

Análise de Desempenho de uma Rede Óptica Passiva Baseada na Técnica CDMA utilizando Modulação OOK e PPM com Código Corretor de Erro

José Valdemir dos Reis Junior¹, Anderson Leonardo Sanches¹, Sandro Marcelo Rossi², Murilo Araujo Romero¹, Ben-Hur Viana Borges¹

Resumo— Este trabalho apresenta uma análise de desempenho para uma rede óptica passiva baseada na técnica de acesso múltiplo por divisão de código (OCDMA-PON). Esta rede utiliza codificação unidimensional (1-D) a qual é obtida via extensão da codificação prima modificada (PMPC). Adicionalmente, o desempenho desta rede é analisado pela primeira vez sob as seguintes condições de operação: modelagem de códigos PMPC com modulação *on-off keying* (OOK), modulação por posição de pulso (PPM), e técnicas de correção posterior de erros (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).

Palavras-Chaves— Acesso Múltiplo por Divisão de Código Óptico; Rede Óptica Passiva; Taxa de Erro de Bit, Correção Posterior de Erros, Algoritmo Reed-Solomon.

Abstract— This work presents a performance analysis of a passive optical network based on the code division multiple access technique (OCDMA-PON). The analysis is based on one-dimensional codes (1-D) obtained via padded modified prime codes (PMPC). This analysis adopts, for the first time, as far as we are aware of, the modeling of OOK (on-off keying) modulation for this family code and the utilization of PPM (pulse position modulation) together with forward error correction (FEC) techniques based on the Reed-Solomon (RS) algorithm. The figure of merit adopted in the simulations is the bit error rate (BER).

Keywords — Optical Code Division Multiple Access; Passive Optical Network; Bit Error Rate; Forward Error Correction; Reed-Solomon Algorithm.

I. INTRODUÇÃO

Com o propósito de oferecer novos serviços aos usuários finais, a tecnologia de telecomunicações vem evoluindo rapidamente do tráfego orientado a texto e voz para serviços orientados a imagens e vídeos. Essa evolução vem exigindo que as estruturas de rede ofereçam largura de banda adequada, aproximadamente 100 Mb/s para *downstream* (sentido da rede

para o assinante) e 50 Mb/s para *upstream* (sentido do assinante para a rede), assim como garantias de qualidade de serviços (QoS).

Neste contexto, as Redes Ópticas Passivas (PONs) 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) [1]. Seus três principais elementos são: o Terminal de Linha Óptica (OLT), geralmente localizado nos escritórios centrais das operadoras; as Unidades de Redes Ópticas (ONU), localizadas nas casas dos usuários ou nas proximidades, e a Rede de Distribuição Óptica (ODN), localizada entre o OLT e as ONUs [2]. Nestas redes, trechos de fibra podem ser utilizados de maneira compartilhada para fornecimento de serviços para os diversos assinantes, o que exige a utilização de técnicas de controle de acesso múltiplo. Uma técnica de acesso que vem ganhando grande visibilidade nos últimos anos como provável candidata para cenários de migração futuros é a técnica de acesso múltiplo por divisão de código (CDMA-PON). Esta técnica apresenta como características principais a segurança, capacidade flexível sob demanda, escalabilidade, etc [3]-[5].

Porém, um dos principais fatores de limitação de desempenho destas redes é a interferência de acesso múltiplo (MAI). Este tipo de ruído ocorre quando usuários coexistem simultaneamente no canal, de modo que sinais codificados de usuários não desejados causam interferência no código do usuário de interesse. Por este motivo, a utilização de códigos ópticos com boa ortogonalidade (diferenciação entre códigos) e boa cardinalidade (quantidade de códigos disponíveis) é imprescindível para a mitigação de tais interferências.

