

Desempenho do Enlace Reverso de um Sistema CDMA com Código Espaço-Temporal usando Arranjo de Antenas na Estação Rádio-Base

Rodrigo P. Ramos e Celso de Almeida

Resumo—Avaliaremos o desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA com arranjo de antenas na estação rádio-base e um código espaço-temporal no terminal do usuário operando através de um canal seletivo em frequência com desvanecimento Rayleigh. Consideramos um arranjo linear na estação rádio-base (ERB) composto por n_R antenas, e assumimos que cada equipamento móvel possui n_T antenas de transmissão. Apresentaremos expressões analíticas para o limitante superior da probabilidade de erro de bit média quando um decodificador de seqüências por máxima-verossimilhança é usado. Resultados simulados e analíticos são apresentados como forma de comparação.

Palavras-Chave—Códigos espaço-temporais, diversidade na transmissão, arranjo de antenas, CDMA.

Abstract—We evaluate the uplink performance of a synchronous CDMA system with antenna array at the base-station and a space-time code at the user equipment, operating through a frequency-selective Rayleigh fading channel. We consider a linear antenna array with n_R elements at the base station and assume that each mobile terminal is equipped with n_T transmission antennas. We present analytical expressions for the upper bound of the mean bit error probability when a maximum-likelihood decoder is used. Simulated and analytical results are presented by means of comparison.

Keywords—Space-time coding, transmission diversity, antenna arrays, CDMA.

I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, o rápido crescimento da computação móvel tem aumentado consideravelmente as taxas de dados requeridas. No entanto, estas altas velocidades de transmissão demandam uma alta confiabilidade nos canais de comunicações. O acesso múltiplo por divisão de código por seqüência direta (DS-CDMA, do inglês *Direct-Sequence Code Division Multiple Access*) tem sido usado como resultado de seu potencial para prover alta eficiência espectral em comparação com outras técnicas de acesso [1], [2].

O maior desafio de comunicações sem fio confiáveis é superar a natureza variante no tempo dos canais com desvanecimento [3]. Um assunto importante que tem sido extensivamente estudado como forma de combater este mal consiste no uso das técnicas de diversidade de transmissão [4], [5], [6]. Estas técnicas se baseiam no uso de múltiplas antenas de transmissão para conseguir ganho de diversidade.

Este trabalho recebeu o apoio financeiro da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP).

Departamento de Comunicações, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas.

Email: rramos@decom.fee.unicamp.br, celso@decom.fee.unicamp.br

Em particular, esquemas de diversidade de transmissão baseados na codificação espaço-temporal (STC, do inglês *space-time coding*) [7], [8], [9] fazem uso de múltiplas antenas de transmissão combinadas com técnicas de codificação para aumentar o ganho de diversidade.

Outra técnica que se tornou um ponto chave para o aumento da capacidade e taxas de dados em sistemas sem fio de banda larga consiste na utilização de arranjo de antenas [10]. Seu uso ajuda a minimizar os efeitos da interferência de co-canal disponibilizando um feixe direcionado ao usuário de interesse. Neste caso, o arranjo de antenas é usado para separar espacialmente os sinais, permitindo que múltiplos usuários operem em uma mesma célula de um sistema móvel, o que leva a um aumento de capacidade. Mostrou-se em [12] que o arranjo de antenas pode reduzir a interferência de um fator de n_R , o número de elementos do arranjo.

Neste artigo, utilizamos a combinação dos dois métodos apresentados anteriormente (STC e arranjo de antenas) como forma de melhorar o desempenho de sistemas CDMA. Propomos o uso de terminais móveis equipados com múltiplas antenas para transmissão em conjunto com um codificador espaço-temporal. Na ERB, é empregado um arranjo de antenas linear para a recepção dos sinais dos usuários. O desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA em canais seletivos em frequência é então analisado.

II. MODELO DO SISTEMA

Consideramos o enlace reverso de um sistema DS-CDMA unicolor, que emprega modulação BPSK, com K usuários se comunicando com uma ERB por meio de um canal com desvanecimento rápido seletivo em frequência (cujos coeficientes variam a cada intervalo de símbolo) e L percursos resolvíveis. A ERB usa um arranjo de antenas linear na recepção, composto de n_R antenas igualmente espaçadas de uma distância d_a , de forma a minimizar a interferência total do sistema. Um receptor *rake* é empregado para tirar vantagem da diversidade do canal.

