

Transmissor e Receptor Sintonizáveis com Processamento Óptico para Redes CDMA Ópticas com Assinatura Bipolar

Eduardo Nisenbaum*, Celso de Almeida e Vitor Rocha de Carvalho

Resumo — Uma nova arquitetura para o transmissor e receptor de sistemas OCDMA são propostas, que usam o método de assinatura por seqüências bipolares. Tanto o transmissor, quanto o receptor, usam processamento óptico para espalhamento e correlação do sinal em banda base com uma seqüência programável. É desenvolvida também, uma formulação analítica para caracterizar o desempenho desse novo esquema, que tem por principal finalidade eliminar o “gargalo eletrônico” no processamento de alta velocidade.

Palavras Chave — Redes ópticas CDMA, seqüências de assinatura bipolares, processamento óptico de sinais.

I. INTRODUÇÃO

A técnica de múltiplo acesso em redes puramente ópticas por divisão de código (CDMA) foi proposta, tendo em mente que a largura de banda óptica é imensa (25 THz). Portanto pode-se fazer uso do chamado “espalhamento espectral” para acomodar diversos canais em banda-base, de taxas menores, usando seqüências de “assinatura” (aqui também denominadas de seqüências de espalhamento), que espalham esses canais à taxas bem mais elevadas e possibilitem a recuperação do sinal de um determinado usuário, no respectivo receptor, com taxa de erro satisfatória.

As grandes vantagens desse método são: ausência de sincronismo entre os diversos sinais da rede (ao contrário do método TDMA), uso de LASERs semicondutores sem qualquer sofisticação no controle do comprimento de onda (ao contrário do método WDM) e possibilidade de uso de processamento óptico nos processos de espalhamento e correlação [1].

Inicialmente foram desenvolvidas pesquisas apenas para códigos de assinatura unipolares, tais como Optical Orthogonal Codes - OOCs, Prime Codes, etc. Mais recentemente foi proposto o uso de códigos de assinatura bipolares [2], cuja vantagem imediata é o suporte a uma quantidade maior de canais para um dado tamanho de código de assinatura [3]. Para essa nova classe de códigos de assinatura não havia sido proposta ainda uma arquitetura de transmissor e receptor, que utilizassem processamento óptico nos processos de espalhamento e correlação, e que teoricamente ultrapassassem a limitação de velocidade do

processamento de sinais por circuitos eletrônicos, chamado de “gargalo eletrônico”. Portanto esse é o objeto de estudo desse artigo.

II GLOSSÁRIO DE TERMOS USADOS NO TRABALHO

Segue abaixo lista dos termos usados neste artigo:

- $b_i(t)$ – seqüência bipolar de informação do usuário i .
- $c_i(t)$ – seqüência bipolar de assinatura do usuário i .
- z_i – atraso aleatório relativo ao usuário i para o canal j , em unidades de número inteiro de “chips” (para $z_j=0$).
- A – Potência de pico do pulso óptico gerado pelos LASERs de transmissão (supostos iguais para todos os canais).
- T_b – Período de bit de informação.
- T_c – Período de intervalo de “espalhamento” ou chip.
- T_p – Duração do pulso rápido do LASER.
- $G=T_b/T_c$ – Ganho de processamento.
- $b_{ik} \in \{1,-1\}$ – valor da seqüência bipolar de informação do usuário i , no período de chip $(k+z_i)$.
- $c_{ik} \in \{1,-1\}$ – valor da seqüência bipolar de espalhamento do usuário i , no período de chip $(k+z_i)$.
- $s_i(t)$ – Sinal de potência óptica transmitido pelo usuário i .
- $x(t)$ – Sinal de potência óptica recebido por qualquer usuário do sistema.
- $p_o(t)$ – Pulso óptico do LASER normalizado para valor de pico unitário.
- N – Número de canais simultâneos no sistema.
- $n(t)$ – Corrente de ruído equivalente na entrada do conversor eletro-óptico usado. É considerada, para fins de simplicidade um processo aleatório aditivo de estatística Gaussiana branca.
- $N_0/2$ – Densidade espectral bilateral de potência do ruído equivalente de entrada $n(t)$.
- δ_l – definido como delta de Dirac atrasado de lT_c , ou seja, $\delta(t-lT_c)$.
- R – Responsividade do fotodetector, dado em A/W.
- b_j – bit de informação do usuário j em análise no processo de recepção.

