação custo-benefício (boa capacidade de correção ao custo de média complexidade de seus codificadores/decodificadores). Os índices a e b representam o tamanho da palavra código e a quantidade de símbolos de informação, respectivamente, conforme Figura 4.10.



Figura 4.10. Esquema da codificação FEC, utilizando algoritmo *Reed-Solomon* (a,b) .

Neste trabalho, os bits de dados são codificados em palavras-código segundo a codificação $RS(a,b)$, cuja capacidade de correção de símbolos é determinada por:

$$c = \frac{(a-b)}{2} \quad (57)$$

Considerando que após a codificação FEC cada símbolo contenha m bits, determinados por $a < 2^m - 1$, a relação entre a taxa de erro de símbolos (SER) e a taxa de erro de bits, P_b , pode ser escrita como [109]:

$$SER = (1 - P_b)^m \quad (58)$$

onde, em (58), P_b deve ser substituído pelas respectivas BERs dos diversos cenários anteriormente apresentados. Ou seja, por Pb_{OOK} (Equação (27)) para o Cenário 1, P_{bPPM} (36) para o Cenário 2, P_{bPPM} (41) para o Cenário 3, P_{bPPM_PIC} (49) para o Cenário 4, $P_{b_FSK_PMPC}$ (51) e $P_{b_FSK_DPMPC}$ (52) para o Cenário 5, Pb_{MWOOC} (54) para o Cenário 6, e finalmente Pb_{MWOOC_PIC} (56) para o Cenário 7.

Dada a SER obtida por (58), a probabilidade de erro de bit após a codificação RS (representada por P_{bRS}) é dada por [109]:

$$P_{bRS} \leq \left(\frac{2^{m-1}}{2^m - 1} \right) \sum_{j=c+1}^a \frac{j+c}{a} \left(\frac{a!}{j!(a-j)!} \right) SER^j (1-SER)^{a-j}. \quad (59)$$

Após apresentado o formalismo para o acréscimo da técnica de correção de erro, utilizando o algoritmo *Reed-Solomon*, a seguir, são apresentados os resultados obtidos com os formalismos descritos para os cenários detalhados neste capítulo.

Capítulo 5

Resultados das Modelagens dos Cenários OCDMA-PON

Neste capítulo, são apresentados os resultados numéricos para os cenários de redes descritos no Capítulo 4. Primeiramente, os Cenários 1 e 2, baseados em códigos 1D (MPC e PMPC) com modulação OOK e PPM (ambos com e sem FEC), são analisados utilizando-se o formato PPM para os fatores multiplicativos $M = 4, 8$ e 16 considerando, ainda, os ruídos de detecção. É importante ressaltar que a análise realizada para esses dois cenários é ainda inédita na literatura, e representa a contribuição principal deste trabalho.

Em seguida passa-se ao Cenário 3, baseado em códigos 1D (PMPC e DMPC) com PPM ($M = 4, 8$ e 16), considerando somente a MAI como fator de degradação. O Cenário 4 apresenta configuração semelhante à do 3, porém, é acrescido de uma técnica mitigadora de MAI denominada PIC. O Cenário 5, por sua vez, é semelhante ao (4), mas seu formato de modulação é o FSK. Uma vez concluída a análise de cenários envolvendo codificação uni-dimensional, passa-se à análise de cenários baseados em codificação bi-dimensional. Essa análise é realizada nos Cenários 6 e 7 para códigos 2D-MWOOC com modulação OOK. O Cenário 7 é o mesmo do 6, mas acrescido de PIC.

É importante ressaltar que a influência da codificação ou não do canal, ou seja, com ou sem a técnica FEC $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$, também é analisada neste trabalho. A inclusão da FEC RS é considerada em termos do acréscimo das interferências devido à transmissão de informações redundantes, que são adicionadas pela própria utilização desta técnica, pelos outros usuários do sistema [110]. Essas informações redundantes representam a relação entre os bytes de informação e o tamanho da palavra código, que é formada pelos bytes de informação acrescidos dos de verificação. De acordo com o que foi apresentado no Tópico 4.8, verifica-se que, na codificação $RS(255,239)$, cada símbolo é formado por $m = 8$ bits, $255 \leq 2^m - 1$, e cada palavra código possui um comprimento de 255 bytes, dos quais 239 são de dados e 16 são de paridade. Para esta configuração a capacidade de correção é de 8 símbolos, conforme equação (57) [111], e a taxa de código FEC é $239/255 \approx 0,94$ (ou 94% de informação). Já a codificação $RS(7,3)$, apresenta seus símbolos compostos por $m = 3$ bits, $7 \leq 2^3 - 1$, com taxa de código

de $3/7 \approx 0,43$ (ou 43% de informação), onde para cada 3 símbolos de informação, 4 de paridade são adicionados para formar a palavra código. Conseqüentemente, para uma quantidade fixa de usuários, como $N = 32$, a menor BER é apresentada para a codificação com a maior quantidade de redundância relativa, que representa a relação normalizada entre os bytes de informação e redundantes [111]. A inclusão da FEC RS nos moldes realizados nos Cenários 3 a 7 é também inédita na literatura para essa família de códigos.

Uma vez apresentada as características das taxas dos códigos FECs utilizados, é preciso definir que, na metodologia utilizada no presente trabalho, a denominação “usuários” refere-se às ONUs do sistema PON, e a taxa de erro de bit, BER, é a figura de mérito utilizada. Esta última, quando situada em valores inferiores a 10^{-12} , indica operação em região livre de erros. Esse conceito será utilizado aqui tanto para 32 usuários simultâneos, quantidade atualmente padronizada para redes PON, como para cenários futuros com 64 usuários.

5.1 Resultados apresentados para os Cenários 1 e 2, com e sem FEC.

Por conveniência, os cenários 1 e 2 são analisados simultaneamente nesta seção. Isso porque ambos cenários utilizam aproximação poissoniana para os ruídos de detecção (nos demais cenários apenas a MAI é levada em consideração). Assim, o que se pretende aqui é realizar um estudo da influência dos formatos de modulação OOK e PPM para as codificações MPC e PMPC, considerando os ruídos de detecção, bem como a influência da codificação do canal, utilizando o algoritmo *Reed-Solomon* na técnica FEC.

Para a devida compreensão da análise apresentada neste tópico, inicialmente se faz necessário determinar a influência da quantidade média de fótons, K_s , que chegam aos receptores dos usuários, versus a BER. Uma vez verificada a influência de K_s , é atribuído um valor fixo a este parâmetro para todos os usuários para que, posteriormente, possa ser apresentada a relação entre a quantidade de usuários simultâneos, N , versus a BER do sistema. Neste contexto, escolheu-se como metodologia definir inicialmente dois sub-cenários, ou seja:

Sub-cenários:

- 1) A relação entre a taxa média de fótons/nat, definida como K_s , necessária para a detecção ao se utilizar a modulação OOK e PPM, com valor $M = 4, 8$ e 16 para o fator multiplicativo PPM, com e sem a utilização da técnica FEC, considerando um total de usuários dado por $N = 10$ (como em [104]);
- 2) Para um valor fixo da taxa média de fótons/nat, $K_s = 40 \times \log(2)$ para modulação OOK e $K_s = 20 \times \log(M)$ para a modulação PPM, valores adotados para fins de comparação com os resultados apresentados por [104], determinar a quantidade de usuários simultâneos para $M = 4, 8$ e 16 com e sem acréscimo da técnica FEC.

5.1.1 Resultados apresentados para o Sub-Cenário 1.

Inicialmente, o desempenho do sistema para os dois cenários é avaliado em relação à taxa média de fótons do sinal por *slot*, K_s , representado na Equação (23), para modulação OOK e PPM adotando codificação MPC e PMPC.

No caso da codificação MPC, foram adotados os mesmos parâmetros de [104], ou seja, $P = 5$, número de usuários simultâneos $N = 10$, $0 < K_s < 80$, e contribuição da taxa de fótons referente aos ruídos em relação ao *throughput* $\lambda_0/R_0 = 5$. Os resultados obtidos para os dois cenários são apresentados na Fig. 5.1, onde os referentes ao código MPC foram obtidos de acordo com a metodologia de [104], enquanto os referentes ao código PMPC foram obtidos com o formalismo proposto neste trabalho. Verificou-se que o comportamento da BER para a modulação OOK difere de [104] em virtude da diferença nos valores de limiar adotados em ambos os trabalhos. Aqui foram utilizados os valores fornecidos pela Equação (24), enquanto que em [104] não foi especificado. Já os resultados apresentados para a codificação MPC utilizando modulação PPM são idênticos aos apresentados em [104] validando, assim, o formalismo desenvolvido aqui para a codificação PMPC.

Pode ser observado da Fig. 5.1 que ao se utilizar a modulação OOK, a codificação PMPC (quadrados) apresenta melhores valores para a BER em relação à codificação MPC (círculos). O motivo para este resultado deve-se às propriedades da codificação

PMPC, que apresenta valor do pico de autocorrelação uma unidade de potência de *chip* maior do que a apresentada pela MPC, veja Equação (9).

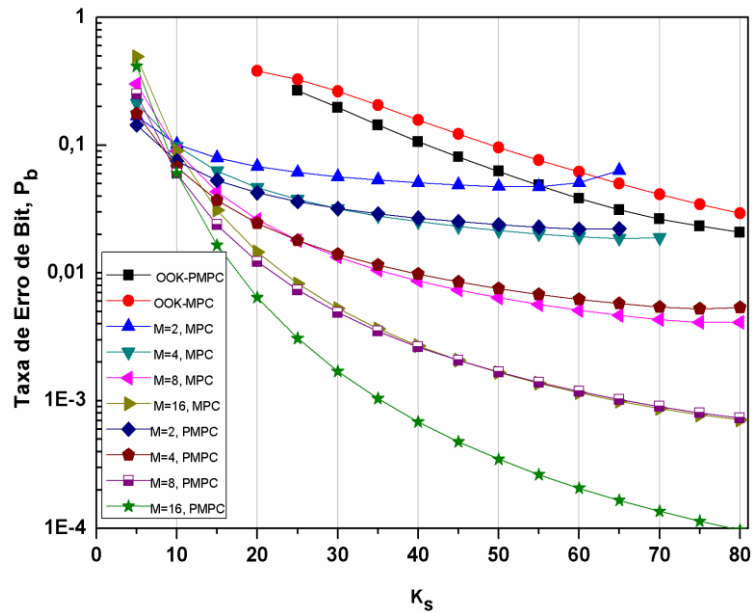


Figura 5.1: BER versus taxa de fótons por *slot*, K_s , para modulação OOK e PPM (ambos adotando separadamente codificação MPC e PMPC).

Ainda da Fig. 5.1, verifica-se que os valores da BER são melhores para a codificação PMPC, porém são próximos dos obtidos pela codificação MPC. O mesmo não ocorre para a modulação PPM, onde as variações dos valores das BERs são maiores para $M \geq 4$. Para $M = 16$, por exemplo, as diferenças entre as BERs referentes à codificação MPC (triângulos horizontais à esquerda) e a PMPC (estrelas) são significativas. Sendo assim, pode-se concluir que para os sistemas PONs apresentados pelos Cenários 1 e 2 apresentarem valores mais baixos de BER, são necessários não apenas valores mais elevados para K_s , mas também $M \geq 8$.

5.1.2 Resultados apresentados para o Sub-Cenário 2.

Uma vez verificada a influência de K_s e de M para a BER dos sistemas, os Cenários 1 e 2 são novamente analisados, desta vez utilizando apenas a codificação PMPC, já que esta apresentou melhores resultados que a MPC. Nesse caso a BER será analisada em função do número de usuários, levando-se também em conta a técnica FEC RS (255,239).

A fim de analisar um valor máximo de 64 usuários simultâneos, o valor do parâmetro P deve ser modificado de $P = 5$ para $P = 11$ pois, de acordo com as propriedades para esta codificação apresentadas no Capítulo 3, o sistema pode fornecer P^2 assinaturas ópticas, ou uma por ONU. Adotou-se um valor fixo de K_s , no caso $K_s = 40 \times \log(2)$ para modulação OOK, e $K_s = 20 \times \log(M)$ para a modulação PPM, como sugerido em [104]. Os resultados obtidos para a BER versus número de usuários são exibidos na Fig. 5.2.

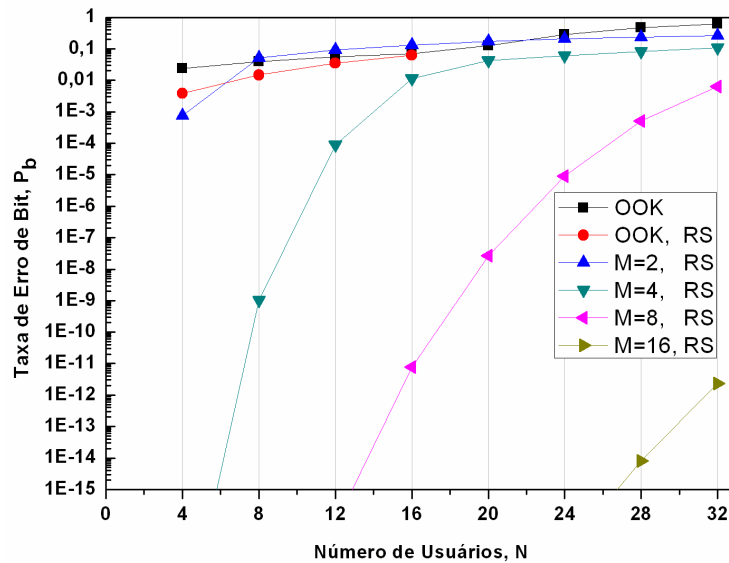


Figura 5.2: BER versus número de usuários (N) para a codificação PMPC, considerando modulação OOK, com e sem FEC RS(255,239), e modulação PPM ($M = 2, 4, 8$ e 16) com FEC RS(255,239).

Pode ser observado que a utilização da modulação OOK (quadrados) para a codificação PMPC não consegue acomodar 32 usuários com desempenho satisfatório, mesmo que acrescida de FEC RS(255,239) (círculos). Porém, com a utilização da modulação PPM, é possível obter uma BER próxima a 10^{-12} para 32 usuários, utilizando fator multiplicativo $M = 16$ acrescido da codificação FEC RS(255,239) (triângulos horizontais à direita). Esses resultados justificam o que foi descrito anteriormente pois, mesmo para um valor fixo de K_s , ajustando-se apenas o valor de M foi possível obter um valor de BER próximo a 10^{-12} .

A seguir, é analisado o Cenário 3, que utiliza codificação PMPC e DPMPC com modulação PPM, considerando apenas a MAI do sistema, com e sem correção posterior de erros.

5.2 Resultados apresentados para o Cenário 3: OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + PPM, considerando somente a MAI, com e sem FEC.

O que se pretende neste cenário é realizar um estudo da influência do formato de modulação PPM para as codificações PMPC e DPMPC, considerando somente a MAI como mecanismo de degradação, bem como a influência da codificação do canal, que consiste em aplicar o algoritmo *Reed-Solomon* na técnica FEC. Nesta análise é investigado o efeito isolado da MAI para até 64 usuários simultâneos (tendo em vista cenários futuros de PON). Os parâmetros utilizados são $P = 11$, FEC $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$.

Inicialmente o sistema foi avaliado para $M = 4$ e 8 , escolhidos com o objetivo de verificar o desempenho do sistema ao se utilizar estruturas mais simples nos transmissores e receptores das ONUs e OLTs. Em seguida o formalismo para este cenário é validado com os resultados apresentados por Karbassian et al. [52], que utilizaram o valor $M = 16$. Isso possibilitou a obtenção de um bom desempenho para o sistema DPMPC analisado.

