

# Sistema MC-CDMA com Cancelamento de Interferência Paralelo e Desvanecimentos Correlacionados na Frequência

Bruno A. Angélico, Paul Jean E. Jeszensky e Taufik Abrão

**Resumo**—Este artigo analisa o desempenho de um sistema MC-CDMA assíncrono com Cancelamento de Interferência Paralelo, MC-CDMA-PIC. Ao contrário da análise usual, o desempenho do sistema é obtido considerando-se um canal Rayleigh com desvanecimentos correlacionados no domínio da frequência. Adotou-se o método de simulação Monte Carlo e duas condições de canais diferentes foram consideradas, com bandas de coerência dadas por 1,0 e 5,0 MHz.

**Palavras-Chave**—MC-CDMA, Cancelamento de Interferência Paralelo, desvanecimentos correlacionados na frequência.

**Abstract**—This paper analyzes the performance of an asynchronous MC-CDMA system with a Parallel Interference Cancellation scheme. On the contrary of usual analysis we have considered a Rayleigh channel model with frequency correlated fading. The Monte Carlo simulation method was used and two different channels were considered, with coherence bandwidth given by 1.0 and 5.0 MHz.

**Keywords**—MC-CDMA, Parallel Interference Cancellation, frequency correlated fading.

## I. INTRODUÇÃO

Tendo em vista as gerações futuras de telefonia celular, a técnica de múltiplo acesso por divisão de código, CDMA (*Code Division Multiple Access*), tem mostrado ser capaz de superar as técnicas por divisão de tempo e de frequência, TDMA e FDMA (*Time Division Multiple Access* e *Frequency Division Multiple Access*). 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 tais de restrições, sendo limitada apenas pela quantidade de interferência entre os usuários, MAI (*Multiple Access Interference*).

A utilização de modulação por multiportadoras ortogonais, OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), é baseada na transmissão de dados de forma paralela em várias

subportadoras ortogonais, de forma a reduzir os efeitos nocivos do canal multipercurso, evitando a interferência intersimbólica, ISI (*Intersymbol Interference*), o que possibilita altas taxas de transmissão. Além disso, sua implementação pode ser dada de forma relativamente simples lançando-se mão dos recursos da Transformada Rápida de Fourier e de sua inversa [2], FFT e IFFT (*Fast Fourier Transform* e *Inverse Fast Fourier Transform*). Entretanto, algumas desvantagens são inerentes, tais como: dificuldade de sincronismo das subportadoras, sensibilidade aos desvios de frequência e alta relação entre a potência de pico e a potência média do sinal transmitido, PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*).

No começo da década de 90, a combinação das técnicas OFDM e CDMA gerou os denominados sistemas CDMA Multiportadora [3]. Existem na literatura, basicamente, três técnicas de múltiplo acesso oriundas dessa combinação: MC-CDMA (*Multi-Carrier CDMA*), [4], MC-DS-CDMA Orthogonal (*Multi-Carrier Direct Sequence CDMA Orthogonal*), [5] e MT-CDMA (*Multi-Tone CDMA*), [6]. A principal motivação para o surgimento desses sistemas se deve à possibilidade de obtenção de maiores taxas de transmissão e à redução dos efeitos nocivos do canal de rádio móvel seletivo em frequência.

Este artigo concentra-se na técnica MC-CDMA, em que o espalhamento espectral característico dos sistemas CDMA é processado no domínio da frequência, de forma diferenciada do sistema DS-CDMA (*Direct Sequence CDMA*) e das demais técnicas CDMA Multiportadora. Para amenizar os efeitos da MAI no enlace reverso, um esquema de cancelamento de interferência paralelo, PIC (*Parallel Interference Cancellation*) foi adotado, [7], [8]. O desempenho do sistema MC-CDMA com PIC (MC-CDMA-PIC) foi obtido por simulação Monte Carlo.

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. A seção IV traz os resultados de simulação do sistema obtidos para as condições de canal empregadas. Por fim, na seção V são apresentadas as principais conclusões deste estudo.

