

Descorrelacionador para Sistemas DS-CDMA em Canal Seletivo em Frequência

Elvis Miguel Galeas Stancanelli¹, Taufik Abrão², Paul Jean Etienne Jeszensky¹

¹ Depto. de Engenharia de Telecomunicações e Controle - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo

² Depto. de Engenharia Elétrica - Universidade Estadual de Londrina

Resumo—Neste trabalho, considera-se um canal de rádio móvel multipercursos caracterizado por desvanecimentos lentos e seletividade em frequência. Um sistema DS-CDMA unicelular e assíncrono é modelado, dando-se enfoque à implementação do receptor descorrelacionador. O desempenho do sistema é avaliado em termos de taxa de erro de bit, por meio de simulações computacionais, analisando-se os benefícios provenientes da implementação multiusuário e da diversidade de percursos. Por fim, obtém-se o ganho de desempenho das estruturas multipercursos sobre as unipercursos, e das multiusuários sobre as convencionais.

Abstract—In this work the slow fading frequency selective multipath mobile radio channel characterization is considered for asynchronous unicellular DS-CDMA system, focalizing the decorrelator receiver implementation. The system performance is evaluated in bit error rate (BER) terms, through computational simulations, analyzing the benefices, which derives from multiuser implementation and diversity. Finally, it verifies the performance gain of the multipath receiver structures over the unipaths and of the multiuser detection over the conventional.

Palavras-chave— DS-CDMA, descorrelacionador, desvanecimentos multipercursos, RAKE.

I. INTRODUÇÃO

CDMA³ (do inglês, *Code Division Multiple Access*) [1] é um esquema de múltiplo acesso baseado no espalhamento espectral [2], através do qual se permite que todos usuários transmitam simultaneamente e ocupem a mesma banda de frequência. Sendo assim, não há recursos exclusivos a um único usuário, sejam eles temporais ou de frequência portadora, o que livra tal sistema de limitações semelhantes às do TDMA e FDMA [3]. Todavia, no CDMA, a capacidade do sistema tem como principal limitante a MAI⁴ (do inglês, *Multiple Access Interference*).

Na telefonia móvel celular, a influência do canal é grande, podendo ser observada pelas fortes distorções⁵

³SSMA (*Spread-Spectrum Multiple Access*) também é uma denominação válida para a tecnologia CDMA.

⁴MAI, trata-se da interferência gerada pelos demais usuários.

⁵Ao longo de todo o texto, a palavra *distorção* denota a modificação na amplitude e na fase do sinal transmitido provocada pelo canal de rádio móvel; admite-se que esta distorção seja independente das frequências componentes do sinal.

no sinal recebido. Altas frequências de portadora são determinantes na deterioração da informação, devido ao fácil surgimento de fenômenos de sombreamento, reflexão e, por conseguinte, à criação de diversos percursos entre as antenas de transmissão e recepção. Aliada a tais fatores, a própria mobilidade relativa entre transmissor e receptor e mesmo de objetos compreendidos no canal tornam crítica a manifestação de desvanecimentos no sinal. Fortuitamente, as atenuações no sinal chegam em níveis críticos, podendo comprometer a confiabilidade do sistema.

Projetar sistemas de comunicação capazes de transmitir informações que possam ser satisfatoriamente recuperadas, respeitando as limitações energéticas, de largura de banda e de custos, passa a ser uma tarefa que exige intensa pesquisa.

Existem soluções particulares para o combate de ambos os fatores degradadores de sistemas móveis CDMA: para o combate à MAI faz-se uso de detecção multiusuário, tal como o descorrelacionador, o MMSE e canceladores de interferência; já no combate aos desvanecimentos de canal, a implementação de técnicas de diversidade mostra-se mais apropriada.

Neste trabalho, faz-se uma revisão e análise de desempenho de receptores descorrelacionadores providos de diversidade de percursos, aplicáveis a sistemas de comunicações móveis DS-CDMA (do inglês, *Direct Sequence - Code Division Multiple Access*). Inicialmente, na seção II faz-se um breve estudo dos canais de rádio móveis, salientando seu efeito sobre um sinal DS-CDMA típico. Uma apresentação das técnicas de recepção DS-CDMA investigadas é feita na seção III, e, na seção IV, alguns resultados obtidos através de simulação computacional são apresentados e discutidos. As considerações finais pertinentes ao contexto abordado são feitas na seção V.

II. CANAIS DE RÁDIO MÓVEIS

O canal de comunicação pode ser fundamentalmente explicado segundo suas características físicas. Grande parte do comportamento do canal, como por exemplo a ocorrência de desvanecimentos no sinal e a criação e extinção dinâmicas de percursos podem ser melhor explicadas do ponto de vista do estudo de fenômenos atmosféricos em conjunto com a mobilidade entre transmissor e receptor [4]. Por outro lado, um estudo adequado do canal também é alcançado a partir de uma análise matemática apropriada ao contexto das comunicações móveis [3], [5], [6].

A seguir, apresentam-se alguns conceitos básicos sobre o comportamento de canais de rádio móveis, essenciais ao estudo dos receptores, pois uma abordagem mais específica foge ao escopo deste trabalho. Alguns trabalhos clássicos nessa área foram publicados por Proakis [3], Biglieri et al. [7] e Sklar [5], [6].

Características do meio físico

A composição gasosa do canal do sistema móvel celular interage com o sinal transmitido, atenuando e defasando-o ao longo do percurso do sinal – do transmissor ao receptor. Sendo assim, o estudo da influência da atmosfera sobre uma onda de rádio é de total relevância no projeto de todo um sistema de comunicação móvel.

Ondas eletromagnéticas são suscetíveis de interações com superfícies presentes no canal, sendo comum a identificação de fenômenos como reflexão, difração e dispersão. Associando-se a tais fenômenos a variação do índice de refração do ar, criam-se vários percursos de comunicação entre um par transmissor-receptor, os quais serão percorridos por réplicas do sinal transmitido.

Cada um dos percursos tem características próprias de atenuação e tempo de propagação. As características da troposfera, por sua vez, variam constantemente, bem como a posição relativa entre as antenas de transmissão e recepção, implicando em uma resposta impulsiva do canal variante no tempo. Em um determinado ponto do espaço, o sinal resultante da composição dos vários percursos terá apreciáveis flutuações na amplitude. Essas flutuações são comumente designadas na literatura por desvanecimentos ou *fading*.

Em suma, o desvanecimento por multipercursos sofre forte influência tanto da composição atmosférica quanto da disposição dos obstáculos em um determinado ambiente, bem como a interação deste com o par de antenas transmissora-receptora. Assim, para a modelagem de um canal em um sistema de telefonia móvel deve-se levar em conta o cenário como um todo, distinguindo dois quesitos principais:

- o movimento entre transmissor e receptor;
- o movimento dos objetos entre ambos.

Assim, para cada tipo de ambiente, o canal terá características muito particulares. Na Tabela 1 [8] estão sintetizados alguns valores típicos para atraso de percurso, τ , e atenuação relativa média, $\bar{\alpha}$, em três ambientes distintos. A resposta impulsiva do canal (Figura 1) é resultado de um somatório das respostas de todos percursos existentes, sendo que cada uma possui atraso, τ , e coeficiente complexo de distorção (compreendendo atenuação e defasagem), c , particulares.

Na literatura, os desvanecimentos são distinguidos entre aqueles de grande escala e de pequena escala. Desvanecimentos de grande escala representam a atenuação da potência média do sinal ou perda de percursos. Os desvanecimentos de pequena escala referem-se às constantes flutuações na amplitude e na fase do sinal. Neste trabalho, dá-se enfoque aos desvanecimentos de pequena escala. Na Figura 2 é apresentado o modelo de canal adotado.

zona rural		típico urbano		terreno montanhoso	
$\tau[\mu s]$	$\bar{\alpha}[dB]$	$\tau[\mu s]$	$\bar{\alpha}[dB]$	$\tau[\mu s]$	$\bar{\alpha}[dB]$
0,0	0	0,0	-3	0,0	0
0,1	-4	0,2	0	0,1	-1,5
0,2	-8	0,5	-2	0,3	-4,5
0,3	-12	1,6	-6	0,5	-7,5
0,4	-16	2,3	-8	15,0	-8,0
0,5	-20	5,0	-10	17,2	-17,7

Tabela 1. Atrasos e atenuações relativas médias típicos para três ambientes distintos [8].