Cada usuário emprega n_T antenas na transmissão em conjunto com um código STC. Neste artigo, uma vez que consideramos um canal com desvanecimento rápido, o critério de projeto definido em [8] é baseado nos melhores códigos convolucionais com máxima distância livre d_f para uma dada taxa de codificação, e este esquema disponibiliza um ganho de diversidade de transmissão d_f ao sistema.

Um código convolucional com k_c bits de entrada e taxa de codificação $R_c = \frac{k_c}{n_T}$ é considerado. Definimos a matriz

geradora de um código convolucional (n_T, k_c) como:

$$\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1 \ \mathbf{g}_2 \ \cdots \ \mathbf{g}_{n_T}]^T,$$

onde $(\cdot)^T$ indica a operação de transposição e \mathbf{g}_i , $1 \leq i \leq n_T$, é um vetor de dimensão $(1 \times K_c k_c)$, que representa a i -ésima função geradora em representação octal, com K_c sendo o comprimento de restrição do código. Como exemplo, consideremos o código $(2, 1)$ com matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$, com $d_f = 3$ e representação em treliça mostrada na Fig. 1. Em cada estágio da treliça, as entradas e saídas do código estão especificadas.

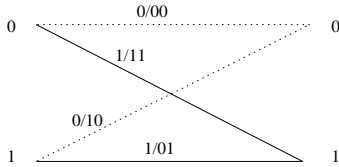


Fig. 1. Representação em treliça do código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$, com $d_f = 3$.

A. Sistema sem codificação

Inicialmente, de forma a simplificar a análise, consideraremos um sistema sem codificação no móvel, embora o uso de múltiplas antenas na transmissão já seja considerado. O caso com codificação é uma extensão deste caso simplificado e será analisado posteriormente.

A cada intervalo de bit, os símbolos a serem transmitidos por cada usuário são codificados, convertidos de serial para paralelo e finalmente n_T bits são transmitidos simultaneamente por n_T antenas. Supondo uma modulação BPSK, a envoltória complexa do sinal transmitido pela i -ésima antena do k -ésimo usuário é dada por:

$$s_{ki}(t) = A_k b_{ki} p_{ki}(t), \quad (1)$$

onde A_k representa a amplitude do sinal do k -ésimo usuário, b_{ki} é o bit codificado transmitido pela i -ésima antena do k -ésimo usuário após a conversão serial-paralelo e $p_{ki}(t)$ representa a seqüência de espalhamento utilizada na i -ésima antena do k -ésimo usuário, definida por:

$$p_{ki}(t) = \sum_{n=0}^{G_p-1} a_{ki}(n) g_{T_c}(t - nT_c), \quad (2)$$

em que $\{a_{ki}(n) \in \{-1, 1\}, 0 \leq n \leq G_p - 1\}$ é uma seqüência formada por G_p chips, $g_{T_c}(t)$ é o formato de pulso retangular com amplitude unitária e duração T_c e $G_p \triangleq T_b/T_c$ é o fator de espalhamento, definido como sendo o número de chips por bit, com T_b o intervalo de tempo de bit e T_c o intervalo de chip. No decorrer do trabalho, consideramos o uso de seqüências de espalhamento aleatórias, de forma a simplificar a análise teórica do sistema.

Assim, a envoltória complexa do sinal recebido pela m -ésima antena da ERB é dada por:

$$r_m(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{klim} A_k b_{ki} p_{ki}(t - \tau_{kl}) a_m(\theta_{kl}; \phi_{kli}) + n_m(t), \quad (3)$$

onde α_{klim} e τ_{kl} são o desvanecimento e o atraso do l -ésimo percurso entre a m -ésima antena da ERB e a i -ésima

antena do k -ésimo usuário (consideramos que os usuários estão suficientemente distantes da ERB, de tal forma que os sinais que chegam nas n_R antenas sofrem o mesmo atraso). Os coeficientes de desvanecimento são modelados por variáveis aleatórias do tipo Rayleigh, e supostos independentes par-a-par em cada intervalo de bit.