## II. MODELO DE CANAL

Para determinar o desempenho de sistemas com modulação em múltiplas portadoras, pode-se empregar um modelo de canal com amostras na frequência. Considerando um canal não-seletivo em frequência em cada sub-banda, tal modelo consiste em um grupo de  $N$  coeficientes de desvanecimento,

Bruno A. Angélico e Paul Jean E. Jeszensky estão com a Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, Brasil; e-mails: angelico@lcs.poli.usp.br, pj@lcs.poli.usp.br.

Taufik Abrão está com a Universidade Estadual de Londrina, Londrina, PR, Brasil; e-mail: taufik@uel.br.

O presente trabalho teve o suporte financeiro da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo - FAPESP.

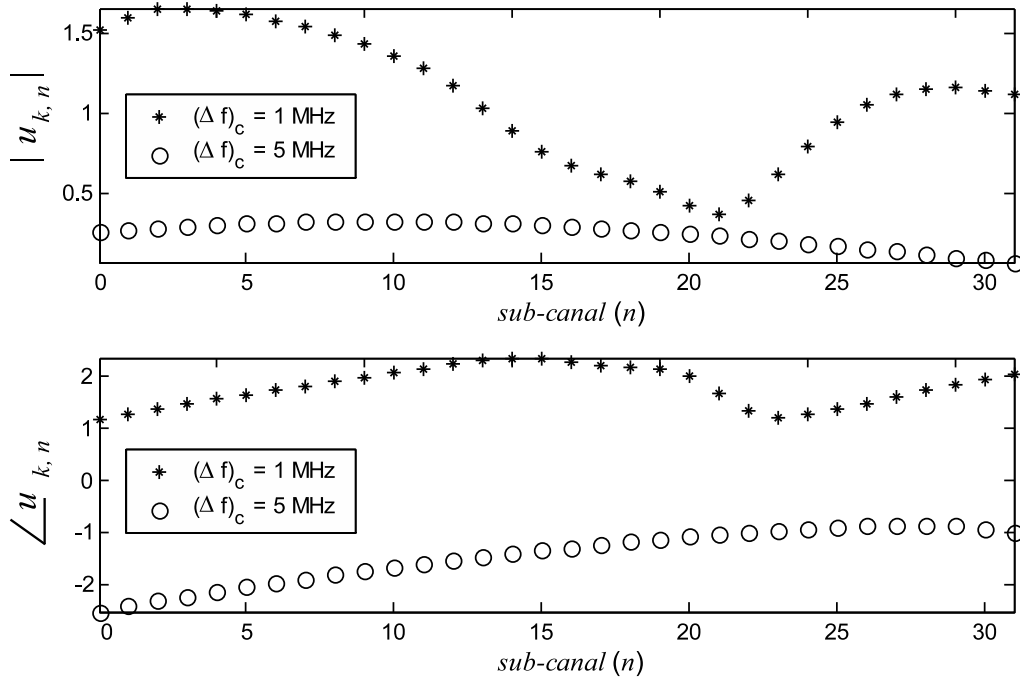


Fig. 1. Módulo e fase dos coeficientes.

um para cada uma das  $N$  subportadoras. A correlação dos desvanecimentos entre os sub-canais depende da banda de coerência do canal e do espaçamento de frequência usado no processo de modulação.

Adotando-se valor médio quadrático do espalhamento de multipercurso do canal,  $\tau_{RMS} = \frac{1}{2\pi \cdot (\Delta f)_c}$ , com  $(\Delta f)_c$  representando a banda de coerência do canal e assumindo-se um perfil de atraso-potência exponencialmente decrescente, a função de correlação complexa entre a  $n$ -ésima e a  $m$ -ésima subportadora do canal pode ser dada por, [9]:

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

onde  $j = \sqrt{-1}$ . Na equação (1) considerou-se, adicionalmente, potência unitária do sinal e espaçamento constante entre subportadoras adjacentes, dado por  $\Delta f$ . Em um canal *Rayleigh*, as componentes em fase e quadratura são variáveis aleatórias *Gaussianas*. O modelo de canal para o  $k$ -ésimo usuário consiste em um vetor  $\mathbf{u}_k = [u_{k,0}, u_{k,1}, \dots, u_{k,N-1}]^T$  com  $N$  componentes correlacionadas. O elemento  $u_{k,n}$  corresponde ao efeito de canal introduzido na  $n$ -ésima subbanda do  $k$ -ésimo usuário. Um método para gerar  $\mathbf{u}_k$  consiste em definir um vetor  $\mathbf{g}_k = [g_{k,0}, g_{k,1}, \dots, g_{k,N-1}]^T$  com  $N$  componentes complexas *Gaussianas* com média 0 e variância  $\frac{1}{2}$ , independentes e identicamente distribuídas (i.i.d), tal que, [10]:

