

DETECTORES MULTIUSUÁRIOS PARA DS/CDMA - LINEARES FIXOS

Taufik Abrão e Paul Jean E. Jeszensky

Resumo - Este trabalho faz uma revisão dos principais detectores multiusuários (MUD) subótimos para sistemas DS-CDMA (*Direct Sequence - Code Division Multiple Access*). Nesta primeira parte são enfocados os detectores lineares fixos: Descorrelacionador e MMSE (*Minimum Mean Square Error*). Exploram-se os conceitos de Eficiência Assintótica Multiusuário (AME) e Resistência ao Efeito *Near-Far* (NFRs), comparando-se o desempenho destes detectores com o Convencional *Single User*. Aborda-se também o efeito do tamanho da janela de observação sobre o desempenho final em MUD assíncronos. Detectores Multiusuários mostram-se tolerantes aos desajustes de potência, combatem efetivamente a Interferência de Múltiplo Acesso (MAI), resultando em aumento de desempenho.

Palavras-chave: Sistemas DS-CDMA, detecção multiusuário subótima, eficiência assintótica multiusuário.

Abstract - This work makes a revision of the main sub-optimum multiusers detectors (MUD) for DS-CDMA systems (*Direct Sequence - Code Division Multiple Access*). In this first part the fixed linear detectors are focused: Decorrelator and MMSE (*Minimum Mean Square Error*). It is explored the concepts of Asymptotic Multiuser Efficiency (AME) and the Near-Far Resistance (NFRs), being compared the performance of these detectors with Conventional Single-User. The effect of the size of the observation window is approached on the performance of asynchronous MUD. Multiuser Detectors are shown tolerant to the power unbalance and combat the Multiple Access Interference (MAI), resulting in performance increase.

Keywords: DS-CDMA systems, sub-optimum multiuser detection, asymptotic multiuser efficiency.

1. INTRODUÇÃO

Apesar das inúmeras vantagens do sistema de múltiplo acesso DS-CDMA Convencional (MF)¹, tais como *capacidade soft, facilidade de obtenção de soft handover, rejeição de interferência de banda estreita e possibilidade de explorar combinações de diversidade de multipercurso no receptor*, duas características desfavoráveis são inerentes a este sistema: o *efeito near-far* (NFR) e a MAI. A limitação

de desempenho nestes sistemas é devida, principalmente, ao fato de múltiplos usuários dividirem a mesma faixa de frequência. Esta interferência é resultado da impossibilidade da manutenção da ortogonalidade entre todos os códigos de espalhamento recebidos, devido aos inevitáveis desajustes temporais aleatórios nos sinais dos usuários ativos. A MAI torna-se substancial quando o número de usuários cresce e/ou quando as potências não são perfeitamente controladas.

O desempenho de um detector Convencional no combate à MAI depende fortemente de um conjunto de condições favoráveis:

1. seqüências de espalhamento com **ótimas propriedades de correlação cruzada** (ρ_{ik}). Uma vez que quase todos os canais possuem algum grau de assincronismo, mesmo em sistemas síncronos, ou experimentam desvanecimento multipercurso, impossibilitando a exploração da eventual ortogonalidade entre as seqüências de espalhamento, buscaram-se famílias de códigos com baixas correlações cruzadas [1], tais como as seqüências de fase preferencial [2] e as de Hadamard-Sylvester [3]. Este problema é acentuado ainda mais pelo efeito *near-far*. Este efeito ocorre principalmente no enlace reverso (móvel, MS, para estação rádio base, BS) quando sinais fracos de estações móveis distantes são "sufocados" por sinais fortes provenientes de estações móveis, próximas à BS. Mesmo quando as MS estão à mesma distância da BS, o canal pode introduzir desvanecimento, resultando no mesmo efeito *near-far*.
2. Assim, deve-se obter **acurácia nos procedimentos de controle de potência**, onde a BS ajusta o nível de potência das estações móveis, de tal sorte que no receptor da BS todos os sinais cheguem com a mesma intensidade, combatendo o efeito *near-far*².
3. **códigos corretores de erro** permitem obter desempenhos aceitáveis em termos de taxa de erro de bit (BER) para baixos níveis de SNR. Códigos convolucionais e FEC são exemplos.
4. **antenas adaptativas/setorizadas**: nas antenas adaptativas, as direções são ajustadas dinamicamente, utilizando-se de processamento de sinais adaptativos para focalizar a antena em uma determinada direção correspondente ao usuário de interesse.