O termo $a_m(\theta_{kl}; \phi_{kli})$ é o m -ésimo elemento do vetor de assinatura espacial, que depende do ângulo azimutal do sinal do k -ésimo usuário que chega pelo l -ésimo percurso, θ_{kl} , e do deslocamento de fase causado pelo canal, ϕ_{kli} , e é definido como:

$$a_m(\theta_{kl}; \phi_{kli}) = \frac{1}{\sqrt{n_R}} e^{-j[(m-1)\psi_{kl} + \phi_{kli}]} \quad (4)$$

para $m = 1, 2, \dots, n_R$, em que consideramos $\psi_{kl} = \frac{2\pi d_a}{\lambda} \cos(\theta_{kl})$, onde θ_{kl} e ϕ_{kli} são variáveis aleatórias uniformemente distribuídas no intervalo $[0, 2\pi]$ e λ representa o comprimento de onda da portadora. Assumimos que toda a potência está concentrada em uma onda plana com ângulo de elevação igual a 0 em relação ao horizonte. O termo $n_m(t)$ representa o ruído AWGN na m -ésima antena do arranjo e é modelado por um processo aleatório gaussiano de médio zero e função de autocorrelação:

$$\frac{1}{2} E\{n_{m_1}(t_1) n_{m_2}^*(t_2)\} = N_0 \delta(t_1 - t_2) \delta[m_1 - m_2], \quad (5)$$

onde $\delta(t)$ é a função delta de Dirac e $\delta[m_1 - m_2]$ é a função delta de Kronecker, definida como:

$$\delta[m_1 - m_2] = \begin{cases} 1, & \text{se } m_1 = m_2; \\ 0, & \text{se } m_1 \neq m_2. \end{cases} \quad (6)$$

Assumindo estimação de canal perfeita e considerando controle de potência ideal, o receptor por máxima verossimilhança (MV) para o k' -ésimo usuário escolhe a seqüência de n_T símbolos $\{\hat{b}_{k'i'}\}_{i'=1}^{n_T}$ que maximiza a seguinte variável de decisão:

$$y_{k'} = \Re \left\{ \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} A \hat{b}_{k'i'} \times \int_0^{T_b} p_{k'i'}(t) a_m^*(\theta_{k'l'}; \phi_{k'l'i'}) r_m(t + \tau_{k'l'}) dt \right\}, \quad (7)$$

onde $\Re\{x\}$ representa a parte real da variável complexa x . Substituindo as Equações (3) e (4) em (7), obtemos:

$$y_{k'} = \frac{1}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} A \hat{b}_{k'i'} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{klim} A b_{ki} \times \rho_{k'i',ki}^{[l',l]} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{kl}) + \phi_{k'l'i'} - \phi_{kli}) + \frac{1}{\sqrt{n_R}} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} A \hat{b}_{k'i'} N_{k'l'i'm}, \quad (8)$$

onde

$$N_{k'l'i'm} = \Re \left\{ e^{j[(m-1)\psi_{k'l'} - \phi_{k'l'i'}]} \int_0^{T_b} n_m(t + \tau_{k'l'}) p_{k'i'}(t) dt \right\}. \quad (9)$$

Os termos $N_{k'l'i'm}$ são variáveis aleatórias gaussianas de

média zero que representam amostras do ruído aditivo, e têm variância:

$$\sigma_n^2 = T_b N_0. \quad (10)$$

Reescrevendo os termos da Equação (8), temos a métrica dada pela soma de quatro termos:

$$y_{k'} = y_d + y_{\text{mpi}} + y_{\text{mai}} + y_n, \quad (11)$$

onde:

$$y_d = \frac{1}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm}^2 A^2 T_b \hat{b}_{k'i'} b_{k'i'} \quad (12)$$

é o sinal do usuário desejado, obtido fazendo-se $k = k', l' = l$ e $i' = i$. O segundo termo da Equação (11) é a interferência no sinal do usuário desejado devida aos múltiplos percursos e múltiplas antenas, dada por:

$$\begin{aligned} y_{\text{mpi}} = & \frac{A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} \hat{b}_{k'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{k'l'i'm} b_{k'i'} \\ & \times \rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{k'l}) + \phi_{k'l'i'} - \phi_{k'li'}) \\ & + \frac{A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} \hat{b}_{k'i'} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{k'l'im} b_{k'i} \\ & \times \rho_{k'i',k'i}^{[l',l']} \cos(\phi_{k'l'i'} - \phi_{k'li'}) \\ & + \frac{A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} \hat{b}_{k'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{k'l'im} b_{k'i} \\ & \times \rho_{k'i',k'i}^{[l',l']} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{k'l}) + \phi_{k'l'i'} - \phi_{k'li'}). \end{aligned} \quad (13)$$

O terceiro termo representa a interferência de múltiplo acesso, dada por:

$$\begin{aligned} y_{\text{mai}} = & \frac{A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} \hat{b}_{k'i'} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{klim} b_{ki} \\ & \times \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{kl}) + \phi_{k'l'i'} - \phi_{kli}), \end{aligned} \quad (14)$$

e o último termo corresponde ao ruído, e é definido como:

$$y_n = \frac{A}{\sqrt{n_R}} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} \hat{b}_{k'i'} N_{k'l'i'm}. \quad (15)$$