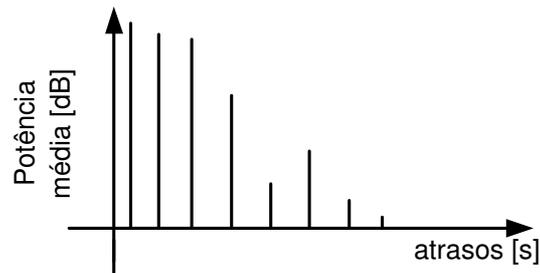


Figura 1. Resposta impulsiva de um canal multipercursos.

Um fato implícito no modelo é que os percursos de propagação são gerados e extintos dinamicamente. Ou seja, o número de percursos é imprevisível. Devido justamente à indeterminação de suas características, o canal de rádio móvel, é modelado como um processo estocástico. Geralmente, associa-se a um determinado canal uma função densidade de probabilidade, sendo a *Rice* e a *Rayleigh* as mais utilizadas para a modelagem de desvanecimentos de multipercursos na existência ou não de linha de visada, respectivamente. Neste trabalho foram empregados apenas modelos de canais cuja distribuição é regida pela função densidade de probabilidade *Rayleigh* conforme [9]:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma_x^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}}, \quad x \geq 0 \quad (1)$$

onde x é a amplitude da envoltória e σ_x^2 sua variância.

O sinal banda-base que chega ao receptor, $r_k(t)$,

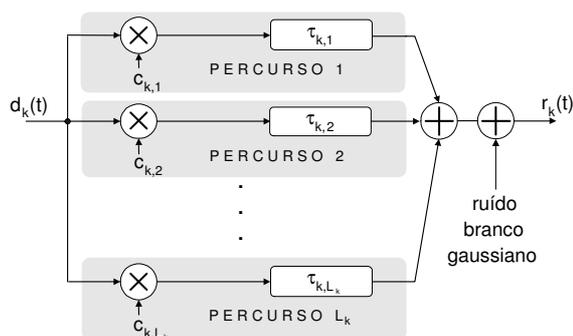


Figura 2. Modelo para canal multipercursos para o k -ésimo usuário.

pode ser matematicamente escrito como:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{\ell=1}^{L_k} c_{k,\ell}(t) d_k[t - \tau_{k,\ell}(t)] + n(t), \quad (2)$$

onde K é o número de usuários; L_k , o número de percursos existentes no canal para o k -ésimo usuário; $c_{k,\ell}(t)$ denota os coeficientes complexos que modelam a atenuação e deslocamento de fase sofridos pelo sinal do k -ésimo usuário em seu ℓ -ésimo percurso; $\tau_{k,\ell}(t)$ o atraso na propagação do sinal recebido pelo k -ésimo usuário através de seu ℓ -ésimo percurso; $d_k(t)$ é o sinal banda-base transmitido pelo k -ésimo usuário; $n(t)$ é o ruído branco aditivo Gaussiano, AWGN (do inglês, *Additive White Gaussian Noise*), caracterizado por distribuição estatística normal de média nula, sendo $N_o/2$ sua densidade espectral de potência bilateral.

Por sua vez, $c_{k,\ell}(t)$ provém de uma função do tempo e do atraso de propagação do ℓ -ésimo percurso:

$$c_{k,\ell}(t) = c_k[\tau_{k,\ell}(t), t], \quad (3)$$

onde c_k denota a resposta impulsiva do canal para o k -ésimo usuário, dada por:

$$c_k(\tau; t) = \alpha_k(\tau; t) e^{-j2\pi f_c \tau}, \quad (4)$$

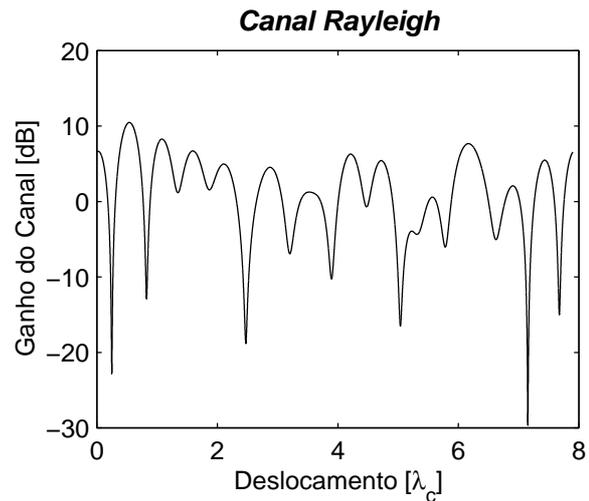
onde $\alpha_k(\tau; t)$ denota a atenuação das componentes do sinal a um atraso τ e instante t .

Segundo Proakis [3], é necessária uma grande mudança dinâmica no meio para causar uma significativa alteração no sinal recebido. Por outro lado, as fases das réplicas recebidas podem facilmente sofrer rotações de 2π [rad] com uma pequena movimentação do transmissor e/ou receptor. Considerando tal liberdade de movimentação característica da comunicação móvel celular, reconhece-se a necessidade de um estudo cuidadoso dos canais de propagação.

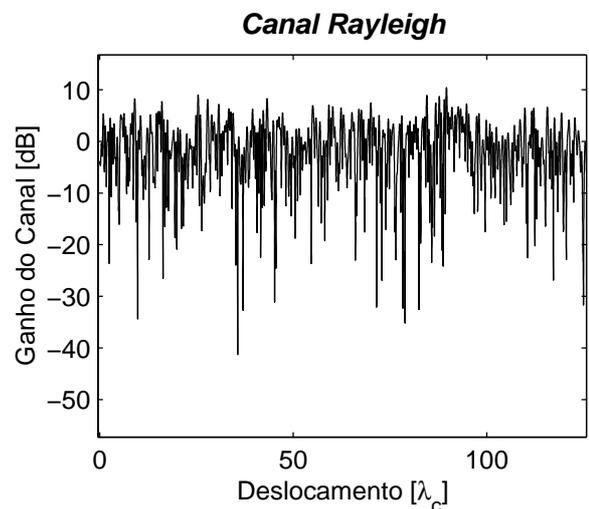
Comumente, a classificação do canal de rádio móvel toma como base duas manifestações de pequena escala: espalhamento e variação temporais. Conforme o espalhamento temporal seja grande ou pequeno, o canal pode ser classificado em seletivo ou não-seletivo em frequência, respectivamente. Por outro lado, tomando-se como base o período de símbolo transmitido, os desvanecimentos do canal são classificados em rápidos ou lentos, segundo sua taxa.

A seguir (Figura 3) é ilustrado durante um intervalo de 1,8s, o comportamento de um canal *Rayleigh*, seletivo em frequência, para uma frequência de portadora de 1 GHz, em duas situações de velocidade de deslocamento da unidade móvel – pedestre e veicular –, onde λ_c é o comprimento de onda da frequência portadora. Para qualquer um dos casos constata-se a relação entre os nulos de aproximadamente $\lambda_c/2$ [10].

Para um sistema CDMA, o canal móvel tornará ainda mais crítico o problema da interferência. Junto a uma certa informação de interesse estarão adicionados não apenas réplicas atrasadas da mesma informação como também sinais de usuários interferentes. Desta forma,



(a) móvel com velocidade de 5km/h



(b) móvel com velocidade de 80km/h

Figura 3. Resposta de um canal Rayleigh em função do deslocamento do móvel dado em unidades de comprimento de onda da portadora, λ_c , considerando frequência da portadora $f_c = 1$ GHz, taxa de bits $R = 9600$ bps e receptor em duas situações distintas de mobilidade.

o sinal para o k -ésimo usuário pode ser escrito:

$$r(t) = \underbrace{d_k[t - \tau_{k,1}(t)] c_{k,1}(t)}_{\text{sinal de interesse}} + \underbrace{\sum_{\ell \neq 1} d_k[t - \tau_{k,\ell}(t)] c_{k,\ell}(t)}_{\text{réplicas do sinal de interesse}} + \underbrace{\sum_{j \neq k} \sum_{\ell} d_j[t - \tau_{j,\ell}(t)] c_{j,\ell}(t)}_{\text{usuários interferentes}} + n(t). \quad (5)$$

Assim, em um sistema CDMA, como a correlação cruzada define a interferência entre os usuários, a auto-

correlação fora de fase determinará as interferências entre réplicas de uma mesma informação - a *auto-interferência*.

