

# Desempenho de um Sistema MC-CDMA em Canal com Desvanecimentos Rayleigh Correlacionados na Frequência

Bruno A. Angélico<sup>1</sup>, Taufik Abrão<sup>2</sup>, Paul Jean E. Jeszensky<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Depto. de Engenharia de Telecomunicações e Controle - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo

<sup>2</sup> Depto. de Engenharia Elétrica - Universidade Estadual de Londrina

**Resumo**— Este artigo analisa o desempenho de sistemas MC-CDMA síncronos, considerando um modelo de canal Rayleigh com amostras correlacionadas no domínio da frequência. Empregou-se o método de simulação Monte Carlo, sendo considerados três canais distintos, com bandas de coerência dadas por 1,0; 2,0 e 5,7 MHz. Adicionalmente, efetuou-se a comparação entre os desempenhos obtidos com quatro regras de combinação utilizadas na recepção dos sinais nos sistemas MC-CDMA: ORC, EGC, MRC e MMSEC.

**Abstract**— This paper analyzes the performance of synchronous MC-CDMA systems, considering a Rayleigh channel model with correlated samples in the frequency domain. The Monte Carlo simulation method was used and three different channels were considered, with coherence bandwidth given by 1,0; 2,0 and 5,7 MHz. Additionally, the comparison among the performance of four combination rules used in the reception of the MC-CDMA systems was done: ORC, EGC, MRC and MMSEC.

**Palavras-chave**— MC-CDMA, amostras correlacionadas, regras de combinação.

## I. INTRODUÇÃO

Impulsionados pelo aumento significativo de demanda, os sistemas de comunicação móvel celular de múltiplo acesso vêm apresentando grande evolução nos últimos anos, justificando os constantes esforços na tentativa de disponibilizar serviços cada vez mais numerosos, variados e atrativos economicamente.

Entre as técnicas de múltiplo acesso, a por divisão de código, CDMA (do inglês, *Code Division Multiple Access*), tem mostrado ser capaz de superar as técnicas por divisão de tempo e de frequência, TDMA e FDMA (do inglês, *Time Division Multiple Access* e *Frequency Division Multiple Access*), respectivamente. As vantagens do uso do CDMA em relação às demais técnicas de múltiplo acesso são bem conhecidas [1]: privacidade na comunicação, habilidade de lidar com a natureza assíncrona do tráfego de dados, robustez ao canal seletivo em frequência e a possibilidade de uma maior densidade de usuários ativos. Em sistemas FDMA e TDMA, a quantidade de usuários é limitada pela capacidade de alocação física dos assinantes no espectro de frequência disponível e no número de *slots* temporais, respectivamente. Já no CDMA, a alocação dos assinantes não possui esses tipos de restrições, sendo limitada apenas pela

quantidade de interferência entre os usuários, MAI (do inglês, *Multiple Access Interference*).

A utilização de modulação por multiportadoras ortogonais, OFDM (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), tem recebido grande atenção nos últimos anos, principalmente quando se necessita de altas taxas de transmissão em ambiente móvel sujeito a vários efeitos nocivos do canal de propagação [2], [3]. O princípio básico dessa técnica consiste em transmitir os dados de forma paralela, utilizando um número  $N$  (geralmente potência de 2) de subportadoras ortogonais, de forma que a taxa de transmissão equivalente de cada subportadora seja reduzida em relação à taxa de um sistema com transmissão serial.

Além de propiciar uma maior taxa de transmissão, os sistemas baseados na técnica OFDM apresentam alta robustez aos ambientes com desvanecimentos seletivos em frequência, e sua implementação pode ser dada de forma relativamente simples lançando-se mão dos recursos da Transformada Rápida de Fourier e de sua inversa [4], FFT e IFFT (do inglês, *Fast Fourier Transform* e *Inverse Fast Fourier Transform*), respectivamente. Entretanto, algumas desvantagens são inerentes, tais como: dificuldade de sincronismo das subportadoras, sensibilidade aos desvios de frequência e necessidade de amplificação linear decorrente do fato de o sinal transmitido possuir alta relação entre a potência de pico e a potência média, PAPR (do inglês, *Peak-to-Average Power Ratio*).

Inicialmente proposta no começo da década de 90 por diversos autores [5], a combinação das técnicas OFDM e CDMA gerou os denominados sistemas CDMA Multiportadora. Existem na literatura, basicamente, três técnicas de múltiplo acesso oriundas dessa combinação, que são: MC-CDMA (do inglês, *Multi-Carrier CDMA*), MC-DS-CDMA (do inglês, *Multi-Carrier Direct Sequence CDMA*) e MT-CDMA (do inglês, *Multi-Tone CDMA*). A principal motivação para o surgimento desses sistemas se deve à possibilidade de obtenção de maiores taxas de transmissão, redução dos efeitos nocivos do canal de rádio móvel seletivo em frequência, além de tornar a transmissão bem próxima da condição de quase sincronismo, pois a taxa de símbolos em cada subportadora é substancialmente reduzida, de forma que o atraso entre os sinais dos usuários seja muito menor que o período de símbolo<sup>1</sup>.

Este artigo concentra-se na técnica MC-CDMA, onde

<sup>1</sup>Nos sistemas MT-CDMA e MC-DS-CDMA, a redução da taxa é devida ao fato do sinal transmitido ser demultiplexado em várias subportadoras, o que não ocorre no MC-CDMA. Entretanto, nesse último,

o espalhamento espectral característico dos sistemas CDMA é processado no domínio da frequência, de forma diferenciada do sistema DS-CDMA (do inglês, *Direct Sequence* CDMA) e das demais técnicas CDMA multiportadora.

Assim como no sistema OFDM, no MC-CDMA o sinal transmitido é muito sensível à amplificação não-linear, necessitando de amplificadores lineares. Isso pode consumir energia e dimensões consideráveis, inviabilizando sua implementação na unidade móvel (UM). Dessa forma, a técnica MC-CDMA é mais indicada para canal direto, pois na estação rádio base (ERB) consegue-se níveis de potência e espaço suficientes para a implantação de amplificadores classe A. No canal direto, a transmissão é dada de forma síncrona e todos os usuários estão sujeitos aos mesmos efeitos do meio de propagação.