Existem diversas famílias de códigos disponíveis para sistemas OCDMA, como por exemplo, a codificação prima, analisada em [6]. Uma modificação nesta codificação foi posteriormente sugerida em [7]. Nesta codificação, denominada codificação prima modificada (MPC), foi adotada uma técnica de cancelamento de interferência entre canais com modulação OOK (on-off keying) e PPM (modulação por posição de pulso). Mais tarde, em [8], foi realizada uma análise da codificação MPC com formato de modulação PPM considerando os ruídos de fundo e de batimento nos receptores. Essa mesma codificação foi também analisada em

José Valdemir dos Reis Junior¹, Anderson Leonardo Sanches¹, Murilo Araujo Romero¹, Ben-Hur Viana Borges¹, Departamento de Engenharia Elétrica, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos - SP, Brasil. Emails: {valdemir, alsanches, muriloa, benhur}@sel.eesc.usp.br. Sandro Marcelo Rossi², Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações, Campinas, SP - Brasil. Email: sandro@cpqd.com.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq, FAPESP, e pelo projeto em conjunto com a Fundação CPQD o qual recebeu apoio Financeiro do Fundo para o Desenvolvimento Tecnológico das Telecomunicações (FUNTTEL).

[9] considerando formatos de modulação OOK e PPM, supondo distribuição *Poissoniana* para a modelagem do fotodetector.

Uma técnica mais complexa para a mitigação da MAI consiste na adoção de limitadores ópticos abruptos (OHL) antes do correlator óptico. Esta abordagem foi investigada em detalhes por Ohtsuki et al. [10] que posteriormente sugeriram um segundo OHL após o correlator [11]. Os autores demonstraram que o desempenho do sistema com dois OHLs é melhor apenas para uma pequena quantidade de usuários. Outra abordagem efetiva para mitigação da MAI consiste na combinação de modulação PPM e técnicas de cancelamento paralelo de interferência (PIC) [12]. Esta combinação possibilita grandes reduções na BER do sistema.

Recentemente, uma variação do código MPC, denominada PMPC (*padded modified prime code*) [13] [14] associada a diferentes formatos de modulação vem sendo utilizada com grande êxito na redução da MAI. Neste caso, os autores consideraram apenas codificação *Manchester* e PPM. Posteriormente, uma nova variação do código PMPC denominada duplo PMPC, ou DPMPC (*double PMPC*) foi sugerida por [15]. Neste trabalho os autores também consideraram a adoção da técnica PIC para mitigação da MAI. A codificação DPMPC considerando modulação por deslocamento de fase (FSK) foi mais tarde analisada em [16]. É importante ressaltar que nos trabalhos relacionados a codificação PMPC e DPMPC mencionados acima, apenas a MAI foi considerada na avaliação da BER.

Outra técnica muito utilizada para compensar a degradação na taxa de erro de bit do sistema ocasionado pela MAI é a técnica de correção de erro posterior (FEC). Nesta técnica, bits de paridade são acrescentados aos bits de informação dos usuários. Em uma etapa posterior à decodificação, esses bits de paridade são manipulados a fim de se localizar e corrigir determinadas quantidades de erros. Este processo é determinado de acordo com o algoritmo e a quantidade de bits de paridade inseridos. Dale e Gagliard [17], por exemplo, realizaram a análise da codificação do canal utilizando o algoritmo Reed-Solomon e códigos convolucionais. Em [18] foi analisada a codificação turbo com modulação PPM. Em se tratando de redes OCDMA-PON, uma análise de FEC pode ser encontrada em [19]. Em todos os casos, foi obtida uma melhora significativa no desempenho da rede.

Neste contexto, este trabalho investiga um sistema OCDMA-PON utilizando codificação (1-D) baseada na extensão da codificação prima modificada (PMPC) para uma rede síncrona. A principal motivação na escolha desse código deve-se à sua melhor propriedade de autocorrelação (uma unidade de chip mais elevada em relação à codificação prima modificada (MPC)). A escolha da codificação unidimensional neste trabalho é justificada pela simplificação dos dispositivos, como os lasers, moduladores e codificadores, encontrados no OLT e nas ONUs das redes ópticas passivas. Assim, esta abordagem permite uma redução do CAPEX (capital despendido para instalação) e OPEX (custo operacional), ao contrário da codificação bidimensional, que poderia elevar consideravelmente os custos e a complexidade dos

dispositivos. Por seu caráter inédito, um novo formalismo para o cálculo da BER é apresentado neste trabalho.

