

# Esquema Híbrido de Diversidade de Transmissão para Sistemas WCDMA

Rodrigo P. Ramos e Celso de Almeida

**Resumo**—Apresentamos um novo esquema de transmissão com múltiplas antenas para o enlace direto de um sistema de múltiplo acesso por divisão de código banda larga (WCDMA). O esquema proposto é um híbrido das duas técnicas existentes na padronização dos sistemas WCDMA, com a utilização em conjunto de códigos espaço-temporais e arranjo de antenas. Analisamos o desempenho do modelo proposto com relação à probabilidade de erro de bit por meio de simulação e desenvolvemos também um limitante para esta probabilidade.

**Palavras-Chave**—Códigos espaço-temporais, diversidade na transmissão, WCDMA.

**Abstract**—We present a new multiple antenna transmission scheme for the downlink of a wideband code division multiple access (WCDMA) system. The proposed scheme is a hybrid of the two techniques used on the WCDMA systems standard, with joint application of space-time codes and antenna arrays. We evaluate the performance of the proposed model in relation to the bit error probability by means of simulation and we also develop an upper bound on this probability.

**Keywords**—Space-time coding, transmission diversity, WCDMA.

## I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, tem sido dada grande atenção aos sistemas de comunicação sem fio devido ao mercado promissor deste setor. Estes sistemas têm a necessidade de prover altas taxas de transmissão (até 2 Mb/s) devido à crescente busca por novos serviços de multimídia sem fio, como acesso à Internet e vídeo-conferência. Assim, o uso de taxas elevadas requer uma alta confiabilidade na comunicação. Entretanto, o tamanho cada vez menor das unidades móveis faz com que melhorias no terminal do usuário sejam impraticáveis. Felizmente, os avanços tecnológicos permitem a implementação de estações rádio-base (ERBs) mais complexas, e, assim, o foco para alcançar os requisitos das altas taxas necessárias parece ser através da melhoria nas ERBs.

Os desafios de uma comunicação sem fio confiável são os de superar a natureza variante no tempo dos canais com desvanecimento com propagação por múltiplos percursos [1]. Um assunto importante que tem sido extensivamente estudado como forma de combater este mal consiste no uso de técnicas de diversidade na transmissão [2], [3], [4]. Estas técnicas se baseiam no uso de códigos em conjunto com múltiplas antenas de transmissão nas ERBs para conseguir ganho de diversidade no enlace direto. Outra técnica que se tornou uma tecnologia

chave para o aumento da capacidade e das taxas de transmissão em sistemas sem fio é o uso de arranjo de antenas [5], [6]. Sua utilização tem como principal característica a diminuição da interferência nos sistemas multiusuários, e se baseia, a grosso modo, na compensação das diferentes atenuações e fases do canal feita nas antenas.

A utilização destes dois métodos em separado está prevista na padronização do sistema de terceira geração europeu [7], [8]. Neste trabalho, propomos um modelo híbrido de transmissão para o enlace direto de um sistema WCDMA: a utilização conjunta das técnicas de diversidade na transmissão com a compensação das atenuações e fases distintas nas antenas. Analisamos o desempenho deste sistema com relação à probabilidade de erro de bit média, para a qual desenvolvemos um limitante superior. Na Seção II, desenvolvemos expressões de probabilidade de erro de bit média para os esquemas de transmissão existentes na padronização WCDMA e para o novo esquema proposto. Os resultados numéricos são mostrados na Seção III e por fim, na Seção IV, apresentamos as conclusões do trabalho.

## II. ESQUEMAS DE TRANSMISSÃO PARA O ENLACE DIRETO

Existem dois esquemas principais de transmissão com múltiplas antenas para o enlace direto de um sistema WCDMA [7]: o esquema de malha aberta (*open loop*), em que o transmissor não tem conhecimento do canal, e o esquema de malha fechada (*closed loop*), no qual o transmissor recebe informações sobre o canal através da realimentação feita pelo enlace reverso.

No esquema de malha aberta, é utilizado um código de bloco espaço-temporal [2] como forma de se obter diversidade na transmissão. O esquema utilizado é o de duas antenas de transmissão, que fornece um ganho de diversidade de duas vezes para o caso de desvanecimento lento.

No caso do esquema de malha fechada, são fornecidas à estação rádio-base (ERB) informações relativas às condições do canal no enlace direto. Esta informação é enviada pelo móvel, através do enlace reverso, e a ERB seleciona amplitudes e fases distintos em cada antena, de forma a compensar o efeito do canal no enlace direto. Vale salientar que o mesmo símbolo é transmitido em todas as antenas. Para um tratamento estatístico dos dois esquemas em separado previstos na norma, para sistemas com um único usuário, o leitor deve-se referir a [9]. Neste artigo, nós propomos um esquema híbrido que utiliza em conjunto ambos os conceitos apresentados anteriormente.