Este trabalho está organizado da seguinte forma: na seção II faz-se uma descrição do modelo de canal empregado na simulação. Na seção III o sistema MC-CDMA é descrito. Na seção IV as regras de combinação utilizadas na recepção são introduzidas. A seção V traz os resultados de simulação do sistema obtidos para as condições de canal empregadas. Por fim, na seção VI são apresentadas as conclusões deste estudo.

## II. MODELO DE CANAL

Para determinar o desempenho de sistemas com modulação multiportadora, tais como OFDM ou MC-CDMA, pode-se aplicar um modelo de canal na frequência. Tal modelo consiste em um conjunto de  $N$  coeficientes de desvanecimento, um para cada subportadora, representando o efeito do canal multipercursos no domínio da frequência para cada sub-canal utilizado na modulação.

Há, na literatura, alguns trabalhos de sistemas com modulação multiportadora, onde, por motivos de simplificação, os desvanecimentos das subportadoras são considerados estatisticamente independentes [6]. Entretanto, tal suposição não condiz com a realidade, uma vez que a diferença de frequência entre dois sub-canais consecutivos é pequena, o que resulta em desvanecimentos correlacionados. Evidentemente, se dois sub-canais estão suficientemente separados no espectro de frequência, os seus desvanecimentos estarão descorrelacionados. O grau de correlação dos desvanecimentos entre sub-canais depende da banda de coerência do canal e do espaçamento de frequência dos sub-canais utilizados na modulação [7].

Considerando que o valor médio quadrático do espalhamento multipercursos do canal é dado por  $\tau_{RMS} = \frac{1}{2\pi \cdot (\Delta f)_c}$ , com  $(\Delta f)_c$  representando a banda de coerência do canal, e assumindo um perfil de intensidade de multipercursos exponencial decrescente, a correlação entre a componente complexa de canal da  $n$ -ésima sub-portadora e a da  $m$ -ésima, é dada por [7]:

se a taxa de símbolos for elevada, o sinal é previamente convertido da forma série para a paralela [5], para que então cada ramo resultante seja modulado em várias subportadoras ortogonais (seção III).

$$\Phi_{n,m} = \frac{1 + j \frac{(f_n - f_m)}{(\Delta f)_c}}{1 + \left( \frac{(f_n - f_m)}{(\Delta f)_c} \right)^2}, \quad (1)$$

onde  $j = \sqrt{-1}$ . A figura 1 ilustra as amplitudes e fases do canal em cada subportadora, para um sistema com  $N = 32$  e espaçamento entre subportadoras adjacentes  $\Delta f = 100kHz$ . Consideraram-se três canais caracterizados por  $(\Delta f)_c = 1, 0 ; 2, 0$  e  $5, 7MHz$ . Note que, quanto maior a banda de coerência do canal, maior o grau de correlação de fase e de amplitude.

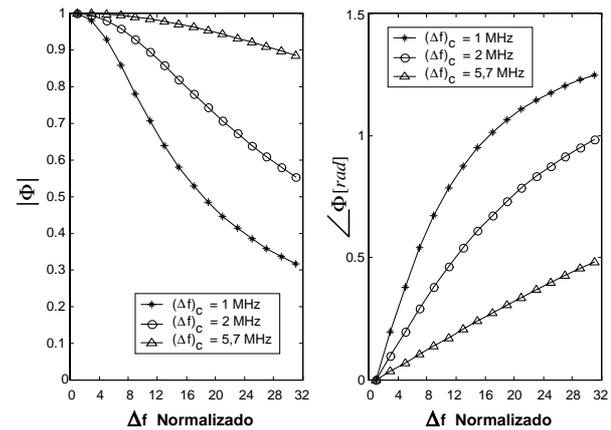


Figura 1. Módulo e fase da correlação das amostras de coeficientes de canal na frequência para  $\Delta f = 100kHz$ ,  $N = 32$  e  $(\Delta f)_c = 1 ; 2$  e  $5, 7MHz$ .

Em um canal *Rayleigh*, as componentes em fase e quadratura são variáveis *Gaussianas*. O modelo de canal utilizado consiste em um vetor coluna complexo  $\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_N]^T$  de  $N$  componentes correlacionadas, onde o elemento  $u_i$  corresponde ao fator multiplicativo equivalente (desvanecimento plano) introduzido pelo canal sobre a  $i$ -ésima sub-banda. O método para a geração de  $\mathbf{u}$  consiste em definir um vetor coluna  $\mathbf{g} = [g_1, g_2, \dots, g_N]^T$  de  $N$  componentes *Gaussianas* complexas independentes e identicamente distribuídas (i.i.d), de forma que:

$$\mathbf{u} = \mathbf{A} \mathbf{g} \quad (2)$$

onde  $\mathbf{A}$  é uma matriz  $N \times N$ . O problema se resume em encontrar a matriz  $\mathbf{A}$ . A matriz de correlação do vetor aleatório complexo  $\mathbf{u}$  é dada por:

$$\Phi_{\mathbf{u}} = \mathbb{E} [\mathbf{u} \mathbf{u}^H] \quad (3)$$

onde  $\{\cdot\}^H$  representa o operador hermitiano:  $\{\cdot\}^H = \{\{\cdot\}^*\}^T$ . De (2) e (3), tem-se que:

$$\begin{aligned} \Phi_{\mathbf{u}} &= \mathbb{E} [\mathbf{A} \mathbf{g} (\mathbf{A} \mathbf{g})^H] = \\ &= \mathbf{A} \cdot \mathbb{E} [\mathbf{g} \mathbf{g}^H] \mathbf{A}^H = \mathbf{A} \mathbf{A}^H \end{aligned} \quad (4)$$

onde  $\mathbb{E} [\mathbf{g} \mathbf{g}^H]$  é a matriz de correlação de  $\mathbf{g}$ . Assumindo que as componentes em fase e quadratura do vetor complexo *Gaussiano*  $\mathbf{g}$  possuem variância  $\frac{1}{2}$ ,  $\mathbb{E} [\mathbf{g} \mathbf{g}^H] = \mathbf{I}$ , sendo  $\mathbf{I}$  a matriz identidade.