Com o objetivo de analisar principalmente os efeitos da MAI no sistema, o formalismo proposto utiliza pela primeira vez a modelagem da família de códigos PMPC com modulação OOK, assim como a combinação de PPM acrescido de técnicas correção posterior de erros (FEC). A quantidade de usuários simultâneos considerada neste trabalho segue o padrão das redes GPON, ou seja, 32. Os resultados obtidos apontam a necessidade de utilização de técnicas de correção de erro para suportar 32 usuários simultâneos com uma BER inferior a 10^{-12} (denominada de região livre de erros).

O restante deste trabalho está organizado da seguinte forma. As redes ópticas passivas baseadas em CDMA são brevemente discutidas na seção 2. A seção 3 apresenta conceitos relacionados à codificação PMPC utilizada, seguido do cenário proposto para realização da modelagem do sistema na seção 4. A seção 5 apresenta os resultados obtidos durante as simulações, finalizando com as conclusões do trabalho.

II. REDES ÓPTICAS PASSIVAS CDMA

Nos sistemas OCDMA-PON, cada bit (OOK) ou cada pulso que simboliza um símbolo (PPM) 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 (neste caso, uma ONU). Para os bits "0", ou não se transmite nada ou transmite-se o complemento da assinatura.

No OLT, os sinais recebidos são correlacionados com uma seqüência de assinatura previamente determinada, decodificando os dados originados das diferentes ONUs.

Após essa breve descrição dos sistemas OCDMA-PON, o tópico seguinte apresenta as principais características da família de códigos PMPC analisada neste trabalho.

III. CÓDIGOS PMPC

A extensão da codificação prima modificada foi proposta originalmente em [14], e tem como principal atrativo o fato de apresentar um maior valor do pico de autocorrelação em relação ao MPC. Nesta última, sua codificação é obtida através de deslocamentos temporais de códigos primos, apresentando P grupos, cada um com P códigos de usuários, possuindo como importante característica a ortogonalidade mútua dos códigos que pertencem ao grupo [7]. A extensão da codificação prima modificada pode ser obtida através do acréscimo de uma seqüência de P *chips* à MPC, podendo ser obtida através dos deslocamentos cíclicos temporais da última seqüência de P *chips* da MPC [14].

Cada código PMPC apresenta tamanho (P^2+P) e ponderação ($P+1$), permitindo uma quantidade total de usuários com boa cardinalidade igual a P^2 . Adotando o sistema síncrono, as propriedades de correlação cruzada para qualquer par de códigos m e n é dada por

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

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

Como consequência, esta codificação permite um melhor desempenho para as PON. A seguir é descrita a modelagem do sistema adotado neste trabalho.

IV. MODELAGEM DO SISTEMA

Este tópico apresenta a modelagem do sistema para os seguintes casos: 1) modulação OOK e 2) modulação PPM, ambos utilizando a aproximação poissoniana para detecção, 3) modulação PPM utilizando aproximação gaussiana para detecção, e 4) inclusão de técnica de correção de erro baseado no algoritmo *Reed-Solomon* [17] [19]. A opção pela aproximação poissoniana deve-se à natureza do processo de geração da fotocorrente primária, e reflete a natureza aleatória da chegada de fótons. Neste trabalho, a BER é determinada em função da contagem total de fótons que chegam aos detectores dos usuários. É importante ressaltar que um novo formalismo para o cálculo da BER foi desenvolvido neste trabalho para os casos 1 e 2.

Antes de procedermos com a derivação da BER propriamente dita, 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 serão considerados na modelagem do sistema. Estes parâmetros serão utilizados nos casos analisados neste trabalho.

Neste contexto, considere uma variável aleatória T representando 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 são considerados como usuários ativos enquanto os demais ($P^2 - N$) representam os remanescentes, a probabilidade da ocorrência de T , considerando #1 ativo, é dada pela seguinte distribuição hipergeométrica [12],

