

Projeto de Seqüências para Sistemas QS-CDMA Multitaxa MPG

André S. R. Kuramoto, Paul Jean E. Jeszensky e Taufik Abrão

Resumo— Este trabalho considera um sistema QS-CDMA com taxa de dados variável do tipo MPG e recepção Rake em canal com desvanecimento multipercurso. É derivada uma expressão analítica para o cálculo da relação sinal-ruído-interferência (SNIR) na saída de um correlacionador do receptor Rake. Utilizando um algoritmo de otimização combinatoria para maximizar a SNIR, é obtida uma metodologia para seleção de seqüências para esse sistema.

Palavras-Chave— CDMA, *quasi-synchronous*, seqüência de espalhamento, otimização combinatoria.

Abstract— This work regards a QS-CDMA system with MPG variable data rate scheme and Rake reception in a multipath fading channel. It's obtained an analytic expression for the signal-to-noise plus interference ratio (SNIR) at the output of a correlator (*finger*) of the Rake receiver. Using a combinatorial optimization algorithm to maximize that SNIR, we get a methodology to select sequences for this system.

Keywords— CDMA, *quasi-synchronous*, spreading sequences, combinatorial optimization.

I. INTRODUÇÃO

Em um sistema CDMA quase síncrono (*quasi-synchronous* CDMA, QS-CDMA) os usuários transmitem em sincronismo com um sinal de referência. Em consequência, os atrasos entre os sinais recebidos dos usuários ativos estão confinados em um intervalo de tempo, o qual pode ser muito menor que o período de símbolo de informação dependendo da características do canal. Assim, todas as seqüências de espalhamento estarão quase sincronizadas e, portanto, a interferência de múltiplo acesso (*multiple access interference*, MAI) e a auto-interferência (*self-interference*, SI), as quais limitam o desempenho do sistema, podem ser substancialmente reduzidas escolhendo-se conjuntos de seqüências adequadas com boas propriedades de correlação.

Existem alguns trabalhos que sugerem seqüências que resultam em reduzidos valores de correlação para pequenos deslocamentos entre as seqüências [1] [2]. Na maioria destes trabalhos são estudadas funções de correlação entre seqüências de mesmo comprimento. Em sistemas que utilizam esquemas de taxa de dados variável (multitaxa) do tipo múltiplos ganhos de processamento (*multi-processing gain*, MPG) [3], as correlações envolvidas no processo de detecção e recuperação da informação transmitida são realizadas entre: (i) seqüências de mesmo comprimento, caso o usuário interferente utilize

a mesma taxa de dados do usuário de interesse; (ii) uma seqüência e um trecho de outra seqüência de comprimento maior, caso o usuário interferente utilize taxa de dados menos elevada que o usuário de interesse; (iii) uma seqüência e alguns períodos de outra seqüência de comprimento menor, caso o usuário interferente utilize taxa de dados mais elevada que o usuário de interesse. Nos dois últimos casos, as propriedades de correlação, na maioria das vezes não são conhecidas totalmente, mesmo na condição de pequenos deslocamentos entre seqüências. Para otimizar um sistema multitaxa do tipo MPG em termos de desempenho, os três casos apontados devem ser considerados. Existem poucos trabalhos sobre seleção de seqüências de espalhamento para este sistema, sendo que a maioria discute o problema para o caso síncrono (canal direto). Especificamente para sistemas QS-CDMA encontra-se apenas a referência [4], onde a modelagem do sistema considera canais de percurso único e sem desvanecimentos. Dessa forma, não há SI e, conseqüentemente, as autocorrelações entre as seqüências de espalhamento não são consideradas.

O método de otimização de seqüências para MPG apresentado neste trabalho consiste na procura por seqüências que resultam na maximização do parâmetro relação sinal-ruído-interferência (*signal-to-noise plus interference ratio*, SNIR), o qual está intimamente relacionado com o desempenho do sistema. Considerar-se-á canais com desvanecimento multipercurso e, adicionalmente, receptor Rake. Observe-se que em canal com desvanecimento multipercurso não é razoável minimizar simplesmente a interferência na saída do correlacionador, como em [4], pois os componentes multipercurso sofrem atenuações distintas e, portanto, as interferências de múltiplo acesso MAI e SI podem ser mais significativas na saída de um correlacionador do Rake do que em outro. Maximizando-se a SNIR, indiretamente a MAI e a SI são minimizadas diferentemente para cada componente multipercurso, ou seja, componentes multipercurso mais atenuados tenderão a ter MAI e SI menos elevadas e componentes multipercurso menos atenuados tenderão a ter MAI e SI mais elevadas de forma que a SNIR é maximizada para ambos. Dessa forma, além da minimização da MAI e da SI, há também um melhor aproveitamento da diversidade Rake.

A seguir na seção II, será apresentada a modelagem do sistema e caracterizadas a MAI e a SI. Serão também calculadas as potências da MAI e da SI na saída de um correlacionador do Rake e, então, apresentada uma expressão para a SNIR do sistema modelado. A seção III apresenta a metodologia utilizada para a seleção de seqüências. Alguns resultados numéricos são apresentados na seção IV e as conclusões pertinentes são resumidas na seção V.

André S. R. Kuramoto e Paul Jean E. Jeszensky, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Telecomunicações e Controle, São Paulo, Brasil, E-mails: kuramoto@lcs.poli.usp.br, pj@lcs.poli.usp.br.