III. ESTRUTURAS RECEPTORAS

Diante das dificuldades criadas pelo canal de rádio móvel, no projeto de um sistema de comunicação é preciso considerar as características do meio, de modo a alcançar o desempenho desejado e, ao mesmo tempo, satisfazer determinadas especificações, tais como: energia transmitida, largura de banda disponível e custo. A investigação de estruturas receptoras é um dos principais caminhos que propiciam o alcance de tais metas.

Neste trabalho, as estruturas receptoras são distinguidas entre as apropriadas a canais unipercurso (por exemplo, canal com AWGN e canal *Rayleigh Plano*) [3], e a multipercursos (por exemplo, canal *Rayleigh* ou *Rice*). Sistemas de telefonia móvel CDMA comerciais normalmente se deparam com um canal multipercursos seletivo em frequência, um dos mais severos quando se considera os métodos de recepção convencionais.

A. Receptores para canais Unipercurso

Em sistemas CDMA, o sinal do usuário de interesse compartilha a mesma banda com os demais usuários, denominados interferentes; assim, ao recebê-lo, deparar-se-á com vários outros sinais misturados ao de interesse. As propriedades não-ideais de correlação cruzada das seqüências de códigos mais usuais⁶ fazem com que, para um determinado usuário, os demais se comportem como interferentes.

A principal imperfeição das estruturas receptoras CDMA denominadas convencionais é, justamente, o fato de o receptor simplesmente não levar em consideração a influência dos demais usuários na recepção do sinal de um usuário de interesse, degradando seu desempenho. Contudo, há estruturas receptoras que combatem tal interferência junto à informação de interesse. Receptores desta classe são conhecidos como *multiusuários*.

Recepção Convencional: Nas estruturas receptoras convencionais DS-SS-SSA, a cada usuário ativo é disponibilizado um correlacionador com uma cópia⁷ sincronizada da assinatura deste. O sinal do usuário é então recuperado no receptor correspondente através do cômputo da correlação entre o sinal recebido e a cópia de sua assinatura. A recepção para canais com AWGN pode ser matematicamente expressa como:

$$y_k(nT_b) = \int_{nT_b+\tau_k}^{(n+1)T_b+\tau_k} r(t)s_k^*(t-\tau_k)dt = \underbrace{A_k b_k}_{\text{usuário de interesse}} + \underbrace{\sum_{j \neq k} A_j b_j \rho_{jk}}_{\text{usuários interferentes}} + \underbrace{\eta_k}_{\text{ruído filtrado e espalhado}}, \quad (6)$$

⁶Tais como as binárias determinísticas (por exemplo, *Gold* e *Kasami*) e as aleatórias.

⁷A abordagem mais geral para o processo de correlação é considerar a seqüência sincronizada no receptor como sendo o conjugado complexo da seqüência empregada na transmissão.

onde τ_k é o atraso do k -ésimo usuário; assume-se que as seqüências de código, tanto as empregadas na transmissão quanto na recepção, possuem energia unitária.

Matricialmente a equação (6) resume-se a [11]:

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \eta, \quad (7)$$

onde \mathbf{R} é a matriz contendo as correlações de todas as assinaturas dos usuários ativos; \mathbf{A} é a matriz diagonal com as amplitudes de todos os usuários; \mathbf{b} representa os bits transmitidos por cada um dos usuários; η é o ruído filtrado e espalhado às saídas dos correlacionadores.

A essência das estruturas convencionais, na forma aqui abordada, é a operação de correlação entre o sinal recebido e a assinatura do usuário de interesse. Devido aos valores não nulos de correlação cruzada das famílias de seqüência usuais, junto a uma certa informação desejada são recebidas as informações de todos os interferentes. É justamente a correlação cruzada do conjunto de seqüências ativas que quantifica, juntamente com a disparidade de potências, a interferência de múltiplo acesso efetiva entre usuários - a MAI.

Generalizando, a expressão (7) para que seja abrangido o caso assíncrono [11], resulta:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{b} + \eta, \quad (8)$$

sendo \mathbf{H} expresso como:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{R}[0] & \mathbf{R}[1]^H & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{R}[1] & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \mathbf{0} & \ddots & & \ddots & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \mathbf{R}[1]^H \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{R}[1] & \mathbf{R}[0] \end{pmatrix}, \quad (9)$$

onde $\mathbf{R}[m]$ é a matriz de correlações parciais com deslocamento de m bits; o sobrescrito H denota *transposição hermitiana*.

Tomando-se, por exemplo, a situação ilustrada na Figura 4, onde dois usuários assíncronos são detectados dentro de uma janela de 3 bits, a matriz \mathbf{H} resulta em:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & \rho_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \rho_{12} & 1 & \rho_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \rho_{21} & 1 & \rho_{12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_{12} & 1 & \rho_{21} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \rho_{21} & 1 & \rho_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \rho_{12} & 1 \end{pmatrix}. \quad (10)$$

As expressões para as saídas dos correlacionadores são apresentadas na Tabela 2.

A estrutura convencional denominada correlacionadora é considerada ótima para sistemas de simples acesso diante de canal apenas com AWGN⁸ [3]. A influência da MAI na recepção convencional fica clara através da Tabela 2. Um aumento na potência de um dos usuários é capaz de comprometer toda a recepção do outro. A seguir, apresenta-se a recepção multiusuário, que tem por finalidade melhorar a recepção sob ambientes de múltiplo acesso.

⁸Para canais com desvanecimentos multipercursos têm-se como ótimas as estruturas convencionais conhecidas como RAKE (Seção III-B).

bit	usuário 1	usuário 2
1º	$b_1^{(1)} + b_2^{(1)}\rho_{12} + b_2^{(2)}\rho_{21}$	$b_2^{(1)} + b_1^{(1)}\rho_{12}$
2º	$b_1^{(2)} + b_2^{(2)}\rho_{12} + b_2^{(3)}\rho_{21}$	$b_2^{(2)} + b_1^{(2)}\rho_{12} + b_1^{(1)}\rho_{21}$
3º	$b_1^{(3)} + b_2^{(3)}\rho_{12}$	$b_2^{(3)} + b_1^{(3)}\rho_{12} + b_1^{(2)}\rho_{21}$

Tabela 2. Valores das variáveis de decisão para dois usuários assíncronos considerando uma janela de observação de três bits.

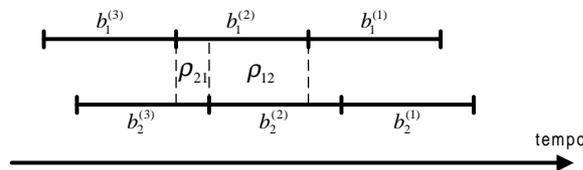


Figura 4. Exemplo ilustrativo da correlação parcial entre usuários assíncronos.

Recepção Multiusuário: Nas estruturas convencionais, os demais usuários não são levados em conta na detecção do usuário de interesse, sendo tratados como ruído de fundo. Já, os receptores *multiusuários* [11] são estruturas que usufruem do conhecimento de todas as assinaturas envolvidas na transmissão, levando em consideração as informações referentes à interferência de múltiplo acesso entre todos usuários ativos no sistema. Em lugar da estimativa única feita nos receptores convencionais, nos multiusuários, os sinais são detectados levando-se em conta o conjunto de todos usuários ativos.

As estruturas receptoras multiusuários lineares baseiam-se em um banco de filtros casados⁹, adicionando a este esquema uma matriz de transformação linear, **T** (Figura 5). Observe que fazendo-se **T** = **I**, onde **I** é a matriz identidade, recai-se no caso do receptor convencional.