A metodologia adotada para este cenário é semelhante à utilizada no tópico anterior, ou seja:

Sub-cenários:

- 3) A relação entre a taxa de fótons/nat, definida como u , necessária para a detecção ao se utilizar o fator multiplicativo PPM com valor $M = 4, 8$ e 16 com e sem a utilização da técnica FEC, para um total de usuários dado por $N = P^2 - P = 110$;
- 4) Para um valor fixo da taxa de fótons/nat, $u = 100$, valor adotado para fins de comparação com os resultados apresentados por [52], determinar a quantidade de usuários simultâneos para $M = 4, 8$ e 16 com e sem acréscimo da técnica FEC.

5.2.1 Resultados apresentados para o Sub-Cenário 1.

Para o primeiro sub-cenário, a Figura 5.3 apresenta a comparação da taxa de fótons/nat, u , utilizada na detecção, empregando codificação PMPC (linhas pontilhadas)

e DPMPC (linhas contínuas) para um total de 110 usuários simultâneos, considerando $M = 4, 8$ e 16 para o PPM com e sem FEC, utilizando $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$. Por conveniência, foi adotada a seguinte simbologia para os códigos PMPC e DPMPC (ambos com PPM): quadrados para o caso sem FEC, triângulos para cima para $RS(7,3)$, e triângulos para a esquerda para $RS(255,239)$.

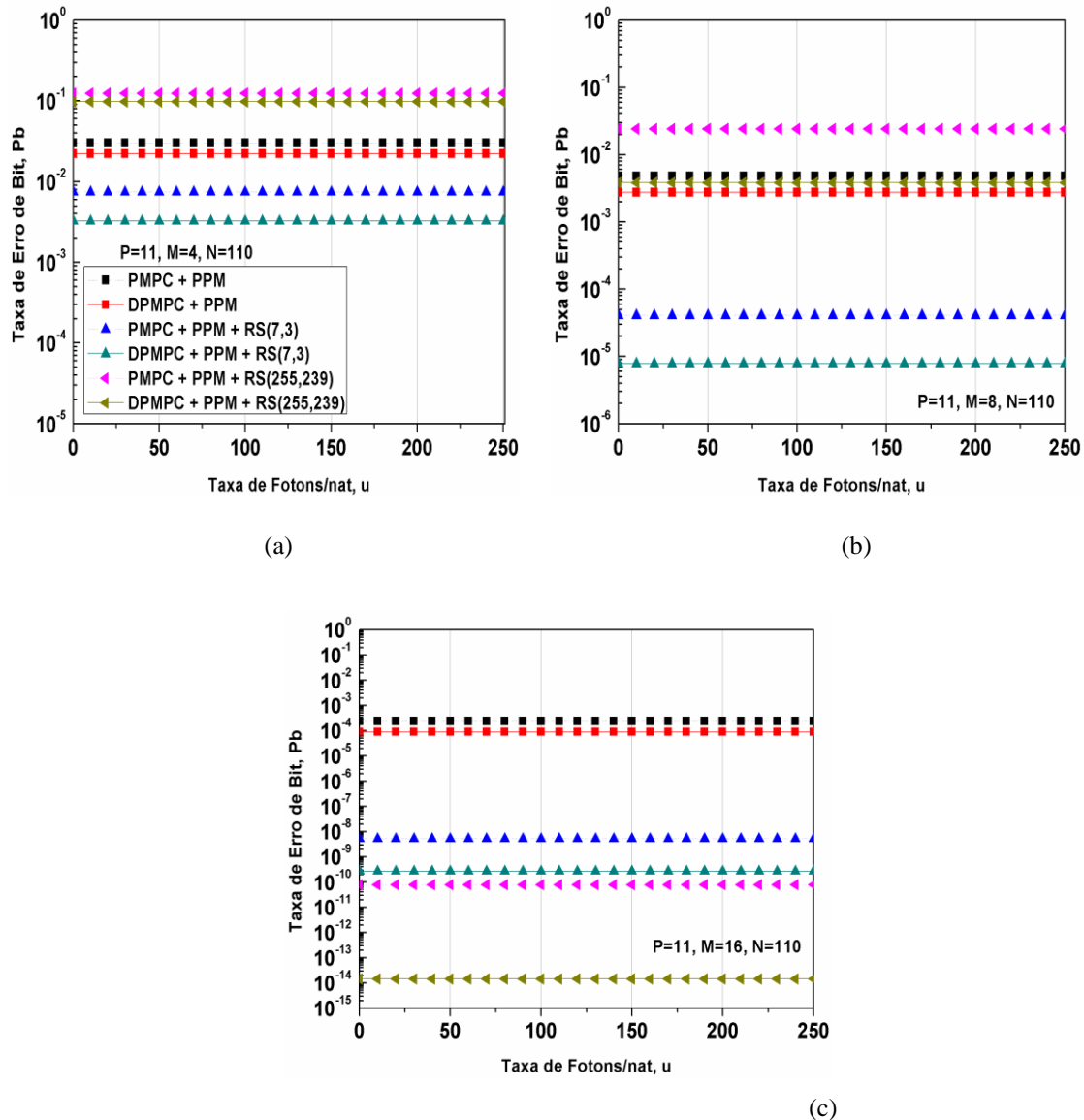


Figura 5.3. BER versus taxa de fótons/nat, u , considerando $N = 110$ usuários simultâneos (ou número de ONUs). PMPC (linhas pontilhadas) e DPMPC (linhas contínuas). Quadrados referem-se ao caso sem FEC, enquanto que triângulos referem-se ao caso com FEC $RS(7,3)$ (\blacktriangle) e FEC $RS(255,239)$ (\blacktriangleleft):: a) $M=4$, b) $M=8$, c) $M=16$.

Pode ser observado nos resultados das Fig. 5.3 (a)-(b) que o desempenho do sistema tanto para codificação PMPC quanto DPMPC, com $M = 4$ ou $M = 8$, não são satisfatórios (apresentam BER elevadas). O mesmo não acontece para o caso $M = 16$, ver Fig. 5.3 (c). Este caso, em particular, é usado aqui como validação do formalismo

proposto neste trabalho, e foi apresentado originalmente em [52]. O cenário com este fator multiplicativo apresentou resultados próximos a 10^{-4} para a codificação PMPC e DPMPC, da mesma forma que em Karbassian et al. [52]. Para este mesmo valor de M , ao se utilizar FEC $RS(7,3)$ para o PMPC e DPMPC, verifica-se que os valores da BER decrescem para 10^{-8} e 10^{-9} , respectivamente, e no caso da utilização da FEC $RS(255,239)$, a BER não apenas é reduzida consideravelmente, mas fica abaixo da região livre de erros ($<10^{-12}$).

Com os resultados apresentados acima para $M = 4$ e 8 , considerando $N = 110$ usuários simultâneos, verifica-se que a codificação FEC $RS(7,3)$ apresenta valores de BER inferiores ao apresentado pelo FEC $RS(255,239)$. Isto ocorre por que as palavras código apresentadas pelo FEC $RS(7,3)$ apresentam símbolos com menores quantidades de bits, no caso $2^m = 8$ (logo $m = 3$ bits). Para os valores de $M = 4$ e 8 há uma adequação em relação à quantidade de bits transmitida por símbolo da modulação PPM, no caso 2 e 3 bits, respectivamente. Porém, à medida que o valor de M aumenta, o símbolo PPM é subdividido numa maior quantidade de *slots*, possibilitando o decréscimo na probabilidade da ocorrência da MAI. Verifica-se, assim, que a codificação FEC $RS(255,239)$, que apresenta menor redundância que a $RS(7,3)$, apresenta valores menores para as BERs para o $M = 16$, permitindo a transmissão de 4 bits por símbolo PPM. Vale ressaltar que para o FEC $RS(7,3)$ a palavra código é formada por 7 símbolos, compostos por 3 bits cada, totalizando 21 bits por palavra código. Logo, para $M = 4$ é preciso o envio de pelo menos 11 símbolos PPM, pois cada um destes comporta 2 bits. Para $M = 8$ é preciso pelo menos 7 símbolos PPM e para $M=16$ aproximadamente 6. Já o FEC $RS(255,239)$ é formado por 255 símbolos, compostos por 8 bits cada, totalizando 2040 bits por palavra código. Logo, para $M = 4$ é preciso o envio de pelo menos 1021 símbolos PPM. Para $M = 8$ e 16 é preciso 680 e 510 bits, respectivamente, para remontar a palavra código no decodificador.

Depois de verificada a influência do fator multiplicativo para a BER, a seguir são apresentados os resultados referentes ao segundo sub-cenário, com o objetivo de verificar a relação entre a BER e o número de usuários do sistema.

5.2.2 Resultados apresentados para o Sub-Cenário 2.

O objetivo deste sub-cenário é analisar a relação entre a quantidade de usuários simultâneos e a BER do sistema, considerando somente a MAI, para as famílias de códigos PMPC e DPMPC. O formato de modulação utilizado é o PPM com fator multiplicativo $M = 4, 8$ e 16 . O objetivo é verificar como as técnicas de correção de erro FEC $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$ influenciam no desempenho desses códigos.

A seguir, são apresentados os resultados para o sistema OCDMA-PON, considerando o valor de $M = 4$. Foi adotado, por conveniência, a mesma simbologia utilizada no sub-cenário anterior.

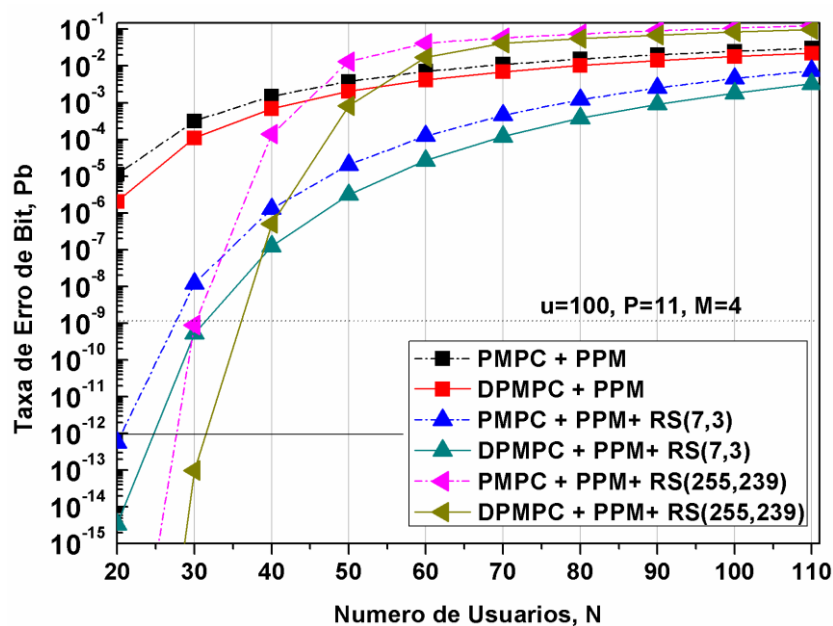


Figura 5.4. BER versus número de ONUs “usuários” para codificação (D)PMPC. Resultados obtidos para $M=4$ e $P=11$, com e sem FEC.

Da Figura 5.4, verifica-se que o desempenho do sistema utilizando PMPC e DPMPC com $M = 4$ não é satisfatório para 32 ONUs, apresentando BERs superiores a 10^{-4} . O mesmo acontece quando a FEC $RS(7,3)$ (triângulos para cima) é acrescentada no sistema, resultando em BERs inferiores a 10^{-8} para a codificação PMPC e inferiores a 10^{-9} para o DPMPC. É importante ressaltar que o principal objetivo deste trabalho é investigar propostas que permitam ao sistema operar na região livre de erros. Para esse cenário específico, torna-se necessária a utilização da FEC $RS(255,239)$ juntamente com a codificação DPMPC.

A seguir, a Fig. 5.5 apresenta os resultados obtidos supondo $M = 8$. Pode ser verificado nesta figura que o desempenho para 32 ONUs não é satisfatório sem a

utilização da FEC, pois o sistema apresenta valores de BER superior a 10^{-7} e 10^{-6} para as codificações DPMPC e PMPC, respectivamente. Pode ser claramente observado que, para este valor de M a região livre de erros pode ser facilmente atingida tanto com FEC RS(7,3) quanto com FEC RS(255,239), para 32 usuários (ONUs) simultâneos. Isso é particularmente interessante, uma vez que a escolha da FEC pode, nesse caso, ser feita levando-se em conta sua relação custo-benefício para o sistema.

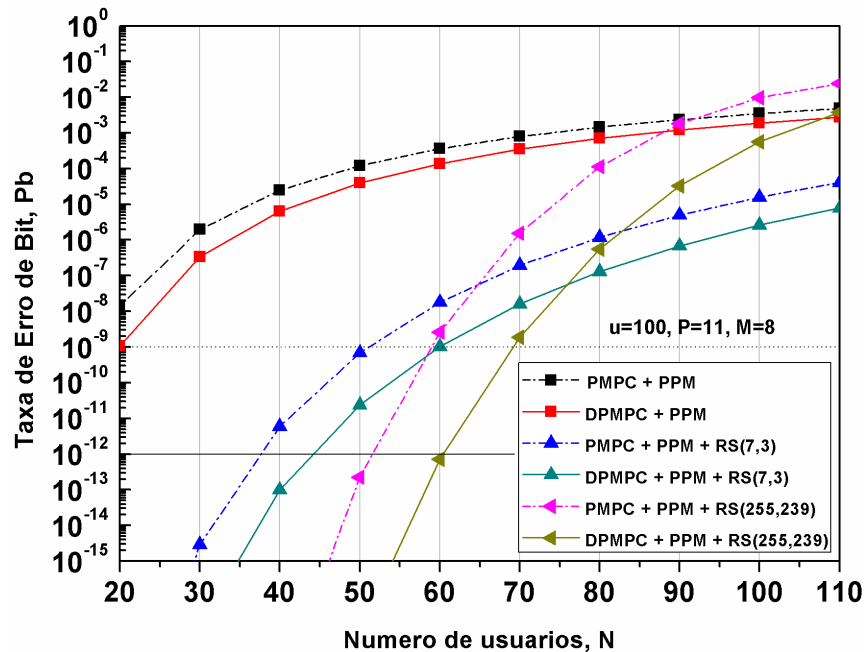


Figura 5.5. BER versus número de ONUs “usuários” para codificação (D)PMPC. Resultados obtidos para $M = 8$ e $P = 11$, com e sem FEC.

Estes resultados também permitem inferir quanto a futuros cenários de PONs, onde 64 ONUs poderão ser requeridas. Nesse caso, a utilização da codificação PMPC com FEC RS(7,3) apresenta valores de BER muito próximos aos apresentados pela mesma codificação acrescida de FEC RS(255,239), sendo ambos valores superiores a 10^{-12} . Já a codificação DPMPC acrescida de FEC RS(255,239), os valores de BER são aproximadamente duas ordens de grandeza menores em relação aos do FEC RS(7,3), para a mesma codificação, mas ainda não o suficiente para atingir a região livre de erros.

A seguir, os resultados obtidos supondo $M = 16$ são mostrados na Fig. 5.6. Pode-se concluir que, ao se utilizar apenas a PMPC acrescida da PPM (quadrado e linha pontilhada), o desempenho continua não satisfatório para oferecer suporte às 32 ONUs ($BER > 10^{-9}$). Já a codificação DPMPC com PPM (quadrados e linha sólida) apresenta BER próxima a 10^{-10} , valor ainda considerado fora da região livre de erros. Esse último,

embora não atenda as especificações para operação livre de erros, poderia ainda ser adotada com sucesso supondo o critério de BER para as redes atuais ($<10^{-9}$).

