

# Conjuntos de Sequências para Sistemas QS-CDMA com Detecção Multiusuário Sujeitos a Desvanecimento Multipercurso

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

**Resumo**—Neste trabalho são comparados os conjuntos de seqüências de espalhamento Walsh-Hadamard, seqüências QS, PN Ótima, LCZ-GMW e ZCZ. A comparação é realizada analisando-se o desempenho do receptor convencional (Rake) e multiusuário do tipo cancelador de interferência paralelo utilizando cada um dos conjuntos de seqüências sujeitos a canal Rayleigh multipercurso, carregamentos similares e condição de quase sincronismo.

**Palavras-Chave**—DS/CDMA, quase-síncrono, seqüência de espalhamento, cancelador de interferência paralelo.

**Abstract**—In this work Walsh-Hadamard, QS-sequence, Optimum PN, LCZ-GMW, ZCZ, PS and SP sequence sets are compared. The comparison is accomplished analyzing the conventional receiver (Rake) and a parallel interference canceller receiver performance using each one of these sequence sets in a multipath Rayleigh fading channel and similar system loads in quasi-synchronous condition.

**Keywords**—DS/CDMA, quasi-synchronous, spreading sequence, parallel interference cancellator.

## I. INTRODUÇÃO

A limitação de desempenho nos sistemas CDMA é resultado principalmente da interferência de múltiplo acesso (MAI), devido ao fato de múltiplos usuários estarem dividindo a mesma faixa de frequência. Esta interferência é resultado dos atrasos aleatórios  $\tau$  entre os sinais dos usuários ativos, tornando impossível a manutenção da ortogonalidade entre todas as formas de onda de códigos de espalhamento. A MAI pode ser controlada através da escolha adequada de seqüências de espalhamento e através do controle de potência de todos os sinais recebidos dos usuários ativos no sistema.

Em canais com desvanecimento multipercurso, a interferência presente à saída de um correlacionador do detector Rake é composta pela MAI e pela auto-interferência (SI). A SI, por sua vez, é composta de auto-interferência intersimbólica (SII), provocada por componentes multipercurso correspondentes ao símbolo anterior, e auto-interferência de um mesmo símbolo (SCI), provocada por componentes correspondentes ao símbolo corrente. Um detector multiusuário (MuD), utiliza informações dos demais usuários ativos além de outras estimativas para cancelar a MAI e a SII presentes no sinal recebido. A SCI pode ser utilizada benéficamente

na etapa de combinação e decisão do símbolo. Dessa forma, há um aumento na capacidade dos sistemas de comunicação comparado à detecção convencional; porém com aumento na complexidade de implementação. O MuD do tipo cancelador de interferência paralelo (PIC) [1] [2] [3] estima e subtrai a interferência paralela e simultaneamente para todos os usuários. O PIC com decisão abrupta (PIC-HD) emprega a função  $sign(.)$  na decisão do bit estimado em todos os estágios canceladores intermediários.

Devido à impossibilidade do sistema Quase-Síncrono DS/CDMA (QS-CDMA) sincronizar perfeitamente os sinais recebidos de todos os usuários ativos, os atrasos entre estes sinais estarão distribuídos, de forma independente e uniforme, sobre o intervalo  $[0, \tau_{máx}]$ , onde  $\tau_{máx}$  representa o erro máximo de sincronismo inerente ao sistema. Desta forma, no QS-CDMA todas as seqüências de espalhamento estarão quase sincronizadas e portanto a MAI pode ser reduzida escolhendo-se conjuntos de seqüências com boas propriedades de correlação.

Na maioria dos trabalhos publicados tem-se investigado apenas as propriedades de correlação cruzada par das seqüências (ECC). Entretanto, para uma análise completa de desempenho dos sistemas DS/CDMA, deve-se considerar também as propriedades de correlação cruzada ímpar das seqüências (OCC), [4] e [5]. A função de OCC afeta a saída do filtro casado quando o símbolo de informação do usuário interferente muda dentro do intervalo de integração, enquanto a função ECC afeta a saída quando o símbolo de informação não muda. Admitindo-se razoável a hipótese de que os símbolos de informação sejam equiprováveis, a influência da OCC é tão importante quanto a da ECC no desempenho do sistema.

Neste trabalho, foram comparados os desempenhos de sistemas QS-CDMA com detecção convencional e MuD PIC-HD em canal Rayleigh multipercurso utilizando conjuntos de seqüências de espalhamento Walsh-Hadamard, seqüências QS [6] [7], PN Ótima [8], LCZ-GMW [9] [10] e ZCZ [11] [12] com carregamentos semelhantes.

Inicialmente, a seção II trata das definições utilizadas nas seções seguintes. Na seção III são descritas as principais propriedades dos conjuntos de seqüências acima mencionados. O modelo do sistema adotado para a avaliação do desempenho considerando cada um dos conjuntos de seqüências de espalhamento é descrito em IV. A seção V descreve os parâmetros utilizados, bem como os resultados de desempenho obtidos via simulação Monte Carlo. Finalmente, as principais conclusões deste estudo são sintetizadas na seção VI.

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

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

## II. DEFINIÇÕES

As seqüências  $c_i$ , são definidas como:  $c_i = \{c_{i,0} c_{i,2} \dots c_{i,N-1}\}$ , onde  $i$  representa a  $i$ -ésima seqüência do conjunto;  $N$  o comprimento da seqüência de espalhamento; e  $c_{i,j}$  é o chip  $j$  da  $i$ -ésima seqüência.

O carregamento do sistema  $Load = \frac{U}{N}$  relaciona o número de usuários ativos  $U$  no sistema com o comprimento das seqüências  $N$  utilizadas.

