

Diversidade Doppler em Sistemas DS-CDMA Multitaxa de Códigos Múltiplos

Elvis Miguel Galeas Stancanelli Paul Jean Etienne Jeszensky Taufik Abrão

Resumo—As técnicas de diversidade constituem solução usual ao problema da comunicação diante de canais seletivos em frequência, destacando-se o receptor T-RAKE, adotado no primeiro padrão dos sistemas DS-CDMA. Entretanto, em sua concepção, admitem-se desvanecimentos muito lentos. Para o tratamento de canais rápidos, a diversidade *Doppler* é mais adequada. Este artigo, apresenta uma análise sobre a diversidade *Doppler*, bem como seu emprego associado ao esquema de transmissão multitaxa de códigos múltiplos (*Multi Code* – MC) visando obter melhor proveito deste tipo de diversidade.

Palavras-Chave—TF-RAKE, diversidade *Doppler*, DS-CDMA.

Abstract—Diversity techniques are the usual solution to the communication problem over frequency selective channels. The T-RAKE receiver adopted in the first standard of DS-CDMA systems constitutes a good example. However, in its conception, very slow fading is admitted. For the treatment of fast channels, the *Doppler* diversity is more appropriate. This paper presents an analysis of the *Doppler* diversity, as well as its use associated with multirate multicode transmission (MC) in order to obtain better advantage of this type of diversity.

Keywords—TF-RAKE, *Doppler* diversity, DS-CDMA.

I. INTRODUÇÃO

Em sistemas de comunicação DS-CDMA móveis, os desvanecimentos introduzidos pelo canal geralmente são seletivos em frequência [1]. Na tentativa de amenizar os efeitos degradantes desse canal, comumente emprega-se o receptor RAKE temporal (T-RAKE) [2], o qual dispõe de ramos de detecção capazes de sincronizar distintas réplicas de um sinal, combinando-os de modo a obter uma decisão mais confiável.

No entanto, o receptor T-RAKE não se mostra hábil à recepção em canais com desvanecimentos rápidos. Por outro lado, a rápida variação da envoltória do canal implica em elevado desvio *Doppler* máximo [1], que pode ser discernido em múltiplas componentes de frequência: trata-se da diversidade *Doppler* [3], [4]. O ganho de desempenho alcançado através da diversidade *Doppler* em conjunto com a de multipercurso foi mostrado por Sayeed & Aazhang [3] e uma melhor exploração dessa, através de técnicas de sinalização, foi apresentada posteriormente em [5].

Neste artigo, introduz-se uma estratégia de exploração da diversidade *Doppler* associada à transmissão multitaxa. Na

Elvis Miguel Galeas Stancanelli e Paul Jean Etienne Jeszensky, Laboratório de Comunicações e Sinais, Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil, {emiguel,pjj}@lcs.poli.usp.br

Taufik Abrão é docente do Departamento de Engenharia Elétrica, Centro de Tecnologia e Urbanismo, Universidade Estadual de Londrina, Londrina, Brasil, taufik@uel.br

Este trabalho contou com o apoio da CAPES.

segunda seção é apresentado o esquema de transmissão multitaxa MC. A terceira seção trata das ferramentas de análise de canais com desvanecimentos rápidos. A quarta seção apresenta o conceito de diversidade tempo-frequência na recepção convencional, dando origem ao receptor RAKE Tempo-Frequência (TF-RAKE). Resultados de simulação para o enlace reverso em um sistema DS-CDMA são apresentados na quinta seção, enfocando-se o uso do esquema de transmissão multitaxa MC como forma de explorar a diversidade *Doppler*. Finalmente, a sexta seção traz as principais conclusões, destacando-se as vantagens do receptor implementado bem como suas limitações.

II. TRANSMISSÃO

Esquemas de transmissão de dados de distintas taxas em sistemas CDMA têm como principal finalidade atender os diversos serviços multimídia com a menor complexidade e máxima eficiência possíveis [6], [7], [8]. Dentre os esquemas multitaxas básicos destaca-se o MC. Neste esquema, dados de distintas taxas, superiores a uma taxa básica, são transmitidos paralela e sincronamente utilizando-se de uma quantidade de seqüências de códigos dada pela razão entre a taxa de símbolos da aplicação e uma taxa básica R , representando a menor taxa de símbolos de informação do sistema.