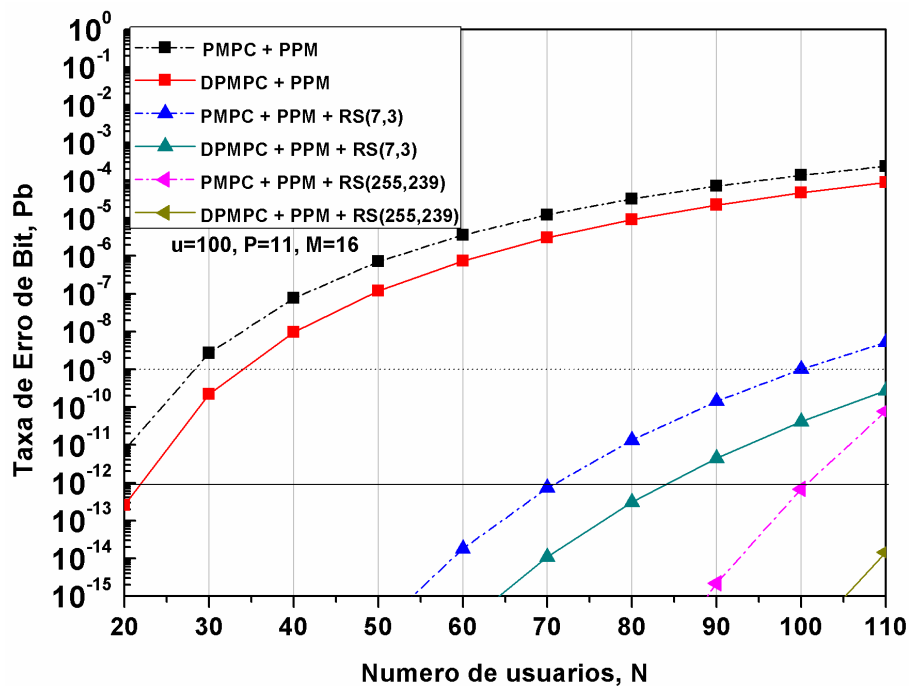


Figura 5.6. BER versus número de usuários (N), para codificação (D)PMPC. Resultados obtidos para $M = 16$ e $P = 11$, com e sem FEC.

Acrescentando-se FEC RS (7,3) (triângulos para cima) para PMPC e DPMPC, observa-se que o desempenho do sistema para 64 ONUs passa a apresentar BER próxima a 10^{-13} e 10^{-15} , respectivamente. Ou seja, a região livre de erros pode ser atingida mesmo para 64 usuários simultâneos. Observe, nesta mesma figura, que 32 usuários simultâneos podem ser facilmente atendidos com valores de BER consideravelmente abaixo da região livre de erros. Com a utilização da FEC RS(255,239) (triângulos para a esquerda), por sua vez, verifica-se a possibilidade da coexistência de aproximadamente 110 usuários com BERs próximas a 10^{-10} para a codificação PMPC, e 10^{-14} para a codificação DPMPC.

Pode-se concluir, desses resultados, que a codificação DPMPC acrescida de FEC RS(255,239) pode ser vista como uma boa candidata para cenários futuros de PON, se considerada operação abaixo da região livre de erros.

A seguir é analisado o cenário (4), supondo as mesmas configurações adotadas aqui, porém acrescidas da técnica PIC como dispositivo para mitigação da MAI.

5.3 Resultados apresentados para o Cenário 4: OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + PPM, acrescidos de PIC, com e sem FEC.

O que se pretende com este cenário é realizar um estudo da influência do formato de modulação PPM para a codificação PMPC e DPMPC, acrescidos da técnica PIC. Adicionalmente, será investigada a influência da codificação do canal, utilizando, para isso, o algoritmo *Reed-Solomon* na técnica FEC. Os parâmetros utilizados foram $P = 11$, ($M = 4, 8$ e 16), e FECs $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$.

O formalismo apresentado para este cenário também é validado com os resultados apresentados por Karbassian et al. [52], que utilizaram o valor $M = 16$ com PPM e PIC. Os autores optaram por essa configuração em virtude de possibilitar um bom desempenho para o sistema DPMPC, mesmo abaixo da região livre de erros.

Diferente do cenário anterior, a presente análise requer, inicialmente, a definição de três sub-cenários, os quais são descritos abaixo:

Sub-cenários:

- 1) A relação entre a taxa de fótons/nat, definida como u , necessária para a detecção ao se utilizar o fator multiplicativo PPM com valor $M = 4, 8$ e 16 , acrescidos de PIC, com e sem a utilização da técnica FEC, para um total de usuários dado por $N = P^2 - P = 110$;
- 2) Para um valor fixo de fótons/nat, $u = 100$, valor adotado para fins de comparação com os resultados apresentados por [52], determinar a quantidade de usuários simultâneos para $M = 4, 8$ e 16 acrescidos de PIC;
- 3) Semelhante ao sub-cenário 2, porém considerando o sistema acrescido de PIC, com e sem o acréscimo da técnica FEC.

A simbologia adotada para esses casos é a seguinte: triângulos para baixo para os cenários PMPC (linhas pontilhadas) e DPMPC (linhas contínuas) com modulação PPM e PIC; triângulos para a direita para os cenários PMPC (linhas pontilhadas) e DMPC (linhas contínuas) com PPM acrescidos de PIC e FEC $RS(7,3)$; e losangos para o caso anterior desta vez com FEC $RS(255,239)$. Os resultados para o primeiro sub-cenário são apresentados a seguir.

5.3.1 Resultados apresentados para o Sub-Cenário 1.

Os resultados referentes à dependência da BER em relação à taxa de fótons/nat, u , para codificação PMPC (linhas pontilhadas) e DPMPC (linhas contínuas), para um total de 110 usuários simultâneos, são mostrados nas Figuras 5.7 a 5.9. Foram considerados valores de $M = 4, 8$ e 16 para modulação PPM, com e sem FEC RS(7,3) e RS(255,239). Adicionalmente, são também mostrados nestas figuras o desempenho do sistema com a utilização da técnica PIC.

Para o fator multiplicativo $M = 4$, Figuras 5.7 (a) e (b), pode-se verificar que, ao se utilizar as codificações PMPC e DPMPC acrescidas de PPM e PIC (triângulos para baixo), a BER apresenta comportamento decrescente, semelhante ao obtido em [52], com valores próximos a 10^{-2} e 10^{-3} para uma taxa de fótons/nat, $u = 100$, respectivamente. Ao se utilizar FEC RS(7,3) (triângulos para a direita) os valores de BER situam-se próximos a 10^{-5} , enquanto que, para a FEC RS(255,239) (losangos), os valores de BERs estão entre 10^{-3} e 10^{-4} .

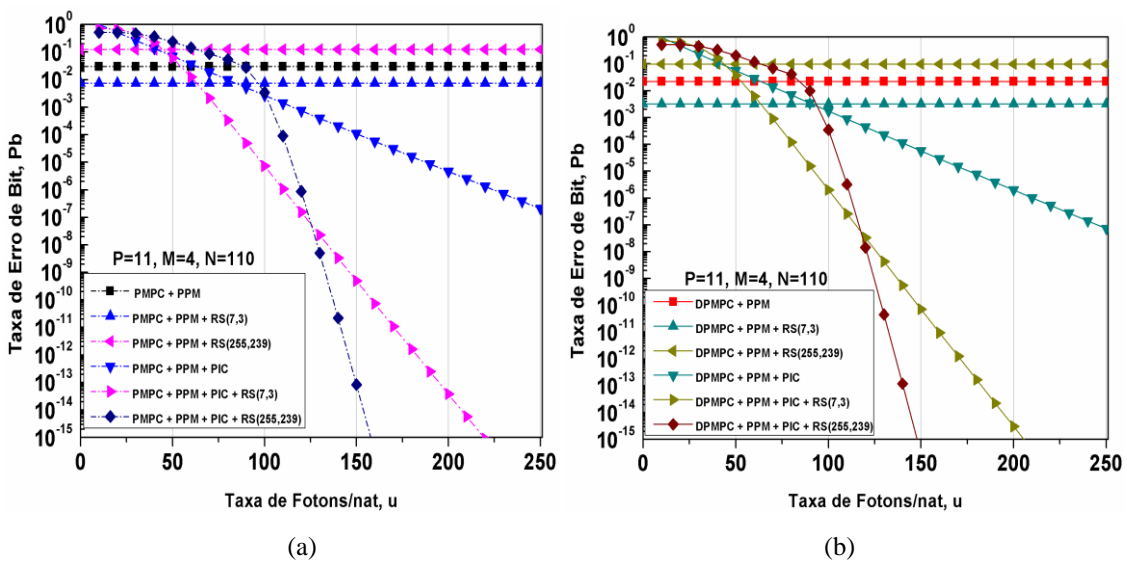


Figura 5.7. BER versus taxa de fótons/nat, u , considerando $N = 110$ usuários simultâneos para $M=4$, com e sem FEC. a) PMPC, b) DPMPC.

Já para o fator multiplicativo $M = 8$, Figura 5.8 (a) e (b), verifica-se que, ao se utilizar codificações PMPC e DPMPC acrescidas de PPM e PIC (triângulos para baixo), são obtidos valores constantes de BER próximos a 10^{-6} e 10^{-7} , respectivamente. A inclusão da FEC RS(7,3) (triângulos para a direita) possibilita a obtenção de valores de BER próximos a 10^{-15} para o PMPC e inferiores a 10^{-15} para o DPMPC. Por fim, a utilização da FEC RS(255, 239) (losangos), possibilita valores de BER bem abaixo da região livre de erros para ambas codificações.

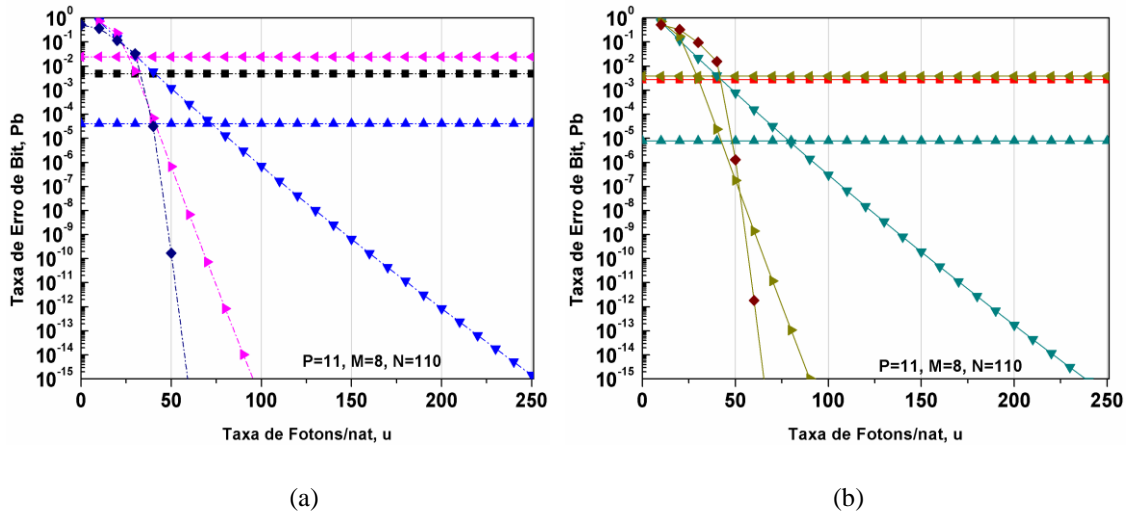


Figura 5.8. BER versus taxa de fótons/nat, u , versus BER considerando $N = 110$ usuários simultâneos para $M=8$, com e sem FEC. a) PMPC, b) DPMPC.

Finalmente para $M = 16$, Figuras 5.9 (a) e (b), verifica-se que, ao se utilizar os códigos PMPC e DPMPC acrescidos de PPM e PIC (triângulos para baixo), a BER apresenta comportamento decrescente, semelhante ao obtido em [52], com valores próximos a 10^{-11} e 10^{-12} para uma taxa de fótons/nat $u = 100$, respectivamente. Já para o sistema acrescido de FEC $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$, os valores de BER situam-se confortavelmente abaixo da região livre de erro (losangos). Sendo assim, essa configuração não necessita ser aprofundada no sub-cenário 3.

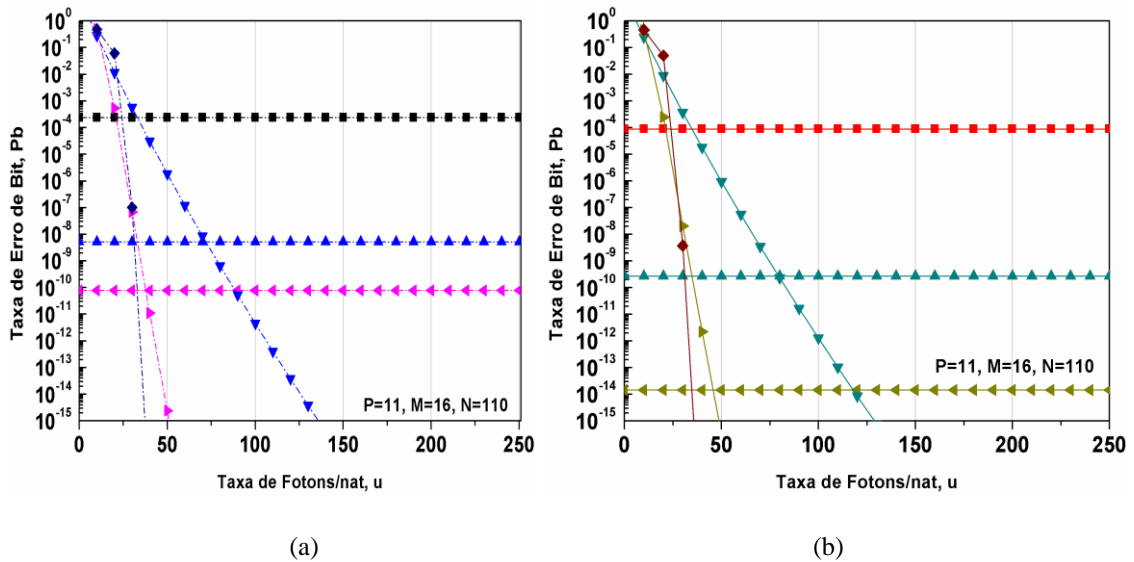


Figura 5.9. BER versus taxa de fótons/nat, u , versus BER considerando $N = 110$ usuários simultâneos para $M=16$, com e sem FEC. a) PMPC, b) DPMPC.

Pode-se concluir desses resultados que, à medida que o valor de M é acrescido, o sistema passa a apresentar sistematicamente menores valores de BER.

Conseqüentemente, é preciso ser analisada a relação custo benefício da utilização de técnicas de correção de erros, como a FEC, em conjunto com técnicas de cancelamento de interferência (como a PIC), para oferecer suporte a 32 ou 64 usuários nas PONs. Os resultados para essa análise são apresentados nos Sub-Cenários 2 e 3.

5.3.2 Resultados apresentados para o Sub-Cenário 2.

Neste sub-cenário, é realizada uma análise dos códigos PMPC e DPMPC, utilizando PPM com $M = 4, 8, 16$, acrescidos de PIC. Os resultados são mostrados nas Figuras 5.10-5.12, respectivamente aos valores de M adotados. Uma característica comum a todos os resultados desta seqüência de figuras é que o desempenho sem PIC não é satisfatório mesmo supondo taxa de erro padrão de 10^{-9} (quadrados), com exceção da codificação DPMPC com $M=16$. Isso mostra a necessidade de se utilizar uma técnica adicional para redução da BER, que, nesse caso, é o PIC.