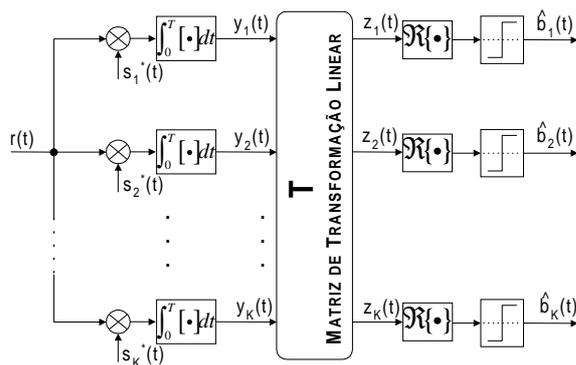


Figura 5. Esquema de recepção multiusuário linear CDMA.

Uma estrutura linear multiusuário bastante divulgada na literatura é a *descorrelacionadora*. Para a condição de usuários síncronos, a matriz de transformação linear **T** será dada por:

$$\mathbf{T}_{descorrel} = \mathbf{R}^+, \quad (11)$$

⁹Receptor convencional, isto é, banco de filtros de correlacionadores.

onde \mathbf{R}^+ é a inversa generalizada de *Moore-Penrose*¹⁰ [12] da matriz de correlações, **R**.

Aqui o descorrelacionador elimina por completo as correlações cruzadas entre todos usuários e, conseqüentemente, a MAI. A variável de detecção pode ser escrita como:

$$\mathbf{z}_{descorrel} = \mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{R}^+\eta, \quad (12)$$

onde o termo $\mathbf{R}^+\eta$ é denominado *ruído colorido*. A principal imperfeição das estruturas descorrelacionadoras se dá justamente nesse enriquecimento do ruído, visto que a potência deste, após à saída da matriz de transformação linear, será igual ou superior à do ruído branco.

Na condição de assincronismo entre usuários, o cálculo da matriz de transformação descorrelacionadora deve levar em conta a influência entre bits de informações adjacentes. Assim, a equação (11) pode ser generalizada para o caso assíncrono [11], situação típica do canal de tráfego reverso:

$$\mathbf{T}_{descorrel} = [\mathbf{R}^H[1]z + \mathbf{R}[0] + \mathbf{R}[1]z^{-1}]^{-1}. \quad (13)$$

Nesta situação, a matriz de transformação linear pode ser tratada como um filtro digital com resposta impulsiva infinita - IIR [13]. A expressão matemática que representa a resposta impulsiva deste tipo de filtro no domínio de tempo discreto é recursiva, exigindo assim o processamento de toda a mensagem a cada instante de avaliação da saída do receptor. Além do mais, a matriz de correlações parciais da expressão (13) deve ser recalculada sempre que ocorrer ativação e/ou desativação de usuários, ou mesmo quando houver mudança no atraso de qualquer usuário ativo [14], [15].

O esforço computacional exigido acaba por inviabilizar a implementação da matriz de transformação (13). Um método alternativo – mais simples – consiste em truncar a janela de observação do filtro. No entanto, o desempenho resultante decresce conforme a redução da janela de observação [14].

B. Receptores para canais Multipercursos

Na Figura 1 foi apresentada a resposta impulsiva em um determinado instante e ponto do espaço de um canal multipercursos. Devido às características do canal, esta resposta é variante no tempo, relatando quais percursos estão presentes em um determinado instante e o quão são significativos, em termos de potência média ou energia.

Cada um dos percursos identificados no canal possui características físicas particulares e, portanto, uma resposta própria: cada um resulta em uma réplica do sinal transmitido, com atenuação e atraso próprios, e em conseqüência destes, afeta também a portadora, via distorção de fase e de amplitude. Geralmente, deslocamentos de fase e atrasos apresentam distribuição uniforme, enquanto que as atenuações seguem uma

¹⁰Algoritmos mais comuns de inversão de matrizes têm problemas quando se deparam com a inversão de matrizes singulares. Neste aspecto, justifica-se o emprego do algoritmo de inversão de matriz generalizada *Moore-Penrose*.

distribuição de *Rice* ou de *Rayleigh*, conforme a existência ou não de linha de visada na comunicação, respectivamente.

A recepção perante canais de rádio móveis exige maior quantidade de circuitos ou de processamento, quando comparada à tarefa semelhante para canais apenas com AWGN. A maior complexidade se dá, sobretudo, nos desvanecimentos profundos que podem atenuar o sinal em níveis críticos de amplitude.

Considerando que a probabilidade de um sinal sofrer um desvanecimento profundo seja p , p^L será a probabilidade de as L réplicas do sinal sofrerem tal desvanecimento independente e simultaneamente, sendo L o número de percursos [3]. Assim, a multiplicidade de percursos no canal passa a ser uma vantagem em potencial, e sua exploração eficiente, de maneira a obter ganho de desempenho no sistema, é denominada *diversidade*.

Caso sejam implementados receptores correlacionadores acompanhando no tempo cada uma das réplicas, e capazes de fazê-lo dinamicamente, alcançar-se-á apreciável ganho de desempenho na recepção. Para tanto, faz-se necessário estimar os atrasos de todas as réplicas a serem aproveitadas através da diversidade de percursos. É preciso também estabelecer a regra pela qual será feita a combinação dos resultados dos correlacionadores¹¹. A Figura 6 apresenta uma estrutura receptora que tira proveito da diversidade de percursos, destacando-se os diversos correlacionadores, o estimador e o combinador. A saída y amostrada, para o correlacionador do k -ésimo usuário sincronizado com o ℓ -ésimo percurso associado, é dada por:

$$y_{k,\ell}(nT_b) = \int_{nT_b}^{(n+1)T_b} r[t + \tau_{k,\ell}(t)]s_k^*(t)dt + \eta_{k,\ell}. \quad (14)$$

Note que a equação (14) é um caso mais geral para a equação (6).

A partir da equação (5) é possível identificar as parcelas interferentes, referentes à auto-interferência (do inglês, *Self-interference* - SI) e à MAI:

$$y_{k,\ell} = y_{k,\ell}^{(k)} + y_{k,\ell}^{(SI)} + y_{k,\ell}^{(MAI)}. \quad (15)$$

Estruturas conhecidas como RAKE [16] são projetadas justamente para combinarem os sinais recebidos através dos diversos percursos em canal seletivo em frequência, implementando correlacionadores em janelas de intervalo de símbolo, T_b , posicionadas nos instantes correspondentes aos atrasos de cada um dos percursos julgados significativos (Figura 6). Cada um destes correlacionadores é denominado *ramo*.

O surgimento do RAKE é inerente à história do espalhamento espectral, oriundo de interesses militares. O RAKE foi desenvolvido para a *Army Signal Corp* pelo *Lincoln Laboratory* do MIT (*Massachusetts Institute of*

¹¹ Apesar de as réplicas dos sinais de um mesmo usuário resultarem em distintos atrasos, suas correlações à saída do receptor devem estar sincronizadas entre si, garantindo que a combinação destes sinais seja realizada considerando réplicas recebidas de um mesmo símbolo de informação.

Technology) e patentado por R. Price e P. E. Green Jr. com o título de “*Anti-multipath receiving system*”[17].

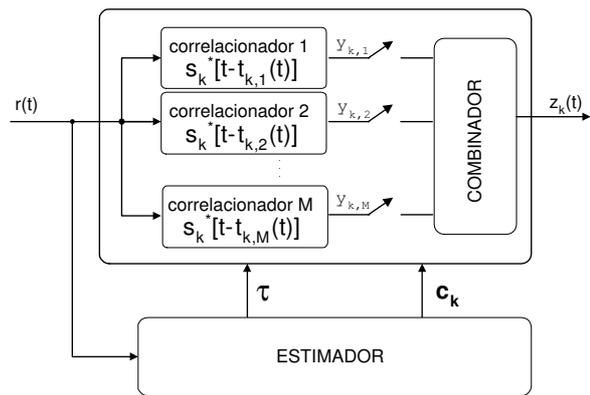


Figura 6. Configuração básica de um receptor RAKE para o k -ésimo usuário.