Supondo, sem perda de generalidade, que $\{b_{ki}\} = 1$, para todo k, i , consideremos as variáveis aleatórias M_κ , $0 \leq \kappa \leq 2^{n_T} - 1$, obtidas de (11) quando $M_\kappa = y_{k'}$ para todas as 2^{n_T} possíveis combinações de $(\hat{b}_{k'1}, \hat{b}_{k'2}, \dots, \hat{b}_{k'n_T})$. Fazendo um mapeamento binário para bipolar (-1 para 1 e 1 para 0), podemos notar que o índice κ é o símbolo decimal correspondente à representação binária de $(\hat{b}_{1n_T}, \dots, \hat{b}_{12}, \hat{b}_{11})$, com o bit \hat{b}_{1n_T} sendo o mais significativo. Portanto, a probabilidade de acerto

na demodulação é dada por:

$$P_c = P(M_0 > M_1, M_0 > M_2, \dots, M_0 > M_{2^{n_T}-1}) \quad (16)$$

No entanto, pode-se mostrar que nem todas as $(2^{n_T} - 1)$ variáveis $M_0 - M_j \triangleq W_j$, $1 \leq j \leq 2^{n_T} - 1$, são necessárias no cálculo de P_c , uma vez que apenas n_T delas não são combinação linear de nenhuma outra. Definindo $W_{i'} = M_0 - M_{2^{i'}-1}$, para $1 \leq i' \leq n_T$, onde $M_{2^{i'}-1}$ é uma variável aleatória que corresponde à combinação $\hat{b}_{k'i'} = -1$ e $\hat{b}_{k'i} = 1$, para todo $i \neq i'$, pode-se observar que as n_T variáveis $W_{i'}$ formam uma estatística suficiente, o que nos leva a definir a probabilidade de acerto como:

$$P_c = P(W_1 > 0, W_2 > 0, \dots, W_{n_T} > 0) \quad (17)$$

Assim, as variáveis $W_{i'}$ são dadas por:

$$\begin{aligned} W_{i'} = & \frac{2A^2 T_b}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2 \\ & + \frac{2A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{k'li'm} \\ & \times \rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{k'l}) + \phi_{k'l'i'} - \phi_{k'li'}) \\ & + \frac{2A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{k'l'im} \\ & \times \rho_{k'i',k'i}^{[l',l']} \cos(\phi_{k'l'i'} - \phi_{k'li'}) \\ & + \frac{2A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{k'l'im} \\ & \times \rho_{k'i',k'i}^{[l',l']} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{k'l}) + \phi_{k'l'i'} - \phi_{k'li'}) \\ & + \frac{2A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{klim} \\ & \times \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{kl}) + \phi_{k'l'i'} - \phi_{kli}) \\ & + \frac{2A}{\sqrt{n_R}} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm} N_{l'i'}. \end{aligned} \quad (18)$$

Admitindo-se que a variável de decisão $y_{k'}$ é aproximadamente gaussiana [1], pode-se mostrar que as variáveis $W_{i'}$ são gaussianas independentes par-a-par, condicionadas ao desvanecimento, com média:

$$\mu_{W_{i'}} = \frac{2A^2 T_b}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2 \quad (19)$$

e variância:

$$\begin{aligned} \sigma_{W_{i'}}^2 = & \left[\frac{2A^4 T_b^2 (L-1)}{n_R^2 G_p} + \frac{4A^4 T_b^2 (n_T-1)L}{3n_R^2 G_p} \right. \\ & \left. + \frac{4A^4 T_b^2 (K-1)Ln_T}{3n_R^2 G_p} + \frac{4A^2 T_b N_0}{n_R} \right] \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2, \end{aligned} \quad (20)$$

onde usamos a Equação (10), a propriedade $E\{\alpha_{klim}^2\} = 1$, para todo k, l, i, m , e a propriedade [1]:

$$E\left\{\left(\rho_{k,k'}^{[1,l]}\right)^2\right\} = \begin{cases} \frac{T_b^2}{G_p}, & \text{se } k = k', \text{ para todo } l > 1; \\ \frac{2T_b^2}{3G_p}, & \text{se } k \neq k', \text{ para todo } l > 1. \end{cases} \quad (21)$$