Admitindo-se o emprego da modulação BPSK, o sinal transmitido pelo j -ésimo usuário, \mathbf{d}_j , referente ao q -ésimo grupo de símbolos em um esquema MC, pode ser expresso por:

$$\mathbf{d}_j^{(q)} = \sqrt{\frac{2E_j}{T}} \sum_{i=(q-1)m_j+1}^{qm_j} \mathbf{b}_j^{(i)} \mathbf{s}_{j,i} \quad (1)$$

onde $m_j = \frac{R_j}{R}$ é o número de canais paralelos, sendo E_j , $\mathbf{b}_j^{(i)}$ e R_j , respectivamente, a energia de bit, o i -ésimo bit de informação pertencente ao q -ésimo grupo de símbolos e a taxa de dados, admitida múltipla inteira de $R = \frac{1}{T}$, referentes ao j -ésimo usuário. O conjunto de m_j seqüências de espalhamento empregadas pelo j -ésimo usuário é constituído por $[\mathbf{s}_{j,1}, \mathbf{s}_{j,2}, \dots, \mathbf{s}_{j,m_j}]$, onde a p -ésima seqüência de espalhamento do conjunto é definida por:

$$\mathbf{s}_{j,p}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_j^{(i)} \Pi\left(\frac{t-T_c}{T_c}\right) \quad (2)$$

onde $s_j^{(i)}$ representa o i -ésimo elemento da seqüência, de comprimento $N = \frac{T}{T_c}$, o qual também define o ganho de processamento do sistema; $\Pi(\cdot)$ é o formatador de pulso retangular.

III. CANAL RÁDIO MÓVEL

Na modelagem do canal de rádio móvel considerada aqui, cada um dos percursos estabelecidos entre um par transmissor-receptor tem características próprias de atenuação de sinal, admitidos percursos independentes, e atraso de propagação. Os desvanecimentos de pequena escala de cada percurso são regidos por uma distribuição gaussiana complexa, onde a envoltória apresenta função densidade de probabilidade *Rayleigh* [9].

O sinal em banda-base que chega ao receptor, $r(t)$, pode ser escrito como:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{\ell=1}^{L_k} c_k[\tau_{k,\ell}(t); t] d_k[t - \tau_{k,\ell}(t)] + n(t) \quad (3)$$

onde K é o número de usuários; L_k , o número de percursos existentes no canal para o k -ésimo usuário; $c_k[\tau_{k,\ell}(t); t]$, os coeficientes complexos que definem a envoltória $\alpha_k[\tau_{k,\ell}(t); t]$ e desvio de fase $e^{-j2\pi\tau_{k,\ell}(t)}$ sofridos pelo sinal do k -ésimo usuário em seu ℓ -ésimo percurso; $\tau_{k,\ell}(t)$ é o atraso na propagação do sinal recebido pelo k -ésimo usuário através de seu ℓ -ésimo percurso, que, por simplicidade, foi admitido constante ao longo de todo o quadro de símbolos transmitidos, i.e., $\tau_{k,\ell}(t) = \tau_{k,\ell}$; $d_k(t)$ é o sinal banda-base equivalente transmitido pelo k -ésimo usuário e $n(t)$, o ruído branco aditivo Gaussiano, AWGN, caracterizado por uma distribuição estatística normal de média nula, sendo $N_0/2$ sua densidade espectral de potência bilateral.

A. Representação tempo-freqüência da resposta do canal

Na modelagem adotada, admite-se que o sinal recebido de um usuário k passe por um filtro passa-faixa com resposta em freqüência ideal, restringindo a largura de banda desse sinal a $BW = \frac{1}{T_c}$. O atraso de percurso, τ , e a freqüência, f , são variáveis duais, bem como o tempo, t , e a freqüência *Doppler*, v . Na notação adotada, a resposta do canal, quando sublinhada, refere-se a uma dependência com relação à freqüência v , tal como em $\underline{c}(\tau; v)$ e $\underline{C}(f; v)$; a dependência com relação à freqüência f é salientada com o uso da letra maiúscula C , tal como em $C(f; t)$ e $\underline{C}(f; v)$.

Assim, a transformada inversa de *Fourier* dos coeficientes do canal com respeito ao tempo t é escrita como:

$$c_k(\tau; t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{c}_k(\tau; v) e^{j2\pi vt} dv \quad (4)$$

Estimativas suavizadas de \underline{c}_k podem ser obtidas tomando-se um trecho de $c_k(\tau; t)$ compreendendo um período de símbolo:

$$\tilde{\underline{c}}_k(\tau; v) = T \int_{-f_m}^{+f_m} \underline{c}_k(\tau; v') \text{sinc}[(v - v')T] \cdot e^{-j\pi(v - v')T} dv' \quad (5)$$

onde $\text{sinc}(x) \triangleq \frac{\text{sen}(\pi x)}{\pi x}$.

Truncando-se o sinal também no domínio da freqüência, restringindo-o ao intervalo f na faixa de $-1/2T_c$ a $1/2T_c$, obtém-se uma nova estimativa suavizada, $\hat{\underline{c}}_k$:

$$\hat{\underline{c}}_k(\tau; v) = N \int_0^{\tau_m} \int_{-f_m}^{+f_m} \underline{c}_k(\tau'; v') e^{-j\pi(v - v')T} \cdot \text{sinc}[(v - v')T] \cdot \text{sinc}\left(\frac{\tau - \tau'}{T_c}\right) dv' d\tau' \quad (6)$$

sendo N o ganho de processamento.