Receptores RAKE são ótimos para canais multipercursos; no entanto, somente quando o sistema envolver apenas um usuário. Sua estrutura é tipicamente convencional, portanto, o RAKE tem seu desempenho fortemente degradado pela MAI. Entretanto, a estrutura multiusuário descorrelacionadora multipercursos pode ser obtida simplesmente associando-se ao RAKE a matriz de transformação descorrelacionadora [18], [19], [20], [21] descrita pelas expressões (11) e (13). As estruturas correlacionadora e descorrelacionadora passam então a ser consideradas casos particulares, em que o RAKE e a estrutura multipercurso-descorrelacionadora dispõem de apenas um ramo correlacionador.

Uma forma de associar uma matriz de transformação linear à estrutura RAKE, consiste em um banco de correlacionadores seguido por uma transformação linear, Figura 7, outras topologias são apresentadas em [22, Cap. 3]. Tratam-se, desta maneira, usuários e percursos independentemente, desacoplando-os antes de realizar a combinação de percursos para cada usuário. A estrutura na qual a resolução multipercurso é seguida pela matriz de descorrelação é denominada de Multipercurso-Descorrelacionadora, ou simplesmente MD.

Idealmente, para cada percurso deve-se dispor de um ramo correlacionador. Entretanto, canais de sistemas móveis CDMA reais são compostos por inúmeros percursos. Neste ponto recai uma importante limitação na implementação de estruturas multipercursos, visto que sua complexidade cresce com o número de ramos.

Em grande parte das implementações comerciais, o número de ramos está compreendido entre 3 e 5 [23]. No padrão IS-95, utilizam-se 3 ramos no receptor da unidade móvel e 4 no da ERB. Em média, 3 ramos são suficientes para captar cerca de 87% da energia transmitida; com 4 ramos pode-se captar cerca de 94%¹² da energia total transmitida.

A forma com que as saídas $y_{k,i}$ dos correlacionadores serão combinadas para constituir a saída do RAKE, é

¹²Tomando-se como base a Tabela 1.

estabelecida no bloco COMBINADOR da Figura 6. Apenas dois tipos de combinadores foram analisados neste trabalho:

- EGC (*Equal Gain Combining*) - simplesmente somam-se todas as saídas $y_{k,i}$ dos correlacionadores; atribuindo-se um peso adequado à esta soma, determina-se a saída do receptor;
- MRC (*Maximal Ratio Combining*) - a saída do receptor é dada pela soma de todas as saídas dos correlacionadores atribuindo a cada uma, peso próprio. Esses pesos são função da estimativa atual do canal.

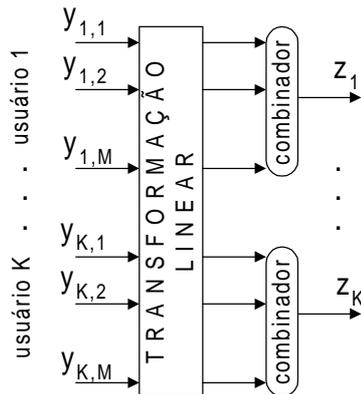


Figura 7. Topologia básica para recepção MD.

No MRC, os pesos para a saída de cada correlacionador são os valores absolutos dos coeficientes de canal naquele instante. Portanto, o MRC exige estimativas da potência de cada percurso, atualizadas a cada bit, dificultando sua utilização em sistemas operando em canal caracterizado por desvanecimentos rápidos ou para sistemas não-coerentes [23].

Visto que as intensidades das saídas dos correlacionadores possuem estreita relação com a potência em cada percurso, o método de combinação ER (do inglês, *Empirical Rule*) é uma forma alternativa de combinador que se aproxima ao MRC, com a grande vantagem de não necessitar de estimativas de potência do canal. Segundo Alifitras [23], simulações para o ER resultaram em desempenhos muito próximos aos obtidos com o combinador MRC. Um importante estudo comparativo entre algumas técnicas de combinação, tanto em detecção coerente quanto não-coerente, é apresentado por Eng et al. em [24].

Para qualquer das formas de combinação básicas, em um RAKE com detecção coerente são necessárias estimativas de atraso e deslocamento de fase para cada um dos percursos. O conhecimento dos atrasos e fases é fundamental para que os ramos estejam adequadamente sincronizados com as respectivas réplicas e para a recuperação da fase inicial destas. No bloco ESTIMADOR, ilustrado na Figura 6, são geradas tais estimativas. O estimador mais simples para o RAKE é composto de um correlacionador que realiza uma varredura de atrasos em uma determinada faixa, identificando quais (M) atrasos resultam em uma alta correlação, isto é, identificam-se quais são os M percursos mais fortes,

onde M é o número de ramos do receptor. No entanto, para que seja alcançada maior velocidade de processamento de estimativas devem ser implementados vários correlacionadores que fazem a busca simultaneamente.

IV. DESEMPENHO COMPARADO

Nesta seção são apresentados resultados de simulação de um sistema DS-CDMA assíncrono com modulação BPSK e formatação de pulso retangular, objetivando a avaliação do desempenho do sistema de comunicação em diversas condições. Todavia, deve-se salientar que em momento algum leva-se em consideração a interferência entre células vizinhas, isto é, considera-se apenas sistema unicelular.

O sistema utilizado nas simulações constitui-se basicamente de transmissão, canal móvel e recepção, não sendo implementado qualquer tipo de codificação para detectar ou corrigir erros. O método Monte Carlo é empregado para simular o comportamento do sistema e calcular sua probabilidade de erro de bit - BER.

Todas as situações simuladas são pertinentes ao canal de tráfego reverso (da unidade móvel à ERB), onde os usuários não mantêm qualquer sincronismo entre si; no entanto, todos transmitem a taxas idênticas, $R_b = 9600\text{bps}$. Situações tanto com ou sem controle perfeito de potência são analisadas.

O canal empregado para simulação é caracterizado por multipercursos com desvanecimentos que seguem distribuição *Rayleigh* e seletividade em frequência [3]. A frequência de portadora, f_c , é de 1GHz e a velocidade do móvel, $v = 70\text{ km/h}$, implicando em frequência *Doppler* máxima de

$$f_m = f_c \frac{v}{c} = 64,81\text{Hz},$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo, e deslocamento *Doppler* normalizado de

$$d_{Dpl} = f_m T_b = 0,0068;$$

entretanto, impôs-se a constância dos coeficientes de canal no intervalo de bit.

Adotou-se como padrão um perfil de canal cujas energias seguem uma expressão exponencial e atrasos consecutivos múltiplos inteiros de T_c . O perfil exponencial normalizado de um canal com L percursos é descrito pela equação (16), sendo $\mathbb{E}[\cdot]$ o operador esperança, e $L = L_u$, para $u = 1, 2, \dots, K$; com máximo atraso de percurso $\tau_m = 5\mu\text{s}$, de tal forma a aproximar-se de um perfil tipicamente urbano (Tabela 1).

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\alpha_\ell^2] &= \frac{\vartheta(\ell)}{\sum \vartheta}, & \ell = 1, 2, \dots, L, & \quad (16) \\ \vartheta(\ell) &= e^{-\ell \frac{\tau_c}{\tau_m}}. \end{aligned}$$

A análise de desempenho dos receptores restringiu-se às estruturas baseadas no RAKE e no MD com janela de observação de 16bits .

Assumem-se todas estimativas necessárias à recepção perfeitamente conhecidas. Assim, para cada percurso do sinal a ser tratado, é posicionado com

exatidão um, e apenas um, ramo. Para um número insuficiente de ramos considera-se que estes estejam posicionados corretamente visando a detecção dos primeiros percursos de maior energia. Quando o número de ramos exceder o número de percursos identificados, sincronizam-se todos os ramos remanescentes em um mesmo percurso onde não há qualquer informação útil.

Resultados

Na Figura 8 é apresentado o desempenho médio de um sistema com 5 usuários em função da relação sinal-ruído, E_b/N_o , dos receptores RAKE e MD com combinador MRC. A família de seqüências *Kasami Small* de comprimento $N = 63$ foi escolhida e assume-se um controle perfeito das potências. São avaliados os desempenhos diante de dois diferentes números de percursos, $L = 1$ e $L = 2$, idênticos aos números de ramos disponíveis nos receptores, $M = L$. Notar que, RAKE e MD com apenas 1 ramo, correspondem, respectivamente, aos receptores convencional e descorrelacionador.