Considerando que os espaçamentos entre as frequências centrais dos  $N$  sub-canais são múltiplos de  $\Delta f$ , de (1), a matriz  $\Phi_{\mathbf{u}}$  é dada por:

$$\Phi_{\mathbf{u}}^{n,m} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1-j\sqrt{k}}{1+k} & \dots & \frac{1-j(N-1)\sqrt{k}}{1+(N-1)^2k} \\ \frac{1+j\sqrt{k}}{1+k} & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \frac{1-j\sqrt{k}}{1+k} \\ \frac{1+j(N-1)\sqrt{k}}{1+(N-1)^2k} & \dots & \frac{1+j\sqrt{k}}{1+k} & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

onde:

$$k = \left[ \frac{\Delta f}{(\Delta f)_c} \right]^2 \quad (6)$$

Como se observa,  $\Phi_{\mathbf{u}}$  é uma matriz *hermitiana* [8]. Se  $(\Delta f)_c \rightarrow \infty$  em (6), todos os elementos da matriz  $\Phi_{\mathbf{u}}$  tenderão a um, ou seja, todos os desvanecimentos das  $N$  subportadoras estarão fortemente correlacionados. Por outro lado, se  $(\Delta f)_c \rightarrow 0$ , os elementos de  $\Phi_{\mathbf{u}}$  não pertencentes à diagonal principal tenderão a zero. Nessa condição, os desvanecimentos serão independentes.

A matriz *hermitiana*  $\Phi_{\mathbf{u}}$  é diagonalizável e, conseqüentemente, possui  $N$  autovalores não necessariamente distintos ( $\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_N$ ), que correspondem a  $N$  autovetores linearmente independentes ( $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_N$ ), satisfazendo a seguinte relação:

$$\mathbf{v}_i^H \Phi_{\mathbf{u}} \mathbf{v}_j = \zeta_j \mathbf{v}_i^H \mathbf{v}_j = \begin{cases} \zeta_j & \text{se } i = j \\ 0 & \text{se } i \neq j \end{cases} \quad (7)$$

Define-se:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} | & | & | & | & | \\ \mathbf{v}_1 & \mathbf{v}_2 & \dots & \mathbf{v}_N & \\ | & | & | & | & | \end{bmatrix}, \quad (8)$$

como sendo uma matriz  $N \times N$ , cujas colunas são formadas pelos autovetores  $\mathbf{v}_n$  ( $n = 1, 2, \dots, N$ ) de  $\Phi_{\mathbf{u}}$ . Então:

$$\mathbf{V}^H \Phi_{\mathbf{u}} \mathbf{V} = \mathbf{Z}, \quad (9)$$

onde  $\mathbf{Z}$  representa a matriz:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \zeta_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \zeta_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \zeta_N \end{bmatrix}, \quad (10)$$

cuja diagonal principal é formada pelos autovalores correspondentes aos autovetores que formam as colunas de  $\mathbf{V}$ . Como as colunas de  $\mathbf{V}$  são ortonormais, tal matriz é do tipo unitária [9], ou seja:

<sup>2</sup>Uma matriz  $\mathbf{M}_{n \times n}$  é dita *hermitiana* se  $\mathbf{M} = \mathbf{M}^H$ .

$$\mathbf{V}^H \mathbf{V} = \mathbf{I} \quad (11)$$

Desse modo, pré e pós-multiplicando (9) por  $\mathbf{V}$  e  $\mathbf{V}^H$ , respectivamente, tem-se:

$$\Phi_{\mathbf{u}} = \mathbf{V} \mathbf{Z} \mathbf{V}^H \quad (12)$$

A equação (12) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\Phi_{\mathbf{u}} = \mathbf{V} \sqrt{\mathbf{Z}} \left( \mathbf{V} \sqrt{\mathbf{Z}} \right)^H \quad (13)$$

Assim, de (4), verifica-se que a matriz  $\mathbf{A}$  é da forma:

$$\mathbf{A} = \mathbf{V} \sqrt{\mathbf{Z}}, \quad (14)$$

que consiste nos autovetores multiplicados pela raiz quadrada dos autovalores da matriz de correlação  $\Phi_{\mathbf{u}}$ .

Para gerar o vetor  $\mathbf{u}$  de coeficientes do canal multipertadora, basta criar um vetor aleatório *Gaussiano* complexo  $\mathbf{g}$  de forma que a média e a variância das componentes em fase e quadratura sejam 0 e  $\frac{1}{2}$ , respectivamente, e multiplicá-lo pela matriz  $\mathbf{A}$ . A figura 2 ilustra a geração das amplitudes e fases do canal em cada subportadora, para um sistema com  $N = 32$  e  $\Delta f = 100 \text{ KHz}$ . Foram considerados três canais caracterizados por  $(\Delta f)_c = 1, 0 ; 2, 0$  e  $5, 7 \text{ MHz}$ . Observe que os desvanecimentos vão se tornando cada vez mais descorrelacionados à medida que a banda de coerência do canal torna-se menor em relação à taxa de transmissão, para um mesmo número de subportadoras, conforme a equação (1).

Um outro método para geração de amostras de canal correlacionadas, baseado na decomposição de *Cholesky*, é apresentado em [10].