A função de correlação cruzada par (ECC) é definida por:

$$R_{i,j}(\tau) = \begin{cases} C_{i,j}(\tau) + C_{j,i}(N - \tau), & 0 \leq \tau < N \\ C_{i,j}(\tau) + C_{j,i}(-N - \tau), & -N < \tau < 0 \end{cases} \quad (1)$$

e a função de correlação cruzada ímpar (OCC) por:

$$\tilde{R}_{i,j}(\tau) = \begin{cases} C_{i,j}(\tau) - C_{j,i}(N - \tau), & 0 \leq \tau < N \\ C_{i,j}(\tau) - C_{j,i}(-N - \tau), & -N < \tau < 0 \end{cases} \quad (2)$$

onde  $C_{i,j}(\tau)$  é a função de correlação aperiódica, dada por:

$$C_{i,j}(\tau) = \begin{cases} \sum_{l=1}^{N-\tau} c_{i,l} c_{j,l+\tau}, & 0 \leq \tau < N \\ \sum_{l=1}^{N+\tau} c_{i,l-\tau} c_{j,l}, & -N < \tau < 0 \end{cases} \quad (3)$$

onde  $i \neq j$ ;  $\tau$  representa o atraso entre as seqüências de espalhamento, expresso em unidades de tempo de chip  $T_c$ . Em (1) e (2), quando  $i = j$ , define-se a função de autocorrelação par e ímpar (EAC and OAC), respectivamente.

## III. CONJUNTOS DE SEQÜÊNCIAS DE ESPALHAMENTO

### A. Seqüências de Walsh-Hadamard

O carregamento máximo do sistema utilizando o conjunto Walsh-Hadamard (WH) é  $Load_{max} = 1$ , pois as seqüências são obtidas das linhas da matriz quadrada de Hadamard  $H_n$ .

A função ECC para este conjunto assume valor zero quando  $\tau = 0$ , pois quaisquer duas linhas ou colunas de  $H_n$  são ortogonais. Isso implica que, em um sistema CDMA síncrono (S-CDMA) em canal AWGN utilizando o conjunto WH a interferência interusuários é virtualmente zero. No entanto, quando  $\tau \neq 0$ , as funções ECC e OCC podem assumir valores diferentes de zero e elevados, implicando na elevada interferência interusuários em um sistema CDMA assíncrono (A-CDMA).

A função EAC do WH apresenta picos quando  $\tau \neq 0$ . Se neste caso, o sistema permitir um erro de sincronismo máximo  $\tau_{máx} \geq 1T_c$ , ocorrerão problemas na etapa de sincronismo, inviabilizando a recuperação da informação.

### B. Seqüências QS

Os conjuntos de seqüências QS [6] [7] são compostos de seqüências de Gold, com fases adequadamente escolhidas resultando em ECC mínima para pequenos  $\tau$ . Em [6] foi mostrado que a distribuição da OCC para seqüências de Gold é semelhante a uma distribuição Gaussiana, cuja a variância torna-se mínima, quando o valor da ECC também for mínimo ( $-1$ ). Portanto, para o conjunto de seqüências de Gold na condição de quase-sincronismo (QS), é razoável ajustar suas fases de acordo com a ECC. Em [7], definiu-se a característica de quase-ortogonalidade em uma faixa  $\tau$  (QOQS( $r$ )) para as seqüências QS, resultando em  $R_{i,j}(\tau) = -1$ , para  $\tau =$

$0, \pm 1, \dots, \pm \frac{r-1}{2}$ . O número de seqüências em um conjunto com propriedades QOQS( $r$ ) varia com o comprimento  $N$  das seqüências [7].

Como o conjunto de seqüências QS é composto por seqüências de Gold, os valores de ECC possíveis para um conjunto QS de comprimento  $N = 2^n - 1$  com  $n$  ímpar são:  $-1$  e  $\pm 2^{\frac{n+1}{2}} - 1$ ; com  $n$  par ( $\neq 0 \pmod{4}$ ) são:  $-1$  e  $\pm 2^{\frac{n+2}{2}} - 1$ .

Conjuntos de seqüências QS de mesmo  $N$ ,  $r$  e tamanho podem ter propriedades de OCC diferentes. Por exemplo, para  $N = 31$  e  $r = 5$  existem 2 conjuntos com 4 seqüências cada, extraídas do conjunto Gold  $Gold(45, 73)$ <sup>1</sup>. Verifica-se a maior ocorrência de valores de OCC de maior magnitude em um dos conjuntos para  $0 \leq \tau \leq 1$  e também para  $0 \leq \tau \leq 2$ . Portanto, neste caso, a escolha do conjunto de seqüências QS com menor ocorrência de picos de OCC resultará em melhor desempenho, considerando um sistema QS-CDMA com  $\tau_{máx} \leq 2T_c$  [13].

### C. Seqüências PN Ótima

O conjunto de seqüências PN Ótima, proposto por [8], possui propriedades de "balanço" e correlação cruzada similares às seqüências de uma subclasse das seqüências GMW [14] [15]. Pode-se considerar que as seqüências PN Ótima são uma generalização das seqüências GMW.

Dado um polinômio primitivo de grau  $n$  e  $K = \frac{\phi(2^m-1)}{2^m-1}$  seqüências sementes balanceadas de comprimento  $2^m - 1$ , com  $m$  fator de  $n$ , obtém-se uma família de  $K$  seqüências PN Ótima balanceadas distintas e de comprimento  $N = 2^n - 1$ . Esta família é maior que a subclasse de seqüências GMW de propriedades de correlação cruzada similares com  $\frac{\phi(2^m-1)}{2^m-1}$  seqüências distintas, onde  $\phi(x)$  denota a função de Euler

Para  $0 < |\tau| < \frac{2^n-1}{2^m-1}$  ou  $|\tau| \neq (0 \pmod{\frac{2^n-1}{2^m-1}})$ , todos os valores de ECC para um conjunto de seqüências PN Ótima de uma mesma família são mínimos e iguais a  $-1$ . Porém, dentro da mesma faixa  $\tau$  os valores de OCC não são mínimos.

Existe um compromisso entre a faixa de atrasos  $\tau$  em que a função de ECC assume valor  $-1$  e o tamanho do conjunto de seqüências distintas na família [8]. Portanto, para obtermos um carregamento máximo com o conjunto PN Ótima adota-se  $n = 2m$ , reduzindo, em consequência, a faixa de atrasos onde a função de ECC assume valor  $-1$ .

A função ECC assume um valor elevado quando  $\tau = 0$ . Isso implica em alta interferência interusuário quando existirem sinais de usuários sincronizados ou quase sincronizados com  $\tau$  confinados em pequenas frações de chip. Fora da condição QS, quando  $|\tau| \geq \frac{2^n-1}{2^m-1}$ , a função ECC para um conjunto PN Ótima pode também assumir valores elevados.