Sendo assim, considere novamente o caso $M = 4$ mostrado na Figura 5.10. Pode ser claramente observado nesta figura que ambas codificações (PMPC e DPMPC) utilizando a combinação PPM ($M = 4$) - PIC ainda não apresentam desempenho satisfatório para 32 ONUs (triângulos para baixo), mesmo considerando-se uma taxa de erro padrão de 10^{-9} . Assim, essa configuração deve ser também descartada.

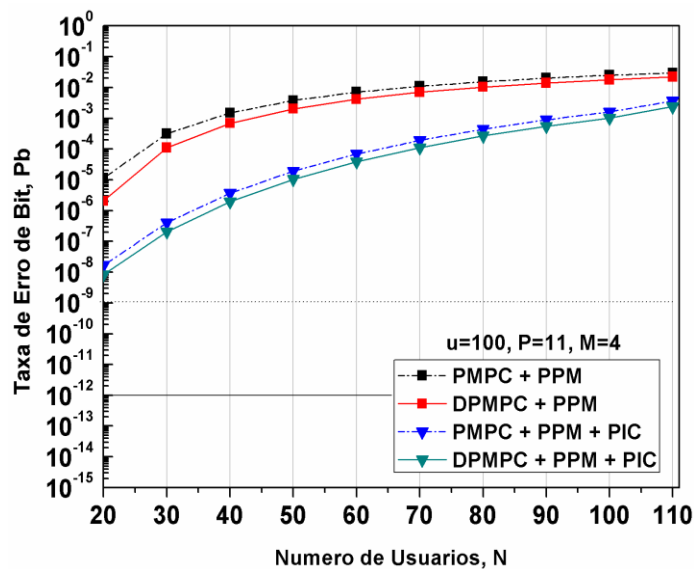


Figura 5.10. BER versus número de usuários (N) para as codificações PMPC e DPMPC. Resultados obtidos para o formato PPM com e sem PIC, supondo $M=4$ e $P=11$.

Supondo desta vez $M = 8$, são obtidos os resultados de BER versus número de usuários mostrados na Figura 5.11. É importante observar que os resultados para

PMPC-PPM ($M = 8$) (quadrados) demonstram claramente que essa configuração é insatisfatória para o atendimento de 32 ONUs simultâneas e deve, portanto, ser descartada.

Da Figura 5.11, verifica-se que a combinação PMPC utilizando PPM ($M = 8$) - PIC (triângulos para baixo) para 32 usuários apresenta desempenho insatisfatório do ponto de vista de operação livre de erros, mas é perfeitamente adequada para operação dentro dos padrões atuais. Já a codificação DPMPC apresenta desempenho bastante satisfatório, com valores de BER ligeiramente abaixo de 10^{-12} .

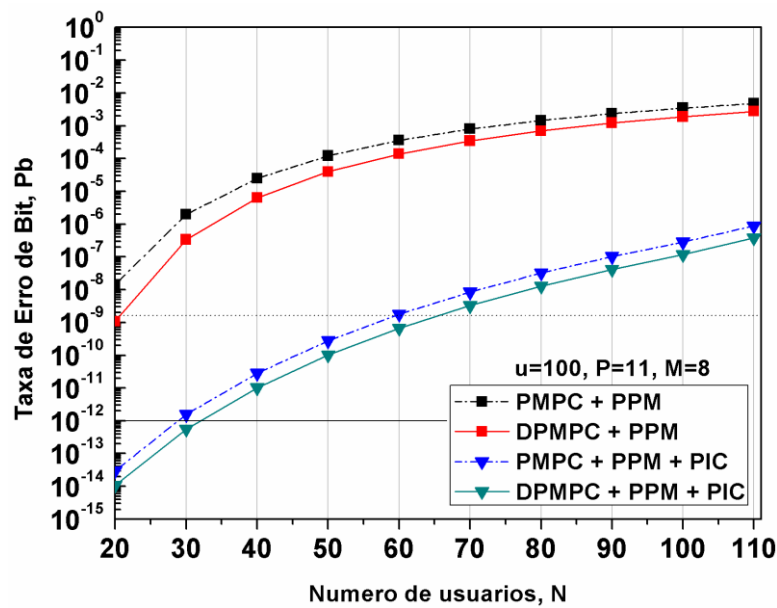


Figura 5.11. BER versus número de usuários (N) para as codificações PMPC e DPMPC. Resultados obtidos para o formato PPM com e sem PIC, supondo $M=8$ e $P=11$.

Finalmente, para $M = 16$ (Figura 5.12), os resultados são amplamente favoráveis às duas codificações utilizando PIC (triângulos para baixo).

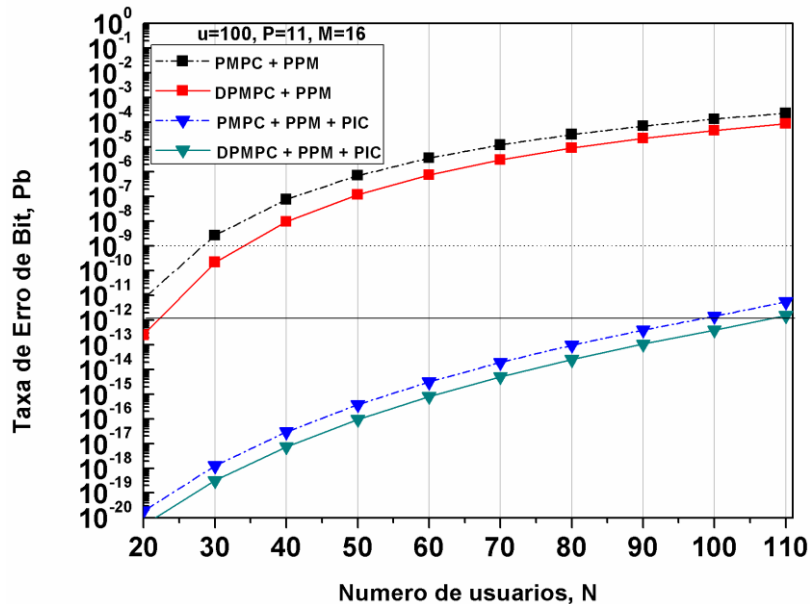


Figura 5.12. BER versus número de usuários (N) para as codificações PMPC e DPMPC. Resultados obtidos para o formato PPM com e sem PIC, supondo $M=16$ e $P=11$.

A BER para ambos os casos está bem abaixo da região livre de erros, o que torna essa configuração a mais adequada do ponto de vista de desempenho. Vale um comentário adicional quanto ao eixo vertical desta figura, cujo limite mínimo é de 10^{-20} . Esse valor foi ajustado tendo como base [52], uma vez que o propósito desta seção é também validar o formalismo proposto neste trabalho. Portanto, é importante mencionar que os resultados obtidos com o modelo proposto estão em perfeito acordo com os obtidos em [52].

5.3.3 Resultados apresentados para o Sub-Cenário 3.

O objetivo deste sub-cenário é analisar a relação entre a quantidade de usuários simultâneos e a BER do sistema, considerando somente a MAI, para as famílias de códigos PMPC e DPMPC. Isso será feito aqui supondo modulação PPM com fatores multiplicativos $M = 4$ e 8 , mais a técnica PIC. O caso $M = 16$ não é analisado por apresentar valores significativamente inferiores à região livre de erros quando acrescidos de PIC e FEC, conforme apresentado na Figura 5.9. Adicionalmente, o que se espera é verificar os efeitos da técnica FEC RS(7,3) e RS(255,239) sobre a BER quando combinada com o formato de modulação PPM mais a PIC.

A seguir, são apresentados os resultados para o sistema OCDMA-PON, considerando o valor de $M = 4$ e 8 .

Da Figura 5.13, verifica-se que o desempenho do sistema para $M = 4$, tanto para a codificação PMPC quanto para DPMPC, ambos acrescidos de PIC, não é satisfatório para 32 ONUs. O mesmo não acontece quando a FEC $RS(7,3)$ (triângulos para a direita) é acrescentada no sistema, resultando em BERs inferiores a 10^{-12} (dentro, portanto, da região livre de erros) para ambas codificações. Para esse cenário específico, torna-se necessária a utilização da FEC $RS(255,239)$ juntamente com a codificação DPMPC se o objetivo é fornecer suporte para 64 usuários simultâneos.

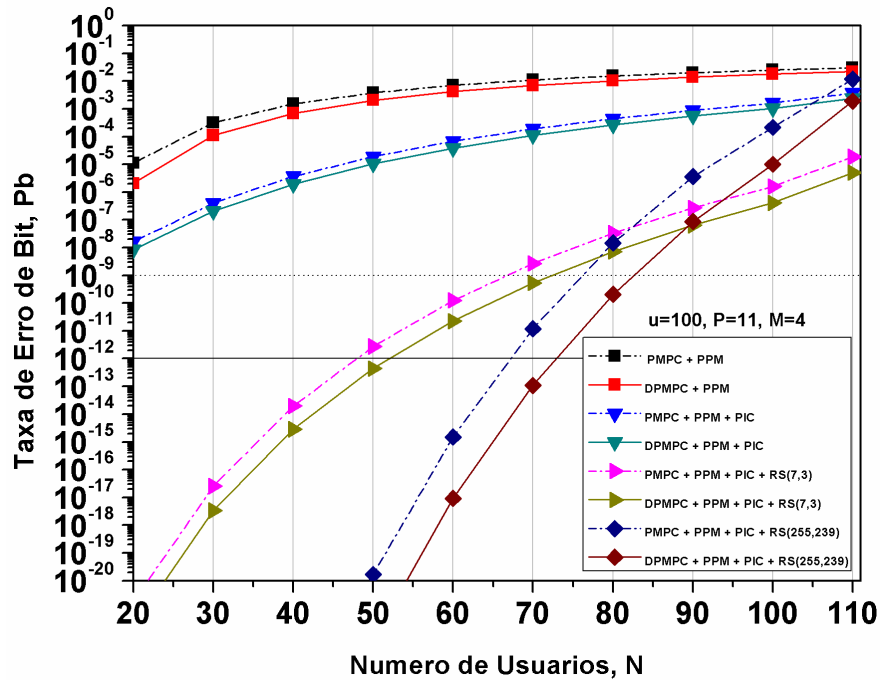


Figura 5.13. BER versus número de usuários para codificações PMPC e DPMPC utilizando formato de modulação PPM ($M=4$), e $P=11$. Os resultados são obtidos com e sem FEC $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$ e/ou PIC.

Supondo desta vez $M = 8$, os resultados de BER versus número de usuários simultâneos estão na Figura 5.14.

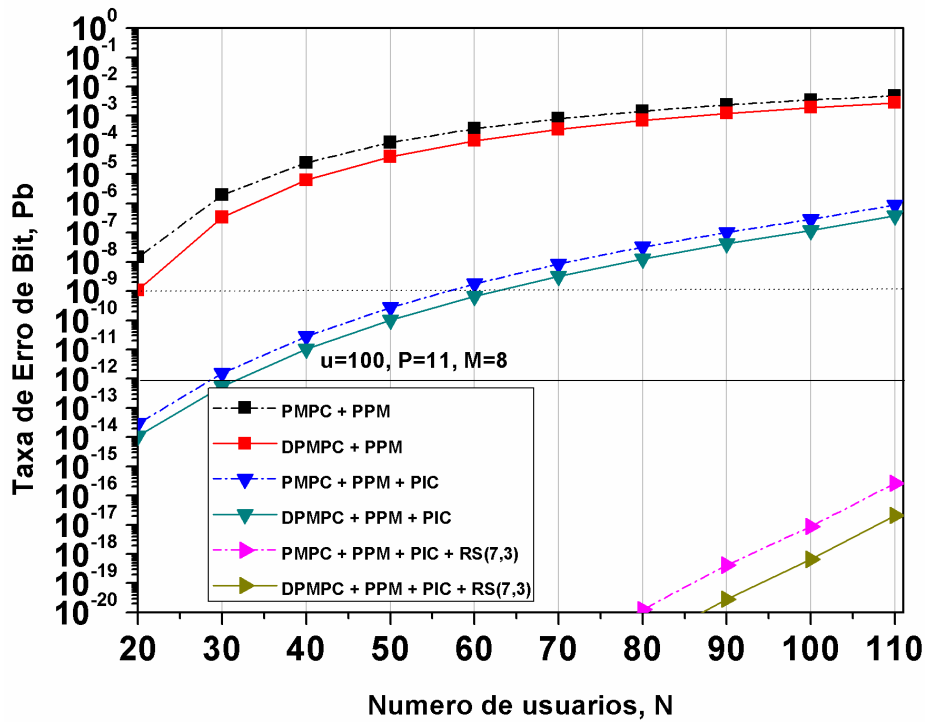


Figura 5.14. BER versus número de usuários para codificações PMPC e DPMPCC utilizando formato de modulação PPM($M=8$), e $P=11$. Os resultados são obtidos com e sem FEC RS(7,3) e/ou PIC.

É importante observar que os resultados para PMPC e DPMPCC-PPM + PIC($M=8$) (triângulos para baixo), demonstram claramente que essa configuração é satisfatória para o atendimento de 32 ONUs simultâneas. A utilização da FEC RS(7,3), por sua vez, torna o sistema ainda mais interessante para cenários futuros (para ambas codificações), onde mais usuários simultâneos serão necessários.

Pode-se concluir desses resultados que o sistema para a codificação PMPC ou DPMPCC, com PPM e PIC, com a escolha adequada de M , pode ser vista como uma boa candidata para acomodar 32 usuários simultâneos. O acréscimo de FEC possibilita, por sua vez, a operação abaixo da região livre de erros para cenários futuros de PON.

A seguir é analisado o Cenário 5, supondo as mesmas configurações adotadas aqui, porém utilizando a técnica de modulação FSK, ao invés de PPM.

5.4 Resultados apresentados para o Cenário 5. OCDMA-PON 1D codificado com (PMPC e DPMPC) + FSK + PIC, com e sem e FEC.

O que se pretende com este cenário é realizar um estudo da influência do formato de modulação FSK para as codificações PMPC e DPMPC, acrescidas de PIC. O único mecanismo de degradação considerando é a MAI (não são considerados os ruídos de detecção). É também considerada a influência da codificação do canal, utilizando o algoritmo *Reed-Solomon* na técnica FEC.

Inicialmente, o sistema foi avaliado para $M = 4, 8$ e 16 , com $P = 11$ e $N = 110$. Em seguida, o formalismo é validado em termos dos resultados apresentados por Karbassian et al. [53], que utilizaram o valor $M = 8, P = 13$ e $N = 168$.

Diferente do cenário anterior, a presente análise requer, inicialmente, a definição de dois sub-cenários, os quais são descritos abaixo:

Sub-Cenários:

- 1) A relação entre a taxa de fótons/nat, definida como u , necessária para a detecção ao se utilizar o fator multiplicativo FSK com valores de $M = 4, 8$ e 16 e taxa de repetição definida como $j = 2$ e 3 . É considerada, ainda, a inclusão de PIC com e sem a utilização da técnica FEC, para um total de usuários dado por $N = P^2 - P = 110$;
- 2) Para um valor fixo de fótons/nat, $u = 100$, adotado para fins de comparação com os resultados apresentados por [53], visando determinar a quantidade de usuários simultâneos para $M = 4, 8$ e 16 acrescidos de PIC, com e sem FEC;

5.4.1 Resultados apresentados para o Sub-Cenário 1

Os resultados referentes à dependência da BER em relação à taxa de fótons/nat, u , para codificação PMPC (linhas pontilhadas) e DPMPC (linhas contínuas), para um total de 110 usuários simultâneos, são mostrados nas Figuras 5.15 a 5.17. Foram considerados valores de $M = 4, 8$ e 16 para modulação FSK utilizando taxas de repetição $j = 2$ e 3 , com e sem FEC RS(7,3) e RS(255,239). Por conveniência, para este cenário foi adotada a seguinte simbologia para os códigos PMPC e DPMPC (ambos com FSK): quadrados para o caso $j = 2$, círculos para $j = 3$, triângulos para cima para RS(7,3) com $j = 2$ e/ou 3, e triângulos para a esquerda para RS(255,239) com $j = 2$ e/ou 3.