Taufik Abrão está com o Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina (UEL). Paul Jean E. Jeszensky está com o Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle (PTC) e o Laboratório de Comunicações e Sinais (LCS) da EPUSP. E-mails: taufik@uel.br, pj@lcs.poli.usp.br
Editores Ad Hoc responsáveis: Max H. M. Costa e Dalton Soares Arantes. Artigo submetido em 06/2000 e aceito em 04/2001.

¹(*Matched Filter*) Filtro casado à seqüência de espalhamento do usuário de interesse e detecção considerando informações de um único usuário.

²O Padrão IS-95 implementa um laço aberto com potências transmitidas pelos móveis inversamente proporcionais às potências recebidas, e laço fechado, onde a BS envia comandos para controlar a potência transmitida em cada móvel. Garante-se assim que todos os sinais recebidos na BS difiram entre si de no máximo 1 dB.

Caso a MAI seja mantida em limites razoáveis, através de um projeto do conjunto de seqüências de espalhamento que resulte em baixos valores de correlações cruzadas e o sistema se mantiver pouco carregado, limitando o número máximo de usuários ativos em cerca de 10% a 20% do ganho de processamento, então é possível empregar a técnica convencional de filtros casados na detecção dos sinais com uma perda de desempenho aceitável. Por outro lado, quando o sistema apresentar requisitos de carregamento intenso, como no caso de sistemas de 3ª geração e adicionalmente o controle de potência não for perfeito, então a perda de desempenho será substancial e intolerável. Estas são as principais razões para se considerar estratégias de detecção mais avançadas, tais como MUD.

O detector Convencional segue a estratégia de detecção única (*single user*); cada ramo do receptor da BS (canal reverso) detecta apenas um único usuário sem levar em consideração a existência dos demais. Não há compartilhamento da informação ou processamento conjunto de sinais. Já na detecção multiusuário, informações de todos os usuários são utilizadas em conjunto para melhorar a detecção de cada usuário individualmente. Assim, enquanto a detecção *single-user* não leva em conta a interferência causada pelos demais usuários, na detecção MUD as informações de código, de atraso, amplitude e fase de todos os usuários ativos são utilizadas a fim de melhor detectar cada usuário de interesse.

Projetos de MUD surgem para aliviar o problema da limitação de desempenho e capacidade de sistemas DS-CDMA convencionais. Em [4], [5], [6], [7], Verdú e Lupas determinaram o ganho de desempenho e capacidade de MUD ótimo e subótimos (lineares) síncronos e assíncronos em relação ao sistema Convencional, minimizando a necessidade de controle de potência.

O detector multiusuário Ótimo [4] consiste em um banco de filtros casados seguido de um detector de seqüência de máxima verossimilhança, MLSE (*Maximum Likelihood Sequence Estimation or Detection*). O detector MLSE produz a seqüência de máxima verossimilhança, $\hat{\mathbf{b}}$, em relação à seqüência transmitida. Estima-se o vetor \mathbf{b} de forma a maximizar a probabilidade conjunta a posteriori³. Existe um problema na implementação do detector MLSE: como são possíveis 2^{MK} vetores para \mathbf{b} (K = número de usuários ativos no sistema; M = tamanho da mensagem), uma busca exaustiva torna-se impraticável. No entanto, em [4] foi mostrado que o critério MLSE pode ser implementado para DS-CDMA a partir de filtros casados seguido por algoritmo de Viterbi, embora existam desvantagens: a) ainda resulta em complexidade exponencial em relação a K , da ordem de 2^K ; b) requer o conhecimento das amplitudes e fases recebidas, e como estes parâmetros não são conhecidos a priori, necessitam ser estimados; c) sistemas DS-CDMA reais possuem um grande número de usuários, resultando em custo de implementação ainda elevado.

Dada a proibitiva complexidade computacional inerente ao

³ $P(\mathbf{b}|r(t), \forall t)$; isto é a probabilidade da seqüência de dados ter sido transmitida dado que $r(t)$ foi recebido, onde $r(t)$ estende-se por toda a mensagem. Assume-se a hipótese de todas as mensagens transmitidas serem equiprováveis.

detector Ótimo, inúmeras propostas para a implementação de MUD subótimos (lineares e subtrativos), com complexidade linear com o número de usuários, foram feitas na última década. Uma possível esquematização para os vários tipos de detectores multiusuários pode ser vista na figura 1. Classificações para MUD incluem [8], [9], [10]:

- versões **fixas** e **adaptativas**, conforme os coeficientes do filtro que processa o sinal de entrada sejam invariantes no tempo ou mudem de forma que o receptor se adapte às mudanças do canal;
- **lineares** e **não-lineares**, quando o sinal multiusuário recebido passa por uma transformação linear, desacoplando os sinais interferentes do sinal de interesse, ou empregue o princípio subtrativo para obter o cancelamento de interferência a partir da detecção e reconstrução dos sinais interferentes.