Na condição de  $\tau \neq 0$ , o valor da função EAC para seqüências PN Ótima geradas a partir de seqüências do tipo SMC (seqüências de máximo comprimento) reduz-se a  $-1$ , pois neste caso a seqüência gerada é uma seqüência GMW [8] [14] [15]. Quando as seqüências sementes não são SMC a função de autocorrelação da PN Ótima apresenta outros picos de menores magnitudes.

<sup>1</sup>conjunto construído a partir dos polinômios primitivos  $x^5 + x^2 + 1$  e  $x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$ , ou seja, 45 e 73 em octal, respectivamente.

### D. Sequências LCZ baseadas nas GMW

A função de correlação cruzada par para as sequências de um conjunto LCZ (Low Correlation Zone) baseadas nas sequências GMW (LCZ-GMW) [9] [10] assume valor mínimo para a faixa de atrasos  $|\tau| < L_{CZ}$ . Em [10] foi definido o conceito de LCZ.

**Definição 1:** Sejam  $\mathbf{a}_1$  e  $\mathbf{a}_2$  sequências sobre GF( $p$ ) de comprimento  $N$  pertencentes ao conjunto  $A$ , onde  $\mathbf{a}_1 = \{a_{1,0} \ a_{1,1} \ \dots \ a_{1,N-1}\}$ ,  $\mathbf{a}_2 = \{a_{2,0} \ a_{2,2} \ \dots \ a_{2,N-1}\}$  e  $\mathcal{C}$  uma constante, então a zona de baixa correlação (LCZ) é definida como  $L_{CZ} = \max\{Z \mid |R_{\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2}(\tau)| \leq \mathcal{C} \text{ onde } (|\tau| < Z \text{ e } \mathbf{a}_1 \neq \mathbf{a}_2) \text{ ou } (0 < |\tau| < Z \text{ e } \mathbf{a}_1 = \mathbf{a}_2)\}$  com  $\mathbf{a}_i = \exp\left(j \frac{2\pi}{p} \mathbf{a}_i\right)$  e  $\mathbf{a}_2 = \exp\left(j \frac{2\pi}{p} \mathbf{a}_2\right)$ .

A função EAC e ECC assumem valor  $-1$  para  $0 < |\tau| < T$  e  $|\tau| < T$ , respectivamente, onde  $T = \frac{p^n - 1}{p^m - 1}$ ,  $m$  e  $n$  são inteiros os quais representam o grau dos polinômios primitivos utilizados na construção das sequências GMW que originam o conjunto LCZ. O comprimento das sequências LCZ-GMW é dado por  $N = p^n - 1$ . Neste trabalho considerou-se apenas o caso de  $p = 2$  (sequências binárias) e  $\mathcal{C} = -1$ , resultando em  $N = 2^n - 1$  e  $L_{CZ} = T = \frac{2^n - 1}{2^m - 1}$ .

De acordo com [16], para um conjunto LCZ-GMW composto de sequências de comprimento  $N$  existe um compromisso entre o tamanho  $K$  do conjunto e o valor de  $L_{CZ}$ :  $\frac{KL_{CZ}}{N+1} \leq 1$ . Quanto maior o valor de  $L_{CZ}$  menor é o valor de  $K$ . Assim, o carregamento máximo para um conjunto de sequências LCZ de comprimento  $N$  é obtido quando  $n = 2m$ , condição em que  $L_{CZ}$  é mínimo.

### E. Sequências ZCZ

A função de correlação cruzada par para as sequências de um conjunto ZCZ (Zero Correlation Zone) assume valor zero para a faixa de atrasos  $|\tau| < Z_{CZ}$ . Define-se o conceito de ZCZ como [11] [12]:

**Definição 2:** Sejam  $\mathbf{a}_1$  e  $\mathbf{a}_2$  sequências binárias de comprimento  $N$  pertencentes ao conjunto  $A$ , onde  $\mathbf{a}_1 = \{a_{1,0} \ a_{1,1} \ \dots \ a_{1,N-1}\}$ ,  $\mathbf{a}_2 = \{a_{2,0} \ a_{2,2} \ \dots \ a_{2,N-1}\}$ , então a zona de correlação nula (ZCZ)  $Z_{CZ}$  é definida como  $Z_{CZ} = \max\{Z \mid |R_{\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2}(\tau)| = 0, \text{ onde } (|\tau| < Z \text{ e } \mathbf{a}_1 \neq \mathbf{a}_2) \text{ ou } (0 < |\tau| < Z \text{ e } \mathbf{a}_1 = \mathbf{a}_2)\}$

Neste trabalho considerou-se o método de construção III propostos em [11]. Dado  $m$ ,  $n$ , e  $t$ , obtém-se um conjunto ZCZ composto de  $K = 2^{n+1}$  sequências de comprimento  $N = 2^{2n+m-t+1}$  e  $Z_{CZ} = \frac{2^{n+m-t}}{2} + 1$ . Dessa forma, sistemas que utilizem este conjunto ZCZ terão carregamento dado por  $Load = \frac{2^{n+1}}{2^{2n+m-t+1} + 1} = \frac{1}{2^{n+m-t} + 1}$ .

Existe um compromisso entre a faixa em que as funções EAC e ECC são ideais ( $|\tau| < Z_{CZ}$ ) e o número de sequências  $K$  de comprimento  $N$  disponíveis no conjunto, sendo que a relação  $KZ_{CZ} \leq N$  é verificada [16].

## IV. MODELO DO SISTEMA

O sinal transmitido para o  $k$ -ésimo usuário é dado por:

$$s_k(t) = \sqrt{2P_k} \sum_i b_k^{(i)} a_k(t) \cos(\omega_c t) \quad (4)$$

onde  $P_k$  representa a potência do sinal transmitido do  $k$ -ésimo usuário;  $b_k^{(i)}$  o  $i$ -ésimo símbolo de informação com período  $T_b$ ;  $\omega_c$  a frequência da portadora;  $a_k(t)$  corresponde à sequência de espalhamento definida no intervalo  $[0, T_b)$  e zero fora:  $a_k(t) = \sum_{i=0}^{N-1} c_{k,i} p_{T_c}(t - iT_c)$ , onde  $c_{k,i} \in \{1, -1\}$  representa os chips da sequência empregados nos intervalos definidos por  $i$ ;  $p_{T_c}(\cdot)$  é a formatação de pulso retangular de amplitude unitária definida no intervalo  $[0, T_c)$  e zero fora. O ganho de processamento,  $G = \frac{T_b}{T_c}$ , será igual a  $N$ .