- η - Variável aleatória (VA) que representa o ruído no instante de decisão.
- I_j - VA que representa a interferência dos N-1 canais CDMA no canal j no instante de decisão.
- R_j - Sinal determinístico antes do decisor para o canal j . Representa o sinal detectado sem ruído, ou interferência.

III ARQUITETURAS DE Rx, Tx E SISTEMA.

A Fig. 1 ilustra o modelo de transmissor do usuário j . Na entrada temos um LASER trabalhando com uma das técnicas de geração de pulsos ultra rápidos, como o chaveamento de ganho (“gain switching”) [4]. Esses pulsos atingem facilmente larguras da ordem de dezenas de pico segundos. Os pulsos passam em seguida por um separador óptico ideal (“splitter”) que os divide espacialmente entre G percursos. Em seguida, cada percurso passa por uma chave eletro-óptica $d_i(t)$ (“optical switch”), que permitirá, ou não, a passagem de luz. O chaveador óptico é controlado por um “buffer” $m_j(t)$, que contém a seqüência bipolar espalhada, correspondente à

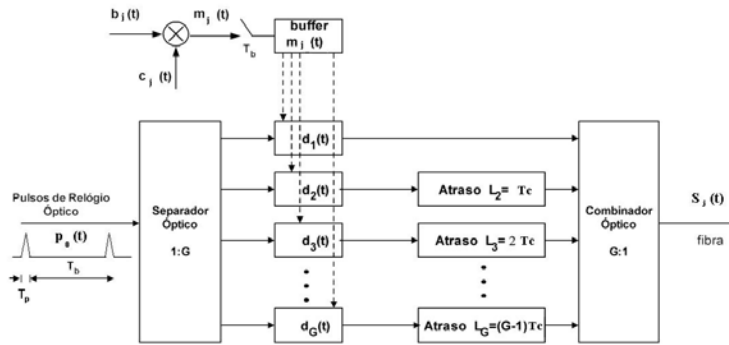


Fig.1. Transmissor com Processamento Óptico

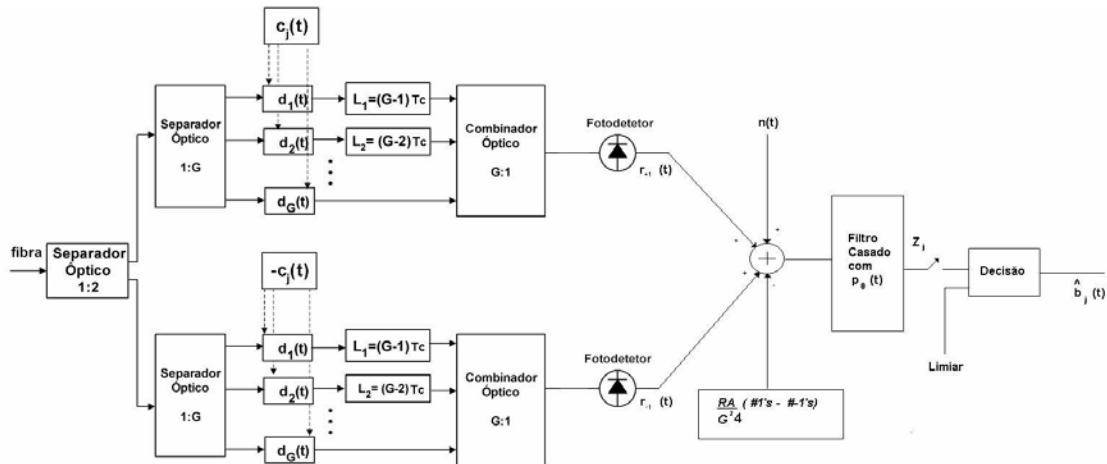


Fig.2. Receptor com Processamento Óptico

informação de cada intervalo de bit T_b . Assim, se o valor do chip armazenado em $m_j(t)$ for $+1$, a passagem da luz é permitida; caso seja -1 , a passagem da luz é bloqueada. Em seguida, os pulsos de luz sofrem atrasos múltiplos de T_c , conforme indicado na Fig. 1. Esses atrasos são implementados por fibras de diferentes comprimentos. Finalmente, temos o sinal transmitido $s_j(t)$, resultante da combinação óptica ideal (sem perdas) de todos os percursos.

A Fig. 2 ilustra o modelo do receptor para o canal j . O funcionamento dos elementos de processamento óptico é análogo àqueles descritos no transmissor. Após o processamento óptico o sinal é convertido para elétrico pelos fotodetetores e é feita a decisão após a filtragem por filtro casado ao formato do pulso rápido $p_0(t)$.