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

onde  $\mathbf{A}$  é uma matriz  $N \times N$  dada por:

$$\mathbf{A} = \mathbf{V} \cdot \sqrt{\mathbf{Z}}, \quad (3)$$

onde  $\mathbf{V}$  e  $\mathbf{Z}$  representam, respectivamente, a matriz cujas colunas são formadas pelos autovetores da matriz de correlação  $\Phi_{\mathbf{u}} = [\Phi_{n,m}]$  obtida pela equação (1) e a matriz diagonal formada pelos autovalores de  $\Phi_{\mathbf{u}}$ .

Em suma, para gerar o vetor  $\mathbf{u}_k$  de coeficientes do canal multiportadora, basta criar um vetor aleatório *Gaussiano* complexo  $\mathbf{g}_k$  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  $\mathbf{A}$ . Um outro método para geração de amostras de canal correlacionadas, baseado na decomposição de *Cholesky*, é apresentado em [11].

A Figura 1 ilustra um exemplo do modelo de canal gerado para  $\Delta f = 100 \text{ kHz}$  e  $N = 32$ . Note que, quanto maior a banda de coerência do canal, maior o grau de correlação entre dois sub-canais.

### III. SISTEMA MC-CDMA PROPOSTO

No esquema MC-CDMA, um mesmo símbolo com duração  $T_s$  é transmitido em  $N$  ramos paralelos. Em cada ramo, multiplica-se um *chip* da seqüência de espalhamento  $\mathbf{c}_k(t) = [c_{k,0}, c_{k,1}, \dots, c_{k,N-1}]$  de comprimento  $N$ , caracterizando o espalhamento no domínio da frequência. Os resultados dessas multiplicações modulam diferentes subportadoras ortogonais separadas por  $1/T_s \text{ Hz}$ . Para reproduzir os efeitos do canal no domínio da frequência, o modelo de canal multiportadora é introduzido no transmissor logo após o espalhamento espectral. A figura 2 ilustra o esquema de transmissão para o sistema proposto considerando o usuário  $k$ .

A figura 3 representa um esboço do espectro do sinal transmitido em um sistema MC-CDMA. Há uma sobreposição lateral dos lóbulos de frequência adjacentes, resultando em um ganho efetivo na taxa total de transmissão.

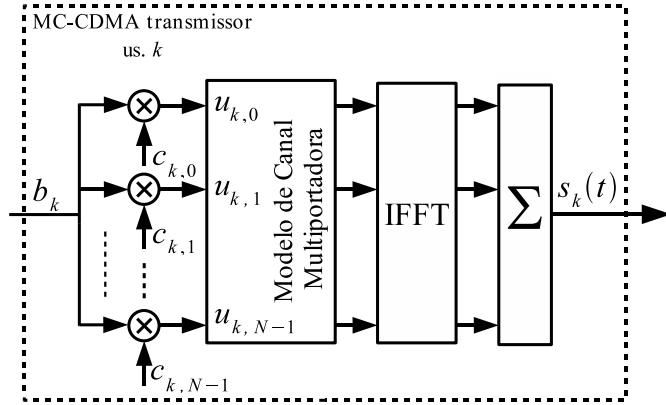


Fig. 2. Transmissão no sistema MC-CDMA.