Devido à independência estatística entre pares de variáveis $W_{i'}$, a probabilidade de erro pode ser escrita como:

$$P_e = 1 - P_c = 1 - \prod_{i'=1}^{n_T} P(W_{i'} < 0), \quad (22)$$

onde $P(W_{i'} < 0)$ nada mais é que a probabilidade de erro para o i' -ésimo bit do usuário desejado. Assim, após algumas manipulações algébricas, pode-se mostrar que a probabilidade de erro de bit é dada por:

$$P_b = \frac{1}{n_T} \sum_{i'=1}^{n_T} P(W_{i'} < 0), \quad (23)$$

onde temos:

$$P(W_{i'} < 0) = \int_{-\infty}^0 f(W_{i'}) dW_{i'} = Q\left(\frac{\mu_{W_{i'}}}{\sigma_{W_{i'}}}\right) = Q(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}), \quad (24)$$

com $\gamma_{b_{i'}}$ sendo a SINR por bit para o i' -ésimo sinal transmitido, definida por:

$$\begin{aligned} \gamma_{b_{i'}} &= \frac{\mu_{W_{i'}}^2}{2\sigma_{W_{i'}}^2} \\ &= \frac{\sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2}{\frac{(L-1)}{G_p} + \frac{2(n_T-1)L}{3G_p} + \frac{2(K-1)Ln_T}{3G_p} + \frac{2N_0n_R}{A^2T_b}}. \end{aligned} \quad (25)$$

A SINR total por bit é dada por:

$$\gamma_b = \sum_{i'=1}^{n_T} \gamma_{b_{i'}}. \quad (26)$$

Portanto, a probabilidade de erro de bit média é obtida descondicionando-se a Equação (23) pela PDF de $\gamma_{b_{i'}}$, isto é:

$$\begin{aligned} \bar{P}_b &= \frac{1}{n_T} \sum_{i'=1}^{n_T} E\{P(W_{i'} < 0) | \gamma_{b_{i'}}\} \\ &= E\{Q(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}) | \gamma_{b_{i'}}\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} Q(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}) f(\gamma_{b_{i'}}) d\gamma_{b_{i'}}, \end{aligned} \quad (27)$$

onde $f(\gamma_{b_{i'}})$ é a PDF da SINR para cada antena de transmissão, que é uma variável aleatória chi-quadrada com $2L$ graus de liberdade, dada por [3]:

$$f(\gamma_{b_{i'}}) = \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} \gamma_{b_{i'}}^{L-1} e^{-\gamma_{b_{i'}/\bar{\gamma}_c}}, \quad (28)$$

onde $\bar{\gamma}_c$ é a SINR por percurso, para cada antena de trans-

missão, que pode ser escrita usando-se (25):

$$\bar{\gamma}_c = \frac{1}{\frac{(L-1)}{G_p} + \frac{2(n_T-1)L}{3G_p} + \frac{2(K-1)Ln_T}{3G_p} + \frac{2N_0n_R}{A^2T_b}}. \quad (29)$$

Portanto, uma forma fechada para a probabilidade de erro de bit média é obtida substituindo-se a Equação (28) em (27):

$$\bar{P}_b = (P_{\text{ndu}})^{L n_R} \sum_{m=0}^{L n_R - 1} \binom{L n_R - 1 + m}{m} (1 - P_{\text{ndu}})^m \quad (30)$$

onde

$$P_{\text{ndu}} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{L n_R n_T + \bar{\gamma}_b}} \right), \quad (31)$$

com $\bar{\gamma}_b$ sendo a SINR média por bit, obtida substituindo-se a Equação (25) em (26) e aplicando-se o operador esperança, o que leva a:

$$\bar{\gamma}_b = \frac{1}{\frac{(L-1)}{L n_R n_T G_p} + \frac{2(n_T-1)}{3 n_R n_T G_p} + \frac{2(K-1)}{3 n_R G_p} + \left(\frac{\mathcal{E}_b}{N_0}\right)^{-1}} \quad (32)$$

em que \mathcal{E}_b/N_0 é a SNR por bit média, definida como:

$$\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = \frac{A^2 T_b L n_T}{2 N_0} \quad (33)$$

É importante notar, da Equação (32), que o arranjo de antenas reduz de um fator de n_R tanto a interferência por múltiplos percursos, causada pelos múltiplos deslocamentos das seqüências de espalhamento, e a interferência entre antenas de transmissão, quanto a interferência de acesso múltiplo, causada pelo rebatimento da seqüência de espalhamento do usuário desejado com as dos outros usuários.