### III. MC-CDMA

No esquema MC-CDMA proposto em [11], cada símbolo com duração  $T_s$ , muito maior que o espalhamento máximo de multipercurso,  $\tau_m$ , é transmitido em  $N$  subportadoras ortogonais, reduzindo de forma significativa os efeitos da interferência intersimbólica, resultando em um canal não-seletivo em frequência na banda de cada subportadora. Para altas taxas de transmissão, a condição anterior pode ser assegurada utilizando um esquema de modulação denso, tal como o 64-QAM, ou convertendo o sinal a ser transmitido de série para paralelo e modulando cada ramo resultante em várias subportadoras ortogonais.

Esse esquema é semelhante ao OFDM, diferenciando-se apenas no fato de existir um espalhamento espectral no domínio da frequência, o que garante a possibilidade de acesso múltiplo. A figura 3 ilustra o esquema básico da transmissão de um sistema MC-CDMA.

Na transmissão são geradas  $N$  cópias paralelas de cada símbolo da sequência de dados. Cada uma dessas cópias é multiplicada por um *chip* da sequência de espalhamento  $\mathbf{c}_k(t) = [c_k^0, c_k^1, \dots, c_k^{N-1}]$  de comprimento  $N$ . Os resultados dessas multiplicações modulam diferentes subportadoras ortogonais separadas por  $n/T_s$

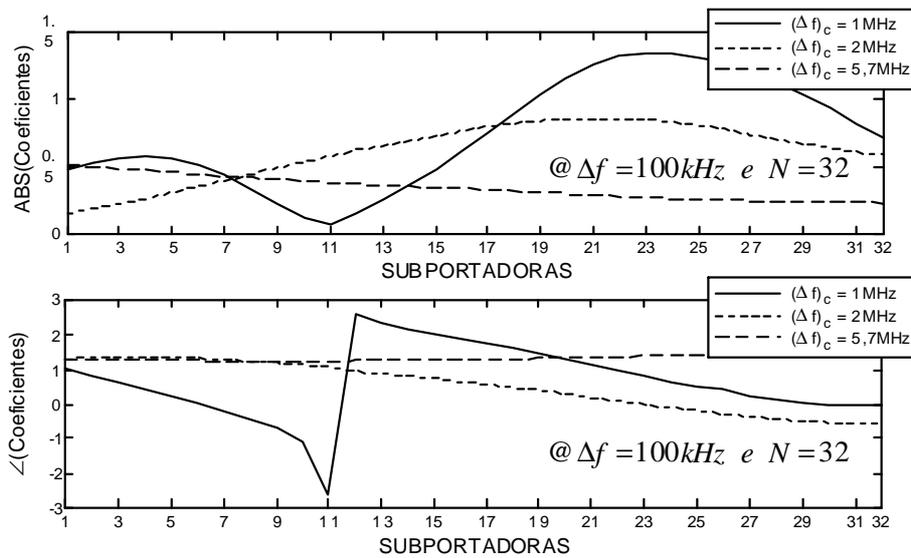


Figura 2. Amplitudes e fases do canal utilizado para cada sub-canal de freqüência.

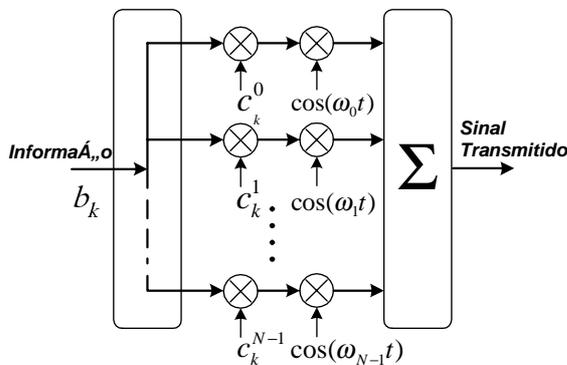


Figura 3. Transmissão no sistema MC-CDMA.

hertz, onde  $n$  é um inteiro qualquer, caracterizando, assim, o espalhamento no domínio da freqüência. Nesse esquema, o número de subportadoras é igual ao ganho de processamento ( $N = GP$ ).

O sinal transmitido, em banda passante, correspondente ao  $j$ -ésimo símbolo do  $k$ -ésimo usuário no domínio do tempo, pode ser descrito por (figura 3):

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{P_k}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} b_k(t) c_k^i \cdot \cos(\omega_i t) \cdot \Pi\left(\frac{t - jT_s}{T_s}\right), \quad (15)$$

onde  $P_k$  representa a potência do sinal transmitido,  $b_k(t)$  a informação digital em banda base para o  $k$ -ésimo usuário,  $\omega_i$  a freqüência da  $i$ -ésima subportadora, e  $\Pi(\cdot)$  a formatação de pulso retangular.

No sistema MC-CDMA toda a energia do sinal recebido espalhado no domínio da freqüência pode ser combinada, o que o torna mais robusto a canais hostis. Em contrapartida, da mesma forma que na técnica OFDM, há necessidade de amplificação linear e dificuldade de obtenção do sincronismo na recepção.

A figura 4 representa um esboço da densidade espectral de potência (DEP) do sinal transmitido em um sistema MC-CDMA. Há uma sobreposição lateral dos

lóbulos de freqüência adjacentes, resultando em um ganho efetivo na taxa total de transmissão.

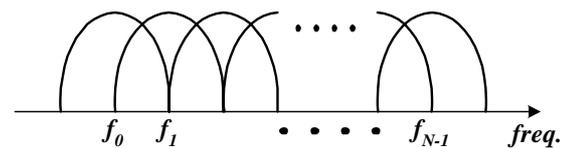


Figura 4. Densidade espectral de potência do sistema MC-CDMA com sobreposição de 50% das sub-bandas.

O sinal na entrada do receptor é dado por:

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{N-1} \sqrt{\frac{P_k}{N}} \cdot \beta_k^i \cdot b_k(t) \cdot c_k^i \cdot \cos(\omega_i t + \theta_k^i) + \eta(t), \quad (16)$$

onde  $\beta_k^i$  e  $\theta_k^i$  representam, respectivamente, a distorção de amplitude e fase da  $i$ -ésima subportadora do  $k$ -ésimo usuário.  $\eta(t)$  é a componente de ruído branco Gaussiano filtrado. Considerando o canal direto, o sinal recebido é dado por (16), substituindo  $\beta_k^i$  e  $\theta_k^i$  por  $\beta^i$  e  $\theta^i$ , respectivamente, pois todos os usuários ficam sujeitos aos mesmos efeitos do canal de rádio móvel.