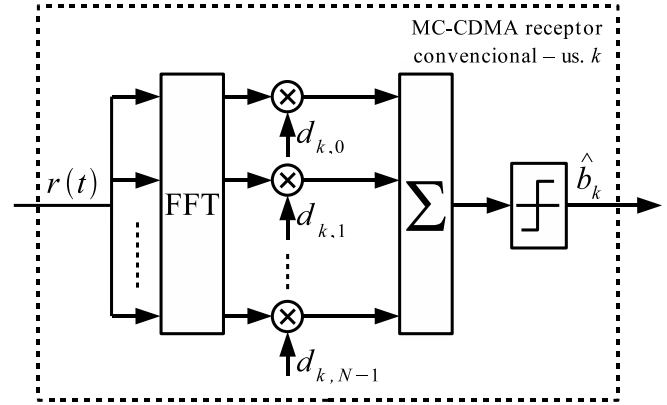


Fig. 4. Recepção convencional no sistema MC-CDMA.

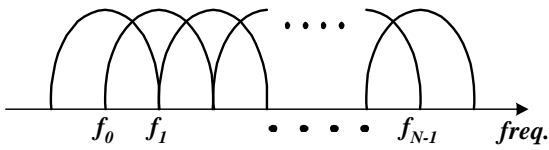


Fig. 3. Espectro do sinal MC-CDMA transmitido com sobreposição de 50% das sub-bandas.

O sinal recebido correspondente ao  $k$ -ésimo usuário em um sistema com população de  $K$  usuários é dado por:

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{2P}{N}} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n_1=0}^{N-1} b_k(i) \cdot \beta_{k,n_1} \cdot c_{k,n_1} \cdot u_{k,n_1}(t - iT_s - \zeta_k) \cdot \cos(\omega_{n_1} t + \phi_{k,n_1}) + \eta(t), \quad (4)$$

onde  $P$  é a potência do sinal transmitido,  $b_k(i)$ , o  $i$ -ésimo símbolo de informação,  $\beta_{k,n_1}$  ( $\beta_{k,n_1} = |u_{k,n_1}|$ ), a distorção em amplitude imposta pelo canal,  $\omega_{n_1} = \omega_c + 2\pi \left(\frac{n_1}{T_s}\right)$ , a frequência de transmissão da  $n_1$ -ésima subportadora;  $\omega_c$  representa a frequência da portadora (responsável por levar o sinal à banda-passante) e  $\eta(t)$ , o ruído AWGN (*Additive White Noise*) com densidade espectral de potência dada por  $N_0/2$ . O termo  $\phi_{k,n_1}$  é dado por:

$$\phi_{k,n_1} = \theta_k + \varphi_{k,n_1} - \omega_{n_1} \zeta_k, \quad (5)$$

com  $\theta_k$  representando a fase atribuída ao  $k$ -ésimo usuário,  $\zeta_k$ , o atraso do  $k$ -ésimo usuário, uniformemente distribuído (u.d.) no intervalo  $[0, T_s]$  e  $\varphi_{k,n_1}$  ( $\varphi_{k,n_1} = \angle u_{k,n_1}$ ), a distorção de fase introduzida pelo canal, u.d. em  $[0, 2\pi)$ .

A figura 4 ilustra o esquema de recepção convencional para o usuário  $k$ . O termo  $d_{k,n}$  representa o ganho da  $n$ -ésima portadora do  $k$ -ésimo usuário e depende da regra de combinação escolhida [3], [12].

Na recepção foram consideradas estimativas perfeitas para os parâmetros de canal. A regra de combinação adotada foi a MRC (*Maximum Ratio Combining*), de forma que:

$$d_{k,n} = c_{k,n} \cdot \hat{\rho}_{k,n}^*, \quad (6)$$

onde  $\hat{\rho}_{k,n}^*$  (nesse caso  $\hat{\rho}_{k,n} = u_{k,n}$ ) representa o conjugado do coeficiente complexo de canal estimado para a  $n$ -ésima subportadora do  $k$ -ésimo usuário.