Para o fator multiplicativo $M = 4$, Figura 5.15 (a) e (b), a codificação PMPC e DPMPC, para um valor fixo de $u = 100$, apresentam valores constantes próximos a 10^{-5} para $j = 2$, e 10^{-6} para $j = 3$, para ambas codificações. Por outro lado, ao se utilizar FEC RS(7,3) o sistema apresenta valores de BER próximos a 10^{-11} e 10^{-14} para $j = 2$ e 3 com PMPC, e 10^{-12} e 10^{-15} com DPMPC. No caso da FEC RS(255,239) (triângulo para a esquerda), os valores de BER são bem inferiores ao limite para operação na região livre de erros, para ambas codificações.

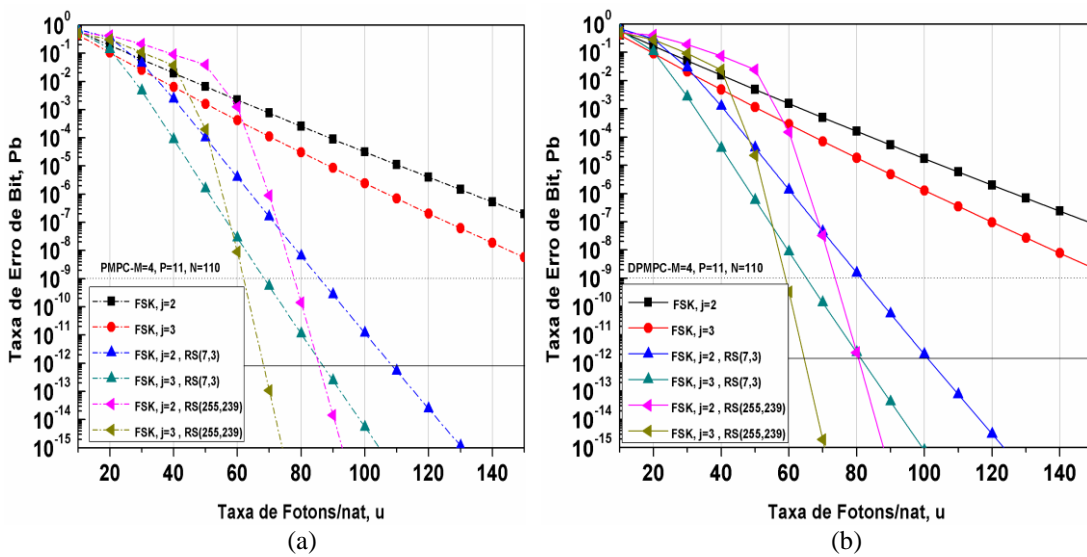


Figura 5.15. BER versus taxa de fótons/nat, u , considerando $N = 110$ usuários simultâneos para $M=4$ no sistema FSK+ PIC, com e sem FEC. , (a) PMPC, (b) DPMPC.

Já para o fator multiplicativo $M = 8$, Figura 5.16 (a) e (b), verifica-se que ao se utilizar as codificações PMPC e DPMPC, os valores de BER situam-se próximos a 10^{-9} considerando $j = 2$, e 10^{-10} para $j = 3$. Por outro lado, ao se utilizar FEC RS(7,3) e FEC RS(255, 239), a BER é reduzida para valores significativamente inferiores ao limite da

região livre de erros. Sendo assim, essa configuração acrescida de FEC não necessita ser aprofundada no Sub-Cenário 2.

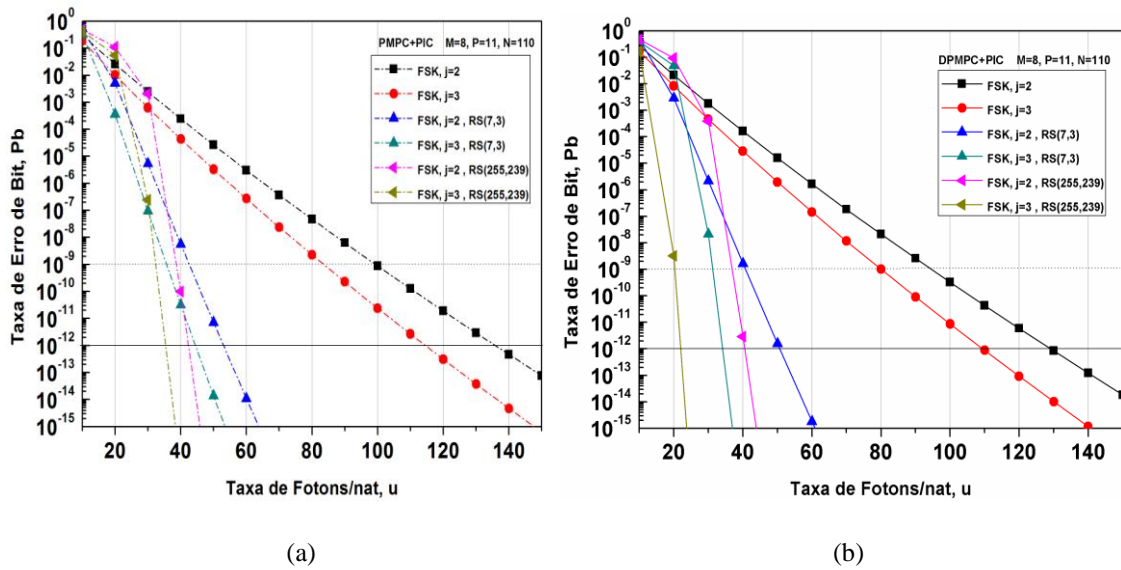


Figura 5.16. BER versus taxa de fótons/nat, u , considerando $N = 110$ usuários simultâneos para $M=8$ no sistema FSK+ PIC, com e sem FEC. , (a) PMPC, b) DPMPC.

Finalmente, os resultados para $M = 16$ são apresentados nas Figuras 5.17 (a) e (b). Observe que ao se utilizar os códigos PMPC e DPMPC acrescidos de FSK e PIC, quadrados para $j = 2$ e círculos para $j = 3$, a BER apresenta valores muito baixos, próximos a 10^{-15} . Já para o sistema acrescido de FEC $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$, os valores de BER situam-se confortavelmente abaixo do limite da região livre de erro. Sendo assim, essa configuração com FEC também não necessita ser aprofundada no Sub-Cenário 2.

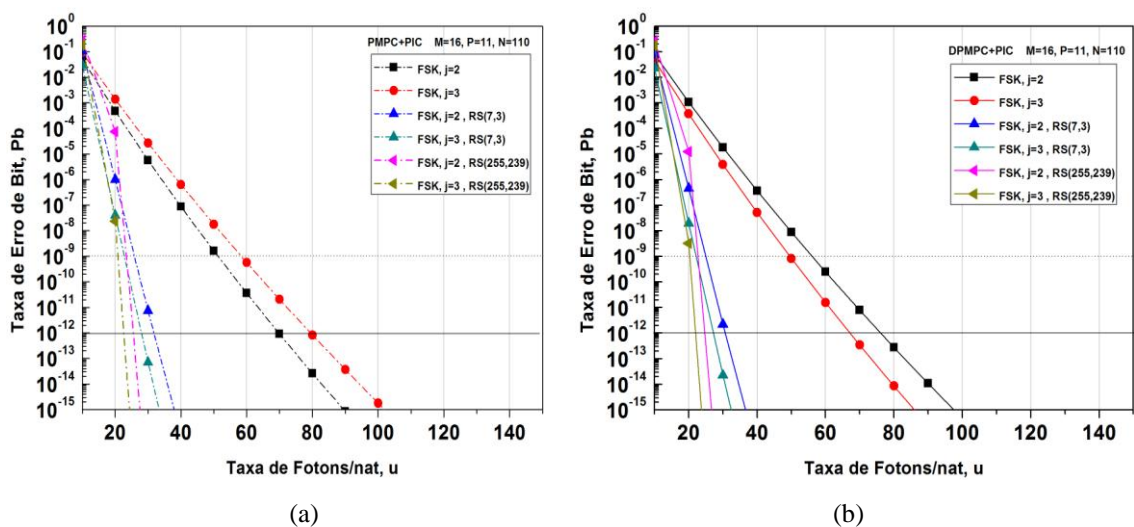


Figura 5.17. BER versus taxa de fótons/nat, u , considerando $N = 110$ usuários simultâneos para $M=16$ no sistema FSK+ PIC, com e sem FEC. , (a) PMPC, b) DPMPC.

Uma vez discutidos os resultados da BER versus taxa de fótons/nat, u , para $P = 11$, a seguir na Figura 5.18 são apresentados os resultados para o caso especial utilizado para validar o formalismo aqui apresentado. Para este caso foi considerado os parâmetros $M = 8$, $P = 13$ e $N = 168$, utilizados por Karbassian et al. [53]. É importante salientar que os resultados obtidos com o presente formalismo são idênticos aos obtidos por [53], confirmando, assim, sua validação.

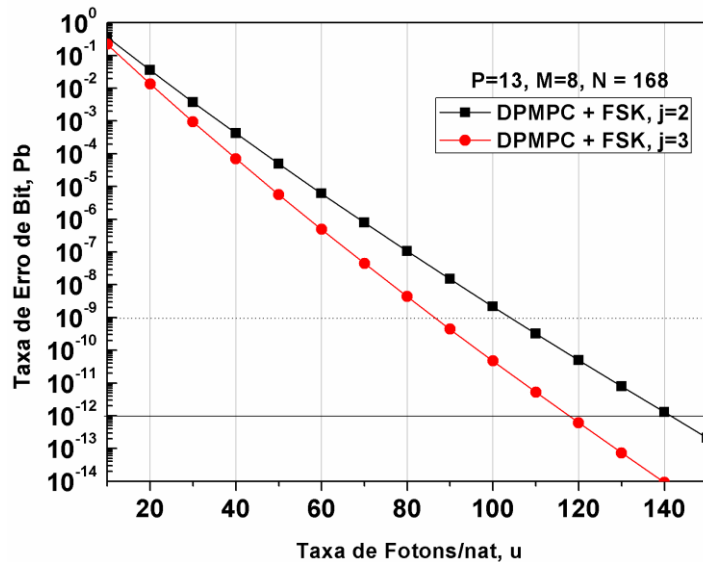


Figura 5.18. BER versus número de usuários para codificação DPMPC utilizando formato de modulação FSK ($M = 8$), e $P = 13$.

Pode-se concluir desses resultados que, de modo similar ao PPM, à medida que o valor de M é acrescido, o sistema passa apresentar menores BERs, como era de se esperar. Porém, no caso do FSK, há ainda a taxa de repetição (j), que também pode ser utilizada como parâmetro de desempenho, pois, à medida que j aumenta, a BER diminui. Conseqüentemente, é preciso analisar a relação custo benefício da utilização das taxas de codificação FEC em conjunto com a técnica PIC para a modulação FSK, tendo também a taxa de repetição como parâmetro. Essa análise será feita nos moldes apresentados nos cenários anteriores, onde o que se pretende é oferecer suporte a 32 e/ou 64 usuários nas PONs. Os resultados para essa análise são apresentados no Sub-Cenário 2 descrito a seguir.

5.4.2 Resultados apresentados para o Sub-Cenário 2.

Neste sub-cenário é realizada uma análise dos códigos PMPC (linhas pontilhadas) e DPMPC (linhas contínuas), utilizando FSK com $M = 4, 8$, e 16 , acrescidos de PIC, considerando as taxas de repetição $j = 2$ e 3 . O objetivo é analisar a relação entre a quantidade de usuários simultâneos e a BER do sistema, considerando somente a MAI

como mecanismo de degradação. Essa análise será feita para as famílias de códigos PMPC e DPMPC, para os casos com e sem a FEC.

Os resultados são mostrados nas Figuras 5.19 a 5.21, respectivamente aos valores de M adotados. Sendo assim, considere o caso $M=4$ mostrado na Figura 5.19 (a) e (b) para $j = 2$ e 3 , respectivamente. Pode ser claramente observado nesta figura que ambas as codificações (PMPC e DPMPC) utilizando a combinação FSK ($M = 4$) - PIC não apresentam desempenho satisfatório para 32 ONUs (quadrados), apresentando BERs próximas a 10^{-9} e 10^{-10} para $j = 2$ e 3 , respectivamente. Assim, essa configuração para $M = 4$ deve ser descartada. No entanto, caso seja utilizada a técnica FEC $RS(7,3)$ (triângulos para a direita), os valores de BER passam a se situar confortavelmente abaixo da região livre de erros para ambas codificações. Isso torna esta configuração atraente para cenários futuros para até 64 usuários simultâneos.

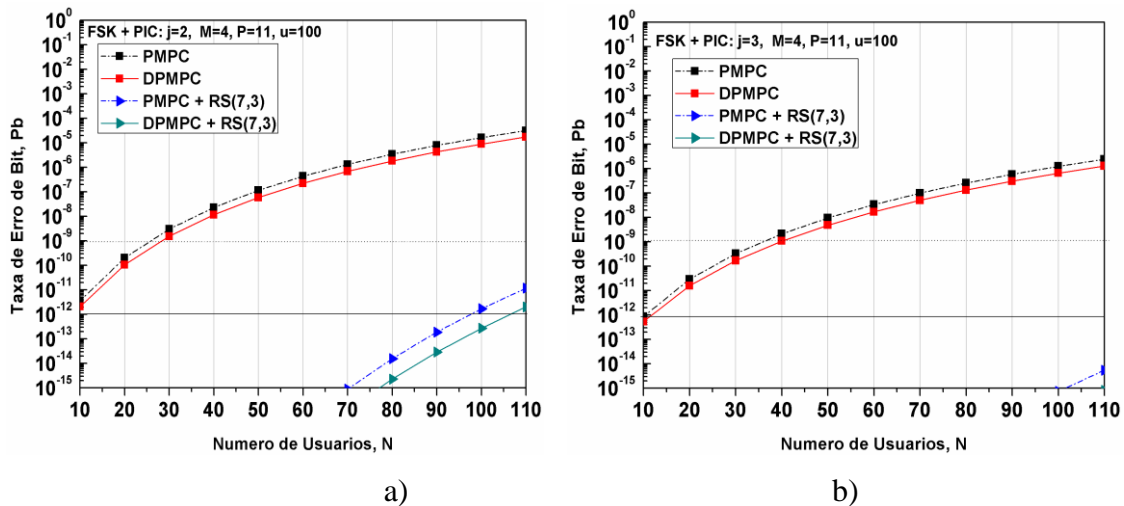


Figura 5.19. BER versus número de usuários para codificações PMPC e DPMPC utilizando formato de modulação FSK ($M = 4$), e $P = 11$. Os resultados são obtidos com e sem FEC $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$ e/ou PIC: a) $j = 2$, b) $j = 3$.

Já para os fatores multiplicativos $M = 8$ e 16 , Figuras 5.20 e 5.21, respectivamente, verifica-se que ao se utilizar as codificações PMPC e DPMPC com taxas de repetição $j = 2$ e 3 , os valores de BER são inferiores ao limite da região livre de erros para 32 usuários. Já para cenários futuros, com 64 usuários, operando na região livre de erros, recomenda-se a utilização de $M = 8$ com $j = 3$, ou $M = 16$ com $j = 2$ ou 3 , para ambas as codificações.