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

### A. Modelo Geral do Sistema

Inicialmente, descrevemos o modelo estatístico do enlace direto de um sistema WCDMA com múltiplas antenas de transmissão, sem no entanto considerar os esquemas de transmissão apresentados. O modelo do esquema proposto será ilustrado em seguida.

Vamos considerar o enlace direto de um sistema de comunicações WCDMA, com uma única célula e  $K$  usuários distribuídos uniformemente dentro da mesma. Assumimos que os usuários se comunicam por meio de um canal que apresenta desvanecimento seletivo em frequência com  $L$  percursos resolvíveis. A estação rádio-base (ERB) tem  $n_T$  antenas de transmissão. O sinal recebido por cada usuário é dado por:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{li} A_k b_{ki} p_{ki}(t - (l-1)T_c) \cos(2\pi f_c t + \phi_{li}) + n(t) \quad (1)$$

onde  $\alpha_{li}$  e  $\phi_{li}$  são o desvanecimento e a fase do  $l$ -ésimo percurso entre a  $i$ -ésima antena da ERB e o usuário de interesse. Observe que estes termos independem do índice  $k$ , uma vez que estamos considerando o enlace direto. O termo  $A_k$  representa a amplitude do sinal do  $k$ -ésimo usuário,  $b_{ki} \in \pm 1$  são os símbolos BPSK transmitidos para o  $k$ -ésimo usuário através da  $i$ -ésima antena,  $f_c$  é a frequência da portadora,  $n(t)$  é o ruído aditivo gaussiano branco, de média nula e função de autocorrelação  $E\{n(t_1)n(t_2)\} = \frac{N_0}{2}\delta(t_1 - t_2)$ , e  $p_{ki}(t)$  é a seqüência de espalhamento do  $k$ -ésimo usuário e  $i$ -ésima antena, definida como:

$$p_{ki}(t) = \sum_{\tau_c=0}^{G_p-1} c_{ki}(\tau_c) g(t - \tau_c T_c),$$

onde  $\{c_{ki}(\tau_c), 0 \leq \tau_c \leq G_p - 1\}$  é uma seqüência formada por  $G_p$  chips que tomam os valores  $\{\pm 1\}$ ,  $G_p = T_b/T_c$  é o fator de espalhamento,  $T_b$  é o intervalo de tempo de bit,  $T_c$  é o intervalo de tempo de chip, e  $g(t)$  é a forma do pulso, que assumiremos retangular de amplitude unitária.

No receptor do usuário desejado (que assumiremos como sendo o de índice 1), o detector do usuário 1 (filtro casado) por máxima-verossimilhança (ML, do inglês, *maximum likelihood*) escolhe a seqüência de símbolos  $\{\hat{b}_{1i}\}$ ,  $1 \leq i \leq n_T$ , que minimiza a seguinte métrica:

$$M = \int_0^{T_b} \left[ r(t) - \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \hat{\alpha}_{l'i'} \hat{A}_1 \hat{b}_{1i'} \times p_{1i'}(t - (l'-1)T_c) \cos(2\pi f_0 t + \hat{\phi}_{l'i'}) \right]^2 dt,$$

ou, equivalentemente, que maximiza a métrica:

$$y = \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \hat{\alpha}_{l'i'} \hat{A}_1 \hat{b}_{1i'} \int_0^{T_b} r(t) p_{1i'}(t - (l'-1)T_c) \cos(2\pi f_0 t + \hat{\phi}_{l'i'}) dt,$$

onde  $\hat{\alpha}_{l'i'}$ ,  $\hat{A}_1$ ,  $\hat{b}_{1i'}$  e  $\hat{\phi}_{l'i'}$  representam os valores estimados das respectivas variáveis. Substituindo-se o sinal recebido nesta expressão,

$$y = \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \hat{\alpha}_{l'i'} \hat{A}_1 \hat{b}_{1i'} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{li} \frac{A_k}{2} b_{ki} \cos(\phi_{li} - \hat{\phi}_{l'i'}) \rho_{1i'ki}^{[l',l]} + \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \hat{\alpha}_{l'i'} \hat{A}_1 \hat{b}_{1i'} N_{l'i'} \quad (2)$$

em que  $\rho_{1i'ki}^{[l',l]}$  é dado por:

$$\rho_{1i'ki}^{[l',l]} = \int_0^{T_b} p_{1i'}(t - (l'-1)T_c) p_{ki}(t - (l-1)T_c) dt \quad (3)$$

e

$$N_{l'i'} = \int_0^{T_b} n(t) p_{1i'}(t - (l'-1)T_c) \cos(2\pi f_0 t + \hat{\phi}_{l'i'}) dt$$