B. Sistema Codificado com STC

Consideramos agora o caso em que cada usuário emprega um código STC na transmissão. O uso de um código convolucional (n_T, k_c) é considerado. A seqüência de bits do k -ésimo usuário é codificada usando uma matriz geradora \mathbf{G} e a saída do codificador é representada pela matriz \mathbf{b}_k de dimensões $(n_T \times N)$, onde N é o comprimento da seqüência codificada. A matriz de bits codificados é dada por:

$$\mathbf{b}_k = \begin{bmatrix} b_{k1}^{(1)} & b_{k1}^{(2)} & \cdots & b_{k1}^{(N)} \\ b_{k2}^{(1)} & b_{k2}^{(2)} & \cdots & b_{k2}^{(N)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{kn_T}^{(1)} & b_{kn_T}^{(2)} & \cdots & b_{kn_T}^{(N)} \end{bmatrix}. \quad (34)$$

Assim, no n -ésimo intervalo de bit, a saída do receptor de usuário simples é dada por

$$y_{k'}^{(n)} = \Re \left\{ \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm}^{(n)} A \hat{b}_{k'}^{(n)} \int_{(n-1)T_b}^{nT_b} p_{k'i'}(t) a_m(\theta_{k'l'}^{(n)}; \phi_{k'l'i'}^{(n)}) r_m(t + \tau_{k'l'}) dt \right\}, \quad (35)$$

onde $(\cdot)^{(n)}$ representa o valor da variável no n -ésimo instante de amostragem. O decodificador de Viterbi para o k' -ésimo usuário buscará na treliça a matriz $\hat{\mathbf{b}}_{k'}$ que maximiza a métrica acumulada:

$$y_{k',ac} = \sum_{n=1}^N y_{k'}^{(n)}. \quad (36)$$

A probabilidade de erro de bit média para o caso com código é dada pelo limitante superior [3], [11]:

$$\bar{P}_b \leq \sum_{d=d_f}^{\infty} \beta_d \bar{P}_b(d), \quad (37)$$

onde β_d são os pesos do código e $\bar{P}_b(d)$ é a probabilidade de erro par-a-par, que para o sistema considerado é definida como sendo:

$$\bar{P}_b(d) = (P_{\text{ndu}})^{L n_R d} \sum_{m=0}^{L n_R d - 1} \binom{L n_R d - 1 + m}{m} (1 - P_{\text{ndu}})^m, \quad (38)$$

e a probabilidade P_{ndu} é definida na Equação (31).

Um aspecto importante a notar no novo caso considerado é que, junto com a redução da interferência devido ao arranjo de antenas, há ainda uma melhora no desempenho do sistema devido ao uso do código STC, refletida por um aumento da diversidade de transmissão da ordem de d_f junto com um ganho de codificação. Ambos os ganhos aumentam com a complexidade do código, ou seja, com o número de estados da treliça (e conseqüentemente com d_f), e com o inverso da taxa de codificação R_c , ou seja, com o aumento do número de antenas transmissoras.

III. RESULTADOS NUMÉRICOS

Nesta seção, mostramos alguns resultados para a probabilidade de erro de bit média para o enlace reverso de um sistema CDMA, representada pela Equação (30), quando nenhum código STC é considerado, e pela Equação (37), para um sistema codificado com STC.

A Figura 2 mostra o comportamento da probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários K , para um sistema sem codificação, com e sem arranjo de antenas linear na ERB, composto de $n_R = 3$ elementos. Cada equipamento de usuário tem $n_T = 2$ antenas de transmissão. Usamos como parâmetros um fator de espalhamento de $G_p = 64$, uma SNR por bit média de $\mathcal{E}_b/N_0 = 5$ dB e um canal com $L = 3$ percursos resolvíveis. Podemos observar que o uso do arranjo fornece um ganho considerável com relação à \bar{P}_b devido à diminuição da interferência total do sistema. Como exemplo, para um valor de $\bar{P}_b = 7 \times 10^{-2}$, o sistema com arranjo pode suportar até 30 usuários ativos contra apenas 3 quando não se utiliza o arranjo. Também ilustramos sobrepostos aos resultados teóricos os resultados obtidos através de simulação pelo método de Monte Carlo, que se mostraram em conformidade com os resultados analíticos, o que prova a validade da teoria.