A Fig. 3 ilustra o modelo de um sistema CDMA óptico analisado. Note que o sinal comum a todos os receptores é a combinação de todos os canais transmitidos. A separação será possível graças à correlação com o código do canal de interesse (c_j), como demonstraremos a seguir no desenvolvimento analítico matemático.

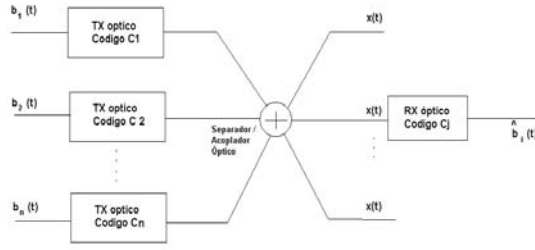


Fig. 3. Sistema CDMA Óptico Analisado

IV ANÁLISE MATEMÁTICA DO SISTEMA

Para fins de simplicidade, consideraremos que a combinação dos sinais ópticos CDMA recebidos no receptor têm sincronismo de chip. Fato que nos levará a um limitante superior na relação sinal-ruído (SNR), como veremos a seguir.

A. Sinal de Saída de um Transmissor

O sinal na saída do transmissor do usuário j pode ser escrito como:

$$s_j(t) = \frac{A}{G} \left\{ \sum_{k=1}^G \delta_{k-1} \frac{[b_{jk}c_{jk} + 1]}{2} \right\} * p_o(t) \quad (1)$$

onde $*$ denota convolução, A é a potência de pico de cada um dos LASERS, G é o ganho de processamento, b_j é o bit transmitido pelo usuário j , c_j é a seqüência de assinatura do usuário j , $p_o(t)$ é o formato de pulso óptico dos LASERS.

B. Sinal na Entrada de um Receptor

O sinal resultante na entrada de um determinado usuário pode ser escrito como:

$$x(t) = \frac{A}{NG} \left\{ \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^G \delta_{k-1} \frac{[b_{ik}c_{ik} + 1]}{2} \right\} * p_o(t) \quad (2)$$

onde N é o número de usuários.

C. Sinal r_{+1} no Intervalo de Tempo de Detecção

O sinal na saída do fotodetector do braço superior do receptor óptico pode ser escrito como:

$$\begin{aligned} r_{+1}(t) &= \frac{R}{2G} \sum_{k=1}^G x[t - (G - k)t] \\ &= \frac{RA}{2G^2N} \left\{ \sum_{k'=1}^G \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^G \delta_{k-1+G-k'} \frac{[b_{ik}c_{ik} + 1]}{2} \frac{[c_{jk} + 1]}{2} \right\} * p_o(t) \end{aligned} \quad (3)$$

onde R é a responsividade do fotodetector.