Para  $k = 1$ ,  $l' = l$  e  $i' = i$  em (2), assumindo estimação perfeita de todas as variáveis e supondo que todos os usuários têm a mesma amplitude de sinal, isto é,  $A_k = A$ , temos o sinal do usuário de interesse:

$$y_d = \frac{A^2 T_b}{2} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'}^2 \hat{b}_{1i'} b_{1i'} \quad (4)$$

A interferência dos múltiplos percursos e múltiplas antenas do usuário desejado é obtida fazendo-se  $k = 1$  e  $l \neq l'$  ou  $i \neq i'$ :

$$y_{mpi} = \frac{A^2}{2} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{li} \hat{b}_{1i'} b_{1i'} \rho_{1i'l'i}^{[l',l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) + \frac{A^2}{2} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li} \hat{b}_{1i'} b_{1i'} \rho_{1i'l'i}^{[l',l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) + \frac{A^2}{2} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li} \hat{b}_{1i'} b_{1i'} \rho_{1i'l'i}^{[l',l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \quad (5)$$

A interferência de múltiplo acesso é dada por:

$$y_{mai} = \frac{A^2}{2} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \sum_{k=2}^K \alpha_{li} \hat{b}_{1i'} b_{ki} \rho_{1i'ki}^{[l',l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \quad (6)$$

e o termo referente ao ruído é dado por:

$$y_r = \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} A \hat{b}_{1i'} N_{l'i'} \quad (7)$$

Portanto,  $y$  pode ser reescrito como:

$$y = y_d + y_{mpi} + y_{mai} + y_r = y_d + \mathcal{I}(\hat{b}_{11}, \hat{b}_{12}, \dots, \hat{b}_{1n_T}), \quad (8)$$

onde  $\mathcal{I}(\hat{b}_{11}, \hat{b}_{12}, \dots, \hat{b}_{1n_T})$  é a soma de toda a interferência e ruído. É importante salientar que ela é dependente dos bits estimados pelo detector do usuário de interesse. Com base no teorema central do limite, assumimos que  $\mathcal{I}(\hat{b}_{11}, \hat{b}_{12}, \dots, \hat{b}_{1n_T})$  é uma variável aleatória (V.A.) gaussiana de média zero, condicionada ao desvanecimento, .

Supondo sem perda de generalidade que  $\{b_{ki}\} = 1$ , para todo  $k, i$ , consideremos as V.A.  $M_\kappa$ ,  $0 \leq \kappa \leq 2^{n_T} - 1$ ,

obtidas de (8) 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  $\kappa$  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:

$$P_c = P(M_0 > M_1, M_0 > M_2, \dots, M_0 > M_{2^{n_T}-1}) \quad (9)$$

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 V.A. 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:

$$P_c = P(W_1 > 0, W_2 > 0, \dots, W_{n_T} > 0) \quad (10)$$

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

$$\begin{aligned} W_{i'} &= A^2 T_b \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 + A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i'}}^L \alpha_{li'} \rho_{1i'1i}^{[l',l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \\ &+ A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li'} \rho_{1i'1i}^{[l',i]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \\ &+ A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li} \rho_{1i'1i}^{[l',l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \\ &+ A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 \sum_{k=2}^K \rho_{1i'ki}^{[l',i]} \\ &+ A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{k=2}^K \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{li} \rho_{1i'ki}^{[l',l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \\ &+ A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{k=2}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li} \rho_{1i'ki}^{[l',i]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \\ &+ A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{k=2}^K \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li} \rho_{1i'ki}^{[l',l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \\ &+ 2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} A N_{l'i'} \end{aligned} \quad (11)$$

onde (6) foi reescrita como a soma de quatro termos, do mesmo modo que (5). Pode-se mostrar que, assumindo que  $y_{\text{mai}}$ ,  $y_{\text{mpi}}$  e  $y_r$  são independentes para a par, as V.A.  $W_{i'}$  são também independentes para a par. Assim, a probabilidade de erro de bit é dada por:

$$P_b = \frac{1}{n_T} \sum_{i'=1}^{n_T} P(W_{i'} < 0) \quad (12)$$

Uma vez que assumimos que  $\mathcal{I}(\hat{b}_{11}, \hat{b}_{12}, \dots, \hat{b}_{1n_T})$  é uma V.A. gaussiana de média nula,  $W_{i'}$  é também gaussiana, condicionada aos desvanecimentos  $\alpha_{li}$ ,  $1 \leq l \leq L$ , com