Na recepção, figura 5, os sinais provenientes das  $N$  subportadoras são combinados segundo uma regra adequada [5], [12], de forma que se possa tirar proveito da diversidade em freqüência. Contudo, para que isso seja realizado com sucesso em um dado canal seletivo em freqüência, é fundamental que os desvanecimentos sejam do tipo não-seletivo em cada subportadora e preferencialmente independentes. Na figura 5,  $d_k^i$  é dado pelo produto  $c_k^i \cdot q_k^i$ , com  $c_k^i$  e  $q_k^i$  representando, respectivamente, o  $i$ -ésimo chip da seqüência de espalhamento e o  $i$ -ésimo ganho (que depende da regra de combinação escolhida) do usuário de índice  $k$  para a  $i$ -ésima subportadora.

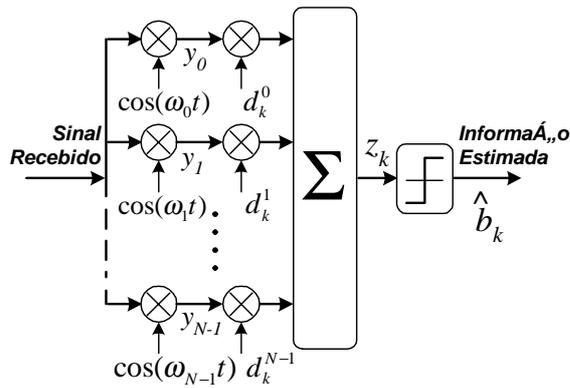


Figura 5. Recepção no sistema MC-CDMA.

#### IV. REGRAS DE COMBINAÇÃO

A recepção de um sistema MC-CDMA tira proveito da diversidade em frequência. Há, basicamente, quatro regras para se combinarem as componentes do sinal recebido em cada subportadora [5], [12]; são elas: ORC (do inglês, *Orthogonality Restoring Combining*, EGC (do inglês, *Equal Gain Combining*), MRC (do inglês, *Maximum Ratio Combining*) e MMSEC (do inglês, *Minimum Mean Square Error Combining*). A informação estimada pelo  $k$ -ésimo usuário é dada por (figura 5):

$$\hat{b}_k = \text{sign} \left( \sum_{i=0}^{N-1} d_k^i y_i \right), \quad (17)$$

sendo que:

$$y_i = \sum_{k=0}^{K-1} \rho_k^i b_k c_k^i + \eta_i, \quad (18)$$

onde  $y_i$  e  $\rho_k^i$  representam, respectivamente, a componente complexa do sinal em banda base e o desvanecimento *Gaussiano* complexo para o  $k$ -ésimo usuário na  $i$ -ésima subportadora. Considerando o canal direto,  $\rho_k^i$  é simplesmente dado por  $\rho^i$ , ou seja, todos os usuários estão sujeitos aos mesmos efeitos do canal. Descrevem-se a seguir as quatro regras de combinação.

##### • ORC

Nessa regra, o ganho da  $i$ -ésima portadora do usuário  $k$  é dado por:

$$d_k^i = c_k^i \frac{\rho_k^{i*}}{|\rho_k^i|^2}, \quad (19)$$

resultando na variável de decisão:

$$z_k = b_k + \sum_{i=0}^{N-1} c_k^i \frac{\rho_k^{i*}}{|\rho_k^i|^2} \eta_i \quad (20)$$

Com essa regra, as subportadoras com menores energias tendem a ser multiplicadas por maiores ganhos. Entretanto, o ruído associado a cada subportadora também é multiplicado pelo mesmo fator. Mesmo que a MAI seja perfeitamente estimada e a ortogonalidade entre as subportadoras perfeitamente recuperada, a amplificação do ruído degrada o desempenho do sistema de forma considerável.

##### • EGC

Com EGC, o ganho associado à  $i$ -ésima subportadora do usuário  $k$  é dado por:

$$d_k^i = c_k^i \frac{\rho_k^{i*}}{|\rho_k^i|}, \quad (21)$$

de forma que a variável de decisão é dada por:

$$z_k = b_k \sum_{i=0}^{N-1} |\rho_k^i| + \sum_{i=0}^{N-1} c_k^i \frac{\rho_k^{i*}}{|\rho_k^i|} \eta_i \quad (22)$$

Nesse caso, os efeitos das diferentes variações de amplitude introduzidas pelo canal em cada subportadora não são equalizados. O EGC apenas alivia essas variações de sinal, prevenindo, assim, a amplificação excessiva do ruído de fundo.

##### • MRC

O ganho com essa regra é dado por:

$$d_k^i = c_k^i \rho_k^{i*}, \quad (23)$$

resultando na variável de decisão:

$$z_k = b_k \sum_{i=0}^{N-1} |\rho_k^i|^2 + \sum_{i=0}^{N-1} c_k^i \rho_k^{i*} \eta_i \quad (24)$$

No caso de um único usuário, essa regra minimiza a BER [5]. A idéia básica do combinador MRC consiste na hipótese de que as componentes que chegam ao receptor com maior energia possuem relativamente menos ruído. Dessa forma, cada subportadora é amplificada pelo *quadrado* de sua amplitude. O combinador MRC é indicado para baixos carregamentos, pois, para carregamentos elevados, o desempenho obtido com esta regra será inferior aos obtidos com as demais regras (ver seção V).