O desempenho para dois códigos distintos é ilustrado na Figura 3. Mostramos a probabilidade de erro de bit média em função de K para um sistema CDMA com dois codificadores

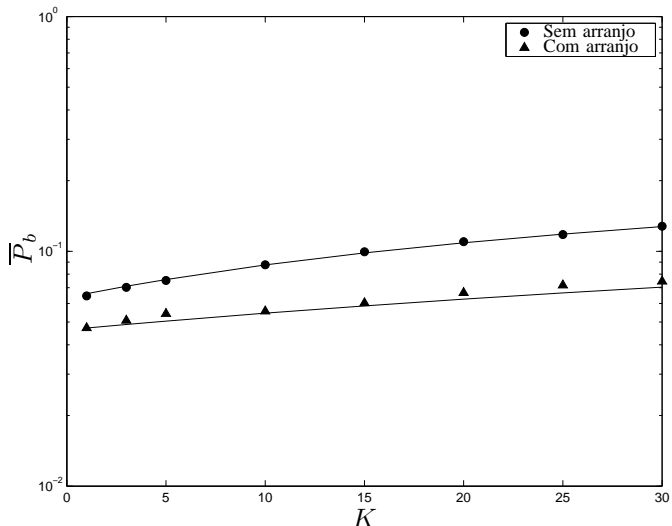


Fig. 2. Probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários K , sem codificação STC, para $L = 3$, $G_p = 64$, $n_T = 2$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 5$ dB, com $n_R = 3$ antenas na recepção com um arranjo linear (triângulo) e sem arranjo ($n_R = 1$) (círculo). As curvas analíticas e simuladas são mostradas sobrepostas.

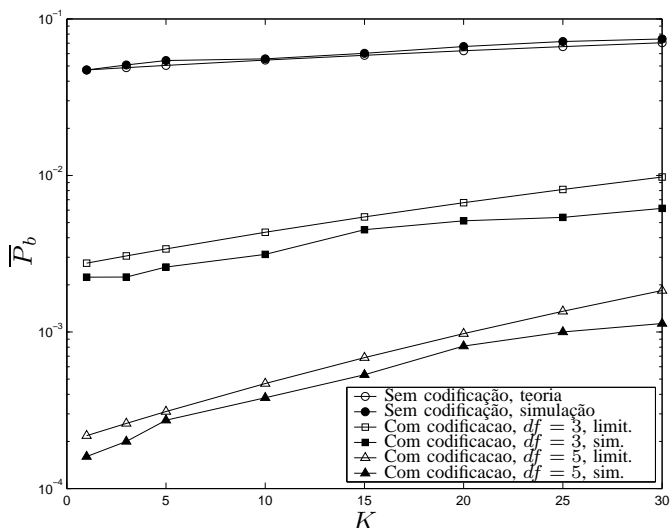


Fig. 3. Probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários, com $L = 3$, $n_T = 2$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 5$ dB, usando um arranjo de $n_R = 3$ antenas, para um sistema sem codificação (linha sólida) e para um sistema usando STC com $d_f = 3$ (linha tracejada) e $d_f = 5$ (linha pontilhada).

STC ($n_T = 2$, $k_c = 1$): um com matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ e distância livre $d_f = 3$, e outro com $\mathbf{G} = [5 \ 7]^T$ e distância livre $d_f = 5$. Os parâmetros utilizados foram $G_p = 64$, uma SNR por bit média de $\mathcal{E}_b/N_0 = 5$ dB e um canal com $L = 3$ percursos resolvíveis e consideramos um arranjo linear com $n_R = 3$ antenas. O caso sem codificação também está mostrado na figura para fins de ilustração. A partir da figura, pode-se confirmar o aumento na diversidade de transmissão fornecido pelo uso do código, que aumenta com a distância livre. Mostramos curvas obtidas através de simulação e pelo limitante superior desenvolvido, mostrando uma concordância razoável entre os dois métodos.

Na Figura 4, o desempenho de um sistema codificado, obtido através do limitante superior, é avaliado em função do

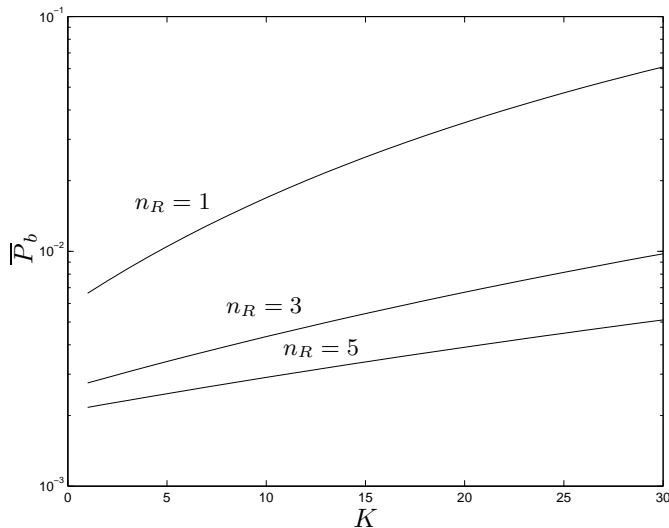


Fig. 4. Probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários K , com $L = 3$, $n_T = 2$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 5$ dB, parametrizado pelo número de elementos n_R do arranjo, para um código STC de taxa $R_c = 1/2$, com $d_f = 3$.