Taufik Abrão, Universidade Estadual de Londrina, Departamento de Engenharia Elétrica, Londrina, Brasil, E-mail: taufik@uel.br

II. MODELAGEM DO SISTEMA

Considera-se um sistema de comunicação móvel multitaxa do tipo MPG que oferece n taxas de dados distintas. Cada taxa de dados R_i é oferecida por meio de um serviço i . Em cada serviço i existem U_i usuários ativos. O sinal transmitido pelo k -ésimo usuário do serviço i é dado por:

$$s_{k,i}(t) = \sqrt{2P_i} b_{k,i}(t) c_{k,i}(t) \cos(\omega_c t) \quad (1)$$

onde P_i é a potência dos sinais transmitidos pelos usuários do serviço i ; $b_{k,i}(t)$ é o sinal de informação modulada em BPSK e $c_{k,i}(t)$ o sinal relativo à seqüência de espalhamento dado por:

$$c_{k,i}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} p(t - mT_c) \underline{c}_{k,i,m} \quad (2)$$

onde $\underline{c}_{k,i,m} = c_{k,i,m(\text{mod } N_i)} \in \{-1; 1\}$ é o m -ésimo chip da seqüência de comprimento N_i utilizada pelo k -ésimo usuário do serviço i ; T_c é o período de chip; $p(t)$ é a formatação de pulso retangular de amplitude unitária no intervalo $[0; T_c)$ e zero fora. O sinal recebido na estação rádio base será:

$$r(t) = \sum_{j=1}^n \sum_{u=1}^{U_j} \sum_{\mathcal{L}=1}^L \alpha_{\mathcal{L}}(t) s_{u,j}(t - \tau_{u,j,\mathcal{L}}) + n(t) \quad (3)$$

onde $\alpha_{\mathcal{L}}(t)$ representa o ganho do canal para o componente multipercurso \mathcal{L} ; $\tau_{u,j,\mathcal{L}}$ é o atraso absoluto do \mathcal{L} -ésimo componente multipercurso do u -ésimo usuário do serviço j e $n(t)$ é o ruído branco aditivo Gaussiano (*additive white gaussian noise*, AWGN).

Considerado o ganho de canal constante no período de símbolo de informação, tem-se $\alpha_{\mathcal{L}}(t) = \alpha_{\mathcal{L}}$ para $0 \leq t < T_i$, onde T_i é o período de símbolo de informação do usuário que utiliza o serviço i . Assim, a saída do ℓ -ésimo correlacionador do k -ésimo usuário do serviço i , analisada apenas em um símbolo de informação, será:

$$z_{k,i,\ell} = \sqrt{\frac{P_i}{2}} \alpha_{\mathcal{L}} T_i b_{k,i}^{(0)} + I_{k,i,\ell} + S I_{k,i,\ell} + n_{k,i,\ell}(t) \quad (4)$$

onde o primeiro termo representa o sinal de interesse, o segundo a MAI, o terceiro a SI e o último o AWGN processado; $b_{k,i}^{(0)} \in \{-1; 1\}$ é a informação de interesse. Sem perda de generalidade, considerou-se o símbolo de informação de interesse com início no instante $t = 0$.

A MAI sobre o ℓ -ésimo correlacionador do k -ésimo usuário do serviço i será:

$$I_{k,i,\ell} = \sum_{j=1}^n \sum_{\substack{u=1, \\ u \neq k \\ \text{qnd } j=i}}^{U_j} \sum_{\mathcal{L}=1}^L \sqrt{\frac{P_j}{2}} \alpha_{\mathcal{L}} \cdot \int_0^{T_i} b_{u,j}(t - \tau_{u,j,\mathcal{L}}) c_{u,j}(t - \tau_{u,j,\mathcal{L}}) c_{k,i}(t) dt \cos(\varphi_{u,j,\mathcal{L}}) \quad (5)$$

onde $\tau_{u,j,\mathcal{L}} = \tau_{u,j,\mathcal{L}} - \tau_{k,i,\ell}$ é o atraso relativo entre o sinal de interesse (sinal do ℓ -ésimo componente multipercurso do k -ésimo usuário do serviço i) e o sinal interferente (sinal do \mathcal{L} -ésimo componente multipercurso do u -ésimo usuário do serviço j); $\varphi_{u,j,\mathcal{L}} = \phi_{u,j,\mathcal{L}} - \phi_{k,i,\ell}$, com $\phi_{k,i,\ell} = \omega_c \tau_{k,i,\ell}$, é a

fase relativa das portadoras do sinal de interesse e o sinal interferente. Os termos que correspondem ao atraso relativo e à fase relativa não possuem os índices do sinal de interesse para simplificar a notação.

Será considerada a fase relativa $\varphi_{u,j,\mathcal{L}}$ com função densidade de probabilidade (*probability density function*, *pdf*) uniforme definida no intervalo $[0; 2\pi)$ e o atraso relativo $\tau_{u,j,\mathcal{L}}$ com *pdf* uniforme definida no intervalo $[-\tau_{\max} + \gamma_{\mathcal{L}}; \tau_{\max} + \gamma_{\mathcal{L}}]$, onde $\gamma_{\mathcal{L}} = \Delta_{\mathcal{L}} - \Delta_{\ell}$ e τ_{\max} é o erro máximo de sincronismo, dado pela maior diferença entre os atrasos dos \mathcal{L} -ésimos componentes multipercurso de dois usuários ($\tau_{\max} = \max_{k,u,i,\mathcal{L}} \{|\tau_{k,i,\mathcal{L}} - \tau_{u,i,\mathcal{L}}|\}$). As variáveis Δ_{ℓ} assumem apenas valores positivos e múltiplos de T_c e representam os atrasos dos componentes multipercurso dado um perfil atraso-potência determinístico. Observe-se que $\gamma_{\mathcal{L}}$ também não possui o índice do componente multipercurso de interesse para simplificar a notação. Considera-se também, os símbolos de informação $b = -1$ e $b = 1$ equiprováveis.

Analogamente à MAI, a SI sobre o ℓ -ésimo correlacionador do k -ésimo usuário do serviço i será:

$$S I_{k,i,\ell} = \sum_{\mathcal{L}=1, \mathcal{L} \neq \ell}^L \sqrt{\frac{P_i}{2}} \alpha_{\mathcal{L}} \cdot \int_0^{T_i} b_{k,i}(t - \tau_{k,i,\mathcal{L}}) c_{k,i}(t - \tau_{k,i,\mathcal{L}}) c_{k,i}(t) dt \cos(\varphi_{k,i,\mathcal{L}}) \quad (6)$$

O AWGN processado para o ℓ -ésimo correlacionador do k -ésimo usuário do serviço i é dado por:

$$n_{k,i,\ell}(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \underline{c}_{k,i,m} \int_{mT_c}^{(m+1)T_c} n(t) \cos(\omega_c t - \phi_{k,i,\ell}) dt \quad (7)$$