A resposta impulsiva do canal em banda base complexa é dada por  $h_k(t) = \sum_{\ell=1}^L \alpha_{\ell,k} e^{j\phi_{\ell,k}} \delta(t - \tau_{\ell,k})$ , onde  $L$  é o número de caminhos resolvíveis;  $\alpha_{\ell,k}$ ,  $\tau_{\ell,k}$  e  $\phi_{\ell,k}$  representam o coeficiente do canal, o atraso e a fase, respectivamente, para o  $\ell$ -ésimo componente multipercurso do  $k$ -ésimo usuário;  $\tau_{\ell,k}$  é distribuído uniformemente no intervalo  $[\Delta_\ell; \Delta_\ell + \tau_{max}]$ , onde  $\Delta_\ell$  é o atraso do  $\ell$ -ésimo componente multipercurso, dado um perfil atraso-potência específico. Considerando que o desvanecimento de pequena escala segue uma distribuição Rayleigh, a função densidade de probabilidade (*Probability Density Function*, PDF) para a amplitude dos coeficientes de canal,  $\alpha_{\ell,k}$ , é dada por  $f(\alpha) = \frac{2\alpha}{\rho} e^{-\frac{\alpha^2}{\rho}}$ , onde  $\alpha$  é o módulo do coeficiente de canal e  $\rho$  é a potência média do componente multipercurso  $\rho = E[\alpha^2]$ .

O sinal em banda passante que chega ao receptor pode ser escrito como:

$$r(t) = \sum_{k=1}^U \sum_{\ell=1}^L \left[ \sqrt{2P_k} \alpha_{\ell,k} (t - \tau_{\ell,k}) b_k(t - \tau_{\ell,k}) a_k(t - \tau_{\ell,k}) \cos(\omega_c t + \varphi_{\ell,k}) \right] + n(t) \quad (5)$$

onde  $n(t)$  é o ruído branco aditivo Gaussiano (*Additive Gaussian Noise Channel*, AWGN) com densidade espectral bilateral  $\frac{N_0}{2}$  e  $\varphi_{\ell,k} = \phi_{\ell,k} - \omega_c \tau_{\ell,k}$ .

Considerando recepção coerente, a saída do  $\ell$ -ésimo filtro casado ao respectivo componente multipercurso (*finger*) do  $k$ -ésimo usuário referente ao  $i$ -ésimo bit recebido será composta pelos termos [3]:

$$\hat{z}_{\ell,k}^{(i)}(0) = \sqrt{\frac{P_k}{2}} T_b \alpha_{\ell,k}^{(i)} b_k^{(i)} + SI_{\ell,k}^{(i)} + I_{\ell,k}^{(i)} + n_{\ell,k}^{(i)} \quad (6)$$

onde o primeiro termo representa o sinal de interesse, o segundo e o terceiro,  $SI_{\ell,k}^{(i)}$  e  $I_{\ell,k}^{(i)}$ , a auto-interferência e a MAI sobre o  $\ell$ -ésimo componente multipercurso do  $k$ -ésimo usuário e o último,  $n_{\ell,k}^{(i)}$ , o ruído AWGN filtrado.

O termo auto-interferência [3],  $SI_{\ell,k}^{(i)}$ , pode ser escrito como:

$$SI_{\ell,k}^{(i)} = \begin{cases} \sqrt{\frac{P_k}{2}} \sum_{\mathcal{L} \neq \ell}^L \left[ b_k^{(i-1)} \mathcal{R}_{k,k}(\tau_{\mathcal{L},k} - \tau_{\ell,k}, -1) \alpha_{\mathcal{L},k}^{(i-1)} e^{j\varphi_{\mathcal{L},k}^{(i-1)}} + b_k^{(i)} \mathcal{R}_{k,k}(\tau_{\mathcal{L},k} - \tau_{\ell,k}, 0) \alpha_{\mathcal{L},k}^{(i)} e^{j\varphi_{\mathcal{L},k}^{(i)}} \right] e^{-j\varphi_{\ell,k}^{(i)}}, & \tau_{\mathcal{L},k} \geq \tau_{\ell,k}; \\ \sqrt{\frac{P_k}{2}} \sum_{\mathcal{L} \neq \ell}^L \left[ b_k^{(i)} \mathcal{R}_{k,k}(\tau_{\ell,k} - \tau_{\mathcal{L},k}, 0) \alpha_{\mathcal{L},k}^{(i)} e^{j\varphi_{\mathcal{L},k}^{(i)}} + b_k^{(i+1)} \mathcal{R}_{k,k}(\tau_{\ell,k} - \tau_{\mathcal{L},k}, -1) \alpha_{\mathcal{L},k}^{(i+1)} e^{j\varphi_{\mathcal{L},k}^{(i+1)}} \right] e^{-j\varphi_{\ell,k}^{(i)}}, & \tau_{\mathcal{L},k} < \tau_{\ell,k}. \end{cases} \quad (7)$$

onde  $\mathcal{R}_{u,k}(\tau, i) = \int_0^{T_b} a_u(t) a_k(t + iT_b + \tau) dt$  é a correlação cruzada parcial normalizada.