A expressão (3) pode então ser reescrita de modo a ressaltar tanto as componentes dos percursos quanto os sub-canais *Doppler* [3]:

$$r(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^K \sum_{\ell=1}^{L_k} \sum_{v=-\Upsilon}^{\Upsilon} \left(\hat{\underline{c}}_k[\tau_{k,\ell}(t), v] e^{j2\pi vt} \cdot d_k[t - \tau_{k,\ell}(t)] \right) + n(t) \quad (7)$$

onde $\Upsilon = \lceil f_m T \rceil / T$.

As expressões (6) e (7) resumem a decomposição canônica proposta por Sayeed et al. [10], [3]. Virtualmente, toda a energia do sinal é capturada em seus $\lceil \frac{\tau_m}{T_c} \rceil$ percursos e $\lceil f_m T \rceil$ sub-canais *Doppler*.

B. Amostragem espectral do canal rádio móvel

Seja o sinal do usuário k , porém ilimitado na freqüência e presente apenas durante uma janela de tempo finita de $-T/2$ a $T/2$. O sinal correspondente à entrada do receptor terá o espectro denotado por $R_k(v)$ que pode ser expresso como:

$$R_k(v) = \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} D_k\left(v - \frac{n}{T}\right) \tilde{\underline{c}}_k\left(\tau; \frac{n}{T}\right) \quad (8)$$

indicando que um sinal ilimitado em banda e truncado em uma janela temporal de T segundos, após atravessar um canal, é constituído por réplicas de $D_k(v)$ deslocadas na freqüência de múltiplos inteiros de $1/T$, com pesos dados pelos coeficientes do canal em tais valores de freqüência *Doppler*.

Uma resolução de $1/T$ permite limitar o modelo do canal para um máximo de $D = 2S + 1$ sub-canais, sendo $S = \lfloor (f_m + \frac{1}{T}) T \rfloor = \lceil d_{Dpl} \rceil$. O parâmetro desvio *Doppler* normalizado, d_{Dpl} , quantifica a rapidez do canal, onde $d_{Dpl} = f_m T_b$. Assim, (8) pode ser simplificada:

$$R_k(v) = \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-S}^{+S} D_k\left(v - \frac{n}{T}\right) \tilde{\underline{c}}_k\left(\tau; \frac{n}{T}\right) \quad (9)$$

IV. DIVERSIDADE NA RECEPÇÃO

Para canais rápidos, Sayeed & Aazhang [3] propuseram uma nova forma de diversidade, proporcionada justamente pelas variações temporais no canal. Trata-se de uma forma de diversidade dual à diversidade multipercurso: a diversidade *Doppler* [4]. Receptores capazes de aproveitar a diversidade *Doppler* são adequados para canais não-seletivos em freqüência, i.e., $BW \ll (\Delta f)_c$, e com desvanecimentos rápidos, i.e., $T > (\Delta t)_c$ [3], onde $(\Delta f)_c$ e $(\Delta t)_c$ são respectivamente a banda e o tempo de coerência do canal.

Enquanto que o receptor T-RAKE (i.e., o receptor RAKE original [2], [11], [12]), amostra o sinal recebido no domínio do tempo τ , de modo a perfazer a diversidade multipercurso [12], o receptor F-RAKE, amostra-o no domínio da freqüência v , de modo a aproveitar a diversidade *Doppler*. Da associação de ambas estruturas surge um outra, que amostra o sinal recebido no plano *tempo-freqüência*, denominada RAKE *Tempo-Freqüência*, TF-RAKE, mais versátil e robusta às condições

de volatilidade do canal rádio móvel, justamente devido à exploração conjunta das diversidades *Doppler* e multipercurso. O TF-RAKE é implementado através da transformada de Fourier janelada, STFT (*Short-time Fourier Transform*), seguida pelo combinador, assim como no T-RAKE, sendo as estimativas para a combinação tomadas no plano tempo-frequência.

Em situações típicas dos sistemas DS-CDMA atualmente em uso (2G e 2.5G), tem-se $0 \leq d_{Dpl} < 1$, resultando em três sub-canais *Doppler*. Valores maiores de desvio *Doppler* podem ser conseguidos através de estratégias adequadas. Quanto maior o desvio *Doppler* normalizado, maior a degradação sofrida pelos receptores convencionais e, portanto, maior é o ganho obtido quando da realização da diversidade *Doppler*.

A energia presente no j -ésimo sub-canal, \mathcal{E}_j , varia com o desvio *Doppler* normalizado. Define-se então o parâmetro ψ , representando um fator que quantifica a parcela de energia \mathcal{E} distribuída entre as componentes *Doppler* adjacentes com relação à energia contida na componente central, \mathcal{E}_0 :

$$\psi = \frac{\sum_{j \neq 0} \mathcal{E}_j}{2S\mathcal{E}_0} \quad (10)$$

A Figura 1 representa o parâmetro ψ percentual em função do desvio *Doppler* normalizado, considerando a velocidade do móvel $v = 80,45 \text{ km/h}$. A função $\psi(d_{Dpl})$ é estritamente crescente nos trechos entre valores inteiros de d_{Dpl} .