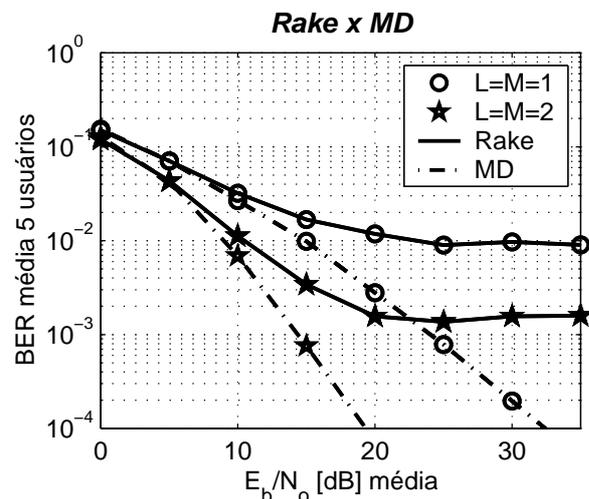


Figura 8. Desempenho dos receptores RAKE e MD, em função da relação E_b/N_o considerando um canal multipercursos com distribuição Rayleigh e perfil de energias exponencial.

O desempenho para qualquer dos receptores com 2 ramos supera aquele com apenas 1 ramo. Isso corresponde a um relativo ganho de desempenho devido à implementação da diversidade de percursos. Assim, quanto mais ramos o receptor disponibilizar, desde que $M = L$, melhor será o desempenho.

De uma maneira geral, o receptor MD apresentou desempenho superior ao do RAKE. Esse resultado deve-se ao bom cancelamento de interferências promovido através da matriz de transformação linear¹³. Devido à redução do efeito do ruído colorido (principal fator degradante do desempenho de estruturas baseadas na matriz linear de descorrelação), a superioridade

¹³Os desempenhos do MD podem ser melhorados ainda mais com o aumento da janela de observação, no entanto, isto traz um aumento na complexidade de implementação.

do MD torna-se mais evidente para valores de E_b/N_o acima de 20dB, sendo que acima de 22dB o RAKE com 2 ramos é superado até mesmo pelo descorrelacionador.

Devido ao dinamismo dos canais de rádio móveis, dificilmente ter-se-á a condição em que o número de ramos do receptor será idêntico ao de percursos, $M = L$. Assim, torna-se conveniente avaliar o desempenho dos receptores diante de configurações mais realistas. Novamente, a família de seqüências *Kasami Small* foi escolhida e assumiu-se um controle perfeito das potências.

As figuras 9 e 11 apresentam os desempenhos médios para 5 usuários em função do número de percursos resolvíveis do canal, considerando receptores RAKE e MD com 1, 2 ou 3 ramos, e fixando-se $E_b/N_o = 20dB$. Inicialmente, considera-se o combinador EGC, figuras 9(a) e 9(b) e, em seguida, o combinador MRC, figuras 11(a) e 11(b).

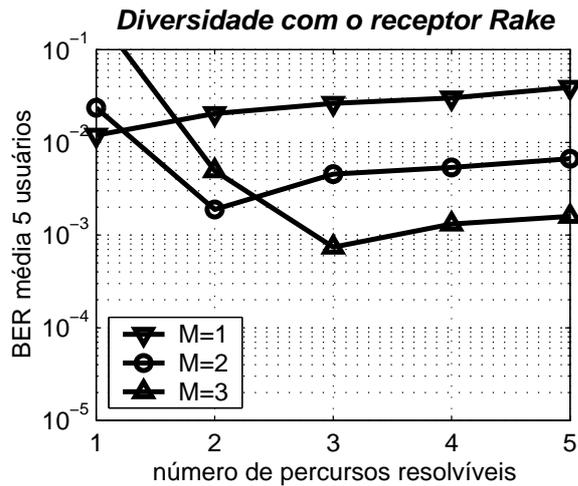
Nas figuras 9(a) e 9(b), verifica-se a degradação dos desempenhos dos receptores unipercursos, correlacionador e descorrelacionador¹⁴. Esta degradação é devida ao fato de as réplicas da informação não serem aproveitadas, contribuindo unicamente para a geração de auto-interferência. Nesta condição, quanto maior o número de percursos pior o desempenho.

Implementando-se uma estrutura multipercursos, RAKE ou MD, réplicas da informação também serão captadas, ativando assim as vantagens da técnica de diversidade de percursos. Aumentando-se o número de ramos melhora-se o desempenho, visto que é reduzido o número de réplicas que contribuem exclusivamente com interferência e aumentada a quantidade de réplicas aproveitadas.

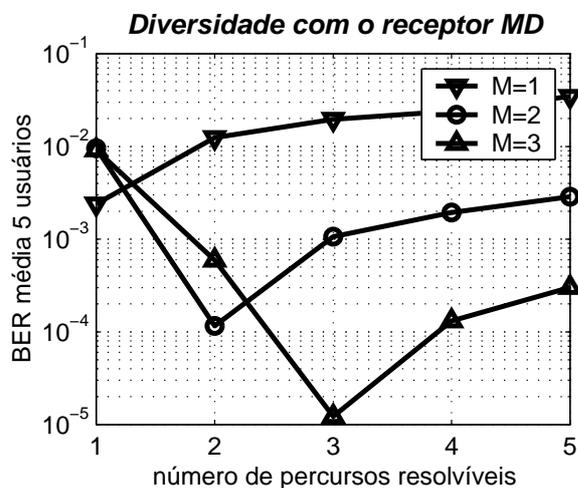
Pela Figura 9 observa-se que o ponto ótimo para o desempenho de um receptor com um número M de ramos se dá justamente quando este número é idêntico ao número de percursos, $L = M$. Nesta condição, disponibiliza-se um, e somente um, ramo para cada percurso resolvível do canal, podendo o RAKE e o MD serem denominados RAKE completo e MD completo, respectivamente. Pode-se imaginar uma curva, tanto para o RAKE e MD, constituída apenas pelos pontos de mínimo apresentados na Figura 9. Esta curva (Figura 10) tem um significado de grande importância, pois corresponde a um limite inferior de desempenho do RAKE para uma dada situação de transmissor e canal. Conforme aumenta-se o número de percursos, e igualmente o de ramos, melhor é o desempenho.

Para $M > L$, têm-se ramos excedentes. Nesta condição, surge uma nova questão: já que para certos ramos não há percursos a serem aproveitados, como esses ramos devem ser sincronizados? A resposta não é única, contudo, genericamente, pode-se dizer que algum artifício faz-se necessário. Nas simulações realizadas, os ramos excedentes foram todos sincronizados a um mesmo percurso fictício, em $\tau_{exc} > \tau_m$, onde hipoteticamente não há qualquer informação útil. Dessa maneira, tais ramos captarão apenas ruído e interferência,

¹⁴Receptores correlacionador e descorrelacionador correspondem, respectivamente, às estruturas RAKE e MD com apenas um ramo.



(a) receptor RAKE



(b) receptor MD

Figura 9. Avaliação da diversidade dos receptores RAKE e MD com combinador EGC, considerando $E_b/N_0 = 20dB$ e canal multipercursos com distribuição Rayleigh e perfil exponencial de energias.

promovendo uma certa degradação de desempenho dos receptores RAKE e MD. Além disto, para o cálculo da matriz de transformação linear \hat{H}^+ do MD, serão utilizadas as mesmas estimativas empregadas nos ramos. Nessa situação, a matriz de correlações que descreve as informações espalhadas, \mathbf{H} , não será exatamente a inversa da matriz de transformação linear do sinal recebido, não promovendo o adequado cancelamento dos usuários e percursos interferentes:

$$\mathbf{z}_{MD} = \hat{H}^+ \mathbf{H} \mathbf{A} \mathbf{b} + \hat{H}^+ \boldsymbol{\eta} \neq \mathbf{A} \mathbf{b} + \hat{H}^+ \boldsymbol{\eta}. \quad (17)$$

Portanto, quão maior o número de ramos excedentes pior o desempenho. Garante-se então que o receptor RAKE completo ou o MD completo alcance desempenho superior para o mesmo número de percursos em relação ao RAKE ou ao MD, respectivamente,

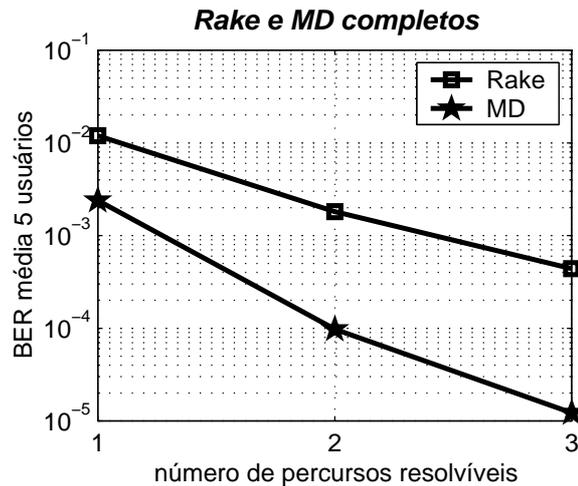


Figura 10. Desempenhos do RAKE e MD completos com combinador EGC, considerando $E_b/N_0 = 20dB$ e canal multipercursos com distribuição Rayleigh e perfil exponencial de energias.

com qualquer outro número de ramos. Comparando-se os gráficos da Figura 9, constata-se que para o MD a degradação devida aos ramos excedentes é mais moderada que para o RAKE.