A MAI,  $I_{\ell,k}^{(i)}$ , pode ser escrita como:

$$I_{\ell,k}^{(i)} = \begin{cases} \sum_{u,u \neq k}^U \sum_{\mathcal{L}=1}^L \left\{ \sqrt{\frac{P_u}{2}} \left[ \alpha_{\mathcal{L},u}^{(i-1)} e^{j\varphi_{\mathcal{L},u}^{(i-1)}} b_u^{(i-1)} \right. \right. \\ \left. \left. \mathcal{R}_{u,k}(\tau_{\mathcal{L},u} - \tau_{\ell,k}, -1) + \alpha_{\mathcal{L},u}^{(i)} e^{j\varphi_{\mathcal{L},u}^{(i)}} b_u^{(i)} \right. \right. \\ \left. \left. \mathcal{R}_{u,k}(\tau_{\mathcal{L},u} - \tau_{\ell,k}, 0) \right] e^{-j\varphi_{\ell,k}^{(i)}} \right\}, \quad \tau_{\mathcal{L},u} \geq \tau_{\ell,k}; \\ \sum_{u,u \neq k}^U \sum_{\mathcal{L}=1}^L \left\{ \sqrt{\frac{P_u}{2}} \left[ \alpha_{\mathcal{L},u}^{(i)} e^{j\varphi_{\mathcal{L},u}^{(i)}} b_u^{(i)} \right. \right. \\ \left. \left. \mathcal{R}_{k,u}(\tau_{\ell,k} - \tau_{\mathcal{L},u}, 0) + \alpha_{\mathcal{L},u}^{(i+1)} e^{j\varphi_{\mathcal{L},u}^{(i+1)}} b_u^{(i+1)} \right. \right. \\ \left. \left. \mathcal{R}_{k,u}(\tau_{\ell,k} - \tau_{\mathcal{L},u}, -1) \right] e^{-j\varphi_{\ell,k}^{(i)}} \right\}, \quad \tau_{\mathcal{L},u} < \tau_{\ell,k}. \end{cases} \quad (8)$$

O PIC-HD multiestágio analisado aqui remove a interferência a partir das estimativas da auto-interferência intersimbólica (SII) e da MAI em  $S$  estágios [3]. No primeiro estágio,  $s = 1$ , as estimativas são obtidas das saídas dos correlacionadores, estágio  $s = 0$ . A estimativa para a SII [3], obtida no  $s$ -ésimo estágio de cancelamento, pode ser escrita como:

$$\widehat{SII}_{\ell,k}^{(i)} = \sqrt{\frac{\hat{P}_k}{2}} \begin{cases} \sum_{\mathcal{L} \neq \ell}^D \left[ \hat{b}_k^{(i-1)} \hat{\mathcal{R}}_{k,k}(\hat{\tau}_{\mathcal{L},k} - \hat{\tau}_{\ell,k}, -1) \right. \\ \left. \hat{\alpha}_{\mathcal{L},k}^{(i-1)} e^{j\varphi_{\mathcal{L},k}^{(i-1)}} \right] e^{-j\varphi_{\ell,k}^{(i)}}, \quad \hat{\tau}_{\mathcal{L},k} \geq \hat{\tau}_{\ell,k}; \\ \sum_{\mathcal{L} \neq \ell}^D \left[ \hat{b}_k^{(i+1)} \hat{\mathcal{R}}_{k,k}(\hat{\tau}_{\ell,k} - \hat{\tau}_{\mathcal{L},k}, -1) \right. \\ \left. \hat{\alpha}_{\mathcal{L},k}^{(i+1)} e^{j\varphi_{\mathcal{L},k}^{(i+1)}} \right] e^{-j\varphi_{\ell,k}^{(i)}}, \quad \hat{\tau}_{\mathcal{L},k} < \hat{\tau}_{\ell,k}. \end{cases} \quad (9)$$

onde  $D$  representa o número de correlacionadores do receptor para cada usuário, também chamado de diversidade Rake. Os parâmetros a serem estimados para todos os usuários em um sistema real incluem: coeficiente de canal,  $\hat{\alpha}$ , potência,  $\hat{P}$ , atrasos,  $\hat{\tau}$ , (e portanto correlações,  $\hat{\mathcal{R}}$ ), fase,  $\hat{\varphi}$ , e os bits obtidos no estágio de cancelamento anterior,  $\hat{b}(s-1)$ .

A estimativa para a MAI,  $\hat{I}_{\ell,k}^{(i)}(s)$ , obtidas no  $s$ -ésimo estágio de cancelamento pode ser escrita como (8) porém trocando  $L$  por  $D$  e os parâmetros do sistema por seus estimados  $\hat{\alpha}$ ,  $\hat{P}$ ,  $\hat{\tau}$ ,  $\hat{\mathcal{R}}$ ,  $\hat{\varphi}$  e  $\hat{b}(s-1)$ .

A saída do  $s$ -ésimo estágio PIC, considerando o  $\ell$ -ésimo componente multipercursos do  $k$ -ésimo usuário para o  $i$ -ésimo bit é dado por:  $\hat{z}_{\ell,k}^{(i)}(s) = \hat{z}_{\ell,k}^{(i)}(0) - \widehat{SII}_{\ell,k}^{(i)}(s) - \hat{I}_{\ell,k}^{(i)}(s) = \sqrt{\frac{P_k}{2}} \alpha_{\ell,k}^{(i)} b_k^{(i)} + SI_{\ell,k}^{(i)} - \widehat{SII}_{\ell,k}^{(i)}(s) + I_{\ell,k}^{(i)} - \hat{I}_{\ell,k}^{(i)}(s) + n_{\ell,k}^{(i)}$ .

Finalmente, realiza-se a combinação de máxima relação (*Maximum Ratio Combined*, MRC) para os sinais dos  $D$  correlacionadores,  $\hat{y}_k^{(i)}(s) = \sum_{\ell=1}^D \text{Re} \left\{ \hat{z}_{\ell,k}^{(i)}(s) \hat{\alpha}_{\ell,k}^{(i)} \right\}$ , seguida da decisão abrupta,  $\hat{b}_k^{(i)}(s) = \text{sign} \left( \hat{y}_k^{(i)}(s) \right)$ .