média:

$$\mu_{W_{i'}} = \frac{A^2 T_b}{2} \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 \quad (13)$$

e variância:

$$\begin{aligned} \sigma_{W_{i'}}^2 &= \frac{A^4 T_b^2 (K-1)}{G_p} \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^4 + \frac{A^4 T_b^2 K}{2G_p} \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{l'i'}^2 \alpha_{li}^2 \\ &+ \left[ \frac{A^4 T_b^2 K L (n_T - 1)}{2G_p} + A^2 T_b N_0 \right] \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 \end{aligned} \quad (14)$$

em que usamos  $\overline{\alpha_{li}^2} = \overline{\alpha^2} = 1$ , para todo  $l, i$ ,  $\overline{\cos^2} = 1/2$  e consideramos seqüências aleatórias síncronas de média zero e valor quadrático médio  $\rho_{1i'ki}^{[l',l]} = \frac{T_b^2}{G_p}$  para  $k \neq 1$  ( $\bar{x}$  representa valor médio de uma V.A.  $x$ ). Assim, temos a probabilidade de erro:

$$P(W_{i'} < 0) = \int_{-\infty}^0 p(W_{i'}) dW_{i'} = Q\left(\frac{\mu_{W_{i'}}}{\sigma_{W_{i'}}}\right) = Q(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}) \quad (15)$$

onde a relação sinal-ruído-mais-interferência (SINR) por bit, para a  $i'$ -ésima antena de transmissão, é definida como sendo:

$$\gamma_{b_{i'}} = \frac{\sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2}{\frac{2(K-1) \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^4}{G_p} + \frac{K}{G_p} \frac{\sum_{l=1}^L \sum_{\substack{l' \neq l}}^L \alpha_{l'i'}^2 \alpha_{li}^2}{\sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2} + \frac{K L (n_T - 1)}{G_p} + \frac{2N_0}{A^2 T_b}} \quad (16)$$

e a SINR total por bit é dada pela soma das SINR em todas as antenas:

$$\gamma_b = \sum_{i'=1}^{n_T} \gamma_{b_{i'}} \quad (17)$$

Portanto, a probabilidade de erro de bit média é dada por:

$$\begin{aligned} \bar{P}_b &= \frac{1}{n_T} \sum_{i'=1}^{n_T} E\{Q(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}})\} = E\{Q(\sqrt{2\gamma_b})\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} Q(\sqrt{2\gamma_b}) p(\gamma_b) d\gamma_b \end{aligned} \quad (18)$$

onde  $p(\gamma_{b_{i'}})$  é a função densidade de probabilidade (PDF) de  $\gamma_{b_{i'}}$ . Podemos observar que  $\gamma_{b_{i'}}$  é a razão de uma V.A. chi-quadrada de ordem  $2L$  por uma função de potências de V.A. do tipo Rayleigh, de forma que não conhecemos uma expressão exata da PDF. A fim de simplificar a obtenção desta PDF, aproximamos o denominador de (16) pelo seu valor médio, o que resulta em:

$$\gamma_{b_{i'}} \simeq \frac{\sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2}{\frac{4(K-1)}{G_p} + \frac{K(Ln_T - 1)}{G_p} + \frac{2N_0}{A^2 T_b}} \quad (19)$$

onde usamos  $E\{\alpha^k\} = (2\sigma^2)^{k/2} \Gamma(1 + k/2)$ , em que  $2\sigma^2 = 1$  e  $\Gamma(k) = (k-1)!$  é a função gama para  $k$  inteiro. Portanto,  $\gamma_{b_{i'}}$  é aproximadamente uma V.A. chi-quadrada de ordem  $2L$  com PDF dada por:

$$p(\gamma_{b_{i'}}) = \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} \gamma_{b_{i'}}^{L-1} e^{-\gamma_{b_{i'}}/\bar{\gamma}_c} \quad (20)$$

em que  $\bar{\gamma}_c$  é a SINR por percurso, para cada antena de transmissão, dada por:

$$\bar{\gamma}_c = \frac{1}{\frac{4(K-1)}{G_p} + \frac{K(Ln_T - 1)}{G_p} + \frac{2N_0}{A^2T_b}} \quad (21)$$

Deve-se salientar que esta aproximação é mais precisa quanto maior for o valor de  $L$ .