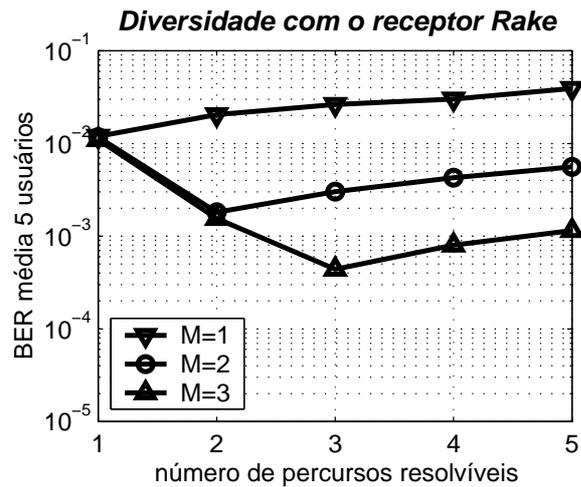
Para $M < L$, os receptores multipercursos têm seu desempenho degradado de forma semelhante aos receptores unipercursos, visto que haverá réplicas que ao invés de contribuir para uma melhor recepção da informação funcionarão predominantemente como interferentes.

Quando se utiliza o combinador MRC, Figura 11, em lugar do EGC, observa-se uma ligeira melhoria no desempenho dos receptores devida à utilização de pesos para as saídas dos correlacionadores que são função do desvanecimento em cada percurso. Com o MRC, o comportamento para os receptores considerados na condição de $M \leq L$ é semelhante ao com a utilização do EGC. No entanto, para o RAKE com $M > L$, os comportamentos diferem, visto que os ramos excedentes serão inutilizados devido aos pesos nulos que serão associados aos seus correlacionadores, referentes às energias desses “percursos inexistentes”. Assim, receptores RAKE com combinador MRC e número de ramos maior ao número de percursos resultarão em desempenhos equivalentes ao RAKE completo nesta condição, não havendo a degradação observada para EGC na situação de ramos excedentes.

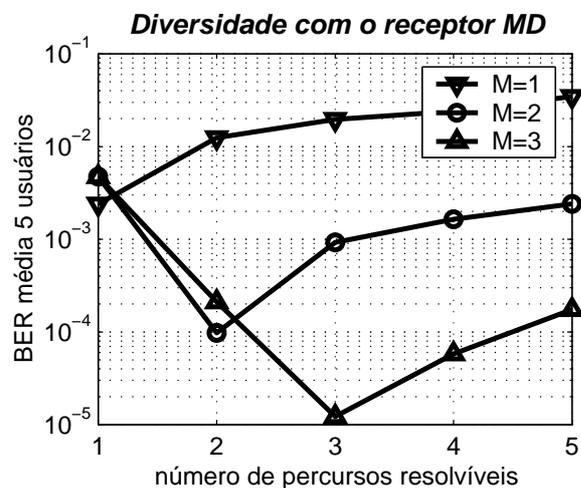
No caso do MD com combinador MRC e $M > L$, a matriz de decorrelação antes do combinador (Figura 7) implica que o resultado do ramo excedente não será inutilizado com um simples peso nulo associado ao percurso referente. Assim, para o MD associado ao MRC também ocorre a degradação do desempenho na condição de ramos excedentes, como no EGC, no entanto, em menor proporção.

Até aqui foram consideradas apenas situações de controle perfeito de potência. No entanto, nem sempre é possível obtê-las na prática. Em um sistema CDMA convencional, quanto maior a disparidade de potências

entre usuários, maior será a interferência de múltiplo acesso na recepção do(s) usuário(s) mais fraco(s). Na Figura 12, obtiveram-se as BERs médias para os usuários fracos considerando os receptores RAKE e MD, ambos em configuração completa ($M = L$), em canal Rayleigh com dois percursos. Consideram-se quatro usuários no sistema, sendo destes, dois fracos e os outros dois fortes. A relação de potências entre os usuários fracos e o ruído de fundo é mantida constante, $E_b/N_0 = 10dB$. As potências relativas dos usuários fortes são variáveis na faixa de 0 a 15dB.



(a) receptor RAKE



(b) receptor MD

Figura 11. Avaliação da diversidade dos receptores RAKE e MD com combinador MRC, considerando $E_b/N_0 = 20dB$ e canal multipercursos com distribuição Rayleigh e perfil exponencial de energias.

Obviamente, o simples fato de os usuários fortes disponibilizarem maior energia de transmissão, estes apresentarão os melhores desempenhos. Contudo, a combinação da disparidade de potências e dos valores de correlações cruzadas entre as seqüências dos

usuários ativos no sistema determinam um parâmetro extremamente restritivo dos sistemas CDMA, a MAI. Assim, realizaram-se simulações empregando três famílias de seqüências distintas: duas famílias determinísticas com boas propriedade de correlação cruzada - Kasami Small e Gold de comprimento 63; e, como caso crítico, a seqüência aleatória de comprimento 10 - Rand 10.

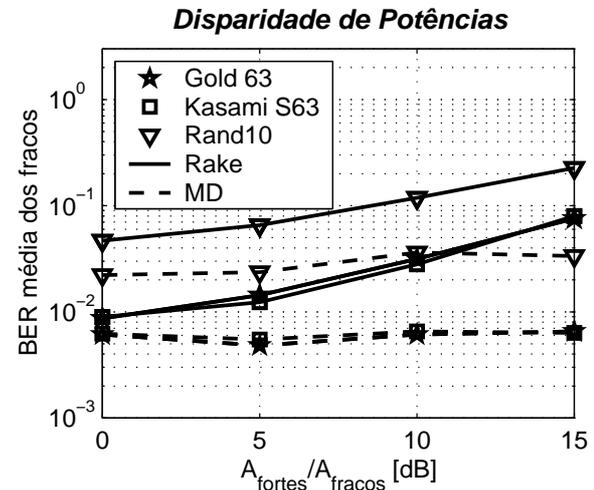


Figura 12. Desempenhos dos receptores RAKE e MD diante de situações de disparidade de potências, considerando $E_b/N_0 = 10dB$ e canal com dois percursos com distribuição Rayleigh e perfil exponencial de energias.

Os desempenhos com as seqüências Gold e Kasami Small mostram-se muito semelhantes. Através da seqüência Rand, alcançaram-se os piores desempenhos, tanto para o receptor RAKE quanto para o MD, que se devem principalmente ao ganho de processamento inferior, assim como às piores propriedades de correlações cruzadas deste tipo de seqüência.

Através destes resultados evidencia-se a principal vantagem das estrutura multiusuários: robustez à disparidade de potências. A estrutura RAKE despreza, em seu processo de detecção, os usuários interferentes, o que na condição de descontrole de potências, ou mesmo em situações críticas de correlação cruzada entre as seqüências empregadas, resulta em uma considerável degradação de desempenho. Já a estrutura multiusuário MD processa as informações referentes aos usuários interferentes quando da detecção de cada um dos usuários de interesse, desacoplando a MAI. Isto resulta em um receptor muito mais insensível ao desajuste entre as potências dos usuários.