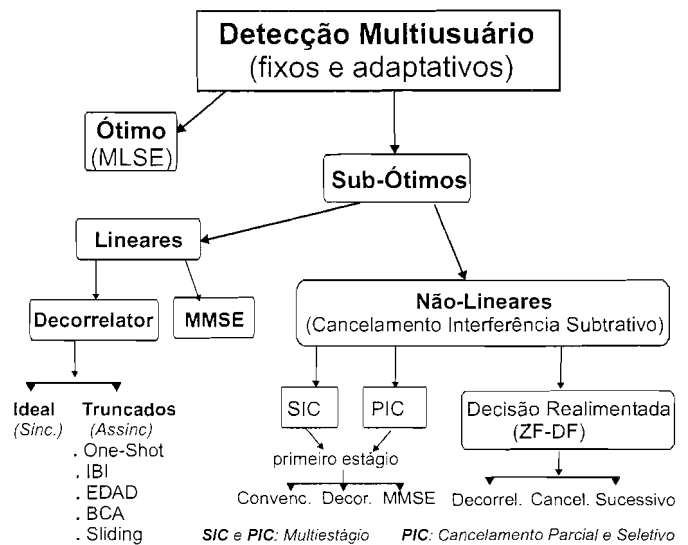


Figura 1. Classificação geral para detectores multiusuários lineares e subtrativos.

Dentre os MUD lineares fixos largamente estudados na literatura tem-se: o Descorrelacionador e o de Erro Mínimo Quadrático Médio (MMSE). Ambos resultam em substancial aumento de desempenho e capacidade em relação ao detector Convencional. A idéia básica em detecção subótima linear consiste na aplicação de uma transformação linear à saída do banco de filtros casados a fim de reduzir a MAI, vista a partir de cada usuário. O receptor linear Descorrelacionador remove todas as correlações cruzadas entre os usuários empregando uma transformação correspondente à inversa da matriz de correlação das seqüências de espalhamento dos usuários ativos, enquanto que o MMSE aplica uma transformação visando a redução do erro quadrático médio (MSE, *Mean Square Error*) à saída do receptor, aliviando o problema do aumento de ruído presente à saída do Descorrelacionador. O detector MMSE resulta em igual ou melhor desempenho que o Descorrelacionador; porém, requer estimação das potências recebidas.

Além dos subótimos lineares, existem os MUD subótimos Subtrativos (não lineares), cujo princípio de operação consiste na geração de estimativas para a MAI e posteriormente no cancelamento destas parcelas do sinal recebido, gerando versões para o sinal a ser detectado parcialmente livres de

MAI. Fazem parte dessa estratégia as estruturas baseadas no cancelamento de interferência sucessivo, SIC (*Successive Interference Cancellation*) e paralelo, PIC (*Parallel Interference Cancellation*)⁴, além do detector de decisão realimentada ZF-DF (*Zero Forcing Decision Feedback*).

Existem ainda versões adaptativas para a técnica de detecção multiusuário subótima. Três formas de implementação desses algoritmos foram propostas: versões adaptativas para o Descorrelacionador [11], MMSE Adaptativo [12], [13] e Cancelamento de Interferência Adaptativo [14]. A segunda parte deste trabalho [15] é dedicada aos MUD do tipo cancelamento de interferência subtrativos.

As principais vantagens associadas aos MUD são:

1. **significativo aumento de capacidade:** o limite pode ser aumentado ainda mais através da inclusão de sinais, provenientes de células vizinhas, no algoritmo de detecção multiusuário. Embora a detecção multiusuário ainda não seja factível para o canal direto, em DS-CDMA, a limitação ocorre no canal reverso.
2. **utilização mais eficiente do espectro** no canal reverso: aumento de desempenho no canal reverso permite que os móveis operem com ganhos de processamento mais baixos, conduzindo a uma menor BW. A BW extra poderá ser empregada no aumento de capacidade do canal direto.
3. **requisito de controle de potência reduzido:** em ambiente multiusuário, uma vez reduzido o impacto da MAI, relaxa-se a exigência da igualdade das energias recebidas.
4. **eficiência de potência:** a redução da interferência no canal reverso pode resultar em redução no requisito de potência transmitida pelos móveis.