Portanto, a probabilidade de erro de bit média é obtida substituindo-se (20) em (18), de onde se obtém [1]:

$$\bar{P}_b = p^L \sum_{m=0}^{L-1} \binom{L-1+m}{m} (1-p)^m \quad (22)$$

onde

$$p = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{Ln_T + \bar{\gamma}_b}} \right) \quad (23)$$

com  $\bar{\gamma}_b$  sendo a SINR média por bit, obtida de (17) e (19) e dada por:

$$\bar{\gamma}_b = n_T \bar{\gamma}_{b_{i'}} = \frac{1}{\frac{4(K-1)}{G_p Ln_T} + \frac{K(Ln_T - 1)}{G_p Ln_T} + \left( \frac{\mathcal{E}_b}{N_0} \right)^{-1}} \quad (24)$$

onde  $\mathcal{E}_b/N_0$  é a relação sinal-ruído média (SNR) por bit, definida como:

$$\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = \frac{A^2 T_b Ln_T}{2N_0} \quad (25)$$

### B. Esquema de Diversidade de Malha Fechada

Como já mencionado anteriormente, o esquema de malha fechada se baseia em aplicar diferentes amplitudes e fases nas antenas, de forma a combater o efeito do canal. Este esquema tenta fazer com que o sinal de cada usuário seja recebido coerentemente pelo mesmo.

Nos esquemas de malha fechada propostos para WCDMA, as atenuações e fases das antenas são versões quantizadas dos ganhos ótimos [7]. Além disso, existem dois modos de operação distintos: o modo 1, em que apenas as fases do sinal transmitido são ajustadas, e o modo 2, onde tanto a fase quanto as amplitudes do sinal transmitido são ajustados. Para simplificar o problema, consideramos neste artigo o modo de operação 1 e amplitudes e fases não quantizadas. Assumimos também que as fases dos canais são perfeitamente estimadas. Desta forma, o sinal ponderado transmitido pela  $i$ -ésima antena direcionado ao  $l$ -ésimo percurso é dado por:

$$s_{li}(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_{ki} p_{ki}(t) \cos(2\pi f_c t - \hat{\phi}_{kli}) \quad (26)$$

em que  $\hat{\phi}_{kli}$  representa a compensação de fase no transmissor para o  $l$ -ésimo percurso entre a  $i$ -ésima antena e o receptor do  $k$ -ésimo usuário.

Assim, o sinal recebido pelo usuário desejado é:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{li} A_k b_{ki} \times p_{ki}(t - (l-1)T_c) \cos(2\pi f_c t + \phi_{li} - \hat{\phi}_{kli}) + n(t) \quad (27)$$

O detector ML do usuário 1 escolhe os símbolos  $\hat{b}_{1i}$  que maximizam a métrica:

$$y = \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \hat{\alpha}_{l'i'} \hat{A}_1 \hat{b}_{1i'} \int_0^{T_b} r(t) p_{1i'}(t - (l'-1)T_c) \cos(2\pi f_0 t) dt \\ = \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \hat{\alpha}_{l'i'} \hat{A}_1 \hat{b}_{1i'} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{li} \frac{A_k}{2} b_{ki} \rho_{1i'ki}^{[l',l]} \cos(\phi_{1li} - \hat{\phi}_{kli}) \\ + \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} A_1 \hat{b}_{1i'} N_{l'i'} \quad (28)$$

Seguindo a mesma metodologia da subseção anterior, encontramos que a nova SINR por bit por canal é:

$$\gamma_{b_{i'}} = \frac{\sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2}{\frac{(K-1) \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^4}{G_p} + \frac{(K+1) \sum_{l'=1}^L \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{li}^2 \alpha_{l'i'}^2}{G_p} + \frac{(K+1)L(n_T-1)}{G_p} + \frac{2N_0}{A^2 T_b}} \quad (29)$$

e a SINR total por bit é dada por (17). Novamente utilizando a aproximação do denominador de  $\gamma_{b_{i'}}$  por sua média, chegamos à expressão:

$$\gamma_{b_{i'}} \simeq \frac{\sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2}{\frac{2(K-1)}{G_p} + \frac{(K+1)(Ln_T - 1)}{G_p} + \frac{2N_0}{A^2 T_b}} \quad (30)$$

Portanto,  $\gamma_b$  é também uma V.A. chi-quadrada e a probabilidade de erro de bit para o esquema de malha fechada é dada por (22), com  $p$  definida em (23), com a substituição de  $\bar{\gamma}_b$  por:

$$\bar{\gamma}_b = n_T \bar{\gamma}_{b_{i'}} = \frac{1}{\frac{2(K-1)}{G_p Ln_T} + \frac{(K+1)(Ln_T - 1)}{G_p Ln_T} + \left( \frac{\mathcal{E}_b}{N_0} \right)^{-1}} \quad (31)$$

Observe que, apesar de um aumento na interferência para o esquema de malha fechada, representado pelo termo  $K+1$  no denominador de (31), em comparação com um termo de ordem  $K$  em (24), o primeiro termo do denominador da SNIR total por bit é duas vezes menor no esquema de malha fechada que o mesmo termo para o esquema de malha aberta. E como esse é o termo dominante, para valores não muito altos do produto  $Ln_T$ , o esquema de malha fechada apresenta um ganho com relação ao esquema de malha aberta.