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

Com respeito à MAI e aos ruídos balísticos, estes são considerados em função da contagem de fótons (que segue uma distribuição poissoniana). Assim, supõe-se que a quantidade de fótons que chega ao receptor do usuário de interesse #1, referentes ao i -ésimo *slot*, é representada por uma variável aleatória Y_i^1 dada por [9]

$$Y_i^1 = Z_i^1 + W_i^1 + I_i^1 \quad (4)$$

onde Z_i^1 representa a contagem média de fótons referentes ao sinal, W_i^1 o ruído balístico de fotodetecção, 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

$$\begin{aligned} E[Z_i^1 | b_{\{OOK\}1}^1 = 1] &= (P+1)\lambda_s T_c \\ E[Z_i^1 | b_{\{OOK\}1}^0 = 1] &= 0 \end{aligned} \quad (5)$$

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, sabendo que $b_{\{OOK\}1}^1 \in \{0, 1\}$. Para o sistema com modulação PPM utilizando PMPC, torna-se necessário redefinir o formalismo de [9]. Nesse caso, tem-se

$$E[Z_i^1 | b_{\{PPM\}0}^1] = \begin{cases} (P+1)\lambda_s T_c & \text{se } b_{\{PPM\}0}^1 = i \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (6)$$

Por sua vez, a média da contagem de fótons referente ao ruído W_i^1 é também redefinida aqui, resultando em

$$E[W_i^1] = (P+1)\lambda_0 T_c \quad (7)$$

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, $I_i^{1,k}$, temos [9]

$$E[I_i^{1,k} | b_{\{\{OOK\}1\}_{k=2}^N}^k] = \lambda_s T_c \sum_{k=2}^N C_{1,k} \delta_{b_{\{OOK\}1,1}^k} \quad (8)$$

onde $\delta_{b_{\{OOK\}0,1}^k}$ representa a função delta de *Kronecker* [11], e $C_{1,k}$ é dado por (1). A seguir será apresentado o formalismo para o cálculo da BER do sistema, considerando aproximação poissoniana para o fotodetector na modulação OOK.

A. OOK – Detecção Baseada na Aproximação Poissoniana

O número de usuários enviando bits "1" nos grupos $\{2, 3, \dots, P\}$, que possam interferir no conjunto de fótons do usuário de interesse é representado por uma variável aleatória k , definida como [9]:

$$k \equiv \sum_{k=2}^N C_{1,k} \delta_{b_{\{OOK\}1,1}^k} \quad (9)$$

A função densidade probabilidade (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 [9].

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 $b_{\{OOK\}1}^1 = 0$. A probabilidade do conjunto de fótons Y_i^1 superar o valor do limiar θ quando o usuário #1 enviar um bit "0" é modelada utilizando a aproximação poissoniana [9], ou seja

$$\Pr\{Y_i^1 > \theta \mid b_{\{OOK\}1}^1 = 0, k = l, T = t\} = \sum_{k=\lceil \theta \rceil + 1}^{\infty} Poisson(k, K_b + \lambda_s T_c l) \quad (10)$$

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", a sua probabilidade passa a ser descrita por [9]

$$\Pr\{Y_i^1 \leq \theta \mid b_{\{OOK\}1}^1 = 1, k = l, T = t\} = \sum_{k=0}^{\lceil \theta \rceil} Poisson(k, K_s + K_b + \lambda_s T_c l) \quad (11)$$

As variáveis K_b e K_s serão definidas mais à frente. Em (10) e (11) o termo Poisson, representa a função $Poisson(y, \lambda) = e^{-\lambda} \lambda^y / y!$, e o termo $\lceil \theta \rceil$ representa a parte inteira do valor do limiar θ . Uma vez que [9] não discutiu do método utilizado para o cálculo do valor do limiar, aqui o método adotado é o apresentado em [7]. Assim, considerando a sua dependência com os termos N e t , tem-se $\theta = (N + P - t) / 2$.

Finalmente, pode-se avaliar a BER para a modulação OOK com a seguinte expressão [9],

$$Pb_{OOK} = \frac{1}{2} \sum_{t=t_{min}}^{t_{max}} \sum_{l=0}^{N-t} [\Pr\{Y_i^1 > \theta \mid b_{\{OOK\}1}^1 = 0, k = l, T = t\} + \Pr\{Y_i^1 \leq \theta \mid b_{\{OOK\}1}^1 = 1, k = l, T = t\}] \times \Pr\{T = t\} \times \Pr\{k = l, T = t\} \quad (12)$$

onde $t_{min} = \max(1, N - (P^2 - 1))$ e $t_{max} = \min(N, P)$.