O atraso entre os usuários também foi considerado perfeitamente estimado. Sem perda de generalidade, o usuário  $k$  é assumido como o de interesse. Assim, a variável de decisão para esse usuário é dada por:

$$Z_k = \sum_{n_2=0}^{N-1} d_{k,n_2} \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t) \cdot \cos(\omega_{n_2} t + \phi_{k,n_2}) dt \quad (7)$$

A variável  $Z_k$  pode ser dividida em três partes:

$$Z_k = D_k + \mathcal{N}_k + \mathcal{I}_k, \quad (8)$$

onde  $D_k$  representa a informação desejada,  $\mathcal{N}_k$ , o ruído AWGN e  $\mathcal{I}_k$ , a interferência dos demais usuários. Considerando modulação BPSK com  $b_k(0) = 1$ , tem-se:

$$D_k = \sqrt{\frac{P}{2N}} \cdot \sum_{n_1=0}^{N-1} d_{k,n_1} \cdot c_{k,n_1} \cdot \beta_{k,n_1} \quad (9)$$

$$\mathcal{N}_k = \sum_{n_1=0}^{N-1} d_{k,n_1} \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \eta(t) \cdot \cos(\omega_{n_1} t + \phi_{k,n_1}) dt \quad (10)$$

$$\mathcal{I}_k = \sqrt{\frac{P}{2N}} \sum_{n_2=0}^{N-1} d_{k,n_2} \cdot \frac{1}{T_s} \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{n_1=0}^{N-1} \left[ \int_0^{\zeta_k} b_k(-1) \cdot \beta_{k,n_1} \cdot c_{k,n_1} \cdot \cos(\omega_{n_2} t + \phi_{k,n_2}) \cdot \cos(\omega_{n_1} t + \phi_{k,n_1}) dt + \int_{\zeta_k}^{T_s} b_k(0) \cdot \beta_{k,n_1} \cdot c_{k,n_1} \cdot \cos(\omega_{n_2} t + \phi_{k,n_2}) \cdot \cos(\omega_{n_1} t + \phi_{k,n_1}) dt \right] \quad (11)$$

O receptor multi-usuário MC-CDMA-PIC proposto para o  $k$ -ésimo usuário é ilustrado na figura 5. O estágio 0 (stg  $p = 0$ ) representa a recepção convencional apresentada na figura 4. Os estágios 1 (stg  $p = 1$ ) e 2 (stg  $p = 2$ ) representam o primeiro e o segundo estágios de cancelamento PIC, respectivamente. Nesse esquema, o símbolo de informação estimado em um estágio anterior é usado para reconstruir a MAI a ser cancelada no estágio atual. Em todos os  $p$  estágios de cancelamento

foram consideradas decisões abruptas (*hard decision*) para estimar os símbolos transmitidos. O termo  $\hat{b}_k^p$ ,  $p = 0, 1, 2$ , representa a informação recuperada do  $k$ -ésimo usuário no  $p$ -ésimo estágio PIC, dada por:

$$\hat{b}_k^p = \text{sign}(Z_k^p), \quad (12)$$

onde  $\text{sign}(\cdot)$  representa a função sinal e  $Z_k^p$ , a variável de decisão para o  $k$ -ésimo usuário no  $p$ -ésimo estágio PIC, dada por:

$$Z_k^p = \sum_{n_2=0}^{N-1} d_{k,n_2} \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (r(t) - MAI_k^p(t)) \cdot \cos(\omega_{n_2} t + \phi_{k,n_2}) dt \quad (13)$$

Teoricamente, a MAI reconstruída para o  $k$ -ésimo usuário que será subtraída do sinal recebido no  $p$ -ésimo estágio PIC,  $MAI_k^p(t)$ , é representada por:

$$MAI_k^p(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{2P}{N}} \sum_{k'=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{b}_{k'}^{p-1}(i) \cdot \beta_{k',n} \cdot c_{k',n} \cdot u_{T_s}(t - iT_s - \zeta_{k'}) \cdot \cos(\omega_n t + \phi_{k',n}) + \eta(t), \quad (14)$$

Na prática, se as estimativas forem confiáveis, a variância de  $Z_k^p$  tende a ser menor com o aumento do número de estágios, o que reduz a probabilidade de erro do sistema. Considerando uma aproximação *Gaussiana* para a MAI, a probabilidade de erro de bit para o  $k$ -ésimo usuário no  $p$ -ésimo estágio de cancelamento é dada pela seguinte expressão:

$$Pe_k^p = Q\left(\frac{D_k}{\sqrt{\text{Var}[N_k] + \text{Var}[I_k^p]}}\right), \quad (15)$$

onde  $I_k^p$  é a parcela de  $Z_k^p$  correspondente à interferência de múltiplo acesso. A probabilidade de erro de bit média considerando os  $K$  usuários do sistema no  $p$ -ésimo estágio de cancelamento é dada por:

$$Pe^p = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} Pe_k^p \quad (16)$$