## V. SIMULAÇÕES

Os conjuntos de seqüências utilizados posteriormente nas simulação Monte-Carlo foram escolhidos de forma a obter carregamentos equivalentes. Para o conjunto PN Ótima, foi adotado  $m = 3$ ,  $n = 2m$ ,  $n = 6$ . O polinômio primitivo utilizado para a construção do corpo  $GF(2^6)$  foi  $x^6 + x^5 +$

$x^2 + x + 1$ . No cálculo de desempenho, sorteiam-se quatro seqüências dentre as cinco disponíveis em cada iteração. No conjunto LCZ-GMW, adotou-se  $p = 2$ ,  $n = 6$ ,  $m = 3$  e os polinômios primitivos  $x^6 + x^5 + x^2 + x + 1$  e  $x^3 + x^2 + 1$  para a construção do corpo  $GF(2^6)$  e  $GF(2^3)$ , respectivamente. Para o conjunto ZCZ foi adotado  $m = 4$ ,  $n = 1$  e  $t = 1$ , resultando em um conjunto de 4 seqüências de comprimento  $N = 64$  e  $Z_{CZ} = 9$ . O conjunto de seqüências QS escolhido é derivado do conjunto *Gold*(203, 277). Deste conjunto de Gold, derivam-se 4 subconjuntos compostos de 8 seqüências QS de comprimento  $N = 127$  com propriedade *QOQS*(5). Arbitrariamente escolheu-se o subconjunto  $Q_1$  [7]. Para o WH foi adotado  $N = 64$  sendo que no cálculo de desempenho através de simulação sorteiam-se 4 seqüências dentre as disponíveis em cada iteração.

A tabela I sintetiza os principais parâmetros dos conjuntos de seqüências previamente escolhidos: o ganho de processamento  $N$ , o número de usuários ativos  $U$  no sistema, os valores máximos de  $R_{i,j}(\tau)$  e  $\hat{R}_{i,j}(\tau)$  com  $0 \leq \tau < N$ , o intervalo em que a ECC é mantida mínima e o máximo erro de sincronismo,  $\tau_{máx}$ , sem ocorrer problemas de sincronismo.

A tabela II mostra o perfil atraso-potência adotado para análise de desempenho em canal com desvanecimento Rayleigh multipercursos. Este perfil, para ambiente urbano típico, foi baseado no estudo COST207 [17] e possui um número reduzido de componentes multipercursos, visando amenizar a complexidade e tempo de processamento computacional das simulações. Nas simulações foi considerado controle perfeito

TABELA II  
PERFIL ATRASO-POTÊNCIA BASEADO NO MODELO COST207.

$\ell$	Atraso ( $\Delta_\ell$ )	$\gamma_\ell = \frac{E_b}{N_0} E[\alpha_\ell^2]$
3	$0T_c = 0s$	0,189
1	$1T_c = 0,260\mu s$	0,379
2	$2T_c = 0,520\mu s$	0,239
4	$6T_c = 1,562\mu s$	0,095
5	$9T_c = 2,343\mu s$	0,061
6	$19T_c = 4,947\mu s$	0,037

de potência ( $P_1 = P_2 = \dots = P_U$ ). Os parâmetros fase, amplitude, atraso e coeficiente de canal para todos os sinais que chegam ao receptor foram assumidos conhecidos exatamente. Considerou-se frequência da portadora  $f_c = 2GHz$ , velocidade do móvel  $v = 110km/h$  e diversidade Rake  $D = 4$ , pois com 4 *fingers* é possível capturar mais de 90% da energia total do sinal recebido.

A figura 1 apresenta os resultados de desempenho  $\overline{BER} \times \frac{E_b}{N_0}$  obtidos por simulação Monte-Carlo. Para as seqüências de comprimento  $N = 63$  e  $N = 64$ , considerou-se  $\tau_{máx} = 2T_c$  e, para a seqüência de comprimento  $N = 127$ , considerou-se  $\tau_{máx} = 4T_c$ , resultando em atrasos máximos relativos praticamente iguais para todas as simulações. O atraso máximo relativo é definido em função do comprimento das seqüências:  $\tau_{max} \% = \frac{\tau_{máx}}{N} \times 100$  [%], e permite comparar o efeito do assincronismo de sistemas com seqüências de espalhamento de comprimento  $N$  distintos.

Para efeito de comparação, foi incluído nos gráficos de resultados o desempenho analítico considerando um único usuário no sistema e receptor Rake MRC com diversidade

TABELA I  
CARACTERÍSTICAS DOS CONJUNTOS DE SEQUÊNCIAS DE ESPALHAMENTO ANALISADOS.

Conjunto	N	U	Load $\simeq$	$\max  R_{i,j}(\tau) $	$\max  \tilde{R}_{i,j}(\tau) $	$\tau   \tau \min  R_{i,j}(\tau) $	$\tau_{\max} [T_c]$
WH	64	4	0,0625	64	32	0	< 1
Sequência QS	127	8	0,063	17	45	$\tau \in [0, 2]$	< 127
PN Ótima	63	4	0,063	33	33	$\tau \in [1, 8]$	< 63
LCZ-GMW	63	4	0,063	33	29	$\tau \in [0, 8]$	< 63
ZCZ	64	4	0,0625	32	32	$\tau \in [0, 8]$	< 64

$D$  (single user bound, SUB), dado por [18]  $BER_{SUB} = \frac{1}{2} \sum_{\ell}^D \left\{ \left[ 1 - \sqrt{\frac{\tilde{\gamma}_{\ell}}{\tilde{\gamma}_{\ell} + 1}} \right] \prod_{i, i \neq \ell}^D \frac{\tilde{\gamma}_{\ell}}{\tilde{\gamma}_{\ell} + \tilde{\gamma}_i} \right\}$ .

Tanto em ambiente AWGN quanto com desvanecimento multipercurso, os sistemas QS-CDMA com detecção multi-usuário PIC-HD apresentam considerável melhoria de desempenho em relação à detecção convencional (filtro casado simples e conjunto de filtros casados seguido de combinador MRC, respectivamente).

Nos sistemas QS-CDMA com detector Rake MRC aqui analisados, o melhor desempenho é obtido com o conjunto ZCZ, seguido pelos desempenhos obtidos com o conjunto LCZ-GMW e com o conjunto de sequências QS. Já com o conjunto PN Ótima, o desempenho do Rake é insatisfatório e próximo ao desempenho obtido com o conjunto WH.