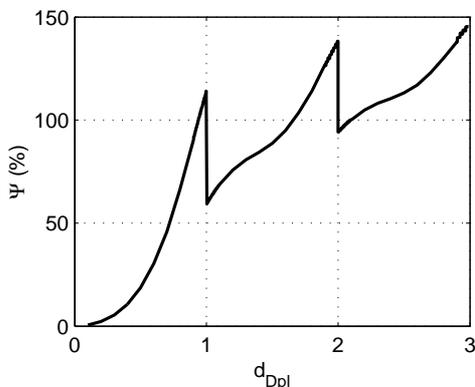


Fig. 1. Razão entre a parcela (média) de energia dos sub-canais *Doppler* e aquela contida no canal central em função do desvio *Doppler* normalizado.

A Figura 2 ilustra alguns limites inferiores para a taxa de erro de bit (BER) em um receptor diante de canal não-compartilhado, com desvanecimentos *Rayleigh* rápidos e seletivos em frequência, caracterizando três sub-canais *Doppler*. Estes resultados analíticos são obtidos a partir da eq. (14), Apêndice I. Neste apêndice, são descritas expressões gerais para o limite inferior de desempenho, em termos de BER quando se considera, genericamente, D ramos de diversidade (percursos, *Doppler* etc), correlacionados ou não.

Constata-se que a melhoria no desempenho cresce com ψ , de forma favorável aos baixos valores deste, bem como aos menores valores de taxa de erro de bit.

A Figura 3 apresenta o desempenho de um receptor F-RAKE sob três distintas situações de canal, definidas na Tabela I.

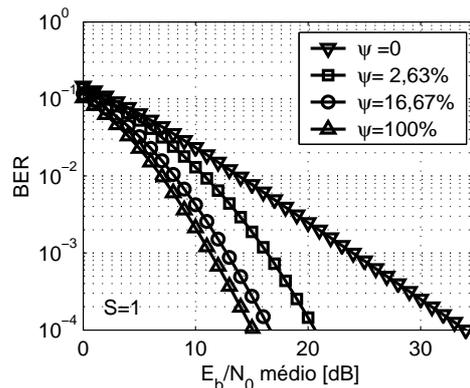


Fig. 2. Limites inferiores para a BER do F-RAKE em canais *Rayleigh* caracterizado por três sub-canais *Doppler* ($S = 1$) parametrizados com relação à razão $\psi = \frac{\mathcal{E}_{+1} + \mathcal{E}_{-1}}{2\mathcal{E}_0}$.

TABELA I
TRÊS PERFS DE CANAL AVALIADOS.

perfil	S	$\mathcal{E}_r(\pm \frac{0}{T})$	$\mathcal{E}_r(\pm \frac{1}{T})$	$\mathcal{E}_r(\pm \frac{2}{T})$	$\mathcal{E}_r(\pm \frac{3}{T})$
A	1	40%	30%	0%	0%
B	2	40%	20%	10%	0%
C	3	30%	20%	10%	5%

onde $\mathcal{E}_r(\cdot)$ denota a energia relativa em um dado sub-canal, contrastando os limites assintóticos com relação a $|\rho_{i,j}|$, sendo $\rho_{i,j}$ o coeficiente de correlação das potências das envoltórias i e j .

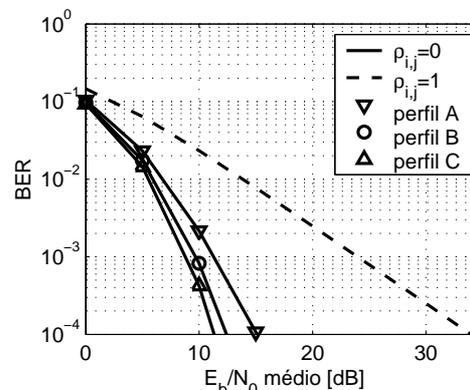


Fig. 3. Limites inferiores para a BER do F-RAKE em canais *Rayleigh* para valores limites de correlação dos sub-canais *Doppler*.

Para a avaliação analítica da taxa de erro de bit com diversidade D e combinador MRC, é necessário conhecer a energia em cada braço de diversidade. De fato, a energia disponível em cada sub-canal, considerando um certo percurso de atraso τ , pode ser aproximada por:

$$\mathcal{E}\left(\tau; \frac{n}{T}\right) = \mathbb{E}\left\{\left|\tilde{c}\left(\tau; \frac{n}{T}\right)\right|^2\right\} \quad (11)$$

Para janelamento retangular, $w(t) = \Pi\left(\frac{t-T/2}{T}\right)$, resulta:

$$\mathbb{E}\left\{|\tilde{c}_k(\tau; v)|^2\right\} = |T \text{sinc}(Tv)|^2 \star \phi_C(v) \quad (12)$$

onde $\mathbb{E}\{\cdot\}$ denota o operador esperança, \star denota convolução e $\phi_C(v)$ é o espectro de potência *Doppler* do canal.