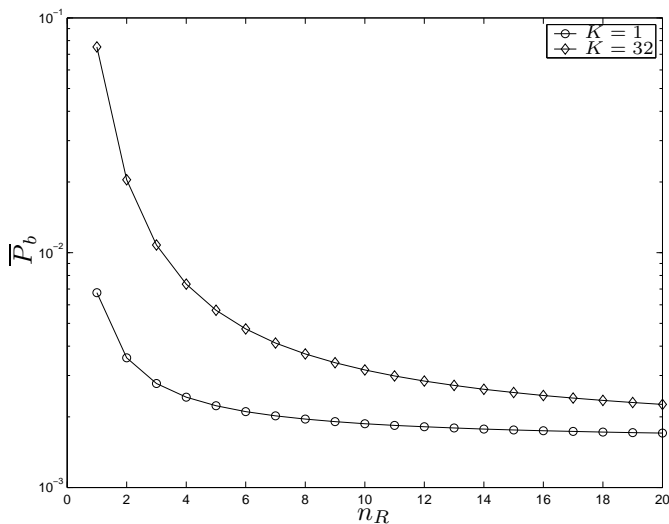


Fig. 5. Probabilidade de erro de bit média em função do número de antenas no arranjo n_R , com $L = 3$, $n_T = 2$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 5$ dB, parametrizado pelo número de usuários K , para um código STC de taxa $R_c = 1/2$, com $d_f = 3$.

número de usuários, parametrizado pelo número de elementos n_R no arranjo de antenas da ERB. Usamos um codificador STC com matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ e distância livre $d_f = 3$, $G_p = 64$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 5$ dB e $L = 3$. Podemos observar uma melhora crescente na probabilidade de erro de bit média quando o número de antenas no arranjo aumenta, devido à diminuição da interferência proporcional a n_R . Para $n_R \rightarrow \infty$, o sistema se comporta como se não houvesse interferência, o que é melhor ilustrado na Figura 5: tomando-se por exemplo $K = 32$ usuários, quando o número de antenas aumenta, o desempenho do sistema se aproxima do caso em que há apenas um usuário no sistema, para o mesmo número de antenas de recepção.

IV. CONCLUSÕES

Analisamos o desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA, usando um arranjo de antenas linear com n_R elementos na ERB e um código espaço-temporal no terminal móvel. Mostramos a efetividade do arranjo de antenas na recepção para a redução de interferência no sistema CDMA, além do aumento do ganho de diversidade de transmissão introduzido pela codificação STC, e obtivemos um novo limitante superior para a probabilidade de erro de bit média do sistema.

REFERÊNCIAS

- [1] Pursley, M. B., "Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication - Part I: System analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, no. 8, pp. 795-799, agosto de 1977.
- [2] Viterbi, A. J., *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communications*, McGraw-Hill, 4a. Ed., 2001.
- [3] Proakis, J. G., *Digital Communications*, McGraw-Hill, 4a. Ed., 2001.
- [4] Winters, J., "On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment," *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, vol. 5, no. 5, pp. 871-878, junho de 1987.
- [5] Telatar, E., "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *European Trans. Telecomm.*, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, novembro/dezembro de 1999.
- [6] Foschini, G. e Gans, M., "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, março de 1998.
- [7] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, Out. de 1998, pp. 1451-1458.
- [8] V. Tarokh, N. Seshadri e A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar. de 1998.
- [9] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri e A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 2, pp. 199-207, Fev. 1999.
- [10] J. C. Liberti, Jr e T. S. Rappaport, *Smart Antenna for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, Prentice Hall, 1999.
- [11] Schramm, P., "Tight upper bound on the bit error probability of convolutionally encoded spread spectrum communication over," *IEEE International Conference on Communications - ICC'95*, pp. 1727-1731, Jun. 1999.
- [12] S. K. Teshima e C. de Almeida, "Lower bound on normalised interference mean and standard deviation for CDMA systems using antenna arrays," *Electronic Letters*, vol. 36, no. 21, pp. 1761-1763, Out. 2000.