O melhor desempenho do detector PIC-HD é obtido com o conjunto ZCZ, seguido pelo desempenho obtido com o conjunto LCZ-GMW. Observe-se ainda os desempenhos semelhantes para o PIC-HD obtidos com os conjuntos PN Ótima e de sequências QS. Isto indica que o incremento na complexidade do algoritmo de detecção do MuD PIC-HD, operando em canal com desvanecimento multipercurso, reduz ou mesmo elimina pequenas diferenças de desempenho observadas com o Rake MRC associado a esses dois conjuntos de sequências. Finalmente, verifica-se que mesmo com a utilização do detector PIC-HD o desempenho obtido com o conjunto WH é insatisfatório.

Devido ao baixo carregamento utilizado nas simulações, limitado pelo conjunto LCZ-GMW, seção III, um único estágio PIC-HD é suficiente para a obtenção de uma significativa melhoria de desempenho em relação ao receptor Rake MRC. Nas simulações realizadas, não foi observada uma significativa melhoria de desempenho do sistema com mais de 1 estágio PIC-HD.

A figura 2 apresenta o desempenho médio em função do nível de assincronismo dos usuários em um receptor Rake MRC considerando os cinco conjuntos de sequências com carregamentos similares, tabela I. O conjunto ZCZ resultou em melhor desempenho relativo. Praticamente para todo intervalo de atrasos analisado, o desempenho médio manteve-se muito próximo ao desempenho  $SUB(D=4)$ , indicando uma relativa robustez do sistema contra erros de sincronismo (pelo menos 16%), mesmo em canal com grande número de multipercursos.

Degradações progressivas no desempenho do receptor Rake MRC são atingidas com a utilização dos conjuntos LCZ-GMW e QS, tanto em relação ao conjunto ZCZ quanto com o aumento do erro de sincronismo. O conjunto WH resulta no pior desempenho relativo, mantendo-se praticamente constante

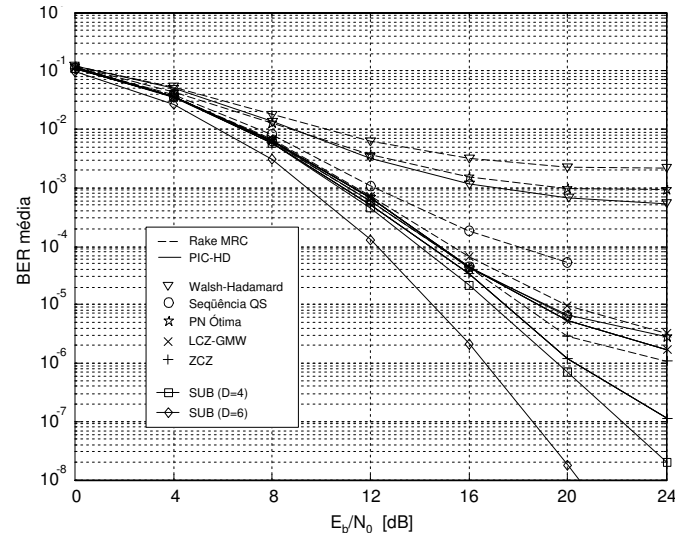


Fig. 1. Desempenho  $\overline{BER} \times \frac{E_b}{N_0}$  do receptor Rake MRC e receptor Rake associado ao MuD PIC-HD com 1 estágio e diversas sequências de espalhamento.

com o aumento do erro de sincronismo.

Ao contrário do comportamento dos demais conjuntos, o PN Ótima apresenta melhoria de desempenho médio com o aumento do  $\tau_{\max} \%$ , tendendo ao desempenho obtido com o conjunto QS. Isto é explicado através da característica não ótima para a correlação cruzada do conjunto PN Ótima em torno da origem ( $|\tau| < 1$ ) [8].

Ao contrário do observado em canal AWGN, a figura 2 indica um desempenho médio não ótimo para o receptor Rake MRC com o conjunto WH na condição de perfeito sincronismo,  $\tau_{\max} \% = 0$ , pois a característica do canal multipercurso impossibilita a manutenção da ortogonalidade entre os sinais recebidos. Problema similar ocorre com a utilização do conjunto de sequências QS. Por exemplo, a boa característica de ECC mínima, quando  $|\tau| \leq 2T_c$ , para o conjunto com propriedade  $QOQS(5)$ , utilizado nas simulações, são evidenciadas nos resultados de desempenho em canal AWGN [13]. No entanto, nos resultados em canal com desvanecimento multipercurso, esta boa característica é insuficiente devido aos diversos componentes multipercurso com atrasos elevados.

Finalmente, a figura 3 apresenta os resultados de desempenho do receptor PIC-HD com 1 estágio de cancelamento em função do erro de sincronismo percentual para os cinco conjuntos de sequências. Verifica-se que, para a mesma diversidade Rake,  $D=4$ , as diferenças de desempenhos com IC são minimizadas e, adicionalmente, as respectivas  $\overline{BER}$  resultam

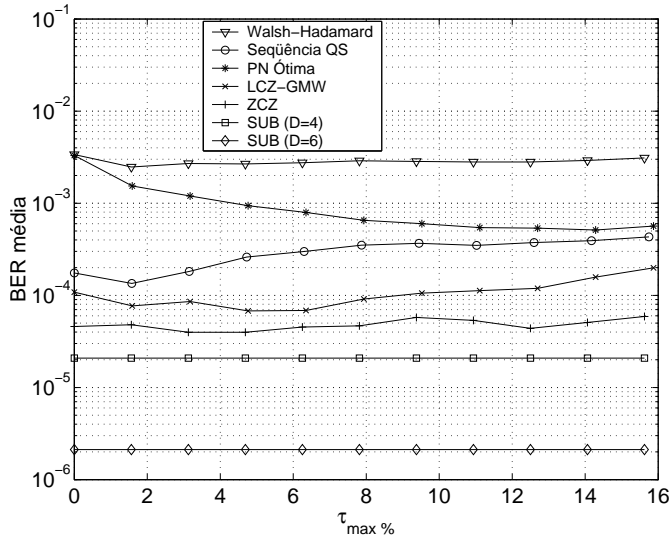


Fig. 2. Desempenho  $\overline{BER} \times \tau_{max}\%$  para o receptor Rake MRC;  $\frac{E_b}{N_0} = 16dB$  e diversos conjuntos de seqüências de espalhamento.