A Figura 4 ilustra a parcela de energia em cada sub-canal *Doppler* em função do desvio *Doppler* normalizado, considerando a velocidade do móvel $v = 80,45 \text{ km/h}$. Com este comportamento, fica claro o surgimento de um novo par de sub-canaís nos valores inteiros de d_{Dpl} , crescendo sua contribuição de energia enquanto a dos demais canais decai até o próximo valor inteiro de d_{Dpl} , quando o decaimento de energia vale para todos esses sub-canaís e um novo par de sub-canaís surge e passa a ter uma importância crescente em termos de energia.

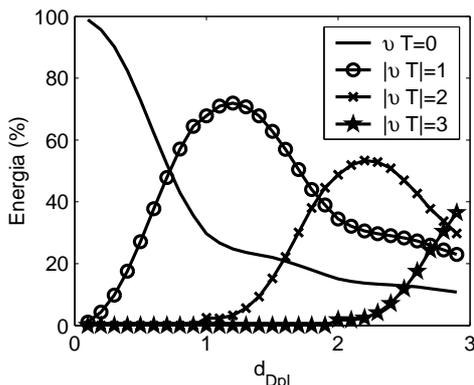


Fig. 4. Parcela de energia em cada sub-canal *Doppler*. A parcela de cada canal adjacente é contabilizada aos pares: juntos os sub-canaís -1 e $+1$ contabilizam a parcela de energia do sub-canal $|vT| = 1$.

V. RESULTADOS NUMÉRICOS

Nesta seção, apresentam-se resultados de simulação de um sistema DS-CDMA com ganho de processamento 31 e códigos curtos, aplicando-se a STFT, amostrando-se o sinal a cada período de chip. Dessa maneira, avalia-se a parcela de energia localizada em cada uma das componentes *Doppler*.

O canal simulado é seletivo em frequência e rápido, com desvanecimentos seguindo uma distribuição de *Rayleigh* e, inicialmente, apenas um percurso entre transmissor e receptor. Admite-se frequência da portadora $f_c = 1,8 \text{ GHz}$ e a velocidade constante do móvel $v = 80,45 \text{ km/h}$. Varia-se o período de *bit*, T , de modo a obter os sub-canaís *Doppler* em distintas situações de desvio *Doppler* normalizado. Em todas simulações, utilizou-se o modelo de canal de *Jakes* modificado com $P_{osc} = 32$ osciladores [13].

A independência entre os sub-canaís permite obter vantagem na decomposição canônica tempo-frequência. Um nível baixo de potência em um dado sub-canal é compensado por níveis mais altos nos demais sub-canaís. A Tabela II resume os valores de energia relativa (normalizados com relação às $D = 2S + 1$ componentes *Doppler*) para cada sub-canal nas situações de desvio *Doppler* normalizado simuladas.

Note-se ainda que não necessariamente o sub-canal central corresponde ao mais expressivo em termos de energia. À medida que se aumenta o desvio *Doppler* normalizado, a tendência é que sub-canaís mais distantes do central concentrem mais energia que os demais (em negrito na Tab. II). Essa alternância de expressividade dos sub-canaís em função do deslocamento *Doppler* também pode ser identificada na Figura 4.

A. Desempenho do TF-RAKE associado ao esquema MC

A diversidade *Doppler* se mostra mais proveitosa em canais mais rápidos, cujos valores de desvio *Doppler* normalizado são maiores e onde um maior número de componentes harmônicas é obtido através da STFT. Esta rapidez pode ser realizada com o aumento do período da janela da STFT no TF-RAKE. A associação do esquema multitaxa MC com o TF-RAKE consiste em uma solução simples que permite aumentar a janela da STFT sem reduzir a taxa de transmissão.

Utilizando o esquema multitaxa MC, um usuário k com taxa de dados original R_k utilizará m_k canais paralelos para a transmissão simultânea de m_k símbolos, cada um com taxa reduzida de $R = R_k/m_k$. Deve-se então dispor de m_k detectores, casados com as respectivas m_k seqüências de espalhamento de comprimento N . Na Figura 5 estão esquematizadas a transmissão multitaxa MC com m_k canais paralelos (CP) e a recepção TF-RAKE para o k -ésimo usuário em um sistema DS-CDMA.

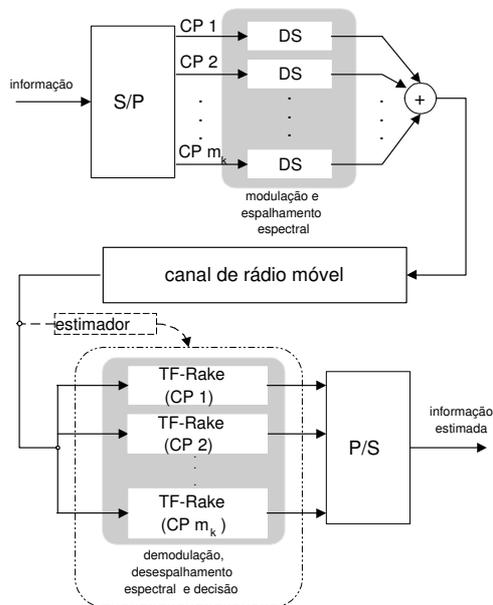


Fig. 5. Esquema simplificado do transmissor MC e do receptor TF-RAKE para o k -ésimo usuário.