Será calculada a relação sinal-ruído-interferência (SNIR) na saída do ℓ -ésimo correlacionador do k -ésimo usuário do serviço i :

$$SNIR_{k,i,\ell} = \frac{\text{potência do sinal de interesse}}{\text{potência da MAI, da SI e do AWGN processado}} \quad (8)$$

onde a potência do sinal de interesse será:

$$\mathbb{E}_{\alpha} \left\{ \left(\sqrt{\frac{P_i}{2}} \alpha_{\mathcal{L}} T_i b_{k,i}^{(0)} \right)^2 \right\} = \frac{P_i}{2} T_i^2 \mathbb{E}_{\alpha} \{ \alpha_{\mathcal{L}}^2 \} \quad (9)$$

A potência do AWGN processado será:

$$\mathbb{E} \{ (n_{k,i,\ell}(t))^2 \} = \frac{N_0 T_i}{4} \quad (10)$$

Como φ , b , τ e α são variáveis aleatórias independentes, a potência da MAI e da SI sobre o ℓ -ésimo correlacionador do k -ésimo usuário do serviço i serão:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{\varphi,b,\tau,\alpha} \{ (I_{k,i,\ell})^2 \} &= \mathbb{E}_{\alpha} \left\{ \mathbb{E}_{\tau} \left\{ \mathbb{E}_b \left\{ \mathbb{E}_{\varphi} \left\{ (I_{k,i,\ell})^2 \right\} \right\} \right\} \right\} \\ \mathbb{E}_{\varphi,b,\tau,\alpha} \{ (S I_{k,i,\ell})^2 \} &= \mathbb{E}_{\alpha} \left\{ \mathbb{E}_{\tau} \left\{ \mathbb{E}_b \left\{ \mathbb{E}_{\varphi} \left\{ (S I_{k,i,\ell})^2 \right\} \right\} \right\} \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

Inicialmente, será calculada a potência da MAI, a qual pode ser reescrita como:

$$I_{k,i,\ell} = \sum_{j=1}^n \sum_{\substack{u=1, \\ u \neq k \\ \text{qnd } j=i}}^{U_j} \sum_{\mathcal{L}=1}^L \sqrt{\frac{P_j}{2}} \alpha_{\mathcal{L}} J_{u,j,\mathcal{L}} \cos(\varphi_{u,j,\mathcal{L}}) \quad (12)$$

onde:

$$\begin{aligned} J_{u,j,\mathcal{L}} &= \int_0^{T_i} b_{u,j}(t - \tau_{u,j,\mathcal{L}}) c_{u,j}(t - \tau_{u,j,\mathcal{L}}) c_{k,i}(t) dt \\ &= \sum_{q=0}^{M-1} \left(b_{u,j}^{(-1)} \mathcal{R}_{u,k^{(q)}}(\tau_{u,j,\mathcal{L}}) + b_{u,j}^{(0)} \tilde{\mathcal{R}}_{u,k^{(q)}}(\tau_{u,j,\mathcal{L}}) \right) \end{aligned} \quad (13)$$

com $M = \frac{T_i}{T_j}$; $b_{u,j}^{(-1)}$ e $b_{u,j}^{(0)}$ são as informações do usuário interferente que participam da integração. As funções $\mathcal{R}_{u,k^{(q)}}(\tau_{u,j,\mathcal{L}})$ e $\tilde{\mathcal{R}}_{u,k^{(q)}}(\tau_{u,j,\mathcal{L}})$ são definidas como:

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_{u,k^{(q)}}(\tau) &= \int_{q\frac{T_j}{M}}^{q\frac{T_j}{M} + \tau} c_{u,j}(t - \tau) c_{k^{(q)},i}(t) dt \\ \tilde{\mathcal{R}}_{u,k^{(q)}}(\tau) &= \int_{q\frac{T_j}{M} + \tau}^{(q+1)\frac{T_j}{M}} c_{u,j}(t - \tau) c_{k^{(q)},i}(t) dt \end{aligned} \quad (14)$$

onde $c_{k^{(q)},i}(t)$ é o sinal relativo ao trecho de seqüência $\mathbf{c}_{k^{(q)}} = \{c_{k,q\frac{N}{M}}, c_{k,q\frac{N}{M}+1}, \dots, c_{k,(q+1)\frac{N}{M}-1}\}$ da seqüência de espalhamento $\mathbf{c}_k = \{\mathbf{c}_{k^{(0)}}, \mathbf{c}_{k^{(1)}}, \dots, \mathbf{c}_{k^{(q)}}, \dots, \mathbf{c}_{k^{(M-1)}}\}$ utilizada pelo k -ésimo usuário do serviço i .

Realizando a média nas variáveis $\varphi_{u,j,\mathcal{L}}$, $b_{u,j}$, $\tau_{u,j,\mathcal{L}}$:

$$\mathbb{E}_\tau \left\{ \mathbb{E}_\varphi \left\{ (I_{k,i,\ell})^2 \right\} \right\} = \sum_{j=1}^n \sum_{\substack{u=1, \\ u \neq k \\ \text{qnd } j=i}}^{U_j} \sum_{\mathcal{L}=1}^L \frac{P_j}{4} \alpha_{\mathcal{L}}^2 \mathbb{E}_\tau \left\{ \mathbb{E}_b \left\{ J_{u,j,\mathcal{L}}^2 \right\} \right\} \quad (15)$$

Para os próximos passos do desenvolvimento, deve-se considerar 3 casos: (i) $T_i > T_j$: o período do símbolo de informação do usuário de interesse do serviço i , T_i , é maior que o período de informação dos usuários interferentes do serviço j , T_j ; (ii) $T_i < T_j$: caso contrário do anterior. (iii) $T_i = T_j$: os usuários interferentes estão utilizando o mesmo serviço do usuário de interesse, assim $i = j$ e $T_i = T_j$.