##### • MMSEC

Baseado no critério de estimação do mínimo valor médio quadrático, MMSE (do inglês, *Minimum Mean Square Estimation*), o erro precisa ser ortogonal para todas as subportadoras do sinal recebido. Em banda base, tem-se:

$$\mathbb{E} \left[ (b_k - \hat{b}_k) \cdot y_i^* \right] = 0, \quad \text{para } i = 1, 2, \dots, N, \quad (25)$$

resultando no seguinte ganho para o combinador MMSEC:

$$d_k^i = \frac{c_k^i \rho_k^{i*}}{\sum_{k=0}^{K-1} |\rho_k^i|^2 + P_\eta}, \quad (26)$$

com  $P_\eta$  representando a potência do ruído. Com a regra de combinação MMSEC, além de  $\rho_k^i$ , o número de usuários ativos  $K$  e a potência do ruído devem ser estimados. Para baixos valores de  $|\rho_k^i|$ , o ganho torna-se pequeno, evitando que o ruído seja fortemente amplificado; enquanto que, para altos valores de  $|\rho_k^i|$ , o ganho

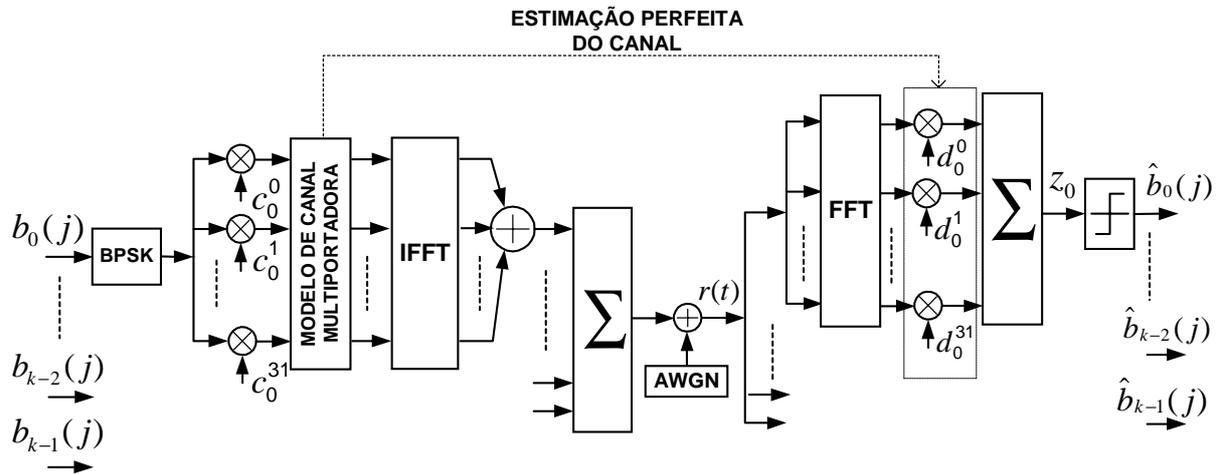


Figura 6. Modelo do sistema MC-CDMA simulado.

aumenta proporcionalmente ao inverso da envoltória do sinal em cada subportadora,  $\rho_k^{i*}/|\rho_k^i|^2$ , o que restaura a ortogonalidade entre os usuários ativos. Esse método é também conhecido como filtro de Wiener.

Na utilização de qualquer uma dessas regras na recepção, deve-se ter em mente que o desempenho do sistema depende diretamente da qualidade das estimativas dos parâmetros de canal.

V. SIMULAÇÃO

O sistema MC-CDMA foi simulado apenas para o canal direto. Considerou-se modulação BPSK com  $N = 32$  subportadoras e  $\Delta f = 100kHz$ . O efeito de disparidade de potência entre usuários não foi levado em conta, ou seja, adotou-se controle perfeito de potência. Como a transmissão é totalmente síncrona, foi utilizado o conjunto de seqüências Walsh-Hadamard com comprimento 32.

Empregou-se o modelo de canal multiportadora descrito na seção II. Foram utilizados três canais distintos com bandas de coerência dadas por  $(\Delta f)_c = 1, 0; 2, 0$  e  $5, 7MHz$ . A figura 6 ilustra o modelo simulado. No receptor estimativas perfeitas do canal foram consideradas visando comparar o potencial ganho de desempenho obtido com cada regra de combinação.

As figuras 7 a 10 ilustram os resultados de simulação Monte Carlo para o desempenho do sistema com  $E_b/N_0$  variável e população de usuários  $K$  constante, dada por 2, 8, 24 e 32 usuários, respectivamente, para os três canais adotados e regras de combinação distintas. Já as figuras 11 a 13 mostram os resultados obtidos para o desempenho do sistema considerando valor fixo de  $E_b/N_0 = 18 dB$  e população de usuários variável, para  $(\Delta f)_c = 1, 0; 2, 0$  e  $5, 7MHz$ , respectivamente.

Por amplificar consideravelmente o ruído, a regra de combinação ORC não possui um desempenho tão bom na condição de baixo a médio carregamento, se comparada às demais regras de combinação. Entretanto, o desempenho do sistema com essa regra manteve-se praticamente constante para as variações de carregamento e para as três condições de canal analisadas. Na condição

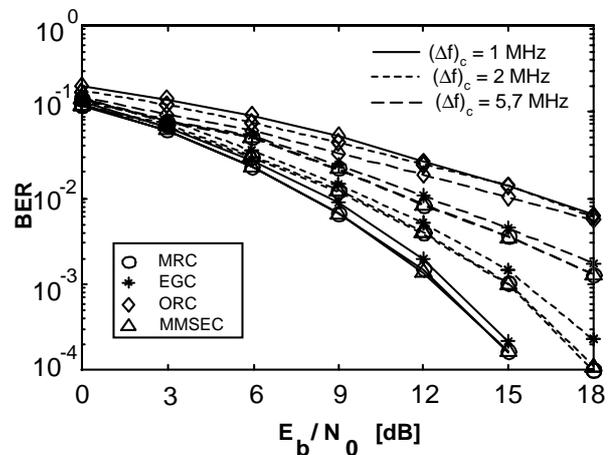


Figura 7. Desempenho do sistema MC-CDMA para  $k = 2$  usuários.