Observe-se que o artifício da redução da taxa de bits transmitida, obtida através do uso de canais paralelos MC, traz um ganho de desempenho com a utilização do receptor F-RAKE ou do TF-RAKE em relação à detecção convencional (T-RAKE). No entanto, deve-se levar em conta também que

TABELA II
ENERGIA RELATIVA EM CADA SUB-CANAL *Doppler*.

d_{Dpl}	energia [%] por sub-canal						
	-3	-2	-1	0	1	2	3
≈ 0				100			
0,1031			1,7	96,6	1,7		
0,4966			15,7	68,8	15,5		
0,8939			31,6	37,1	31,3		
1,6760		13,3	26,2	21,0	26,3	13,2	
2,6817	10,0	19,3	14,1	13,2	14,1	19,3	10,0

a interferência entre os canais paralelos, denominada *interferência própria* ou PI (*Proper Interference*), e a interferência de múltiplo acesso MAI (*Multiple Access Interference*) tornam-se significativas, sobretudo, para grandes valores de m_k . Porém, esse efeito pode ser amenizado caso se disponha de seqüências de espalhamento de comprimento maiores.

Dispondo-se de seqüências com comprimento aumentado por um fator ξ_k para o k -ésimo usuário, a princípio, implicaria no incremento da banda ocupada pelo sinal espalhado em cada um dos m_k canais paralelos, de NR_k para $\frac{\xi_k NR_k}{m_k}$. Desta forma, o desempenho do k -ésimo usuário pode ser modificado alterando-se a razão $\frac{\xi_k}{m_k}$. Para $\xi_k > m_k$, reduz-se a PI e a MAI; entretanto, ao custo de um aumento na largura de banda do sistema, BW; para o caso inverso, $\xi_k < m_k$, reduz-se a BW, o que implica em uma menor rejeição à interferência, tanto a PI quanto a MAI. Note-se que a razão $\frac{\xi_k}{m_k}$ pode ser controlada, sendo seu valor unitário factível de ser obtido em todos os casos de interesse, bastando que uma redução no período de bit pelo fator $\frac{1}{m_k}$ em cada canal paralelo seja compensada pelo emprego de uma seqüência de comprimento aumentado pelo fator m_k . Os resultados a seguir consideram esta compensação.

Na Figura 6 são apresentados os desempenhos obtidos com o T-RAKE e TF-RAKE considerando um usuário com mesma taxa de bits de entrada $R_k = 9.600$ s e duas razões de taxa MC distintas: $m_k = \xi_k = 4$ e 32; utilizou-se seqüência de *Gold* estendidas de comprimento 128 e 1.024, respectivamente, canal multipercurso com espalhamento temporal $\tau_m = 20 \mu s$ e perfil exponencial normalizado para as potências médias dos percursos definidas por $\mathbb{E}\{\alpha_\ell^2\} = \frac{\vartheta(\ell)}{\sum \vartheta}$, onde $\vartheta(\ell) = e^{-\ell \frac{T_c}{\tau_m}}$ sendo $\ell = 0, 2 \dots L - 1$. Observe-se nesta figura que quanto

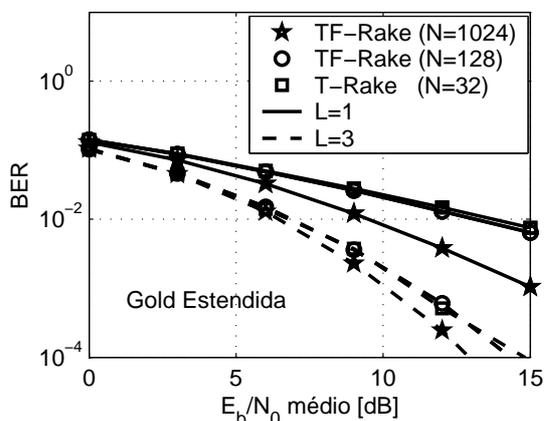


Fig. 6. Desempenhos médios do T-RAKE e do TF-RAKE associados ao esquema MC, usando-se seqüências de *Gold* estendidas.

maior $\xi_k = m_k$, melhor o desempenho alcançado; no entanto, a complexidade de implementação do receptor multitaxa MC torna-se maior. Esses desempenhos podem ser comparados também com o do T-RAKE, considerando o mesmo período de bit e seqüências de *Gold* estendida de comprimento $N = 32$. O ganho de desempenho do TF-RAKE com $N = 1.024$ na região de médio E_b/N_0 é bem evidenciado, enquanto que para $N = 128$ este ganho é modesto. O ganho promovido pela diversidade *Doppler* torna-se substancial nas regiões de média e alta relação sinal-ruído.