Considerando $T_i > T_j$, primeiro caso, tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{b,\tau} \left\{ J_{u,j,\mathcal{L}}^2 \right\} &= \mathbb{E}_\tau \left\{ \sum_{q=0}^{M-1} \left\{ \left(\mathcal{R}_{u,k^{(q)}}(\tau_{u,j,\mathcal{L}}) \right)^2 + \left(\tilde{\mathcal{R}}_{u,k^{(q)}}(\tau_{u,j,\mathcal{L}}) \right)^2 \right\} \right\} \\ &= \sum_{q=0}^{M-1} \int_{-\tau_{\max} + \gamma_{\mathcal{L}}}^{\tau_{\max} + \gamma_{\mathcal{L}}} \frac{\left(\mathcal{R}_{u,k^{(q)}}(\tau_{u,j,\mathcal{L}}) \right)^2 + \left(\tilde{\mathcal{R}}_{u,k^{(q)}}(\tau_{u,j,\mathcal{L}}) \right)^2}{2\tau_{\max}} d\tau_{u,j,\mathcal{L}} \end{aligned} \quad (16)$$

Fazendo $-\tau_{\max} + \gamma_{\mathcal{L}}$ e $\tau_{\max} + \gamma_{\mathcal{L}}$ múltiplos de T_c , tem-se $\frac{-\tau_{\max} + \gamma_{\mathcal{L}}}{T_c} = \nu_1$ e $\frac{\tau_{\max} + \gamma_{\mathcal{L}}}{T_c} = \nu_2$ números inteiros. Como os sinais $c_{u,j}(t)$ são periódicos com período $N_j T_c$, tem-se que $\nu_1 \equiv \nu_1 \pmod{N_j}$ e $\nu_2 \equiv \nu_2 \pmod{N_j}$. Assim, pode-se reescrever (16) como:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_\tau \left\{ \mathbb{E}_b \left\{ J_{u,j,\mathcal{L}}^2 \right\} \right\} &= \sum_{q=0}^{M-1} \frac{1}{2\tau_{\max}} \sum_{m=\nu_1}^{\nu_2-1} \int_{(m \bmod N_j)T_c}^{((m \bmod N_j)+1)T_c} \left(\mathcal{R}_{u,k^{(q)}}(\tau_{u,j,\mathcal{L}}) \right)^2 + \left(\tilde{\mathcal{R}}_{u,k^{(q)}}(\tau_{u,j,\mathcal{L}}) \right)^2 d\tau_{u,j,\mathcal{L}} \end{aligned} \quad (17)$$

Desenvolvendo a integral da expressão acima obtém-se:

$$\mathbb{E}_\tau \left\{ \mathbb{E}_b \left\{ J_{u,j,\mathcal{L}}^2 \right\} \right\} = \sum_{q=0}^{M-1} \frac{1}{2\tau_{\max}} \sum_{m=\nu_1}^{\nu_2-1} \rho_{u,k^{(q)}}(m \bmod N) \quad (18)$$

onde:

$$\begin{aligned} \rho_{u,k^{(q)}}(m) &= \frac{T_c^3}{3} \left(C_{u,k^{(q)}}(m - N + 1) C_{u,k^{(q)}}(m - N) + \right. \\ &+ C_{u,k^{(q)}}(m + 1) C_{u,k^{(q)}}(m) + C_{u,k^{(q)}}^2(m - N) + C_{u,k^{(q)}}^2(m) + \\ &+ C_{u,k^{(q)}}^2(m - N + 1) + C_{u,k^{(q)}}^2(m + 1) \left. \right) \end{aligned} \quad (19)$$

e

$$C_{u,k^{(q)}}(d) = \begin{cases} \sum_{v=0}^{N-d-1} c_{u,v} c_{k^{(q)},v+d} & 0 \leq d \leq N-1 \\ \sum_{v=0}^{N+d-1} c_{u,v-d} c_{k^{(q)},v} & 1-N \leq d < 0 \\ 0 & |d| \geq N \end{cases} \quad (20)$$

com N igual ao comprimento das seqüências $\mathbf{c}_{k^{(q)}}$ e \mathbf{c}_u .

Então, a potência da MAI sobre o ℓ -ésimo correlacionador do k -ésimo usuário do serviço i para $T_i > T_j$ será:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{\alpha,\varphi,b,\tau} \left\{ (I_{k,i,\ell})^2 \right\} &= \sum_{j=1}^n \sum_{\substack{u=1, \\ u \neq k \\ \text{qnd } j=i}}^{U_j} \sum_{\mathcal{L}=1}^L \frac{P_j}{8\tau_{\max}} \mathbb{E}_\alpha \left\{ \alpha_{\mathcal{L}}^2 \right\} \cdot \\ &\cdot \sum_{q=0}^{M-1} \sum_{m=\nu_1}^{\nu_2-1} \rho_{u,k^{(q)}}(m \bmod N) \end{aligned} \quad (21)$$

Seja agora considerado o segundo caso, $T_i < T_j$. Observe-se que o valor médio quadrático da interferência causada por um usuário de baixa taxa sobre o de alta taxa é igual ao o valor médio quadrático da interferência causada pelo usuário de alta taxa sobre o de baixa taxa, dividido pela relação entre as potências e pelo número de símbolos de informação do usuário de alta taxa compreendidos no período de símbolo do usuário de baixa taxa.

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{\alpha,\varphi,b,\tau} \left\{ (I_{k,i,\ell})^2 \right\} &= \\ &= \mathbb{E}_{\alpha,\varphi,b,\tau} \left\{ (I_{u,j,\ell})^2 \right\} \cdot \frac{1}{P_i/P_j} \cdot M = \sum_{j=1}^n \sum_{\substack{u=1, \\ u \neq k \\ \text{qnd } j=i}}^{U_j} \sum_{\mathcal{L}} \cdot \\ &\cdot \frac{P_j M}{8\tau_{\max}} \mathbb{E}_\alpha \left\{ \alpha_{\mathcal{L}}^2 \right\} \sum_{q=0}^{1/M-1} \sum_{m=\nu_1}^{\nu_2-1} \rho_{u,k^{(q)}}(m \bmod N) \end{aligned} \quad (22)$$

com $M = \frac{T_j}{T_i}$.