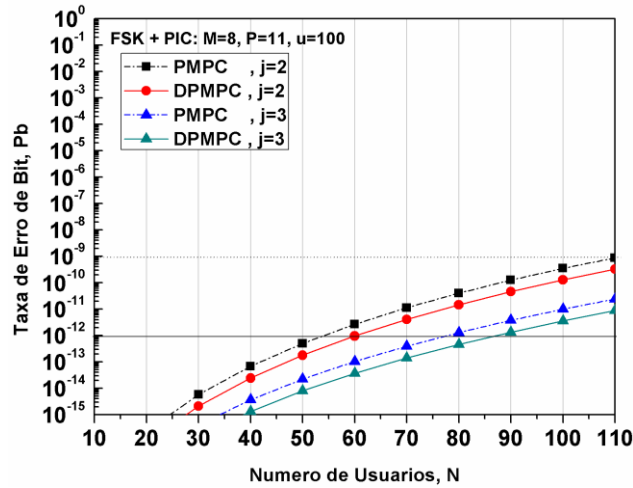


Figura 5.20. BER versus número de usuários para codificações PMPC e DPMPC utilizando formato de modulação FSK ($M = 8$), e $P = 11$. Os resultados são obtidos com e sem FEC $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$ e/ou PIC.

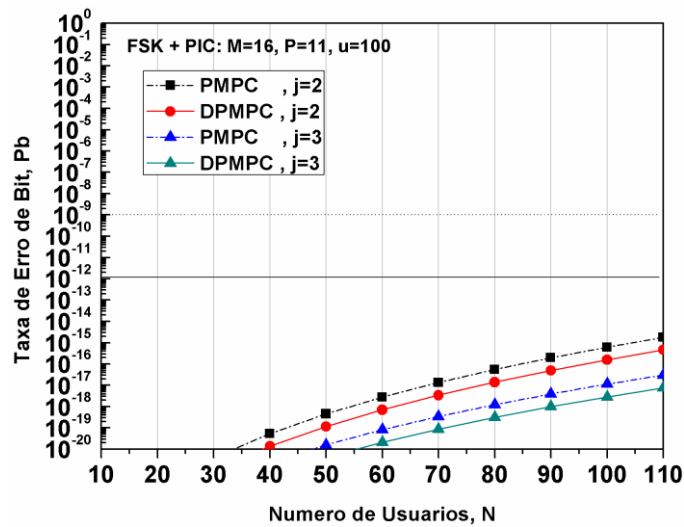


Figura 5.21. BER versus número de usuários para codificações PMPC e DPMPC utilizando formato de modulação FSK ($M = 16$), e $P = 11$. Os resultados são obtidos com e sem FEC $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$ e/ou PIC.

Pode-se concluir desses resultados que o sistema para a codificação PMPC ou DPMPC, com FSK e PIC, utilizando $j = 2$ e 3 , pode ser visto como um bom candidato para acomodar 32 usuários. Para o caso de $M = 8$ e 16 sem o acréscimo de FEC, e para $M=4$, é preciso utilizar pelo menos a FEC $RS(7,3)$ de modo a possibilitar a operação dentro da região livre de erros. Já para cenários futuros, a utilização de $M = 16$ apresenta-se como uma possibilidade mais clara para possíveis expansões da quantidade de usuários no sistema.

Uma vez concluída a análise de cenários envolvendo codificação uni-dimensional, a seguir, são apresentados os resultados das análises dos cenários baseados em codificação bi-dimensional.

5.5 Resultados apresentados para o Cenário 6. OCDMA-PON 2D codificado com MWOOC, utilizando modulação OOK, com e sem FEC.

O que se pretende com este cenário é analisar a relação entre a quantidade de usuários simultâneos e a BER do sistema para o código bidimensional MWOOC ($L \times F$, W , 1, 1), onde L representa a quantidade de comprimentos de onda, F o comprimento temporal do código e W a ponderação. Serão analisadas três configurações distintas, ou seja (5 x 23, 5, 1, 1), (5x56, 5, 1, 1) e (12x60, 3, 1, 1). Isso será feito utilizando a modulação OOK visando verificar a influência da codificação do canal utilizando o algoritmo *Reed-Solomon* na técnica FEC. Essas três configurações foram adotadas por conveniência para validar o formalismo apresentado neste cenário. Elas já estão disponíveis na literatura e apresentam bons desempenhos [94]. Porém, diferentemente da nossa proposta, em [94] não foi considerada a utilização da codificação do canal (FEC). Contudo, nesta presente análise é investigado o efeito isolado da MAI para até 64 usuários simultâneos (tendo em vista cenários futuros de PON), com e sem FEC $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$.

A simbologia adotada para esses casos é a seguinte: quadrados para as codificações MWOOC com OOK; círculos para o sistema acrescido de FEC $RS(7,3)$; e triângulos para cima para o caso com FEC $RS(255,239)$.

Inicialmente são discutidos os resultados referentes à codificação MWOOC(5x23,5,1,1).

Da Figura 5.22, verifica-se que o desempenho do sistema para esta codificação não é satisfatório para 32 ONUs, mesmo quando a FEC $RS(7,3)$ (círculos) é acrescentada no sistema. O mesmo ocorre para a FEC $RS(255,239)$, onde os valores de BER são significativamente superiores ao limite da região livre de erros (10^{-12}). Observe que o sistema baseado nas técnicas FEC $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$ apresenta valores dentro da região livre de erros somente para uma pequena quantidade de usuários, $N_u=5$ e 6, respectivamente. Vale ressaltar que os resultados apresentado para esta codificação (quadrados) são iguais aos obtidos por Morelle et al. [102], o que confirma a validação do formalismo apresentado.

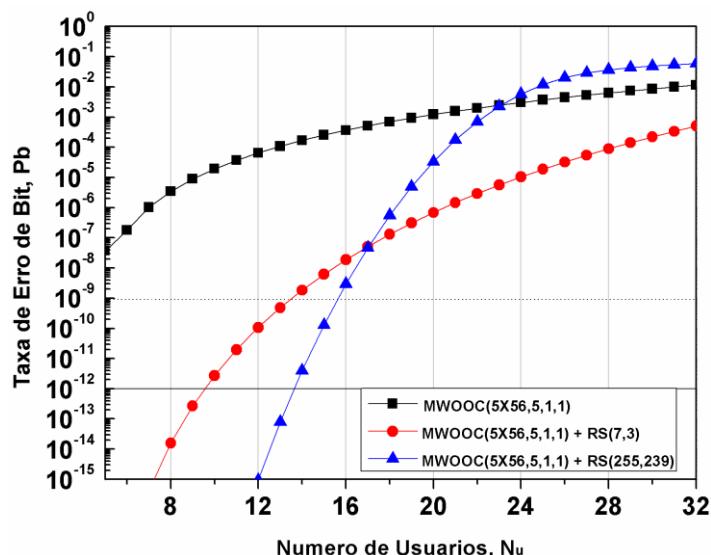


Figura 5.22. BER versus número de usuários para codificações 2D MWOOC(5x56,5,1,1) utilizando formato de modulação OOK. Os resultados são obtidos com e sem FEC RS(7,3) e RS(255,239).

Já para a segunda configuração, MWOOC (5x56,5,1,1), os resultados são apresentados na Figura 5.23. Verifica-se que esta configuração também apresenta desempenho insatisfatório para acomodar 32 usuários na região livre de erros, mesmo que acrescida de FEC. Sendo assim, esta configuração deve também ser descartada.

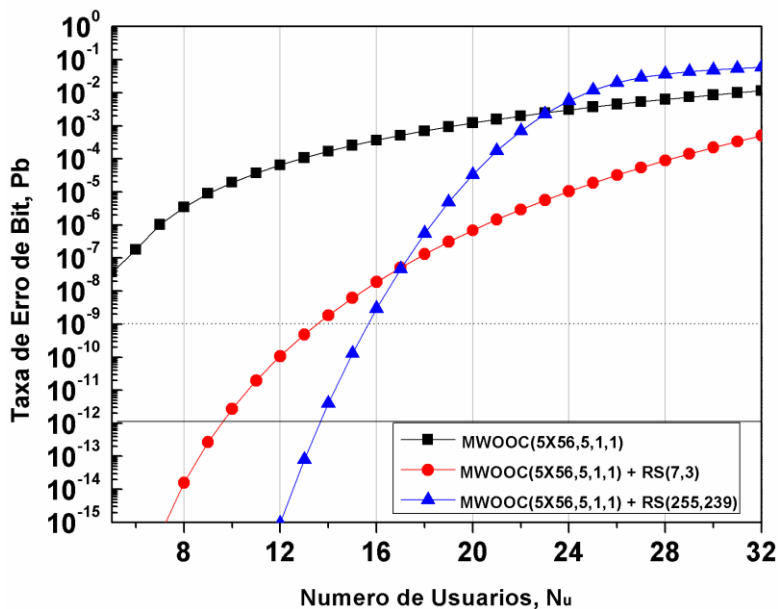


Figura 5.23. BER versus número de usuários para codificações 2D MWOOC(5x56,5,1,1) utilizando formato de modulação OOK. Os resultados são obtidos com e sem FEC RS(7,3) e RS(255,239).

Finalmente, os resultados para a codificação MWOOC(12x60,3,1,1) são mostrados na Figura 5.24. Pode ser notado que esta codificação apresenta a mesma limitação

quanto ao número de usuários simultâneos observada no caso anterior. Desta vez, no entanto, é possível acomodar aproximadamente 20 usuários simultâneos com BER aceitável, desde que seja utilizada a técnica FEC RS(255,239).

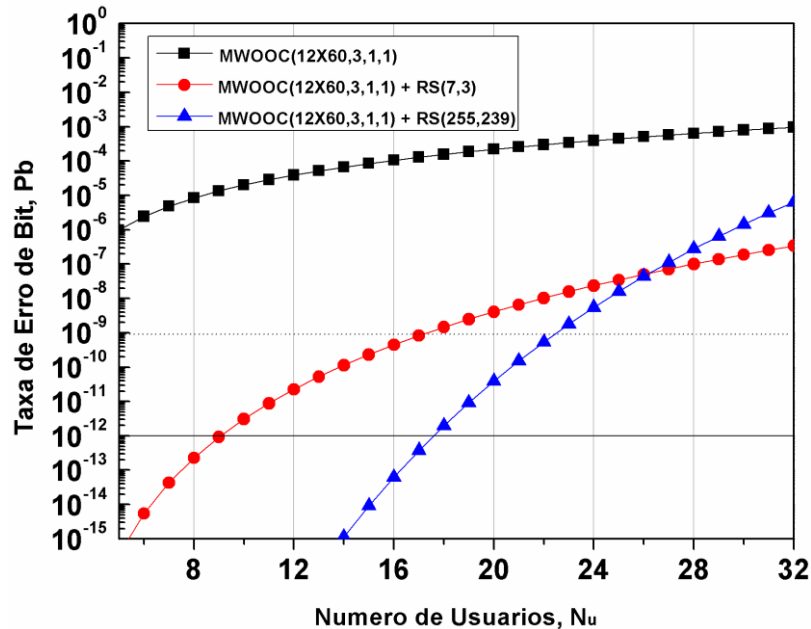


Figura 5.24. BER versus número de usuários para codificações 2D MWOOC(12x60, 3, 1, 1) utilizando formato de modulação OOK. Os resultados são obtidos com e sem FEC RS(7, 3) e RS(255, 239).

Pode-se concluir desses resultados que o sistema utilizando a codificação MWOOC com e sem o acréscimo de FEC apresenta resultados melhores do que os obtidos para a codificação unidimensional PMPC utilizando modulação OOK, vide Figura 5.2. Porém, esta codificação não permite fornecer suporte para 32 usuários simultâneos, valor este considerado como padrão atual nas PONs. Também pode ser verificado que, quando ocorre um acréscimo no comprimento temporal do código 2D, no caso, o valor de F , bem como no número de comprimentos de onda W , o desempenho do sistema aumenta, apresentando valores de BER relativamente menores.

Como conseqüência dos resultados aqui apresentados, faz-se necessário uma análise mais detalhada para este código bidimensional, em conjunto com uma técnica utilizada para mitigação da MAI, como o PIC. Os resultados para esta análise são apresentados no tópico a seguir.

5.6 Resultados apresentados para o Cenário 7. OCDMA-PON 2D codificados com MWOOC, utilizando modulação OOK e PIC, com e sem FEC.

O que se pretende com esse cenário é analisar a relação entre a quantidade de usuários simultâneos e a BER do sistema, para o código bidimensional MWOOC com modulação OOK, mas agora acrescido de PIC. Pretende-se, também, verificar a influência da codificação do canal via técnica FEC. De maneira similar ao Cenário 6, nesta análise, é investigado o efeito isolado da MAI para até 64 usuários simultâneos.

Inicialmente será verificada a influencia da técnica PIC para as configurações, (5x23, 5, 1, 1), (5x56, 5, 1, 1) e (12x60, 3, 1, 1) para que, posteriormente, possa ser analisada sua utilização juntamente com técnicas FEC.

A simbologia adotada para os resultados é a seguinte: quadrados para a codificação MWOOC(5x56, 5, 1, 1) com OOK e PIC; círculos para a codificação MWOOC(5x23, 5, 1, 1); e triângulos para cima para a codificação MWOOC(12x60,5,1,1).

Da Figura 5.25, verifica-se que o desempenho do sistema para a codificação (5x23,5,1,1)+PIC não é satisfatório para 32 ONUs e, portanto, deve ser descartada. As outras duas configurações também não apresentam desempenho dentro da região livre de erros, porém apresentam valores de BER compatíveis com o padrão 10^{-9} .

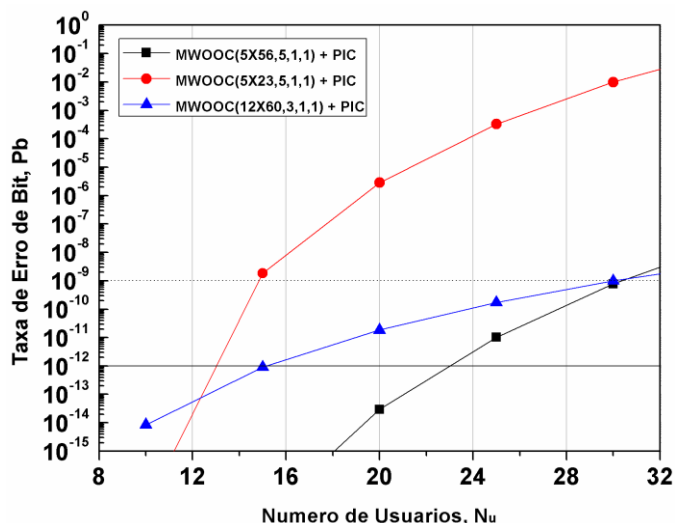


Figura 5.25. BER versus número de usuários para codificações 2D MWOOC(5x56, 5, 1, 1), MWOOC(5x23, 5, 1, 1) e MWOOC(12x60, 3, 1, 1) utilizando formato de modulação OOK e PIC.

Vale ressaltar que os resultados obtidos para (5x56, 5, 1, 1) e (12x60, 3, 1, 1) apresentam ótima concordância com os obtidos por Morelle et al. [102], o que permite confirmar a validação do formalismo adotado neste cenário.

Uma vez verificado que a codificação MWOOC acrescida de PIC não apresenta valores que possibilitam acomodar 32 e/ou 64 usuários, faz-se necessário investigar como a codificação do canal, via técnica FEC $RS(7, 3)$ e $RS(255, 239)$, pode auxiliar na redução da BER do sistema. Nestas análises são utilizadas as duas melhores configurações apresentadas no caso anterior, ou seja $(5 \times 56, 5, 1, 1)$ e $(12 \times 60, 3, 1, 1)$.