Considerando um receptor convencional ou T-RAKE funcionando com uma família de seqüências de período N , a implementação do TF-RAKE será possível através de uma família de seqüência com período N' . Fazendo-se, através do esquema MC, o número de canais paralelos $m_k = N + 2$, é possível encontrar conjuntos de seqüências determinísticas lineares de período $N' = N(N+2)$, mantendo assim a mesma largura de banda do sinal espalhado. Por exemplo, famílias de seqüências de *Gold* e *Kasami* podem ser empregadas. A escolha adequada das seqüências de espalhamento torna-se crucial para que o ganho da diversidade *Doppler* não seja anulado pelo aumento da interferência própria [14], principalmente para baixos ganhos de processamento. A Tabela III apresenta o número de usuários que podem ser acomodados através deste esquema, com algumas famílias de seqüências¹.

TABELA III
PLANO DE ESCOLHA DE SEQÜÊNCIAS PARA O RECEPTOR TF-RAKE ASSOCIADO À TRANSMISSÃO MULTITAXA MC

N	N'	m _k	SMC	GOLD	KASAMI GRANDE
7	63	9	0	7	57
15	255	17	0	15	241
31	1.023	33	1	31	993
63	4.095	65	2	63	4.033

VI. CONCLUSÕES

Analisou-se nesse trabalho a técnica de diversidade *Doppler* aplicável a sistemas móveis de DS/CDMA de segunda e terceira geração visando combater os desvanecimentos rápidos. A diversidade *Doppler* é inerente ao efeito da mobilidade do receptor, estando os sub-canais *Doppler* associados aos ramos de diversidade no receptor. Conforme o canal vai se tornando mais rápido, reduzindo-se o período dos bits transmitidos, por exemplo através do uso do esquema multitaxa MC, o número de sub-canais de diversidade aumenta ou ainda as parcelas de energia em cada um destes tendem a ser semelhantes, permitindo um melhor aproveitamento destas energias na recepção, realizada através do F-RAKE ou TF-RAKE. À estrutura (T)F-RAKE associa-se a STFT, através da qual promove-se a captação da energia nos diversos sub-canais. De fato, uma melhor exploração da diversidade *Doppler* é realizada com o aumento da janela da STFT, fazendo com que o canal se torne, em termos relativos a T , mais rápido.

Na estrutura de detecção proposta, o aumento na janela da STFT é obtido da transmissão paralela de bits por meio do esquema MC, atendendo assim o requisito dos sistemas móveis multimídia referente à disponibilização de altas taxas de transmissão. Por sua vez, o esquema MC tem como principais pontos negativos uma maior complexidade de sincronismo, exigindo uma maior disponibilidade de seqüências de espalhamento e gerando níveis de interferência própria que devem estar bem controlados. Porém, com o emprego de seqüências de espalhamento apropriadas, o desempenho do TF-RAKE associado ao esquema multitaxa MC mostra-se superior ao atingido com o T-RAKE.

¹Salienta-se que, para o esquema proposto, o conjunto pequeno de Kasami não acomoda nem mesmo um único usuário.

$$\begin{aligned} \mathcal{M}(s) &\triangleq \int_0^\infty p_\gamma(\gamma)e^{s\gamma}d\gamma \\ &= \prod_{\bar{\delta}} (1 - s\bar{\gamma}_{\bar{\delta}})^{-1} \cdot \left\| \begin{array}{cccc} 1 & \sqrt{|\rho_{1,2}|} \left(1 - \frac{1}{s\bar{\gamma}_2}\right)^{-1} & \dots & \sqrt{|\rho_{1,D}|} \left(1 - \frac{1}{s\bar{\gamma}_D}\right)^{-1} \\ \sqrt{|\rho_{1,2}|} \left(1 - \frac{1}{s\bar{\gamma}_1}\right)^{-1} & 1 & \dots & \sqrt{|\rho_{2,D}|} \left(1 - \frac{1}{s\bar{\gamma}_D}\right)^{-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{|\rho_{1,D}|} \left(1 - \frac{1}{s\bar{\gamma}_1}\right)^{-1} & \sqrt{|\rho_{2,D}|} \left(1 - \frac{1}{s\bar{\gamma}_2}\right)^{-1} & \dots & 1 \end{array} \right\|^{-1} \end{aligned} \quad (16)$$

APÊNDICE I
LIMITE INFERIOR DE BER

Admitindo-se D braços de diversidade e combinação MRC, para modulação BPSK, e tomando-se como base a representação da função \mathcal{Q} [15]

$$\mathcal{Q}(z) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} e^{-z^2/(2\text{sen}^2\varpi)} d\varpi \quad (13)$$

Simon & Alouini [16] apresentaram um método de análise de desempenho de sistemas de comunicação digitais sujeitos aos mais variados tipos de desvanecimentos de canal.