Na equação (15), o termo  $\text{Var}[N_k]$  é dado por:

$$\text{Var}[N_k] = \frac{N_0}{4 \cdot T_s} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} d_{k,n}^2 \quad (17)$$

#### IV. SIMULAÇÕES

O sistema MC-CDMA-PIC foi simulado para o enlace reverso. Modulação BPSK foi considerada com  $N = 32$  subportadoras e  $\Delta f = 100kHz$ . A discrepância de potência entre os usuários não foi levada em conta, ou seja, adotou-se controle perfeito de potência. Empregou-se o conjunto de seqüências de espalhamento de *Walsh-Hadamard* com comprimento 32 e o atraso entre os usuários foi considerado uniformemente distribuído no intervalo  $[0, T_s]$ .

Ao contrário dos outros esquemas MC-CDMA associando PIC presentes na literatura, [7], [8], o desempenho do sistema foi obtido para um modelo de canal com desvanecimentos correlacionados na frequência, segundo o apresentado na seção

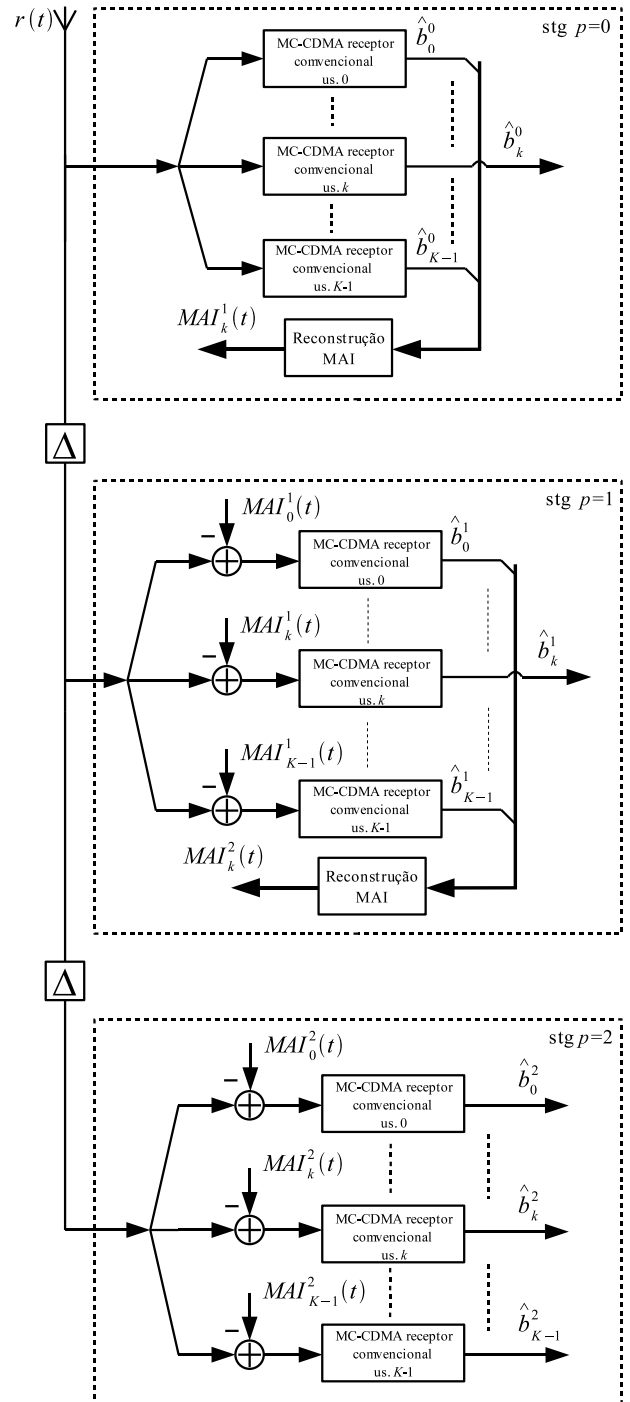
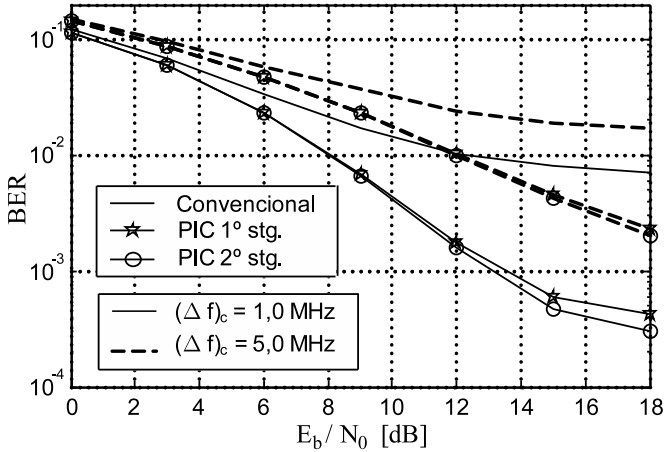
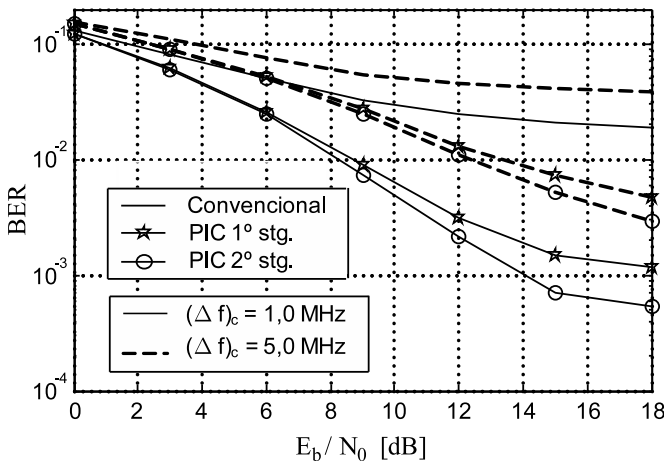