A simbologia adotada para os resultados para esses casos é a seguinte: quadrados para ambas as codificações MWOOC com $RS(7, 3)$; círculos para os casos com $RS(255, 239)$.

Iniciamente, da Figura 5.26, verifica-se que o desempenho do sistema para a codificação $(5 \times 56, 5, 1, 1)$ é satisfatório para 32 ONUs quando acrescida de FEC $RS(7, 3)$ ou FEC $RS(255, 239)$, tendo apresentado valores de BER significativamente inferiores ao limite da região livre de erros. Já para cenários futuros, esta configuração de MWOOC não é viável, mesmo com o acréscimo de ambas as técnicas FEC.

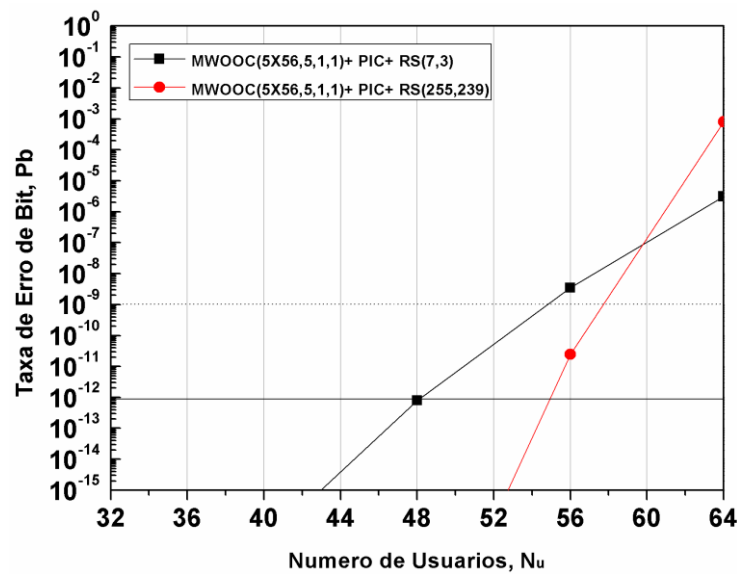


Figura 5.26. BER versus número de usuários para codificações 2D MWOOC(5x56,5,1,1), utilizando formato de modulação OOK e PIC, com FEC. Os resultados são obtidos com e sem FEC $RS(7,3)$ e $RS(255,239)$.

Finalmente, da Figura 5.27, verifica-se que o desempenho do sistema para a codificação $(12 \times 60, 3, 1, 1)$ é satisfatório tanto para 32 ONUs quanto para 64, desde que acrescida de FEC $RS(7, 3)$. Lembre que, para a FEC $RS(255, 239)$, o sistema já apresenta valores de BER significativamente inferiores ao limite da região livre de erros, e por isso não é apresentado nesta figura.

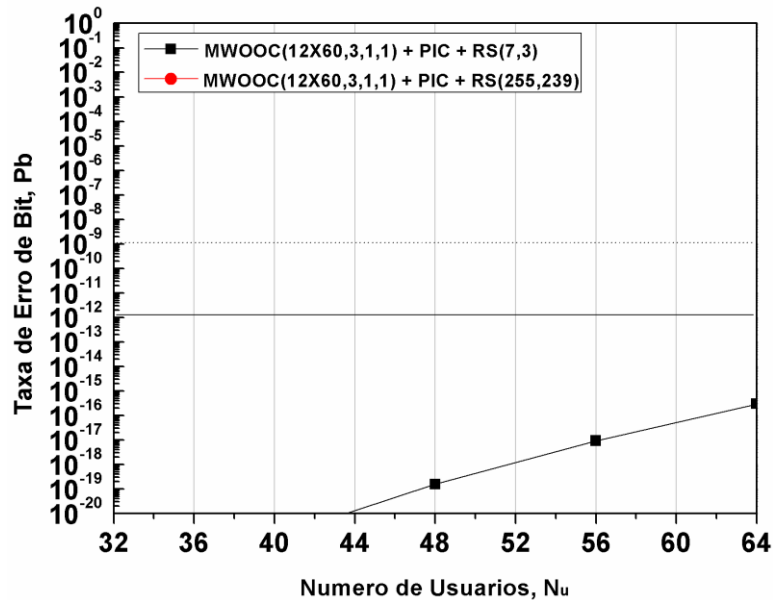


Figura 5.27. BER versus número de usuários para codificações 2D MWOOC(12x60,3,1,1), utilizando formato de modulação OOK e PIC, com FEC. Os resultados são obtidos com e sem FEC RS(7,3) e RS(255,239).

Pode-se concluir destes resultados que o acréscimo no valor do comprimento temporal, F , e da quantidade de comprimentos de onda, W , contribuem para tornar o processo de codificação mais complexo. No entanto, tem-se como fator positivo a possibilidade de se obter menores valores de BER para os sistemas.

Um aspecto importante relativo aos cenários 2-D investigados neste trabalho, e que deve ser levado em consideração na análise das redes ópticas passivas empregando OCDMA, diz respeito à complexidade dos processos de codificação e decodificação bidimensionais, principalmente quando comparados aos unidimensionais. Além disso, deve-se levar em conta a necessidade ou não de se incluir a codificação do canal (FEC), aqui representadas pela técnica FEC RS(7,3) e RS(255,239), tendo em vista a possibilidade de adequação a cenários futuros onde mais usuários e baixo nível de BER serão necessários. Este trabalho buscou apresentar alternativas realistas visando, com isso, apresentar respostas a esses questionamentos.

Conclusões

Este trabalho apresentou uma análise de desempenho para cenários OCDMA-PONs utilizando códigos ópticos unidimensionais (1D) baseados na codificação prima modificada (MPC), conhecidos como extensão (PMPC) e dupla extensão (DPMPC) da codificação prima modificada, e códigos ópticos bidimensionais (2D) baseados na codificação óptica ortogonal de múltiplos comprimentos de onda (MWOOC).

Para os códigos PMPC e DPMPC, foi desenvolvido um novo formalismo utilizando os formatos de modulação OOK e PPM, considerando os ruídos poissonianos do processo de detecção. Ainda para estas codificações, foi realizada a análise do sistema OCDMA-PON utilizando os formatos de modulação PPM e FSK, considerando apenas a contribuição da MAI na BER do sistema. Posteriormente foi verificado o desempenho da técnica de cancelamento paralelo de interferência (PIC), utilizado com o objetivo de mitigar os efeitos MAI. Já para a codificação 2D MWOOC, foi analisado apenas o formato de modulação OOK, com e sem PIC. Adicionalmente, foi verificado, para todas as configurações dos formatos de modulação e códigos 1D e 2D, acrescidos ou não de PIC, a influência da codificação do canal, com ou sem a técnica FEC $RS(7, 3)$ e $RS(255, 239)$.

É importante ressaltar que o principal objetivo deste trabalho foi de investigar propostas que permitissem ao sistema operar na região livre de erros, no caso valores inferiores 10^{-12} . Os resultados indicaram que a utilização da modulação OOK para a codificação MPC e/ou PMPC não consegue acomodar 32 usuários com desempenho satisfatório, mesmo que acrescida de FEC $RS(255,239)$. Porém, com a utilização da modulação PPM, é possível obter uma BER próxima a 10^{-12} para 32 usuários, utilizando fator multiplicativo $M = 16$ acrescido da codificação FEC $RS(255,239)$. Considerando apenas a MAI do sistema, para o valor de $M = 8$ pode ser claramente observado que a região livre de erros pode ser facilmente atingida tanto com FEC $RS(7,3)$ quanto com FEC $RS(255,239)$, para 32 usuários (ONUs) simultâneos.

Pode-se concluir desses resultados que o sistema para a codificação PMPC ou DPMPC, com PPM e PIC, e escolha adequada de M , pode ser visto como um bom candidato para acomodar 32 usuários simultâneos. O acréscimo de FEC possibilita, por sua vez, a operação abaixo da região livre de erros para cenários futuros de PON.

Dos resultados apresentados pelo sistema para a codificação PMPC ou DPMPC, com FSK e PIC, utilizando $j = 2$ e 3 , pode ser visto como um bom candidato para acomodar 32 usuários. Para o caso de $M = 8$ e 16 sem o acréscimo de FEC, e para $M = 4$, é preciso utilizar pelo menos a FEC $RS(7,3)$ de modo a possibilitar a operação dentro da região livre de erros. Já para cenários futuros, a utilização de $M = 16$ apresenta-se como uma possibilidade mais clara para possíveis expansões da quantidade de usuários no sistema.

Já os resultados apresentados pelo sistema utilizando a codificação MWOOC com e sem o acréscimo de FEC, apresentou resultados melhores que os obtidos para a codificação unidimensional PMPC e DMPC utilizando modulação OOK. Porém, esta codificação não permite fornecer suporte para 32 usuários simultâneos, valor este considerado como padrão atual nas PONs, sem o acréscimo de FEC. Também pode ser verificado que, quando ocorre um acréscimo no comprimento temporal do código 2D, neste trabalho, o valor de F , bem como no número de comprimentos de onda W , o desempenho do sistema aumenta, apresentando valores de BER relativamente menores.

Ainda para a codificação MWOOC verificou-se que, quando o sistema é acrescido de PIC, observa-se que o desempenho do sistema para a codificação $(12 \times 60, 3, 1, 1)$ é satisfatório tanto para 32 ONUs quanto para 64, desde que acrescida de FEC $RS(7,3)$.

Nesse sentido, este trabalho analisou diversas configurações que apresentaram valores de BERs dentro da região livre de erros, o que permite concluir que o sistema OCDMA é uma alternativa viável para ser implantada nas redes PONs, para os padrões atuais e até em cenários futuros, como 64 usuários.

Trabalhos Futuros

Para próximos passos, pretende-se realizar o estudo de novas técnicas de correção de erro, verificando o seu desempenho para os cenários aqui analisados, bem como realizar o estudo do *throughput*, o atraso e a perda de pacotes para as diversas técnicas FEC.

Outra proposta a ser considerada é a modelagem de redes híbridas, mais precisamente os cenários TDMA/OCDMA PON e WDM-CDMA PON, apresentando o desempenho destes sistemas, dada a importância do processo gradual de migração para as redes ópticas passivas.

Referências Bibliográficas

- [1] Chang-Hee Lee, “Passive Optical Networks for FTTx Applications”, *Optical Fiber Communication Conference*, pp. 3-, vol. 3, Mar. 2005.
- [2] Adailton J. S. Silva. “xDSL: Mais uma Promessa?”. RNP - Rede Nacional de Ensino e Pesquisa, 07 de novembro de 1997 Vol. 1, NO. 6. disponível em <http://www.rnp.br/newsgen/9711/xdsl.html#ng-adsl>
- [3] Adailton J. S. Silva. “Novas Tecnologias em Redes de Computadores: xDSL, ATM e IPv6”, RNP - Rede Nacional de Ensino e Pesquisa, Maio de 1998. disponível em http://www.rnp.br/_arquivo/documentos/pal0110.pdf
- [4] IEEE 802.16 - LAN/MAN Broadband Wireless LANS, disponível em <http://standards.ieee.org/getieee802/802.16.html>
- [5] Duarte, O. C. M. B , et All, “WiMAX, IEEE 802.16 - Camadas Física e MAC” disponível em http://www.gta.ufrj.br/grad/06_1/wimax/index.html
- [6] Terawave GPON Overview. “All About GPON (Gigabit-cable Passive Optical Networks”, October 2006.
- [7] C. Lee, W. V. Sorin, and B. Y. Kim, "Fiber to the Home Using a PON Infrastructure," *J. Lightwave Technol.* 24, 4568-4583 (2006).
- [8] Guia de Aplicação FTTx - Solução Furukawa, disponível em http://www.furukawa.com.br/portal/page?_pageid=393,1365734&_dad=portal&_schema=PORTAL
- [9] Cássio Fernando Bolini, et al. “Instalação de ONT para rede FTTH/ FTTA”, DRA- Gerência de Gestão de Segmento Residencial, Telefônica. Jan, 2008.
- [10] Rand-Nash, T. Roth, R. Ram, R. Kirchain, R. , “Characterizing the Capex and OpEx Tradeoffs in Next Generation Fiber-to-the-Home Networks”, *Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1-3, Feb. 2008.
- [11] L. Wosinska (KTH), J. Chen (KTH), C. Mas Machuca (Technical University, Munich), *Techno-economical evaluation of selected Passive Optical Network architectures*, IEEE ICTON2008, Athens, June 2008.
- [12] Steven S. Gorshe, “FTTH/FTTC Technologies and Standards”, China Communications, Dec. 2006.
- [13] Andjelka Kelic, “Networking Technology Adoption: System Dynamics Modeling of Fiber-to-the-Home”, these submitted to Massachusetts Institute of Technology in May 2005.
- [14] Noha Kheder, “Experimental Demonstration of CDMA and OTDMA PONs with FEc and Burst-Mode,” thesis of the degree of master at McGill University, Feb. to McGill University 2008.

- [15] Mukai, H. Yokotani, T. Kida, T., "Rapid Growth of FTTH by Use of PON in Japan", *Globecom Workshops*, pp. 1-3, Nov. 2007.
- [16] ITU-T G.984 GPON standard: Gigabit-capable passive optical networks (G-PON), disponível em <http://www.itu.int/rec/T-REC-G/e>
- [17] Lallukka, Sami & Raatikainen, Pertti. "Passive Optical Networks. Transport concepts". VTT Publications 597. p. 123. Espoo 2006.
- [18] Ton Kooen, "Fibre-optic techniques for broadband access networks", 2005.
- [19] Clara Luiza, Estudo de uma rede de Acesso via fibra Óptica, projeto final de graduação apresentada na Universidade Federal de Brasília, Dezembro de 2006.
- [20] "Active vs. PON FTTx Technology Choices", Allied Telesyn, Inc., 2004.
- [21] Antônio J. G. Abelém¹, João Gabriel E. Aleixo, "Análise de Redes Ópticas Passivas WDM Sobre a Arquitetura SUCCESS-HPON". XVII WGRS.
- [22] Zhaowen Xu, Yang Jing Wen, Wen-De Zhong Attygalle, M. Xiaofei Cheng, Yixin Wang, Tee Hiang Cheng, Chao Lu, "WDM-PON Architectures With a Single Shared Interferometric Filter for Carrier-Reuse Upstream Transmission", *J. Lightwave Technol.* vol. 25, No. 12, Dez 2007.
- [23] F. An, K. Kim, Y. Hsueh, M. Rogge, W. Shaw, and L. Kazovsky, "Evolution, challenges, and enabling technologies for future WDM-based optical access networks," presented at the 2nd Symp. Photonics, Networking Computing, Cary, NC, Sept. 2003.
- [24] Kerim Fouli and Martin Maier, Institut National de la Recherche Scientifique INRS). "OCDMA and Optical Coding: Principles, Applications, and Challenges". *IEEE Commun. Mag.*, August 2007.
- [25] Chongfu Zhang, Kun Qiu, and Bo Xu, "Investigation on Performance of Passive Optical Network Based on OCDMA", 4th *International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS 2006)*.
- [26] Renxiang Huang, "Simulation and Experimental Study-of SCM-WDM Optical," dissertação de Mestrado submetido ao Department of Electrical Engineering and Computer Science and the Faculty of the Graduate School of the University of Kansas, May 2001.
- [27] J.-G. Kim and C.-J. Chae, "A High-Performance PON System for Both Access and Local Networking Using Wavelength Switchable Transceivers," *Optical Fiber Communication Conference*, vol. 1, Mar. 2007.
- [28] Li Min, Fu Xiaomei, Cao Yu, Deng Fulei, "New dynamic bandwidth allocation algorithm for Ethernet PON", *Electronic Measurement and Instruments, 2007 (ICEMI '07)*, Aug. 2007.