A probabilidade de erro de bit média pode ser facilmente calculada por [16]:

$$P_E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{\bar{\delta}} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{\bar{\delta}}}{\text{sen}^2\varpi}\right)^{-1} d\varpi \quad (14)$$

sendo $\bar{\gamma}_{\bar{\delta}}$ a relação sinal-ruído média para cada sub-canal de diversidade (*Doppler*, $\bar{\delta}$, entre outros) dada por:

$$\bar{\gamma}_{\bar{\delta}} = \frac{E_b}{N_0} \mathbb{E}\{\alpha_{\bar{\delta}}^2\}$$

Alouini & Simon [17] deduziram ainda uma expressão mais geral que leva em conta a correlação entre os ramos de divesidade e não se restringe à igualdade de suas relações sinal-ruído médias:

$$P_E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}[-\text{sen}^{-2}(\varpi)] d\varpi \quad (15)$$

sendo $\mathcal{M}(s)$ a função geradora de momento, dada por (16), onde $\|\cdot\|$ denota o operador determinante, $\bar{\gamma}_d$ é a relação sinal-ruído média no d -ésimo ramo de diversidade e $\rho_{i,j}$ é o coeficiente de correlação das potências das envoltórias i e j [18], [19]²:

$$-1 \leq \left(\rho_{i,j} = \frac{\text{cov}(\alpha_i^2, \alpha_j^2)}{\sqrt{\text{var}(\alpha_i^2)\text{var}(\alpha_j^2)}} \right) \leq 1 \quad (17)$$

REFERÊNCIAS

[1] Bernard SKLAR. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems. Part I: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, 1997.
[2] R. PRICE and P. E. GREEN Jr. A Communication Technique for Multipath Channels. *Proceedings of the IRE*, 1958.

[3] Akbar M. SAYEED and Behnaam AAZHANG. Joint Multipath-Doppler Diversity in Mobile Wireless Communications. *IEEE Transactions on Communications*, 1999.
[4] Akbar M. SAYEED and Behnaam AAZHANG. Exploiting Doppler Diversity in Mobile Wireless Communications. *IEEE*, 19-21 Mar 1997.
[5] Srikrishna BHASHYAM, Akbar M. SAYEED, and Behnaam AAZHANG. Time-Selective Signaling and Reception for Communication over Multipath Fading Channels. *IEEE Transactions on Communications*, 2000.
[6] Tony OTTOSSON. Multirate schemes and multiuser decoding in ds/cdma systems. Master's thesis, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, Nov 1995. ISBN 91-7197-217-X.
[7] Ann-Louise JOHANSSON and Arne SVENSSON. On multirate ds-cdma schemes with interference cancellation. *Wireless Personal Communications*, 1999.
[8] André Fagundes da ROCHA. Esquemas de multitaxa para sistemas cdma de banda larga. Master's thesis, ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO, São Paulo, Set 2002.
[9] A. PAPOULIS. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, 3^a edition, 1991.
[10] A. M. SAYEED. Canonical Multipath-Doppler Coordinates in Wireless Communications. In *Proceedings of the 36th Annual Allerton Conference on Communications, Control and Computing*, pages 536-45, 23-25 Set 1998.
[11] Raymond L. PICKHOLTZ, Donald L. SCHILLING, and Laurence B. MILSTEIN. Theory of Spread-Spectrum Communications - A Tutorial. *IEEE Transactions on Communications*, 1982.
[12] John G. PROAKIS. *Digital Communications*. WCB/McGraw-Hill, 1995.
[13] Willian C. JAKES. *Microwave Mobile Communications*. Wiley, 1974.
[14] Elvis Miguel Galeas STANCANELLI. Receptores rake em canais com desvanecimentos rápidos e seletivos em frequência para sistemas ds-cdma. Master's thesis, 2004.
[15] John W. CRAIG. A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations. 1991.
[16] Marvin K. SIMON and Mohamed-Slim ALOUINI. A Unified Approach to the Performance Analysis of Digital Communication over Generalized Fading Channels. *Proceedings of the IEEE*, 1998.
[17] Mohamed-Slim ALOUINI and Marvin K. SIMON. Multichannel reception of digital signals over correlated nakagami fading channels. In *Proc. 36th Annual Allerton Conf.*, pages 146-55, Monticello, IL, 23-25 Set 1998.
[18] J. N. PIERCE and S. STEIN. Multipler Diversity with Nonindependent Fading. *Proceedings of IRE*, 48:89-104, Jan 1960.
[19] D. G. BRENNAN. Linear Diversity Combining Techniques. *Proceedings of IRE*, 47:1075-102, Jun 1959.

²Note-se que o uso do operador valor absoluto, $|\cdot|$, em (16) para o cálculo da BER recai em uma aproximação pessimista, visto que não será aproveitada a vantagem resultante dos prováveis valores negativos de correlação.