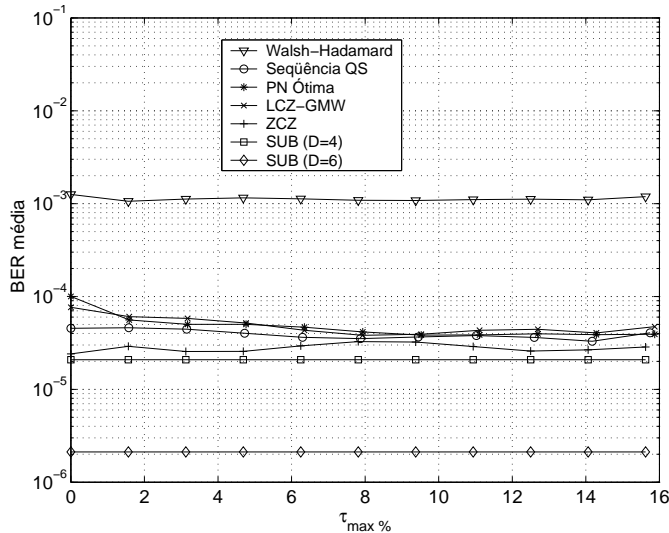


Fig. 3. Desempenho  $\overline{BER} \times \tau_{max}\%$  para o receptor MuD PIC-HD com 1 estágio;  $\frac{E_b}{N_0} = 16dB$  e diversos conjuntos de seqüências de espalhamento.

mais próximas do limite SUB com diversidade  $D = 4$ . Note-se que mesmo com o aumento de  $\tau_{max}\%$ , não houve degradação do desempenho.

## VI. CONCLUSÕES

Foram analisadas e comparadas as principais características de cinco conjuntos de seqüências de espalhamento aplicáveis a sistemas QS-CDMA propostos recentemente na literatura. As principais propriedades de correlação destes conjuntos foram investigadas na condição de quase sincronismo. O desempenho do sistema QS-CDMA com detecção convencional e multi-usuário em canal com desvanecimento multipercurso, obtido via simulação Monte-Carlo, foi utilizado para a comparação dos conjuntos. Tanto com detecção convencional como com detecção MuD, observou-se um relativo ganho de desempenho com a utilização de seqüências do conjunto ZCZ.

Com a escolha adequada do conjunto de seqüências para sistemas QS-CDMA, um único estágio PIC-HD é suficiente para uma significativa melhoria de desempenho em relação ao obtido com o receptor Rake MRC. Tal ganho de desempenho, acompanhado de um pequeno incremento na complexidade do receptor, viabiliza a implementação do MuD subtrativo do tipo PIC-HD.

## REFERÊNCIAS

- [1] Mahesh K. Varanasi and Behnaam Aazhang. Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications. *IEEE Transactions on Communications*, 38(4):509–519, April 1990.
- [2] Taufik Abrão. *Canceladores de Interferência Multiusuário Aplicados a Sistemas DS/CDMA de Múltipla Taxa*. PhD thesis, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Março 2001.
- [3] Jianfeng Weng, Guoqiang Xue, Tho Le-Ngoc, and Sofiène Tahar. Multi-stage interference cancellation with diversity reception for asynchronous QPSK DS/CDMA systems over multipath channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(12):2162–2180, December 1999.
- [4] So Ryoung Park, Ickho Song, Seokho Yoon, and Yun Hee Kim. New polyphase sequences with good even and odd crosscorrelation properties. *Proc. 19th IEEE Military Communications Conference*, pages 17.5.1–17.5.5, October 2000.
- [5] M. B. Pursley. Performance evaluation for phase coded spread spectrum multiple-access communication - part i: System analysis. *IEEE Transaction on Communications*, 25:795–599, 1977.
- [6] Seiji Kuno, Takaya T. Yamazato, Masaaki Katayama, and Akira Ogawa. A study on quasisynchronous CDMA based on selected PN signature sequences. *Proceedings IEEE International Symposium of Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 479 – 483, September 1994.
- [7] Masato Saito, Takaya Yamazato, Hiraku Okada, Masaaki Katayama, and Akira Ogawa. Generation of sets of sequences suitable for multicode transmission in quasi-synchronous CDMA systems. *IEICE Transactions on Communication*, E84-B(3):576–580, March 2001.
- [8] Xu Duan Lin and Kyung Hi Chang. Optimal PN sequence design for quasisynchronous CDMA communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, 45(2):221–226, February 1997.
- [9] Biqi Long, Ping Zhang, and Jiandong Hu. A generalized QS-CDMA system and the design of new spreading codes. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 47(4):1268 – 1275, November 1998.
- [10] Xiaohu H. Tang and Pingzhi Z. Fan. A class of pseudonoise sequences over GF(P) with low correlation zone. *IEEE Transactions on Information Theory*, 47(4):1644–1649, May 2001.
- [11] P. Z. Fan, N. Suehiro N. Kuroyanagi, and X. M. Deng. Class of binary sequences with zero correlation zone. *Electronics Letters*, 35(10):777–779, May 1999.
- [12] Xinmin Deng and Pingzhi Fan. Spreading sequence set with zero correlation zone. *Electronics Letters*, 36(11):993–994, May 2000.
- [13] André S. R. Kuramoto, Taufik Abrão, and Paul Jean E. Jeszensky. A compared framework on spreading sequences for QS-CDMA systems. *submetido ao IEICE Transactions on Communications*.
- [14] R. A. Scholtz and Lloyd R. Welch. GMW sequences. *IEEE Transaction on Information Theory*, IT-30(3):548–553, 1984.
- [15] Marvin K. Simon, Jim K. Omura, Robert A. Scholtz, and Barry K. Levitt. *Spread Spectrum Communications Handbook*. McGraw-Hill, revised edition, 1994.
- [16] X. H. Tang, P. Z. Fan, and S. Matsufuji. Lower bounds on correlation of spreading sequences set with low or zero correlation zone. *Electronics Letters*, 36(6):551–552, March 2000.
- [17] Gordon L. Stuber. *Principles of Mobile Communication, Second Edition*. Kluwer Academic Publisher, Norwell, Massachusetts, second edition, 2001.
- [18] John G. Proakis. *Digital Communications*. Electrical and Computer Engineering. Communications and Signal Processing. McGraw-Hill, third edition, 1995.