Fig. 5. Sistema MC-CDMA-PIC proposto.

II. Dois canais diferentes foram considerados com bandas de coerência dadas por  $(\Delta f)_c = 1,0$  e  $5,0MHz$ . Como já salientado, foram assumidas estimativas perfeitas de canal ( $\hat{\rho}_k^i = u_k^i$ ), assim como do atraso entre os usuários.

O método de simulação Monte Carlo foi adotado e o desempenho do sistema foi obtido em termos de probabilidade de erro de bit, BER (*bit error rate*), variando a relação  $E_b/N_0$ . As figuras 6 a 8 sintetizam resultados de desempenho representativos para o sistema MC-CDMA-PIC, obtidos para  $k = 4, 8$  e  $16$  usuários, respectivamente.

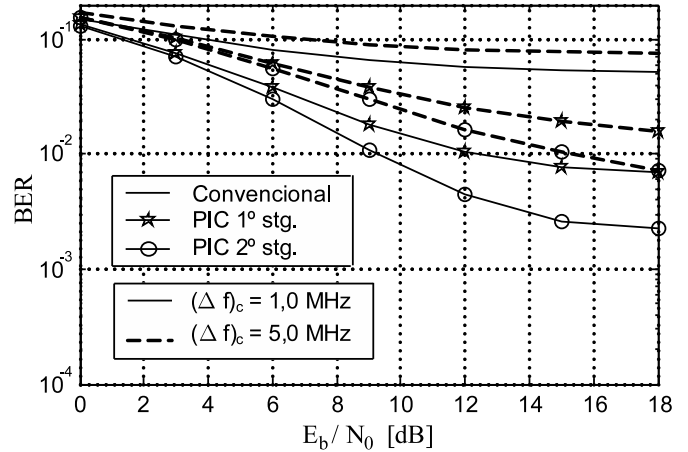
Fig. 6. Desempenho do sistema para  $K = 4$  usuários.Fig. 7. Desempenho do sistema para  $K = 8$  usuários.