Finalmente, para o ultimo caso, $T_i = T_j$, ou seja, $i = j$:

$$\mathbb{E}_{\alpha,\varphi,b,\tau} \left\{ (I_{k,i,\ell})^2 \right\} = \sum_{(u=1, u \neq k)}^{U_j} \sum_{\mathcal{L}} \frac{P_j}{8\tau_{\max}} \mathbb{E}_\alpha \left\{ \alpha_{\mathcal{L}}^2 \right\} \sum_{m=\nu_1}^{\nu_2-1} \rho_{u,k}(m \bmod N) \quad (23)$$

A expressão da potência da SI sobre o ℓ -ésimo correlacionador do k -ésimo usuário do serviço i é semelhante à expressão da potência da MAI do último caso considerado, pois o período do símbolo do usuário de interesse é igual ao período de símbolo de seus multipercursos (interferentes). Será calculada a potência da SI como em (11). Inicialmente, calcula-se $\mathbb{E}_{\varphi,b} \left\{ (S I_{k,i,\ell})^2 \right\}$, onde $S I_{k,i,\ell}$ é dado por (6):

$$\mathbb{E}_b \left\{ \mathbb{E}_\varphi \left\{ (S I_{k,i,\ell})^2 \right\} \right\} = \sum_{\mathcal{L}=1, \mathcal{L} \neq \ell}^L \frac{P_i}{4} \alpha_{\mathcal{L}}^2 \mathbb{E}_b \left\{ J_{k,i,\mathcal{L}}^2 \right\} \quad (24)$$

onde $J_{k,i,\mathcal{L}}$ é dado por:

$$\begin{aligned} J_{k,i,\mathcal{L}} &= \int_0^{T_i} b_{k,i}(t - \tau_{k,i,\mathcal{L}}) c_{k,i}(t - \tau_{k,i,\mathcal{L}}) c_{k,i}(t) dt \\ &= b_{k,i}^{(-1)} \mathcal{R}_{k,k}(\tau_{k,i,\mathcal{L}}) + b_{k,i}^{(0)} \tilde{\mathcal{R}}_{k,k}(\tau_{k,i,\mathcal{L}}) \end{aligned} \quad (25)$$

e as funções de correlação parcial são dadas por:

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_{k,k}(\tau) &= \int_0^\tau c_{k,i}(t - \tau) c_{k,i}(t) dt \\ \tilde{\mathcal{R}}_{k,k}(\tau) &= \int_\tau^{T_i} c_{k,i}(t - \tau) c_{k,i}(t) dt \end{aligned} \quad (26)$$

Assim:

$$\mathbb{E}_b \{ J_{k,i,\mathcal{L}}^2 \} = (\mathcal{R}_{k,k}(\tau_{k,i,\mathcal{L}}))^2 + (\tilde{\mathcal{R}}_{k,k}(\tau_{k,i,\mathcal{L}}))^2 \quad (27)$$

O perfil atraso-potência é determinístico e, portanto, $\tau_{k,i,\mathcal{L}} = \tau_{k,i,\ell} - \tau_{k,i,\mathcal{L}} = \Delta_\ell - \Delta_\mathcal{L}$ é uma constante e não uma variável aleatória. Adicionalmente, $\tau_{k,i,\mathcal{L}}$ assume apenas valores múltiplos de T_c , imposto pelo perfil atraso-potência do canal. Assim, pode-se reescrever:

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_{k,k}(\tau_{k,i,\mathcal{L}}) &= T_c C_{k,k} \left(\frac{\tau_{k,i,\mathcal{L}}}{T_c} - N \right) \\ \tilde{\mathcal{R}}_{k,k}(\tau_{k,i,\mathcal{L}}) &= T_c C_{k,k} \left(\frac{\tau_{k,i,\mathcal{L}}}{T_c} \right) \end{aligned} \quad (28)$$

A potência da SI é, portanto, dada por:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{\varphi,b,\alpha} \{ (S I_{k,i,\ell})^2 \} &= \sum_{\mathcal{L}=1, \mathcal{L} \neq \ell}^L \frac{P_i}{4} \mathbb{E}_\alpha \{ \alpha_\mathcal{L}^2 \} \cdot \\ &\cdot \left(\left(T_c C_{k,k} \left(\frac{\tau_{k,i,\mathcal{L}}}{T_c} - N \right) \right)^2 + \left(T_c C_{k,k} \left(\frac{\tau_{k,i,\mathcal{L}}}{T_c} \right) \right)^2 \right) \end{aligned} \quad (29)$$

Então, de (8), (9) e (10), obtém-se a relação sinal-ruído-interferência (SNIR) na saída do ℓ -ésimo correlacionador do k -ésimo usuário do serviço i :

$$\begin{aligned} SNIR_{k,i,\ell} &= \frac{\frac{P_i}{2} T_i^2 \mathbb{E}_\alpha \{ \alpha_\ell^2 \}}{\mathbb{E}_{\varphi,b,\tau,\alpha} \{ (I_{k,i,\ell})^2 \} + \mathbb{E}_{\varphi,b,\alpha} \{ (S I_{k,i,\ell})^2 \} + \frac{N_0 T_i}{4}} \\ &= \frac{E_b \mathbb{E}_\alpha \{ \alpha_\ell^2 \}}{\frac{2}{T_i} \{ \mathbb{E}_{\varphi,b,\tau,\alpha} \{ (I_{k,i,\ell})^2 \} + \mathbb{E}_{\varphi,b,\alpha} \{ (S I_{k,i,\ell})^2 \} \} + \frac{N_0}{2}} \end{aligned} \quad (30)$$

onde $E_b = P_i \cdot T_i$; $\mathbb{E}_{\varphi,b,\tau,\alpha} \{ (I_{k,i,\ell})^2 \}$ é dado pela equação (21) para $T_i > T_j$, pela equação (22) para $T_i < T_j$, pela equação (23) para $T_i = T_j$ e $\mathbb{E}_{\varphi,b,\alpha} \{ (S I_{k,i,\ell})^2 \}$ é dado pela equação (29).