A taxa média de fótons do sinal por *slot* é representada por K_s . K_b representa a taxa média dos ruídos (balístico e corrente de escuro) por *slot*. Neste trabalho, ambas foram devidamente redefinidas a partir de [9], e são agora dadas por

$$K_s = (P + 1) \lambda_s T_c \quad (13)$$

$$K_b = (P + 1) \lambda_0 T_c = \frac{\lambda_0 \log 2}{R_0 (P + 1)} \quad (14)$$

onde, R_0 representa o *throughput* em (nats/s).

B. PPM - Detecção Baseada na Aproximação Poissoniana

Uma maneira de simplificar o processo de detecção, e ao mesmo tempo, acrescentar robustez ao sistema, consiste na adoção da modulação PPM. Este formato de modulação não necessita de ajuste de limiar de recepção, normalmente requerida para o sistema baseado em OOK. Como o bit é dividido em $\{0, 1, \dots, M-1\}$ *slots*, supõe-se que o decodificador PPM utilizará a posição m como referência para a contagem de fótons, ou seja, $b_{\{PPM\}0}^1 = m$.

A probabilidade de erro de símbolo para sistemas utilizando PPM pode ser representada da seguinte forma:

$$P_E = 1 - \Pr\{Y_m^1 > Y_{0, \dots, M-1}^1 \mid b_{\{PPM\}0}^1 = m\} \quad (15)$$

Para modulação PPM a contribuição dos N usuários com pulsos no i -ésimo *slot*, k , é similar a (9). A função densidade probabilidade para a ocorrência de k , $\Pr\{k_m = l_m, k_{m+1} = l_{m+1} \mid T = t\}$, para a modulação PPM é dada em [9], assim como a probabilidade da ocorrência de uma contagem errônea de fótons no *slot* m , esta última escrita como

$$\Pr\{Y_m^1 \leq Y_{m+1}^1 \mid b_{\{PPM\}0}^1 = m, T = t, k_m = l_m, k_{m+1} = l_{m+1}\} \times \sum_{k=0}^{\infty} Poisson(k, K_s + K_b + \lambda_s T_c l_m) \times \sum_{k=0}^{\infty} Poisson(k, K_b + \lambda_s T_c l_m) \quad (16)$$

O valor de K_s é obtido como em (17) porém, K_b precisa ser novamente redefinido, resultando em

$$K_b = \frac{\lambda_0 \log M}{R_0 (P + 1)} \quad (17)$$

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

$$P_{bPPM} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{t_{min}}^{t_{max}} P_E \cdot P_T(t) \quad (18)$$

A seguir será apresentado o formalismo para o cálculo da BER considerando aproximação gaussiana para o fotodetector na modulação PPM.

C. PPM - Aproximação Gaussiana

Em [12] é realizada a análise da codificação prima modificada acrescida da codificação PPM, utilizando aproximação gaussiana. Nesta aproximação é considerado que a taxa de fótons do sinal tende a infinito [12],[15]-[16], ou seja, 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, redefinindo a probabilidade de erro baseado nas propriedades da codificação PMPC, tem-se

$$P_E \geq \sum_{u_1=P+2}^{N-t} \binom{N-t}{u_1} \cdot \frac{1}{M^{u_1}} \cdot \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{N-t-u_1} \cdot \sum_{u_0=0}^{\min(u_1-(P+2), N-t-u_1)} \binom{N-t-u_1}{u_0} \cdot \frac{1}{(M-1)^{u_0}} \cdot \left(1 - \frac{1}{M-1}\right)^{N-t-u_1-u_0} + 0.5 \sum_{u_1=P+1}^2 \binom{N-t}{u_1} \cdot \frac{1}{M^{u_1}} \cdot \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{N-t-u_1} \binom{N-t-u_1}{u_1-P-1} \cdot \frac{1}{(M-1)^{u_1-(P+1)}} \cdot \left(1 - \frac{1}{M-1}\right)^{N-t-2u_1+P+1} \quad (19)$$

A BER é determinada substituindo P_E de (19) em (18).