Como limitações, pode-se apontar duas:

1. **MAI das células vizinhas:** caso a interferência intercelular não seja incluída no algoritmo de detecção, o potencial ganho é reduzido. Para sistema sem detecção multiusuário, desprezando-se o ruído Gaussiano aditivo branco (AWGN), a interferência total no sistema será:

$$I = I_{MAI} + f \cdot I_{MAI}, \quad (1)$$

com I_{MAI} = interferência intracelular e f = razão de MAI intercelular para intracelular. Considerando sistema MUD ideal, toda MAI intracelular é eliminada, restando ainda a parcela⁵ $f \cdot I_{MAI}$. E como a MAI é proporcional ao número de usuários, o fator de *ganho de capacidade máximo* em relação ao sistema convencional será $G_{\max} = \frac{1+f}{f}$. Valor típico para $f = 0.55$ [16], resultando em $G_{\max} \approx 2.8$.

2. **Dificuldade de implementação do MUD no canal direto:** por questões de custo, compactação, consumo de

⁴Existem versões híbridas combinando-se o cancelamento paralelo e sucessivo em grupos de usuários (*Groupwise*). G-PIC e G-SIC

⁵Podendo ser tratada em alguns algoritmos MUD mais complexos (por exemplo, MMSE adaptativos), ou simplesmente ser tratada como AWGN, como ocorre freqüentemente.

potência etc, ainda não é razoável a implementação no receptor do móvel; além do que haverá problemas de privacidade caso os códigos de espalhamento dos usuários interferentes sejam conhecidos no receptor do móvel. Está sendo considerada a implantação do MUD apenas na BS em sistemas celulares de terceira geração (3G). Porém, o aumento de capacidade deve ser obtido tanto no canal direto quanto no reverso, visando um efetivo aumento de capacidade. No entanto, esta limitação está se tornando cada vez menor com os crescentes avanços em DSP e FPGA⁶, obtendo-se sistemas/circuitos com níveis de funcionalidade e velocidade crescentes e consumos de potência reduzidos.

Para operarem adequadamente, as diversas estruturas multiusuário necessitam conhecer os diversos parâmetros de sistema, relacionados ao usuário de interesse e aos interferentes. A tabela 1 apresenta requisitos para os principais detectores multiusuários e Convencional (MF), em termos de seqüências de espalhamento, amplitudes e atrasos dos usuários ativos; compara o esforço computacional necessário à implementação dos algoritmos, em função da complexidade temporal assintótica por decisão de bit, TBC. Este parâmetro corresponde ao número de operações requeridas para que o algoritmo de decisão estime a seqüência de dados transmitida dividido pelo número total de bits demodulados, quando o número de bits transmitidos for muito grande ($M \rightarrow \infty$) [4], [17]. A TBC de $p(K)$ será denotada por $\mathcal{O}(f(K))$ quando, para K suficientemente grande, existir uma constante c tal que $f(K) \leq c \cdot p(K)$. Para uma análise mais criteriosa da complexidade computacional dos diversos receptores multiusuário, veja [18], [19].

Requisito	Conv. (MF)	Ótimo (MLSE)	Descorrelacion.	MMSE Linear	PIC e SIC	MMSE Adapt.	MMSE Cego
Seq. Us. Desejado	•	•	•	•	•	•	•
Seq. Interferente	•	•	•	•	• ^b	•	•
Atraso Us. Desejado	•	•	•	•	•	• ^c	•
Atraso Interferentes	•	•	•	•	•	•	•
Amplit. Recebidas	• ^d	•	•	•	•	•	•
Nível de Ruído	•	•	•	•	•	•	•
Seq. Treinamento	•	•	•	•	•	•	•
Complexidade [TBC]	indep. de K	$\mathcal{O}(\frac{2K}{K})$	$\mathcal{O}(K^3)$	$\mathcal{O}(K^3)$	$\mathcal{O}(K)^d$	$< \mathcal{O}(K^3)$	$< \mathcal{O}(K^3)$

a. Requer estrito controle de potência para um adequado desempenho.
 b. Pelo menos informações dos parâmetros dos interferentes fortes.
 c. Conhecimento do atraso de propagação ao nível de símbolo é suficiente.
 d. A ordenação dos usuários de acordo com as potências recebidas em um SIC resulta na complexidade operacional adicional de $K \log_2 K$.