III. METODOLOGIA DE SELEÇÃO DE SEQUÊNCIAS

A metodologia consiste em encontrar um conjunto de sequências A do universo de todas as sequências binárias que maximiza a SNIR do sistema. É definido um objetivo para a maximização da SNIR, dado pela relação sinal-ruído-interferência mínima desejada, chamada de SNIR alvo (*signal-to-noise plus interference target*, SNIRT). Dessa forma, obtém-se o critério de seleção de sequências:

$$\frac{SNIRT_{k,i}}{SNIR_{k,i,\ell}} \leq 1, \quad \text{para todo } k, i \text{ e } \ell = 1, 2, \dots, D \quad (31)$$

onde D é a diversidade Rake; $SNIRT_{k,i}$ é a chamada SNIR alvo (SNIRT) para a $SNIR_{k,i,\ell}$, com $\ell = 1, 2, \dots, D$, ou seja,

é o valor mínimo que se deseja obter para a SNIR de todos os correlacionadores do k -ésimo usuário que utiliza o i -ésimo serviço.

Será definida uma função objetivo $f_o(A)$ que quando minimizada faz com que o critério dado por (31) seja satisfeito. Para obter esta função objetivo, mapeia-se cada $\frac{SNIRT_{k,i}}{SNIR_{k,i,\ell}}$ em uma função concava. Considerando a função concava do tipo $f(x_1, x_2, \dots, x_V) = \left(\frac{x_1}{a_1}\right)^\lambda + \left(\frac{x_2}{a_2}\right)^\lambda + \dots + \left(\frac{x_V}{a_V}\right)^\lambda$, obtém-se a função objetivo:

$$f_o(A) = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^{U_i} \sum_{\ell}^L \left(\frac{SNIRT_{k,i}}{SNIR_{k,i,\ell}} \right)^\lambda \quad (32)$$

onde λ é a ordem da função objetivo. Assim, quando $f_o(A) \leq 1$ é garantido que $\frac{SNIRT_{k,i}}{SNIR_{k,i,\ell}} \leq 1$ para todo k, i e $\ell = 1, 2, \dots, D$.

O método de otimização que será utilizado para obter o conjunto de sequências A que resulta em $f_o(A) \leq 1$, dados os valores de SNIRT, será o método *simulated annealing* (SA) [5]. O método SA já foi utilizado para resolver problemas combinatórios de sistemas de comunicação como a construção de códigos de fonte, códigos corretores de erros e códigos esféricos [6]. O algoritmo que implementa o método SA utilizado neste trabalho é baseado no algoritmo apresentado em [6]. Este trabalho não tem como objetivo o estudo de métodos de otimização combinatória. Portanto, o método SA será aplicado à função objetivo obtida (32) para exemplificar o problema de seleção de sequências de espalhamento para sistemas QS-CDMA multitaxa do tipo MPG.

A expressão para a SNIR dada por (30) é um resultado exato. Conseqüentemente, o algoritmo de minimização de $f_o(A)$ dada por (32) tem como resultado valores exatos de SNIR.

IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

Os resultados que serão apresentados consideram dois sistemas modelados como na seção II. Foi adotada taxa de chip do sistema W-CDMA, 3,84 Mchips/s. Os parâmetros: máximo erro de sincronismo τ_{\max} , diversidade Rake D , número n de serviços oferecidos, a taxa de dados R_i para cada serviço i , o número U_i de usuários em cada serviço i e o valor da SNIRT para cada usuário de cada serviço ($SNIRT_{k,i}$) são apresentados na tabela I para os dois sistemas, denominados sistema 1 e sistema 2. O perfil atraso-potência do canal utilizado para o sistema 1 foi: $\{\Delta_1; E\{\alpha_1^2\}\} = \{0T_c; 0,7\}$, $\{\Delta_2; E\{\alpha_2^2\}\} = \{1T_c; 0,25\}$ e $\{\Delta_3; E\{\alpha_3^2\}\} = \{2T_c; 0,05\}$. Para o sistema 2 o perfil atraso-potência utilizado foi baseado no modelo COST207 urbano [7]. Para diminuir o esforço computacional do algoritmo de minimização, foram tomados apenas os 4 componentes multipercorso mais significativos resultando no perfil atraso-potência: $\{\Delta_1; E\{\alpha_1^2\}\} = \{0T_c; 0,210\}$, $\{\Delta_2; E\{\alpha_2^2\}\} = \{1T_c; 0,420\}$, $\{\Delta_3; E\{\alpha_3^2\}\} = \{2T_c; 0,265\}$ e $\{\Delta_4; E\{\alpha_4^2\}\} = \{6T_c; 0,105\}$. Para a otimização dos sistemas, foi considerado $\lambda = 4$ e $\frac{E_b}{N_0} \rightarrow \infty$, situação em que a SNIR não depende do AWGN.

Além de resultados em termos de SNIR, os quais são exatos, serão também apresentados resultados aproximados em termos de taxa de erro de bit (BER) do sistema considerando desvanecimento Rayleigh. Estes resultados permitirão

TABELA I
PARÂMETROS DOS SISTEMAS 1 E 2.

Parâmetros	Sistema 1	Sistema 2
τ_{\max}	$1T_c$	$2T_c$
D	2	3
n	2	3
R_1	60kb/s	60kb/s
R_2	120kb/s	120kb/s
R_3	-	240kb/s
U_1	4	5
U_2	2	3
U_3	-	2
$SNRIT_{k,1}$	15dB	8dB
$SNRIT_{k,2}$	15dB	8dB
$SNRIT_{k,3}$	-	8dB

avaliar comparativamente o desempenho do sistema com as seqüências selecionadas. Como nas equações (5) e (6) os somatórios \sum_j , \sum_u e $\sum_{\mathcal{L}}$ compreendem um grande número de termos (17 para o sistema 1 e 39 para o sistema 2) de [8] pode-se afirmar que a *pdf* resultante para a MAI adicionada à SI tenderá a uma Gaussiana. Fazendo-se essa aproximação, obtém-se o desempenho aproximado do k -ésimo usuário que utiliza o serviço i em termos de taxa de erro de bit (BER) por meio de [9]:

$$BER_{k,i} = \frac{1}{2} \sum_{\ell=1}^D \Upsilon_{\ell} \left[1 - \sqrt{\frac{SNIR_{k,i,\ell}}{2 + SNIR_{k,i,\ell}}} \right] \quad (33)$$

$$\Upsilon_{\ell} = \prod_{\mathcal{L}=1, \mathcal{L} \neq \ell}^D \frac{SNIR_{k,i,\ell}}{SNIR_{k,i,\ell} - SNIR_{k,i,\mathcal{L}}} \quad (34)$$

A avaliação de desempenho será realizada observando a BER média do serviço i (\overline{BER}_i) dada pela média aritmética das BER de todos os usuários do serviço i .