D. Codificação do Canal – FEC

A possibilidade do uso de codificação do canal para controlar com eficiência a BER de um sistema de comunicação digital foi demonstrada em [17]. Os bits de

dados b podem ser codificados em palavras códigos utilizando codificação Reed-Solomon (a, b) a qual contém “ a ” símbolos, cuja capacidade de correção é determinada por, $c = (a - b) / 2$.

Considerando que cada símbolo contenha m bits, a relação entre a taxa de erro de símbolos (SER) e a taxa de erro de bits (BER) é determinada por, $SER = (1 - BER)^m$ [17].

Para codificação FEC adotando algoritmo Reed-Solomon (RS), a probabilidade de erro de bit é dada por [17]:

$$P_{bRS} \leq \left(\frac{2^{m-1}}{2^m - 1} \right) \sum_{j=c+1}^a \frac{j+c}{a} \binom{a}{j} SER^j (1-SER)^{a-j} \quad (20)$$

A seguir são apresentados os resultados obtidos com o formalismo descrito neste trabalho.

V. RESULTADOS NUMÉRICOS

Nesta seção são apresentados os resultados numéricos para o cenário de rede descrito na Fig. 1. O transmissor das OLTs e das ONUs é composto de um codificador FEC (bloco 1), utilizando algoritmo Reed-Solomon; de um modulador OOK e/ou PPM (bloco 2) seguidos do codificador OCDMA gerador de código 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 e/ou PPM. Finalmente, tem-se a decodificação FEC que realiza inferências sobre os dados, localizando e corrigindo alguns erros, melhorando consideravelmente o desempenho do sistema conforme visto a seguir.

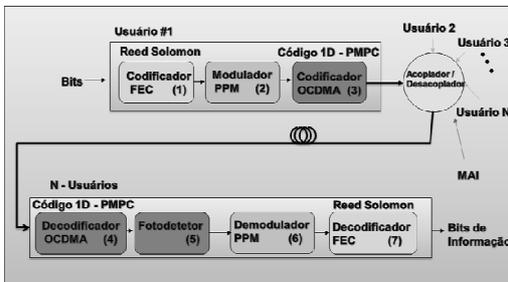


Fig. 1: Diagrama de blocos dos componentes da rede.

Inicialmente, o desempenho do sistema é avaliado em relação à taxa média de fótons do sinal por *slot*, K_s , para modulação OOK e PPM, adotando codificação MPC e PMPC. Os resultados referentes a este cenário são apresentados na Fig. 2, e representam os casos 1) e 2) descritos na seção IV. No caso da codificação MPC em [9], foi adotado $P=5$, número de usuários simultâneos $N=10$, e contribuição da taxa de fótons referentes aos ruídos em relação ao *throughput* $\lambda_0/R_0=5$. Nesta figura, os resultados para códigos MPC foram obtidos com [9], e os restantes com o formalismo proposto aqui.

Pode ser observado da Fig. 2 que para a modulação OOK, os valores das BERs são melhores para codificação PMPC (quadrados) e para a MPC (círculos) são muito similares. O mesmo não ocorre para a modulação PPM, onde estas

variações são maiores para $M \geq 4$. Para $M=16$, por exemplo, as diferenças entre as BERs referentes à codificação MPC (triângulo horizontais à esquerda) para a PMPC (estrelas) são significativas. Assim, valores mais baixos de BER requerem não apenas valores mais elevados para K_s , mas também $M \geq 8$. Neste trabalho, o comportamento da BER apresentado para a modulação OOK difere de [9] em virtude da diferença nos valores de limiar adotados em ambos os trabalhos.

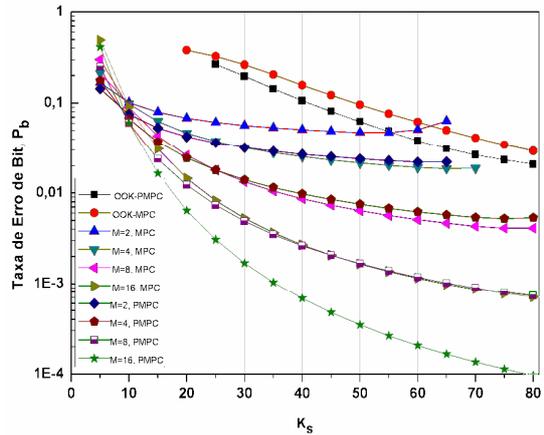


Fig. 2: BER versus taxa de fótons por *slot* K_s , para modulação OOK e PPM (ambos adotando separadamente codificação MPC e PMPC).