Para o intervalo de interesse de detecção, ou seja, $GT_c \geq t \geq (G-1)T_c$, temos que $k=k'$. Portanto substituindo em (3) resulta que

$$r_{+1}(t) = \frac{RA}{2G^2N} \left\{ \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^G \delta_{G-1} \frac{[b_{ik}c_{ik} + 1]}{2} \frac{[c_{jk} + 1]}{2} \right\} * p_o(t) \quad (4)$$

para t dentro do intervalo de interesse.

Analogamente,

$$r_{-1}(t) = \frac{RA}{2G^2N} \left\{ \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^G \delta_{G-1} \frac{[b_{ik}c_{ik} + 1]}{2} \frac{[1 - c_{jk}]}{2} \right\} * p_o(t) \quad (5)$$

para t dentro do intervalo de interesse.

Subtraindo (5) de (4) resulta em

$$\frac{RA}{2G^2N} \left\{ \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^G c_{jk} + \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^G \frac{c_{jk}c_{ik}b_{ik}}{2} \right\} \delta_{G-1} * p_o(t) \quad (6)$$

Podemos tecer as seguintes observações sobre (6). O primeiro termo do somatório é uma constante, correspondente à diferença entre o número de 1s e -1s da seqüência de assinatura $\{c_j\}$. Representa uma necessidade de ajuste no nível DC do sinal antes da decisão. Esse ajuste está representado na Fig. 2 pelo bloco de subtração

$RA/4G^2(\#1s-\#1s)$. O segundo termo do somatório contém o sinal transmitido e o sinal de interferência, que consiste dos sinais dos demais usuários.

Vamos, portanto, passar esses sinais, acrescidos do ruído da conversão eletro-óptica, pelo filtro casado. No intervalo de tempo de interesse, resulta o seguinte processo aleatório $Z_j(t)$:

$$Z_j(t) = \frac{RA}{4G^2N} \left[\left(\sum_{i=1, i \neq j}^N \sum_{k=1}^G c_{jk} c_{ik} b_{ik} \right) + Gb_j \delta_{G-1} * p_0(t) * p_0(T_c - t) \right] + n(t) \delta_{k-1} * p(T_c - t) \quad (7)$$

No instante de decisão (7) nos leva à uma variável aleatória $Z_{jD} = Z_j(t)|_{t=GT_c}$, que é composta pelos termos já citados anteriormente, mais o termo η devido ao ruído térmico do pré-amplificador e de conversão eletro-óptica, ou seja

$$Z_{jD} = R_j + I_j + \eta \quad (8)$$

O valor médio da variável de decisão é dado por

$$\langle Z_{jD} \rangle = \langle R_j \rangle + \langle I_j \rangle + \langle \eta \rangle = R_j = \left(\frac{RA}{4G^2N} \right) (GT_c) \quad (9)$$

onde usou-se que, tanto o valor médio da interferência, quanto do ruído são iguais a 0.

O valor quadrático médio do ruído pode ser escrito como

$$\langle \eta^2 \rangle = N_0/2 \int_{-\infty}^{\infty} p_o^2(t) dt \quad (10)$$

Consideraremos o uso do método de geração de pulsos ópticos rápidos por chaveamento de ganho do LASER. Pelo formato de pulso dado em [4] pág. 55; podemos aproximar a integral da equação 10 por $T_p/2$. Considerando ainda $T_c = T_p$ (é o caso em que o tamanho do pulso óptico é igual ao intervalo de chip, sem folgas de projeto), teremos

$$\langle \eta^2 \rangle = N_0 T_c / 4 \quad (11)$$

V ANÁLISE ESTATÍSTICA DA INTERFERÊNCIA

Para fins de simplificação analítica, vamos considerar que a seqüência de espalhamento do canal analisado é do tipo puramente aleatória. Daí resulta imediatamente que

$$\langle I_j^2 \rangle = (N-1)GT_c^2 \left(\frac{RA}{4G^2N} \right)^2 \quad (12)$$