Para o sistema 1, a execução do algoritmo SA foi interrompida imediatamente após 10^5 iterações. O critério de $f_0(A) \leq 1$ foi satisfeito na iteração 24197. Observe-se que com apenas este número de iterações, o que representa uma quantidade de testes muito menor que o número de conjuntos de seqüências ciclicamente distintos dado por $\frac{\binom{64}{4} \times \binom{32}{3}}{64} \cong 4,45 \times 10^{94}$, foi atingido o objetivo. Os valores de SNIR na saída de cada correlacionador de cada usuário obtidos com a otimização são apresentados na tabela II. Observe-se que todos são maiores que a SNIR desejada (SNIRT). Os valores mínimos de BER média atingidos foram: $\overline{BER}_1 = 2,45 \times 10^{-6}$ e $\overline{BER}_2 = 1,21 \times 10^{-5}$. A figura 1 apresenta a minimização da BER média em função das iterações do algoritmo SA para o sistema 1.

Para o sistema 2, a execução do algoritmo SA foi interrompida imediatamente após 126000 iterações. Os valores de SNIR na saída de cada correlacionador de cada usuário obtidos com a otimização são apresentados na tabela II. Os valores mínimos de BER média atingidos foram: $\overline{BER}_1 = 9,49 \times 10^{-7}$, $\overline{BER}_2 = 5,96 \times 10^{-6}$ e $\overline{BER}_3 = 2,70 \times 10^{-5}$. Observe-se que com apenas 126000 iterações o que representa uma quantidade de testes muito menor que o número de conjuntos de seqüências ciclicamente distintos dado por $\frac{\binom{64}{5} \times \binom{32}{3} \times \binom{16}{2}}{64} \cong 5 \times 10^{131}$, foi obtido um elevado ganho de desempenho. A figura 2 apresenta a minimização da BER média em função das iterações do algoritmo SA para o sistema 2.

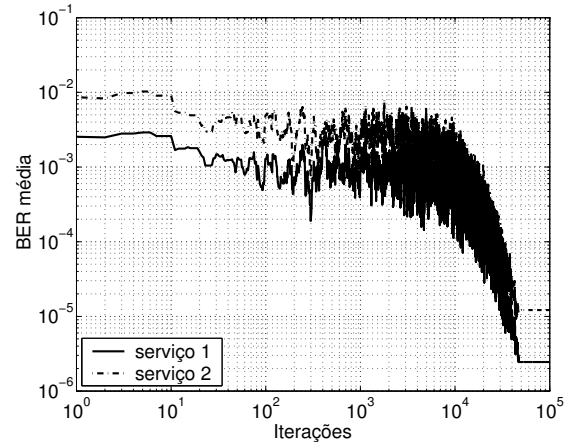


Fig. 1. Resultado da otimização do sistema 1.

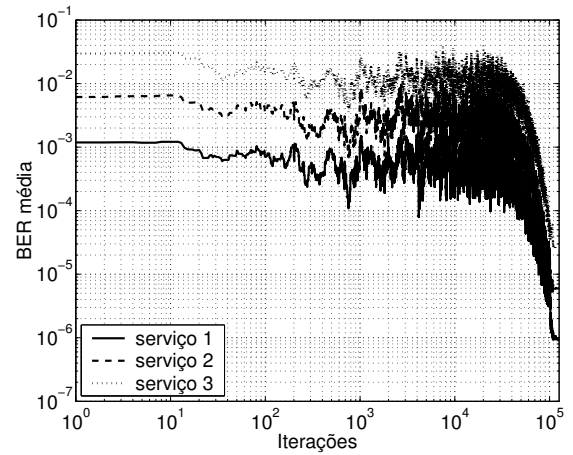


Fig. 2. Resultado da otimização do sistema 2.

Após a otimização dos sistemas, as SNIR para os correlacionadores de um mesmo usuário assumem valores próximos, tabela II. Assim, há um melhor aproveitamento da diversidade Rake e o desempenho do sistema é maximizado [9].

Como não existem trabalhos sobre seqüências adequadas para sistemas QS-CDMA multitaxa do tipo MPG em canal multipercorso, a comparação dos resultados será feita com as seqüências *orthogonal variable spreading factor* (OVSF) [10], as quais foram propostas para sistemas síncronos multitaxa do tipo MPG. As figuras 3 e 4 apresentam a BER média versus $\frac{E_b}{N_0}$ para os sistemas utilizando as seqüências selecionadas e também para os sistemas utilizando as seqüências OVSF selecionadas ao acaso, porém respeitando o critério de ortogonalidade de [10]. Adicionalmente, estas figuras apresentam o limite de BER, o qual é dado por (33) com $SNIR_{k,i,\ell} = \frac{2E_b \mathbb{E}\{\alpha_{k,i,\ell}\}}{N_0}$. Para o sistema 1, as seqüências OVSF escolhidas foram: $C_{64}(26)$, $C_{64}(28)$, $C_{64}(55)$, $C_{64}(60)$, $C_{32}(15)$ e $C_{32}(24)$, geradas conforme [10]. Para o sistema 2, as seqüências OVSF escolhidas foram: $C_{64}(3)$, $C_{64}(25)$, $C_{64}(55)$, $C_{64}(56)$, $C_{64}(61)$, $C_{32}(5)$, $C_{32}(12)$, $C_{32}(21)$, $C_{16}(13)$ e $C_{16}(15)$, também geradas conforme [10].