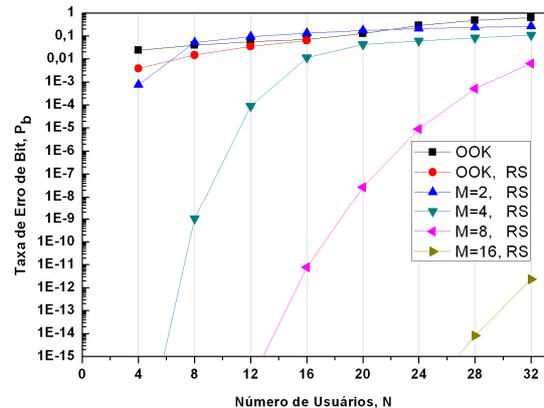


Fig.3: Taxa de erro de bit em função do número de usuários N para a codificação PMPC, considerando modulação OOK com e sem FEC RS(255,239), e modulação PPM ($M=2,4,8,16$) com FEC RS(255,239).

Uma vez verificada a influência de K_s e de M para a BER do sistema, os casos 1) e 2) são novamente analisados considerando desta vez a BER em função do número de usuários, incluindo a FEC(255,239) do caso 4). O que se pretende é realizar um estudo da influência dos formatos de modulação OOK e PPM para a codificação PMPC. A fim de analisar um máximo de 64 usuários, o valor de P deve ser modificado para $P=11$. Os valores de K_s utilizados são $K_s=40 \times \log(2)$ para modulação OOK, e $K_s=20 \times \log(M)$ para a modulação PPM. Os resultados são mostrados na Fig. 3.

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) (triângulo horizontal à direita). Estes 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} .

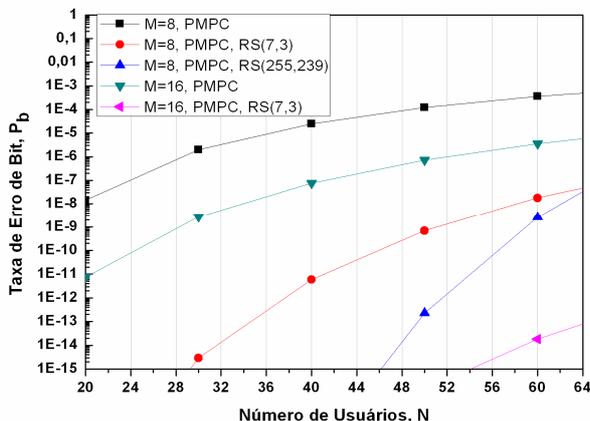


Fig. 4: Taxa de erro de bit em função do número de usuários N , utilizando aproximação gaussiana, onde $K_s \rightarrow \infty$, para a codificação PMPC com modulação PPM, para $M=8$ e $M=16$, acrescida de FEC RS(7,3) e FEC RS(255,239).

Finalmente, o caso 3) é analisado em conjunto com 4). Nesta análise o que se pretende é investigar o efeito isolado da MAI para até 64 usuários simultâneos (tendo em vista cenários futuros de PON). A modulação adotada é a PMPC com aproximação gaussiana ($K_s \rightarrow \infty$). Os parâmetros utilizados foram $P=11$, e FEC RS(7,3) e RS(255,239). Os resultados são mostrados na Fig. 4. Da Fig. 4, os valores das BERs obtidos para a codificação PMPC com $M=8$ sem FEC (quadrados) são iguais aos obtidos em [14], o que valida o formalismo desenvolvido aqui. Mantendo-se o parâmetro $M=8$ com em [14], pode ser verificado que para se acomodar 32 usuários com valores de BER próximos a 10^{-12} faz-se necessária a utilização de técnicas FEC. O mesmo acontece para $M=16$. Como pode ser observado, para $M=8$ e FEC RS(255,239) (triângulos para cima) não é possível obter valores de BER compatíveis com a região livre de erros para uma demanda de até 64 usuários simultâneos. Já para $M=16$, pelo menos a FEC RS(7,3) (triângulos à esquerda) deve ser utilizada de modo a garantir valores de BER próximos à região livre de erro. Pode ser observado que a FEC (255,239), recomendada pelo atual padrão PON, pode dar suporte a 64 usuários se utilizada juntamente com a técnica de modulação PPM.

CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma análise de desempenho para uma rede óptica passiva OCDMA-PON baseada em codificação unidimensional (1-D) obtida via extensão da codificação prima modificada (PMPC). O desempenho desta rede foi analisado pela primeira vez sob as seguintes condições de operação: modelagem de códigos PMPC com

modulação on-off keying (OOK), modulação por posição de pulso (PPM) com técnicas de correção posterior de erros (FEC) baseadas no algoritmo Reed-Solomon (RS), tendo a BER como figura de mérito adotada. Os resultados indicaram que a utilização da codificação PMPC com modulação OOK não é satisfatória para acomodar 32 usuários. No entanto, a modulação PPM juntamente técnicas FEC permite uma considerável redução na BER. Isso possibilitou um atendimento de até 64 usuários, já considerando cenários futuros de PONs.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Mukai, H. Yokotani, T. Kida, T., "Rapid Growth of FTTH by Use of PON in Japan", *Globecom Workshops*, pp. 1-3, Nov. 2007.
- [2] C. Lee, W. V. Sorin, and B. Y. Kim, "Fiber to the Home Using a PON Infrastructure", *J. Lightwave Technol.*, 24, 4568-4583, 2006.
- [3] Kerim Fouli and Martin Maier, "OCDMA and Optical Coding: Principles, Applications, and Challenges", *IEEE Commun. Mag.*, Aug. 2007.
- [4] 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.
- [5] K. Grobe, J.P. Elbers, "PON in adolescence: From TDMA to WDM-PON", *IEEE Commun. Mag.* 46, vol. 1, 2008.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] H. M. H. Shalaby, "Performance analysis of optical synchronous CDMA communication systems with PPM signaling," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 624-634, 1995.
- [9] 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.
- [10] T. Ohtsuki, I. Sasase, and S. Mori, "Effects of hard-limiter and error correction coding on performance of direct-detection optical CDMA systems with PPM signaling," *Trans. IEICE*, E78-A, no. 9, pp. 1092 - 1101, Sep. 1995.
- [11] T. Ohtsuki, K. Sato, I. Sasase, and S. Mori, "Direct-detection optical synchronous CDMA systems with double optical hard-limiters using modified prime sequence codes," *J. Sel. Areas Commun.*, vol. 14, no. 9, pp. 1897-1887, Dec. 1996.
- [12] H. M. H. Shalaby, "Cochannel Interference Reduction in Optical PPM CDMA Systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 6, Jun. 1998.
- [13] 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.
- [14] H. Ghafouri-Shiraz, M.M. Karbassian and F. Liu, "Multiple access interference cancellation in Manchester-coded synchronous optical PPM-CDMA network" *Optical and Quantum Electronics*. vol. 39, no. 9, July 2007.
- [15] M.M. Karbassian and H. Ghafouri-Shiraz, "Fresh Prime Codes Evaluation for Synchronous PPM and OPPM Signalling for Optical CDMA Networks", *J. Lightwave Technol.*, In Press, 2007.
- [16] M. M. Karbassian and H. G. Shiraz, "Novel Channel Interference Reduction in Optical Synchronous FSK-CDMA Network Using a Data-Free Reference", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 26, I pp. 977-985, 2008.
- [17] M.R. Dale, R.M. Gagliardi, "Channel coding for asynchronous fiber optic CDMA communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 2485-2492, Sept. 1995.
- [18] T. Ohtsuki and J. M. Kahn, "Bit-Error Rate Performance of Turbo-Coded PPM CDMA Systems on Optical Fiber", *J. Lightwave Technol.*, vol. 18, pp. 1776-1784, December 2000.
- [19] H. Lundqvist, G. Karlsson, "On error correction Coding for CDMA PON", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 23, no. 8, pp. 2342-2351, Aug. 2005.