Como no desenvolvimento matemático consideramos sistemas com sincronismo de chip, teremos (12) expressando a interferência de pior caso [3], logo podemos equacionar o limitante superior para a relação sinal ruído na decisão por

$$SNR \leq \frac{R_j^2}{\langle \eta^2 \rangle + \langle I_j^2 \rangle} = \frac{\left(\frac{RA}{4G^2N} \right)^2 (GT_c)^2}{\frac{N_0 T_c}{4} + (N-1)GT_c^2 \left(\frac{RA}{4G^2N} \right)^2} \quad (13)$$

O caso em que a potência do ruído é desprezível em relação à potência da interferência, ou seja, $\langle I_j^2 \rangle \gg \langle \eta^2 \rangle$, é o de interesse em sistemas CDMA. Sob essa hipótese, (13) pode ser dada por

$$SNR \leq \frac{G}{N-1} \quad (14)$$

que é válido para seqüências puramente aleatórias.

As condições para termos um sistema limitado por interferência são obtidas imediatamente a partir do denominador de (13), ou seja

$$A^2 \gg \frac{4N_0 G^3 N}{T_c R^2} \quad (15)$$

O termo indesejado G^3 ocorre devido a 2 fatores inerentes ao processamento óptico:

- G^2 é perdido nos separadores ópticos do transmissor e receptor.
- Outro fator G é perdido, pelo fato de o ruído de recepção não ser correlatado com a seqüência de espalhamento por todo o período de bit, como ocorreria no caso de receptores com processamento puramente elétrico.

Analisemos (15) um caso hipotético com os seguintes parâmetros realistas: $N=30$ usuários, taxa de informação de 10 Mbit/s e $G=1000$. Assim sendo, a probabilidade de erro, neste caso, é dada por:

$$BER \cong Q \left(\sqrt{\frac{G}{N-1}} \right) \cong 10^{-9}$$

Aplicando (15) resulta que $A \gg 110$ mW, o que implica em uma potência óptica de pico demasiado elevada, onde considerou-se que $T_c = 100$ ps, $N_0 = 5 \times 10^{-14} T_c$, condição válida para fotodetectores do tipo PIN-FET e $R=0,7$ A/W.

VI CONCLUSÕES

Uma nova arquitetura de transmissores e receptores para sistemas OCDMA bipolares com processamento óptico foi proposta e analisada. Foi comprovado o seu funcionamento teórico com suas restrições de desempenho. A expressão de desempenho teórico do sistema para seqüências de espalhamento puramente aleatórias foi obtida. A principal limitação de desempenho da arquitetura foi detectada: é a limitação do ruído de conversão eletro-óptico. Para solucionar esta limitação podemos propor algumas possibilidades (não- mutuamente excludentes) de modificações na arquitetura original:

- Uso de amplificadores ópticos.
- Uso de fotodetectores do tipo APD para minimizar a densidade espectral de potência N_0 .
- Uso de chaveamento óptico espacial para direcionar os braços do correlator/descorrelator óptico, diminuindo assim as perdas por divisão no transmissor.
- Tirar a flexibilidade de sintonia do transmissor e receptor com diversos endereços (c_j), para economizar potência óptica.
- Uso de processamento óptico até o estágio de decisão.

REFERÊNCIAS

- [1] Salehi, J. A.; "Code Division Multiple-Access Techniques In Optical Fiber Networks- Part.1:Fundamental Principles", IEEE Trans. On Comm., vol.37, n.8, 1989.
- [2] de Almeida, C. and Modenese, S. M; "Performance Comparison of Pseudonoise Sequences for Optical CDMA Networks", Microwave and Optical Technology Letters, vol.19, n.5, Dec. 1998.
- [3] de Carvalho, V. R.; "Contribuições ao Cálculo Analítico do Desempenho de Redes Ópticas CDMA", Tese de Mestrado, FEEC/UNICAMP, Abril, 2000
- [4] Vasil'ev, P.; "Ultrafast Diode Lasers- Fundamentals and Applications", ARTECH HOUSE INC, 1995.
- [5] Hoss, R. J.; "Fiber Optic Communications Design Handbook", Prentice-Hall International Inc., 1990.