Observa-se que utilizando o método de seleção de

TABELA II

VALORES DE SNIR ATINGIDOS COM O MÉTODO SA APLICADO AOS SISTEMAS 1 E 2.

serviço i	usuário k	correl. d	Sistema 1	Sistema 2	
			$SNIR_{i,k,d}$ [dB]	$SNIR_{i,k,d}$ [dB]	
1	1	1	29,0216	19,2052	
		2	24,2578	23,8300	
		3	-	22,2056	
	2	1	28,9615	18,7832	
		2	25,5672	23,3891	
		3	-	20,8626	
	3	1	32,0017	17,4235	
		2	26,4387	21,8898	
		3	-	19,9360	
	4	1	30,2743	18,0344	
		2	24,2956	22,2187	
		3	-	20,1122	
5	1	-	17,5807		
	2	-	21,7498		
	3	-	20,2404		
2	1	1	26,0113	16,1949	
		2	21,2475	20,8197	
		3	-	19,1953	
	2	1	25,9512	15,7729	
		2	22,5569	20,3788	
		3	-	17,8523	
	3	1	-	14,4132	
		2	-	18,8795	
		3	-	16,9257	
	3	1	1	-	13,1846
			2	-	17,8094
			3	-	16,1850
2		1	-	12,7626	
		2	-	17,3685	
		3	-	14,8420	

seqüências aqui proposto há um elevado ganho de desempenho. Com um número de iterações extremamente reduzido quando comparado ao tamanho do universo de seqüências binárias, foi possível obter a SNIR desejada.

V. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma metodologia para a seleção de seqüências para sistemas QS-CDMA multitaxa do tipo MPG. A metodologia consiste em encontrar um conjunto de seqüências que maximiza a SNIR do sistema. Foi obtida uma expressão para a SNIR do sistema em canal com desvanecimento multipercorso e, a partir desta, definida uma função objetivo. Para exemplificar a maximização da SNIR do sistema, foi utilizado o método *simulated annealing*, o qual procura por seqüências que minimizam a função objetivo definida. Foram apresentados exemplos de sistemas nos quais foram empregados o método de seleção proposto. Foi também calculado o desempenho aproximado dos sistemas. Os resultados mostraram que o método é eficaz e com este obtém-se um elevado ganho de desempenho quando comparado com a utilização de seqüências não apropriadas para as características do sistema.

REFERÊNCIAS

- [1] X. H. Tang and P. Z. Fan, "A class of pseudonoise sequences over GF(P) with low correlation zone," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 4, pp. 1644–1649, May 2001.
- [2] P. Z. Fan, N. S. N. Kuroyanagi, and X. M. Deng, "Class of binary sequences with zero correlation zone," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 10, pp. 777–779, May 1999.

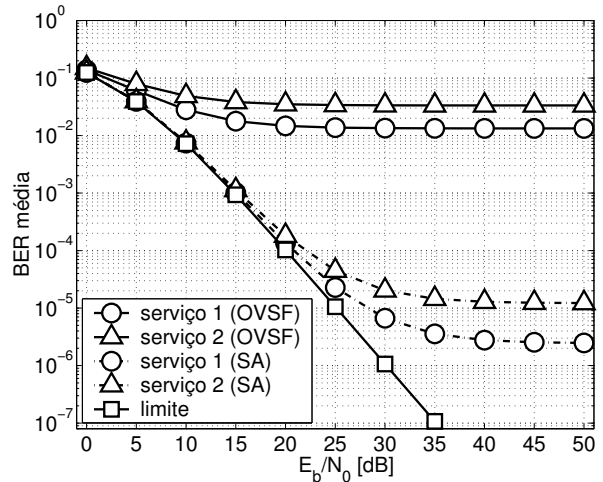


Fig. 3. Comparação da BER média para o sistema 1 com seqüências OVFSF e com seqüências selecionadas pelo método SA.

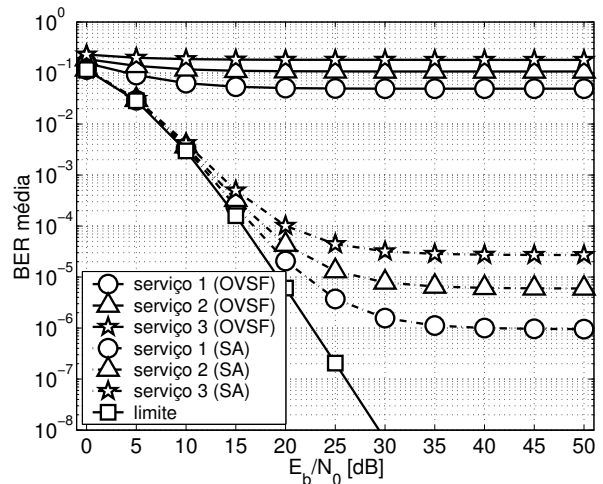


Fig. 4. Comparação da BER média para o sistema 2 com seqüências OVFSF e com seqüências selecionadas pelo método SA.

- [3] T. Ottosson, "Coding, modulation and multiuser decoding for DS-SS-CDMA systems," Ph.D. dissertation, School of Electrical and Computer Engineering, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, November 1997.
- [4] Y. Lee, Y. I. Joo, and K. H. Tchah, "Optimal sequences for a quasi-synchronous multi-rate VPG DS/SS-CDMA system," *Telecommunications Review*, vol. 11, no. 1, pp. 144–160, 2001.
- [5] S. Kirkpatrick, C. D. Gellat, and M. P. Vecchi, "Optimization by simulated annealing," *Science*, vol. 220, no. 4598, pp. 671–681, May 1983.
- [6] A. A. E. Gamal, L. A. Hemachandra, I. Shperling, and V. K. Wei, "Using simulated annealing to design good codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-33, no. 1, pp. 116–123, 1987.
- [7] G. L. Stuber, *Principles of Mobile Communication*, 2nd ed. Norwell, Massachusetts: Kluwer Academic Publisher, 2001.
- [8] K. Yao, "Error probability of asynchronous spread spectrum multiple access communication systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-25, no. 8, pp. 803–809, August 1977.
- [9] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed., ser. Electrical and Computer Engineering. Communications and Signal Processing. McGraw-Hill, 1995.
- [10] F. Adachi, M. Sawahashi, and K. Okawa, "Tree-structured generation of orthogonal spreading codes with different length for forward link of ds-ss-CDMA mobile radio," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 1, pp. 27–28, 1997.