### C. Esquema de Diversidade de Malha Aberta

O esquema de transmissão de malha aberta se baseia no uso de códigos espaço-temporais. Neste trabalho, consideramos o uso de códigos espaço-temporais em treliça (STTC, do inglês *space-time trellis code*), que foram primeiramente propostos em [3] como forma de se obter diversidade na transmissão pelo uso de múltiplas antenas, sem no entanto perder eficiência espectral. O ganho de diversidade é proporcional ao número de antenas de transmissão, para o caso de desvanecimento lento.

Consideraremos apenas o caso de desvanecimento rápido (variando bit a bit), que pode ser obtido pelo uso de um

entrelaçador perfeito para um desvanecimento lento, e que apresenta maior ganho de diversidade. Para o caso considerado, o critério de projeto definido em [3] baseia-se na distância livre do código ( $d_f$ ), e o ganho de diversidade é proporcional a  $d_f$ . Desta forma, a escolha dos melhores códigos é feita baseada nos códigos convolucionais binários conhecidos na literatura que apresentam a maior distância livre.

Um código STTC é, portanto, definido pela matriz geradora ( $n_T, k_c$ ) de um código convolucional binário, dada por:

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

onde  $(\cdot)^T$  indica a transposta de uma matriz e  $\mathbf{g}_i$  é um vetor de dimensão  $(1 \times K_c k_c)$ , que representa a  $i$ -ésima função geradora, dada em representação octal, com  $K_c$  sendo o comprimento de restrição do código. Como exemplo, consideremos o código  $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ , com  $d_f = 3$ , que tem a representação em treliça mostrada na Figura 1. Em cada transição estão especificadas a entrada do codificador e as respectivas saídas.

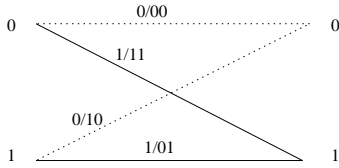


Fig. 1. Representação em treliça do código  $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ , com  $d_f = 3$ .

A seqüência de símbolos do  $k$ -ésimo usuário é codificada usando a matriz  $\mathbf{G}$  e a saída do codificador é representada por uma matriz  $\mathbf{b}_k$  de dimensão  $(n_T \times N)$ , onde  $N$  é o comprimento da seqüência codificada, que é dada por:

$$\mathbf{b}_k = \begin{bmatrix} b_{k1}^{(1)} & b_{k1}^{(2)} & \cdots & b_{k1}^{(N)} \\ b_{k2}^{(1)} & b_{k2}^{(2)} & \cdots & b_{k2}^{(N)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{kn_T}^{(1)} & b_{kn_T}^{(2)} & \cdots & b_{kn_T}^{(N)} \end{bmatrix}. \quad (32)$$

Assim, a cada  $n$ -ésimo intervalo de bit codificado, o sinal recebido por cada usuário é dado por (1), com os bits transmitidos para o  $k$ -ésimo usuário retirados da  $n$ -ésima coluna de  $\mathbf{b}_k$ , onde o  $i$ -ésimo elemento é transmitido pela  $i$ -ésima antena.

Na decodificação, em cada estágio da treliça, o decodificador ML do primeiro usuário escolhe a seqüência de bits codificados  $\hat{b}_{1i}^{(n)}$  que maximiza a métrica:

$$y = \sum_{n=1}^N \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'}^{(n)} A_1 \hat{b}_{1i'}^{(n)} \times \int_{(n-1)T_b}^{nT_b} r(t) p_{1i'}(t - (l' - 1)T_c) \cos(2\pi f_0 t + \phi_{l'i'}^{(n)}) dt \quad (33)$$

onde  $(\cdot)^{(n)}$  representa o valor da variável no instante de símbolo  $n$ . Por meio do algoritmo de Viterbi, o decodificador escolhe a matriz  $\hat{\mathbf{b}}_1$  que apresenta a maior métrica acumulada.