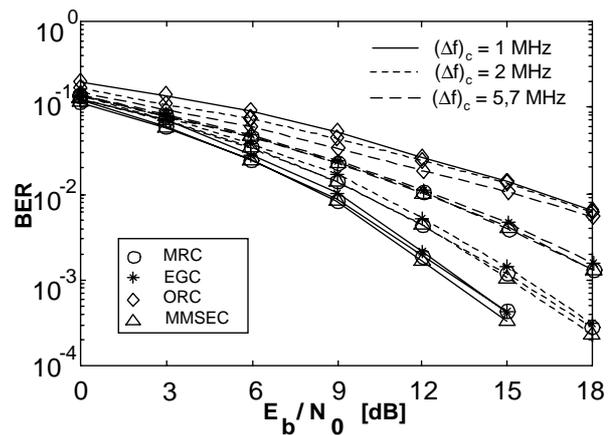


Figura 8. Desempenho do sistema MC-CDMA para  $k = 8$  usuários.

de carregamento máximo, o desempenho com a regra ORC foi praticamente o mesmo que o obtido com a regra EGC e superior ao obtido com o combinador MRC.

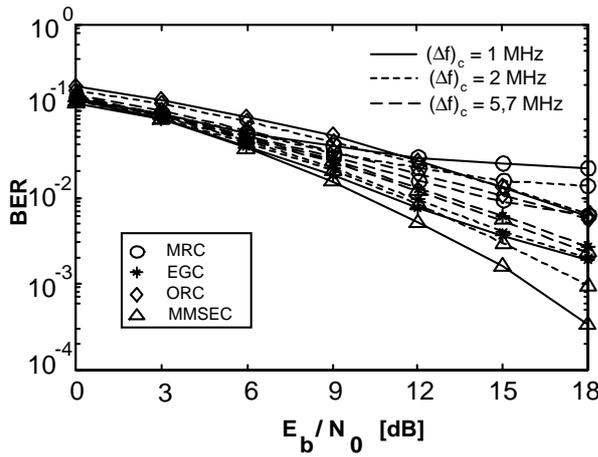


Figura 9. Desempenho do sistema MC-CDMA para  $k = 24$  usuários.

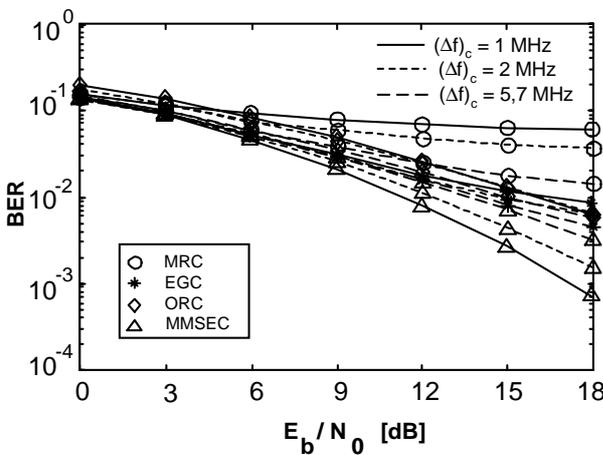


Figura 10. Desempenho do sistema MC-CDMA para  $k = 32$  usuários.

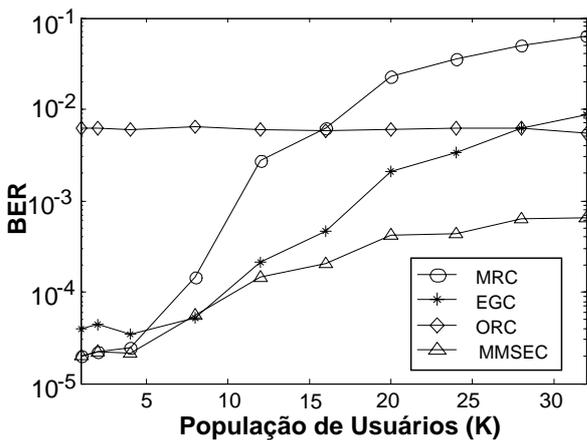


Figura 11. Desempenho do sistema MC-CDMA para  $(\Delta f)_c = 1\text{MHz}$ .

A regra de combinação MRC é ótima apenas para baixos carregamentos: essa regra é a menos robusta às variações da população de usuários ativos. Na condição de médio a alto carregamento, o desempenho com o combinador MRC é o mais degradado. Para baixos carregamentos, o desempenho com o MRC melhora con-

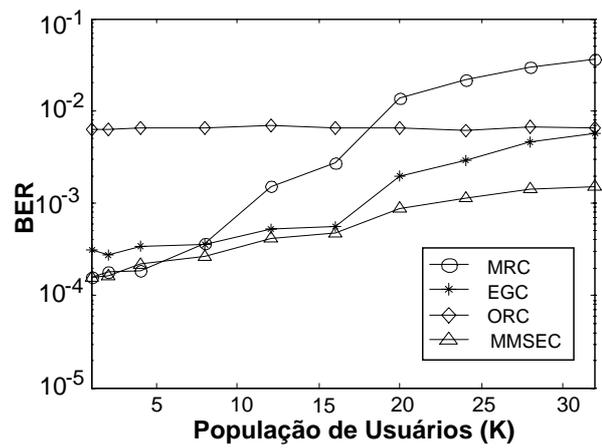


Figura 12. Desempenho do sistema MC-CDMA para  $(\Delta f)_c = 2\text{MHz}$ .