Todavia, a principal conclusão que se infere a partir da Figura 12 é a superioridade do MD em presença da MAI. Com qualquer uma das três famílias de seqüências de espalhamento confirma-se a superioridade do MD em presença de usuários interferentes com maior potência. Logo, conclui-se que o MD realiza um eficiente cancelamento dos sinais interferentes. Cancelamento este devido ao emprego da matriz de transformação linear, que neste caso corresponde à inversa da matriz de correlação.

V. CONCLUSÃO

Neste trabalho, avaliou-se o comportamento de receptores lineares para sistemas DS-CDMA em presença de canais de rádio móveis com desvanecimentos *Rayleigh*. Constatou-se a degradação de desempenho das estruturas receptoras correlacionadora e descorrelacionadora diante de canais caracterizados pela multiplicidade de percursos, visto que a auto-interferência age de maneira semelhante à MAI.

Analisou-se a generalização de tais estruturas receptoras, adequando-as para trabalharem diante de canais multipercursos. Esta generalização baseia-se no emprego da diversidade de percursos para o combate aos desvanecimentos do canal. As estruturas resultantes avaliadas, RAKE e MD, propiciaram um expressivo ganho de desempenho em relação às unipercursos, correlacionador e descorrelacionador, respectivamente.

Entretanto, as estruturas multipercursos têm seu comportamento dependente também da configuração de diversidade. A avaliação da curva de BER em função do número de percursos resolvíveis, para receptores multipercursos com um dado número de ramos, mostrou que um número de ramos menor que o número de percursos resolvíveis resulta na perda parcial das vantagens da diversidade de percursos. De forma semelhante, um número de ramos excedendo o de percursos resolvíveis, também recai na degradação do desempenho. Esta degradação pode ser amenizada, para o EGC, quando se utiliza o receptor MD; e anulada para o RAKE MRC. De uma forma geral, o combinador MRC apresentou um desempenho ligeiramente melhor que o combinador EGC; no entanto, esta melhoria deve ser levada em conta quando da pretensão em escolher pela maior complexidade do MRC.

O menor valor de BER em função do número de percursos resolvíveis ocorre na situação em que os números de percursos e de ramos são iguais, resultando no máximo desempenho das estruturas multipercursos avaliadas, qualquer que seja a regra utilizada no combinador.

A superioridade do receptor MD sobre o RAKE, assim como a do descorrelacionador sobre o correlacionador, origina-se de seu eficiente combate à MAI, realizado através de sua matriz de transformação linear. Em consequência, caracteriza-se ainda uma boa robustez à disparidade de potências para os receptores MD e descorrelacionador.

No entanto, deve-se notar que a implementação dos receptores multiusuários, descorrelacionador e conseqüentemente MD, torna-se inviável considerando o atual nível de tecnologia. Fazem-se necessárias aproximações para a matriz de transformação linear a fim de manter a complexidade de implementação em níveis razoáveis, contudo, com alguma degradação nas figuras de desempenho. Alternativamente, pesquisas sobre receptores baseados em canceladores de interferências, de menor complexidade de implementação, têm apresentado resultados extremamente promissores para aplicação em sistemas 3G e 4G.

VI. AGRADECIMENTOS

Este trabalho contou com o apoio da FDTE e da CAPES.

VII. REFERÊNCIAS

- [1] Raymond L. PICKHOLTZ, Donald L. SCHILLING, and Laurence B. MILSTEIN. Theory of Spread-Spectrum communications - a tutorial. *IEEE Transactions on Communications*, 30(5):855–884, Maio 1.982.
- [2] Marvin K. SIMON, Jim K. OMURA, Robert A. SCHOLTZ, and Barry K. LEVITT. *Spread Spectrum Communication Handbook*. McGraw-Hill, U. S. A., 1 rev. edition, 1994.
- [3] John G. PROAKIS. *Digital Communications*. Electrical and Computer Engineering. WCB/McGraw-Hill, 3 edition, 1.995.
- [4] Carlos SALEMA. *Feixes Hertzianos*, volume 4. IST Press, Lisboa, 1.998.
- [5] Bernard SKLAR. Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems. part I: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, pages 90–100, Jul. 1.997.
- [6] Bernard SKLAR. Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems. part II: Mitigation. *IEEE Communications Magazine*, pages 102–109, Jul. 1.997.
- [7] Ezio BIGLIERI, John PROAKIS, and Shlomo SHAMAI. Fading channels: Information-theoretic and communications aspects. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44:2619–2692, Out. 1.998.
- [8] ETSI/TC GSM. Recommendation gsm 05.05 - radio transmission and reception. 1.991. apud LEVI, L., MURATORE, F., PALESTINE, V., ROMANO, G. Performance of DS-CDMA System in a Multipath Fading Environment. Proc. IEEE ICUPC, p. 28-32, 1.993.
- [9] Athanasios PAPOULIS. *Probability, random variables, and stochastic processes*. McGraw-Hill, Singapore, 3 edition, 1.991.
- [10] William C. JAKES. *Microwave Mobile Communications*. Wiley, NY, U.S.A., 1.974.
- [11] Sergio VERDÚ. *Multiuser Detection*. Cambridge University Press, U.S.A., 1998.
- [12] Gene H. GOLUB and Charles F. Van LOAN. *Matrix Computations*. Johns Hopkins Series in the Mathematical Sciences. Johns Hopkins Univ Press, U.K., 3 edition, 1.996.
- [13] Alan V. OPPENHEIM and Ronald W. SHAFER. *Digital Signal Processing*. Prentice-Hall, New Jersey, 1.975.
- [14] Taufik ABRÃO and Paul Jean E. JESZENSKY. Detectores multiusuários para ds/cdma - lineares fixos. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, 16(2):122–137, Dez. 2.001.
- [15] Taufik ABRÃO. *Canceladores de Interferência Multiusuário Aplicados a Sistemas DS/CDMA de Múltipla Taxa*. PhD thesis, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - EPUSP, São Paulo - SP, Fev. 2.001.
- [16] R. PRICE and P. E. GREEN Jr. A communication technique for multipath channels. *Proceedings of the IRE*, pages 555–569, Mar. 1.958.

- [17] Robert A. SCHOLTZ. The origins of spread-spectrum communications. *IEEE Transactions Communications*, COM-30:822–854, Maio 1.982.
- [18] Howard C. HUANG and Stuart C. SCHWARTZ. A comparative analysis of linear multiuser detectors for fading multipath channels. *Proceedings Globecom*, pages 11–15, Dez. 1.994.
- [19] Zoran ZVONAR. Multiuser detection in asynchronous cdma frequency-selective fading channels. *Wireless Personal Communications 2*, pages 373–392, 1.996.
- [20] Ali Hakan ULUSOY, Hasan A. AMCA, Kadri HACIĞLU, and Hamet RIZANER. Multipath-decorrelating receiver using adaptive path selection for synchronous cdma frequency-selective fading channels. *Electronics Letters*, 36:1877–1879, Out. 2.000.
- [21] Yong-Suk MOON, Mostafa KAVEH, and Laurie B. NELSON. Robust detection in asynchronous cdma multipath fading channels. In *ICASSP '99 Proceedings*, pages 2583–2586, 1.999.
- [22] Craig Michael TEUSCHER. *Low Power Receiver Design for Portable RF Applications: Design and Implementation of an Adaptive Multiuser Detector for an Indoor, Wideband CDMA Application*. PhD thesis, University of California, Berkeley, 1.998.
- [23] George ALIFTIRAS. Receiver implementations for a cdma cellular system. Master's thesis, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, Jul. 1.996.
- [24] Thomas ENG, Ning KONG, and Laurence B. MILSTEIN. Comparison of diversity combining techniques for rayleigh-fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 44(9):1117–1129, Set. 1.996.

SOBRE OS AUTORES

Elvis Miguel Galeas Stancanelli é graduado em Engenharia Elétrica em 2002, pela Universidade Estadual de Londrina. Atualmente está engajado no programa de pós-graduação da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, almejando o grau de mestre em Engenharia Elétrica - Sistemas Eletrônicos. e-mail: emiguel@lcs.poli.usp.br

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

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