- [29] K.L. Hall, "High-speed TDMA Techniques", *Optical Fiber Communication Conference*, vol.3, pp. 311-312, 2000.
- [30] K. Grobe, J.-P. Elbers, "PON in adolescence: From TDMA to WDM-PON", *IEEE Commun. Mag.* 46, vol. 1 (2008).
- [31] V. Bobrovs, G. Ivanovs, "Investigation of Mixed Data Rate and Format Transmission in WDM Networks," *Electronics and Electrical Engineering*, No. 4. 2008.
- [32] Huiszoon, B.; den Hartog, F. T. H.; Larrode, M. García; Koonen, A. M. J. "Layer 2 and 3 Contention Resolution and Radio-Over-Fiber in OCDMA PON for Transparent Optical Access in Personal Networks", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, issue 13, pp. 1752-1764, 2008.
- [33] F. Effenberger, D. Cleary, O. Haran, G. Kramer, R. Ding Li, M. Oron, and T. Pfeiffer, "An introduction to PON technologies," *IEEE Commun. Mag.*, vol.45, no.3, pp.S17–S25, March 2007.
- [34] MAJUMDER, S. P.; AZHARI, A.; ABOU, F. M. Impact of Fiber Chromatic Dispersion on the BER Performance of an Optical CDMA IM/DD Transmission System. *IEEE Photonics Technology Letters*, New York, v.17, n.6, p.1340 - 1342, 2005.
- [35] A.A. shaar and P. A. Davies, "Prime Sequences: Quasi-Optimal Sequences for Channel Code Division Multiplexing", *IEEE Elect. Lette.*, VOL. 19, No. 21, pp. 888-889, 13 Oct. 1983.
- [36] J. A. Salehi and C. A. Brackett, "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.
- [37] 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. 547-555, May. 1986.
- [38] L. Trancevski and I. andrović, "Wavelength Hopping/Time Spreading Code Division Multiple Access Systems", *IEEE Elect. Lette.*, VOL. 30, No. 17, pp. 1388-1390, Aug. 1994.
- [39] L. Trancevski and I. andrović, "Hybrid Wavelength hopping/time spreading scheme for use in massive optical networks with increased security", *J. Lightwave Technol.*, Vol.14, NO. 12, pp. 2636-2647, Dec. 2006.
- [40] LR Chen, SD Benjamin, PWE Smith, and JE Sipe, "Ultrashort pulse reflection from fiber gratings: a numerical investigation," *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, Vol 15, No. 8, pp. 1503-1512, Aug, 1997.

- [41] A.J. Mendez, R.M. Gagliardi, VJ Hernandez, CV Bennett and WJ Lennon, "High-performance optical CDMA system based on 2-D optical orthogonal codes," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 22, No. 11, pp. 2009-2019, Nov. 2004.
- [42] R.V. SANTOS, *Análise de Sistemas CDMA Ópticos. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de São Paulo, São Carlos, 2006.*
- [43] A.J. Mendez, C. A. Finnila and R. M. Gagliardi, "Wavelength division multiplexing/code division multiple access hybrid", U.S. Patent 6 025 944, Feb. 15, 2000.
- [44] A. Stok and E.H. Sargent, "The Role of Optical CDMA in Access Networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol.40, pp.83-87, Sep. 2002.
- [45] Hwan Seok Chung, Sun Hyok Chang, Bong Kyu Kim, Kwangjoon Kim, "Experimental demonstration of security-improved OCDMA scheme based on incoherent broadband light source and bipolar coding," *Optical Fiber Technology* vol. 14, issue 2, pp. 130-133, April 2008.
- [46] Qin, Liqiao., Yin, Hongxi., Liang, Wei., Wang, Ziyu., Xu, Anshi., "Security performance analysis of an M-code keying OCDMA system," *Photon Netw Commun*, vol. 15, number 1, Feb, 2008.
- [47] J. A. Salehi and C. A. Brackett, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks-Part II: Systems performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, pp. 834-842, Aug. 1989.
- [48] Adriano Domingos Neto, "Propostas de códigos ortogonais para sistemas OCDMA", tese de doutorado apresentada na UNICAMP, 2005.
- [49] H. M. Kwon, "Optical orthogonal code-division multiple access system—part I: APD noise and thermal noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2470–2479, July 1994.
- [50] H. M. H. Shalaby, "Cochannel interference reduction in optical synchronous PPM-CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 6, pp. 799–805, Jun. 1998.
- [51] M. Y. Liu and H. W. Tsao, "Cochannel interference cancellation via employing a reference correlator for synchronous optical CDMA systems," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 25, no. 6, pp. 390–392, 2000.
- [52] M.M. Karbassian and H. Ghafouri-Shiraz, 'Fresh Prime Codes Evaluation for Synchronous PPM and OPPM Signalling for Optical CDMA Networks', *IEEE J. Lightwave Technol.*, In Press, 2007.
- [53] M. M.Karbassian and H. G.Shiraz, "Novel Channel Interference Reduction in Optical Synchronous FSK-CDMA Network Using a Data-Free Reference", *Journal of Lightwave Technol.*, Vol. 26, Issue 8, pp. 977-985, 2008.

- [54] H. Lundqvist, G. Karlsson, "On error correction Coding for CDMA PON", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 23, n°8, pp. 2342-2351, August 2005.
- [55] M.R. Dale, R.M. Gagliardi, "Channel coding for asynchronous fiber-optic CDMA communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 2485-2492, Sept. 1995.
- [56] Kim. J. Y, Poor H. V, " Performance of Optical PPM/OCDMA System with Turbo Coding", *Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th*, vol. 2, pp. 958-962.
- [57] Fu-Tai An, David Gutierrez, Kyeong Soo Kim, Jung Woo Lee, and Leonid G. Kazovsky, "SUCCESS-HPON: A next-generation optical access architecture for smooth migration from TDM-PON to WDM-PON," *IEEE Communications Magazine – Optical Communications Supplement*, Special Issue on Optical Networking Testbeds, Nov. 2005.
- [58] H. Sari, F. Vanhaverbeke and M. Moeneclaey, "Combined TDMA/OCDMA with Iterative Multistage Detection," ICC 2000, pp. 899-903, New Orleans (USA), June 2000.
- [59] Ken-ichi Kitayama, et al., "OCDMA Over WDM PON—Solution Path to Gigabit-Symmetric FTTH", *J. Lightwave Technol.*, vol. 24, no. 4, 2006.
- [60] Paulo Takeuti, "Projeto e dimensionamento de redes ópticas passivas (PONs)", Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de São Paulo, São Carlos, 2005. WDM-PON Technologies, White Paper, CIP Technologies.
- [61] Juan Masmela, "Transport/Core networks require new look at test," Telecom Products Group, Sunrise Telecom, March 2008, disponível em http://www.sunrisetelecom.com/support/article_transport_core_networks.php.
- [62] I. P. Kaminow, T. Li, and A. Willner, "Optical Fiber Telecommunications" *V (B)*, Vol. V, Elsevier/Academic Press, 2008.
- [63] Tatsuta Tsutomu, Yoshida, Yukihiro, Maeda Yoichi. "Standardization of GPON (gigabit passive optical network) in ITU-T", INTERNATIONAL TELECOMUNICATIONS UNION – ITU- T (1998).
- [64] WDM-PON-Technologies, White Paper, CIP Technologies.
- [65] A. Banerjee, Y. Park, F. Clarke, H. Song, S. Yang, G. Kramer, K. Kim, and B. Mukherjee, "Wavelength-division-multiplexed passive optical network (WDM-PON) technologies for broadband access: A review [Invited]," *J. Opt. Netw.*, vol. 4, pp. 737–758, 2005.
- [66] Full Service Access Network (FSAN) Group, disponível em <http://www.fsanweb.org/>
- [67] Paul Whittlesey, "PON, P2P or Active Ethernet?", Wave7 Optics, Inc, April 2007.

- [68] G. Kramer and B. Mukherjee, "Design and Analysis of an Access Network based on PON technology", UCD Student Workshop on Computing, September 2000.
- [69] Ton Koonen, "Fiber to the home/fiber to the premises: What where and when?," Proceedings of the IEEE, vol. 94, no. 5, pp. 911--934, May 2006, Invited Paper.
- [70] White papers from Symmetricom, "Synchronisation Implications of FTTH and FTTC Architectures", disponível em <http://www.chronos.co.uk/pdfs/tel/symmetricom/APON.pdf>
- [71] Shea,D.P., Mitchell,J.E., Davey,R.P. (2002). Pondering the Access Network. *LCS2002 London Communications Symposium*, 125-128.
- [72] Daniel Werneck Pinto Höelz e Juliana Barbosa Rodrigues. "Projeto de uma rede de acesso via fibra óptica usando tecnologia G-PON. 2008", trabalho final de graduação em engenharia elétrica na Universidade de Brasília.
- [73] G. Kramer, "What is next for Ethernet PON?", in proceedings of The 5th International Conference on Optical Internet (COIN'2006), Jeju Island, Korea, July 9 - 13, 2006.
- [74] Recommendation G.7041/Y.1303 - Generic framing procedure (GFP) (1 LC Comment)-AAP20(22-8-05), disponível em <http://www.itu.int/itudoc/itu-t/aap/sg15aap/history/g-7041/index.html>
- [75] Cale, I., Salihovic, A., Ivekovic, M., "Gigabit Passive Optical Network – GPON", ITI 2007 29th *Int. Conf. on Information Technology Interfaces*, June 25-28, 2007, Cavtat, Croatia.
- [76] G. Kramer et al., "Ethernet PON: Design and Analysis of an Optical Access Network," *Photon. Network Commun. J.*, vol. 3, no. 3, July 2001.
- [77] Jian-Guo Zhang, A. B. Sharma, "High-Speed Optical Time-Division Multiple-Access (OTDMA)", *Photonic Network Commun*, 1:4, 273–285, 1999.
- [78] Cristina Arellano Pinilla, "Investigation of Reflective Optical Network Units for Bidirectional Passive Optical Access Networks", Tese de doutorado apresentada a Universitat Politecnica de Catalunya, Jun., 2007.
- [79] K. H. Han, E. S. Son, H. Y. Choi, K. W. Lim, and Y. C. Chung, "Bidirectional WDM PON using light-emitting diodes spectrum-sliced with cyclic arrayed-waveguide grating," *IEEE Photon. Technol. Lett.* 16, 2380-2382 (2004).
- [80] Leonid G. Kazovsky, Wei-Tao Shaw, David Gutierrez, Ning Cheng, and Shing-Wa Wong, "Next-Generation Optical Access Networks," *J. Lightwave Technol.* 25, 3428-3442 (2007).
- [81] C.F. Zhang, K. Qiu and B. Xu, Multiple-access technology based on optical code-division multiple access for passive optical networks, *Opt Eng* (2006), pp. 105002.1–105002.5.

- [82] 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.
- [83] 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.
- [84] Reza Omrani, P. Vijay Kumar: Codes for Optical CDMA. SETA 2006: 34-46.
- [85] F. R. K. Chung, J. A. Salehi and V. K. Wei, "Optical Orthogonal Codes: Design, Analysis and Applications", *IEEE Trans. Info. Theory*, Vol. 35, No. 3, pp. 595-604, May. 1989.
- [86] 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.
- [87] 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.
- [88] A. M. Weiner, J. P. Heritage, and E. M. Kirschner, "High-resolution femtosecond pulse shaping", *J. Opt. Soc. Am. B.*, Vol. 5, pp. No. 8, pp. 1563-1572, Aug. 1988.
- [89] 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.
- [90] 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.
- [91] P. Fernandes, C. F. Freitas, V. Barbosa, O. Frazão, H. M. Salgado, "Demonstração Experimental de OCDMA – Acesso Múltiplo por Divisão de Código no Domínio Óptico", Conferência Portuguesa de Física, Física 2002, Évora, 6-10 Setembro 2002.
- [92] Eddie Kai Ho Ng, Illuminating the Local Area: Towards Adaptive, Efficient, Practical Optical Access Networks, Master of Applied Science, University of Toronto, November 2000.
- [93] Adriano Domingos Neto, "Propostas de códigos ortogonais para sistemas OCDMA", tese de Doutorado apresentada na UNICAMP, 2005.
- [94] Mikaël MORELLE, "Codage en 2 Dimensions pour les systèmes de communications Optiques CDMA(OCDMA) - Application aux transmissions multimédia –". Tese de doutorado apresentada na Universidade de Limoges em 12 Setembro de 2008.

- [95] F. Liu, M. M. Karbassian and H. Ghafouri-Shiraz, "Novel Family of Prime Codes for Synchronous Optical CDMA", *J. of Optical and Quantum Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 79-90, Jan. 2007.
- [96] S.P. Wan and Y. Hu, "Two-dimensional optical CDMA differential system with prime/OOC codes," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol 13, pp. 1373–1375, 2001.
- [97] G.C. Yang and W.C. Kwong, "Performance comparison of multiwavelength CDMA and WDMA + CDMA for fiber-optic networks," *IEEE Trans. Commun.*, 45 (11), pp. 1426–1434, 1997.
- [98] Kwong, W.C., Yang, G.-C., Baby, V., Brès, C.-S., and Prucnal, P.R., "Multiple-wavelength optical orthogonal codes under prime-sequence permutations for optical CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, 53, No. 1, 117-123, Janeiro 2005.
- [99] Wan SP, He SL, Hu Y;"Time-spreading wavelength-hopping 2D-OCDMA system with optical hard limiter"; *OPTIK* vol 118 issue: 8 pp: 381-384, 2007.
- [100] 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". In: Momag 2008, 2008, Florianópolis, SC. Anais do 13 SBMO Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e o 8 CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo-MOMAG, v. 1. p. 1-1, 2008.
- [101] P. Wang and T. Le-Ngoc, "2-D optical CDMA networks using MWPM, double hard limiters and modified carrier-hopping prime sequences," *J. Lightwave Technol.*, vol. 23, no. 10, pp. 2902–2913, Oct. 2005.
- [102] Morelle M., Goursaud C., Julien-V. A., Aupetit-B. C., Cances J.P. and Dumas J. M.: "2-Dimensional code design for an optical CDMA system with a parallel interference cancellation receiver.", *Eur. Trans. Telecomms.*; 18:761–768, 2007.
- [103] K. Qiu, C. Zhang, "A novel method for performance improvement of optical CDMA system using alterable concatenated code", *Optics communications*, vol. 272, no2, pp. 336-343, 2008.
- [104] K. Sato, T. Ohtsuki, H. Uehara, and I. Sasase, "Performance of optical direct-detection CDMA systems using prime sequence codes," in *Conf.Rec. ICC95*, Seattle, WA, pp. 1312-1316, June 1995.
- [105] H. M. H. Shalaby, "Performance analysis of optical synchronous CDMA communication systems with PPM signaling," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 624-634, 1995.
- [106] H. M. H. Shalaby and E. A. Sourour, "Co-channel interference cancellation in optical synchronous CDMA communication systems," in *Proc. IEEE 3rd Int. Symp. Spread Spectrum Tech. Appl.*, Oulu, Fin-land, pp. 579-583, Jul. 1994.

- [107] H. M. H. Shalaby, "Cochannel Interference Reduction in Optical PPM CDMA Systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 6, Jun. 1998.
- [108] Shannon, C. E., "A Mathematical Theory of Communications". Bell Systems, 1948.
- [109] Clark G., and Cain J., "Error-Correction Coding for Digital Communications.", *New York Plenum.*, 1988.
- [110] H. Lundqvist, Error correction coding for optical CDMA, PhD Thesis, KTH, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2003.
- [111] Eduardo Mobilon. Análise Experimental das Aplicações de Código Corretores de Erro em Sistemas de Comunicações Ópticas. Dissertação apresentada na Unicamp, 2003.