O limitante superior para a probabilidade de erro de bit

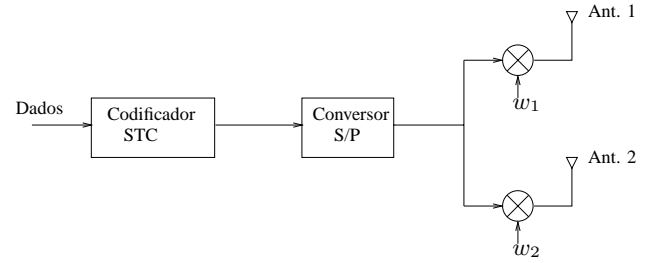


Fig. 2. Esquema de transmissão híbrido.

média é dado por [1]:

$$\bar{P}_b \leq \sum_{d=d_f}^{\infty} \beta_d P_2(d) \quad (34)$$

onde  $\beta_d$  são os pesos do código convolucional e  $P_2(d)$  é a probabilidade de erro de bit média em cada estágio da treliça, que é similar a (22), exceto que agora o ganho de diversidade é  $Ld$ , isto é:

$$P_2(d) = p^{Ld} \sum_{m=0}^{Ld-1} \binom{Ld-1+m}{m} (1-p)^m \quad (35)$$

com  $p$  definida em (23).

#### D. Modelo do Esquema Híbrido de Diversidade

A Figura 2 ilustra o novo esquema para o caso de duas antenas. No novo modelo, os símbolos a serem transmitidos são primeiramente codificados por um codificador espaço-temporal e transmitidos por cada uma das antenas, após serem ponderados pelas estimativas das fases de canal na ERB. Salientamos que as antenas transmitem símbolos distintos.

Assim, o sinal recebido pelo usuário de interesse é representado por (27), com a diferença que os bits  $b_{ki}$  do  $k$ -ésimo usuário são codificados e tomados coluna a coluna da matriz  $\mathbf{b}_k$ , a cada intervalo de bit codificado  $n$ ,  $1 \leq n \leq N$ . Portanto, o algoritmo de Viterbi escolhe a matriz  $\hat{\mathbf{b}}_1$  que maximiza a métrica dada por (33). Desta forma, a probabilidade de erro de bit é dada por (34), onde  $P_2(d)$  é obtida de (35), com  $p$  definida em (23), utilizando-se a SINR  $\bar{\gamma}_b$  definida em (31).

### III. RESULTADOS NUMÉRICOS

Nesta seção, apresentamos alguns resultados obtidos da probabilidade de erro de bit média (BER, do inglês *bit error rate*) utilizando-se o esquema de transmissão híbrido proposto. Os resultados de simulação foram obtidos através do método de Monte Carlo para uma modulação BPSK.

A Figura 3 apresenta curvas de simulação e resultados analíticos para a BER de um sistema WCDMA em função do número de usuários, com  $n_T = 2$  antenas de transmissão, um código STTC com matriz geradora  $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$  com distância livre  $d_f = 3$ , um fator de espalhamento  $G_p = 64$ , para um canal com  $L = 3$  percursos resolvíveis e uma relação sinal-ruído por bit média  $\mathcal{E}_b/N_0 = 15$  dB. O caso sem código também está mostrado na figura para fins de comparação. Podemos observar que o uso do esquema híbrido de transmissão proposto apresenta desempenho muito superior ao caso do uso

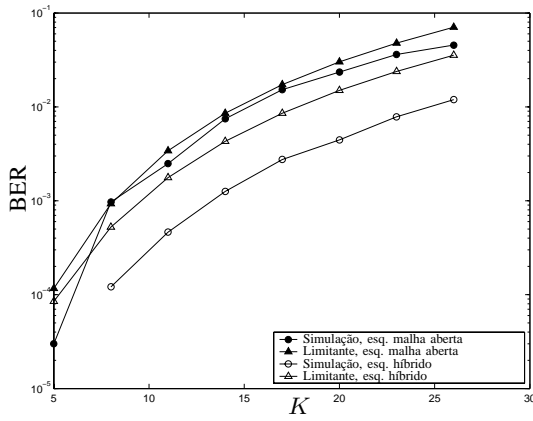


Fig. 3. Probabilidade de erro de bit média (BER) em função do número de usuários  $K$ , tendo como parâmetros  $n_T = 2$ ,  $G_p = 64$ ,  $L = 3$ ,  $\mathcal{E}_b/N_0 = 15$  dB, para o codificador  $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$  com  $d_f = 3$ .