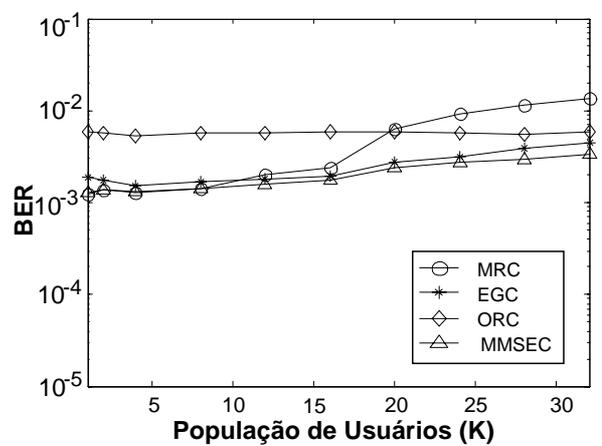


Figura 13. Desempenho do sistema MC-CDMA para  $(\Delta f)_c = 5,7\text{MHz}$ .

forme o canal se torna mais seletivo em frequência; porém, na condição de máximo carregamento, o aumento da seletividade em frequência faz piorar o desempenho do sistema.

Para baixo carregamento, o desempenho com o combinador EGC é ligeiramente inferior ao obtido com as regras MRC e MMSEC. Na condição de baixo a médio carregamento, ocorre uma melhoria de desempenho com o combinador EGC, conforme a banda de coerência do canal diminui. Como no MRC, a redução na banda de coerência do canal resulta em uma degradação no desempenho para carregamentos extremamente elevados. A robustez do sistema às variações na população de usuários com a regra EGC é superior à do MRC e inferior à do MMSEC.

A regra MMSEC é a que possibilita o melhor desempenho para todos os níveis de carregamento. No entanto, com a diminuição da seletividade em frequência do canal, o sistema se manteve menos robusto às variações de carregamento. Apesar disso, o nível de robustez resultou superior ao obtido com as demais regras de combinação. Note-se que, para todas as condições de carregamento, houve uma melhoria no desempenho do sistema com a redução da banda de coerência do ca-

nal; porém, tal melhoria é realçada nas condições de baixo e médio carregamentos.

## VI. CONCLUSÕES

Nos sistemas MC-CDMA simulados para canal direto, pôde-se verificar que o combinador ORC, apesar de resultar no pior desempenho para baixo e médio carregamentos, comportou-se de forma mais robusta às variações de população e de banda de coerência do canal. O ORC apresentou melhor desempenho que a regra MRC para elevados carregamentos, nas três condições de canal analisadas.

Verificou-se que o combinador MRC é ótimo para baixos carregamentos; porém, seu desempenho degrada consideravelmente com o aumento do número de usuários. Já os combinadores EGC e MMSEC possuem as mesmas características de degradação do MRC em relação ao aumento da população, todavia, em menor escala. O combinador MMSEC, apesar de necessitar da estimação de mais parâmetros, apresentou o melhor desempenho para todos os níveis de carregamento.

## VII. REFERÊNCIAS

- [1] P. JUNG; P. W. BAIER. Advantages of CDMA and Spread Spectrum Techniques over FDMA and TDMA in Cellular Mobile Radio Applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 42:357–64, May 1993.
- [2] T. KELLER; L. HANZO. Adaptive Multicarrier Modulation: A Convenient Framework for Time-Frequency Processing in Wireless Communications. *Proceedings of the IEEE*, vol. 44:611–640, May 2000.
- [3] H. HARADA; R. PRASAD. *Simulation and Software Radio for Mobile Communications*. Artech House, 2002.
- [4] S. B. WEINSTEIN; P. M. EBERT. Data Transmission by Frequency Division Multiplexing using the Discrete Fourier Transform. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-19:pp. 628–634, October 1971.
- [5] R. PRASAD; S. HARA. An Overview of Multi-Carrier CDMA. *IEEE Communications Magazine*, pages 126–133, December 1997.
- [6] L. ZEXIAN; M. LATVA-AHO. Error Probability for MC-CDMA in Nakagami- $m$  Fading Channel using Equal Gain Combining. *IEEE International Conference on Communications*, New York City, 2002.
- [7] W. C. JAKES. *Microwave Mobile Communications*. Wiley, New York, 1974.
- [8] R. A. HORN; C. A. JOHNSON. *Matrix Analysis*. Cambridge University Press, 1985.
- [9] F. E. HOHN. *Elementary Matrix Algebra*. Collier MacMillan, New York, 2<sup>nd</sup> edition, 1967.
- [10] N. BALASUBRAMANIAM; C. R. NASSAR. Generation of Correlated Rayleigh Fading Envelopes for Spread Spectrum Applications. *IEEE Communications Letters*, January 2000.
- [11] N. YEE; J. P. LINNARTZ; G. FETTWEIS. Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks. *IEICE Transactions on Communications*, vol. E77-B:900–904, July 1994.
- [12] F. KLEER; S. HARA; R. PRASAD. *chap 7 - Detection Strategies and Cancellation Schemes in a MC-CDMA System*. in: *CDMA Techniques for Third Generation Mobile Systems*. Kluwer Academic Publishers, 1999.

**Bruno Augusto Angélico** é graduado em Engenharia Elétrica em 2003 pela Universidade Estadual de Londrina. Atualmente é aluno de mestrado em Engenharia Elétrica na sub-área de Sistemas Eletrônicos da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. e-mail: angelico@lcs.poli.usp.br

**Taufik Abrão** é graduado, mestre e doutor em Engenharia Elétrica em 1992, 1996 e 2001, respectivamente, pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Atualmente é professor adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina, PR. e-mail: taufik@uel.br

**Paul Jean Etienne Jeszensky** obteve os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre em Engenharia Elétrica, Doutor em Engenharia Elétrica-Sistemas Eletrônicos e Livre Docente na área de Telecomunicações, pela Escola Politécnica da USP em 1972, 1981, 1989 e 1992, respectivamente. Professor da EPUSP desde 1978, na área de Telecomunicações, é responsável pelas disciplinas: Comunicações Digitais II e Sistemas Telefônicos, na graduação e Comunicação por Espalhamento Espectral, Tópicos Especiais em Comunicações Digitais e Teoria e Aplicações das Sequências de Código, na pós-graduação. e-mail: pj@lcs.poli.usp.br