Note-se que a BER média do sistema será tão menor quanto menor for a banda de coerência do canal (neste caso  $(\Delta f)_c = 1 \text{ MHz}$ ), pois quanto maior a seletividade em frequência, maior o ganho de diversidade. Adicionalmente, pode-se verificar que o esquema PIC produz uma melhoria significativa no desempenho do sistema, mostrando que o mesmo é seriamente afetado pela MAI. Outra observação importante é que a diferença entre os desempenhos com um e dois estágios de cancelamento PIC é mais visível na condição de alto carregamento, onde a interferência de múltiplo acesso torna-se predominante.

A adoção de técnicas de decisão suave (*soft decision*) ao invés de abrupta nos estágios intermediários de cancelamento de interferência, tais como zona nula e tangente hiperbólico, pode melhorar ainda mais o desempenho alcançado pelo sistema MC-CDMA-PIC em canais com desvanecimentos correlacionados, como aqui analisados.

## V. CONCLUSÕES

Neste trabalho analisou-se, através do método de simulação Monte Carlo, o desempenho de um sistema MC-CDMA com cancelamento de interferência paralelo de 2 estágios com decisão abrupta nos estágios intermediários considerando o

Fig. 8. Desempenho do sistema para  $K = 16$  usuários.

enlace reverso e um modelo de canal com desvanecimentos correlacionados na frequência. Os resultados obtidos mostram que o efeito da MAI no enlace reverso degrada o desempenho do sistema, tornando necessária a utilização de alguma técnica de recepção multi-usuário.

A estrutura MC-CDMA-PIC proposta produz uma melhora considerável no desempenho. Quando o número de usuários é grande, dois estágios PIC são recomendados. Devido à maior seletividade em frequência, a probabilidade de erro é menor quando se considera o canal com  $(\Delta f)_c = 1 \text{ MHz}$ .

## REFERÊNCIAS

- [1] P. Jung, P. W. Baier and A. Stell, "Advantages of CDMA and Spread Spectrum Techniques over FDMA and TDMA in Cellular Mobile Radio Applications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 42, pp. 357-364, August 1993.
- [2] 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.
- [3] R. Prasad; S. Hara, "An Overview of Multi-Carrier CDMA", *IEEE Communications Magazine*, pp. 126-133, December 1997.
- [4] N. Yee, J. P. Linnartz and G. Fettweis, "Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks", in *Proc. PIMRC '93*, Yokohama, Japan, pp. 109-113, September 1993.
- [5] V. M. DaSilva and E. S. Sousa, "Performance of Orthogonal CDMA Codes for Quasi-Synchronous Communication Systems", in *Proc. of IEEE ICUP '93*, Ottawa, Canada, pp. 995-999, October 1993.
- [6] L. Vandendorpe, "Multitone Direct Sequence CDMA System in an Indoor Wireless Environment", in *Proc. First IEEE Benelux Symp. on Comm. & Vehic. Techn.*, Delft, The Netherlands, October 1993.
- [7] H. K. Park, E. B. Kim, Y. W. Lee and K. H. Tchah, "Multi-carrier CDMA System with Parallel Interference Cancellation for Multipath Fading Channels", in *Proc. PIRMRC '98*, pp. 513-517, September 1998.
- [8] T. Hesse and W. Schulz, "Parallel Interference Cancellation Applied to an Asynchronous MC-CDMA system", in *Vehicular Technology Conference - VTC*, vol. 2, pp. 689-693, May 2002.
- [9] N.C. Beaulieu and M.L. Merani, "Efficient Simulation of Correlated Diversity Channels", in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference WCNC*, pp. 207-210, September 2000.
- [10] B. A. Angélico, P. J. E. Jeszensky e T. Abrão, "Desempenho de um Sistema MC-CDMA em Canal com Desvanecimentos Rayleigh Correlacionados na Frequência", *Revista Científica Periódica - Telecomunicações - INATEL*, vol. 6, pp. 1-8, Dezembro 2003.
- [11] B. Natarajan, C. R. Nassar and V. Chandrasekhar, "Generation of Correlated Rayleigh Fading Envelopes for Spread Spectrum Applications", *IEEE Communications Letters*, vol. 4, pp. 9-11, January 2000.
- [12] F. Kleer, S. Hara and 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.