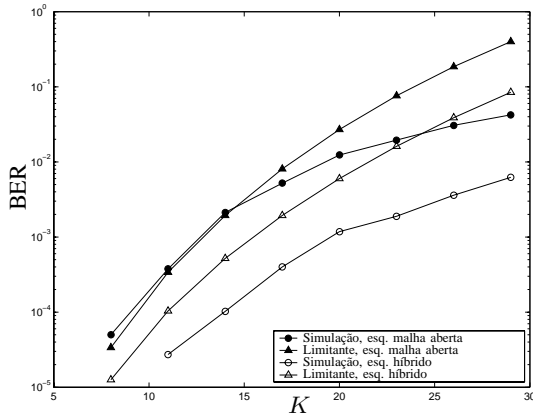


Fig. 4. Probabilidade de erro de bit média (BER) em função do número de usuários  $K$ , tendo como parâmetros  $n_T = 2$ ,  $G_p = 64$ ,  $L = 3$ ,  $\mathcal{E}_b/N_0 = 15$  dB, para o codificador  $\mathbf{G} = [5 \ 7]^T$  com  $d_f = 5$ .

apenas do esquema de malha aberta. Por exemplo, para uma BER da ordem de  $10^{-3}$ , temos um ganho de aproximadamente 50% no número de usuários para o sistema híbrido. Podemos observar ainda que o limitante superior da probabilidade de erro de bit média é mais confiável para o caso do esquema de malha fechada, tendo uma discrepância com a simulação mais acentuada para o caso híbrido proposto, cuja explicação ainda nos foge.

O comportamento da aproximação do limitante se repete para o uso de um código com distância livre maior, como mostrado na Figura 4, em que são mantidas as mesmas características da figura anterior, utilizando-se agora o código  $\mathbf{G} = [5 \ 7]^T$ , que tem distância livre  $d_f = 5$ . Salientamos que o ganho no número de usuários para o esquema híbrido cresce por conta do aumento na distância livre do código.

A Figura 5 mostra a comparação entre as SINRs do esquema híbrido (linha tracejada) e de malha aberta (linha sólida), dadas por (31) e (24), respectivamente, em função do número de usuários, para quatro valores distintos do produto  $Ln_T$  e para uma SNR por bit média de  $\mathcal{E}_b/N_0 = 15$  dB. Podemos observar que, para valores baixos de  $Ln_T$ , o esquema híbrido tem um desempenho superior (maior SINR) ao esquema de malha

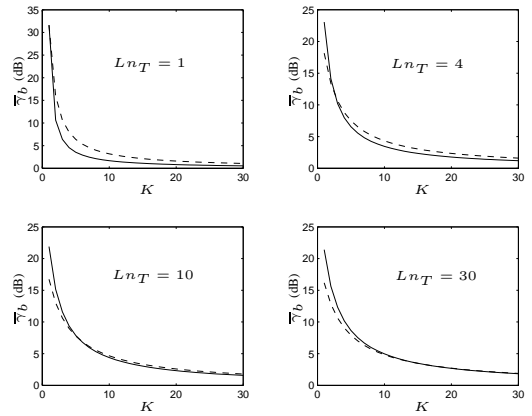


Fig. 5. Comparação do valor médio da SINR para o esquema híbrido (linha tracejada) e o esquema de malha aberta (linha sólida), em função do número de usuários, para  $\mathcal{E}_b/N_0 = 15$  dB, parametrizada pelo produto  $Ln_T$ .

aberta para praticamente qualquer número de usuários. Com o aumento do produto  $Ln_T$ , os esquemas têm aproximadamente o mesmo desempenho.

#### IV. CONCLUSÕES

Neste artigo, propusemos uma nova técnica para transmissão de dados no enlace direto de sistemas WCDMA, baseado no esquema previstos nas padronizações existentes. Utilizamos códigos STTC baseados em códigos convolucionais para implementar o esquema de malha aberta e consideramos apenas a compensação de fase na implementação do esquema de malha fechada. Assumimos um canal com desvanecimento rápido seletivo em frequência e seqüências de espalhamento aleatórias, e desenvolvemos um limitante para a probabilidade de erro de bit destes sistemas. Os resultados numéricos apresentados mostram que o novo esquema proposto tem desempenho bastante superior ao esquema de malha aberta simples, para um produto  $Ln_T$  não muito grande.

#### REFERÊNCIAS

- [1] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 4a. Ed., 2001.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] J. C. Liberti, Jr e T. S. Rappaport, *Smart Antenna for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, Prentice Hall, 1999.
- [6] 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.
- [7] "Technical Specification, Universal Mobile Telecommunications Systems, Physical Layer Procedures (FDD) (Release 1999)", 3GPP TS 25.214 versão 3.7.0, 2001.
- [8] H. Holma e A. Toskala, *WCDMA for UMTS: Radio Access for Third Generation Mobile Communications*, John Wiley & Sons, 2000.
- [9] B. A. Bjerke, Z. Zvonar e J. G. Proakis, "Antenna Diversity Combining Schemes for WCDMA Systems in Fading Multipath Channels," in *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 1, pp. 97-106, Jan. 2004.