Tabela 1. Requisitos para os principais MUD e o Convencional

Note que os detectores baseados no cancelamento de interferência subtrativos são atrativos devido a sua baixíssima complexidade de implementação, embora requeiram acurácia nas estimações de parâmetros de canal. Já o detector Ótimo multiusuário é utilizado como referência na comparação de desempenho de detectores MUD sub-ótimos, apesar de resultar em complexidade computacional exponencial com o número de usuários, inviabilizando sua implementação. Finalmente, as técnicas adaptativas de detecção multiusuário requerem conhecimento de um conjunto mínimo de parâmetros, porém apresentam redução na eficiência espectral devido à necessidade de treinamento do

⁶Processamento Digital de Sinais (*Digital Signal Processing*) e Arranjo Lógico Programável pelo Usuário (*Field Programmable Gate Array*), respectivamente.

canal e problemas de convergência (receptores Adaptativos Cegos).

2. MODELO DE SISTEMA

Para a descrição do sistema DS-CDMA empregar-se-á um modelo de sinais em banda base equivalente. Assume-se canal estacionário e filtragem casada ao nível de chip. A figura 2.a apresenta uma forma equivalente para um conjunto de transmissores assíncronos DS-CDMA em canal estacionário. O vetor amostra à saída do filtro casado, empregado na detecção do i -ésimo símbolo transmitido, pode ser descrito por [12]:

$$\mathbf{r}[i] = \sum_{j=1}^J A_j b_j [i] \mathbf{p}_j + \mathbf{n}[i], \quad (2)$$

onde $b_j \in \{1, -1\}$ é o conjunto de bits de dados transmitidos, assumidos equiprováveis, independentes e de duração igual a T ; $E_j = A_j^2 =$ energia recebida correspondente ao símbolo b_j ; $\{\mathbf{p}_j\} =$ conjunto de vetores com energia unitária, formado pela combinação dos efeitos de espalhamento e distorção em um modelo de canal mais geral; $J =$ número de vetores de sinais, interferentes e de interesse, que compõem o sinal recebido no intervalo. Para S-CDMA, $J = K$; para A-CDMA, $J > K$ e para canal AWGN, $J \leq 2K - 1$; $\mathbf{r}[i] \in \mathbb{R}^N$, é o conjunto de todos vetores amostra de dimensão N definido no campo dos números reais; $N =$ comprimento do filtro do receptor e, em muitos casos, igual ao ganho de processamento; $\mathbf{n}[i] =$ amostras de ruído, dimensão N .

Assume-se modulação BPSK devido a simplificação na análise. Note que o tempo de observação é finito, apesar do detector ótimo requerer um intervalo de observação infinito. Este modelo em banda base em geral é suficiente para permitir a análise de sistemas DS-CDMA síncronos e assíncronos em canais invariantes no tempo. Efeitos de distorção de canal, formatação de pulso, instante de amostragem e rotação de fase podem ser incluídos na definição dos vetores \mathbf{p}_j .

2.1 DS-CDMA SÍNCRONO (S-CDMA) EM CANAL AWGN

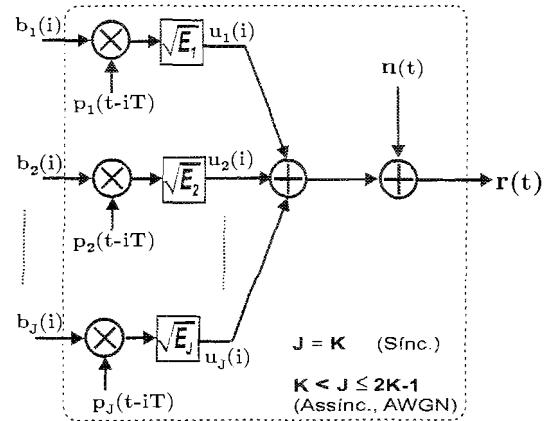
Para um sistema síncrono em um canal com AWGN e filtro do receptor casado para exatamente $M = 1$ símbolo, \mathbf{p}_j representa o código de espalhamento recebido em banda base amostrado e $J = K$, o número de usuários ativos no sistema. Para recepção coerente em canal com AWGN, vale

$$\mathbf{p}_j = \mathbf{s}_j, \quad (3)$$

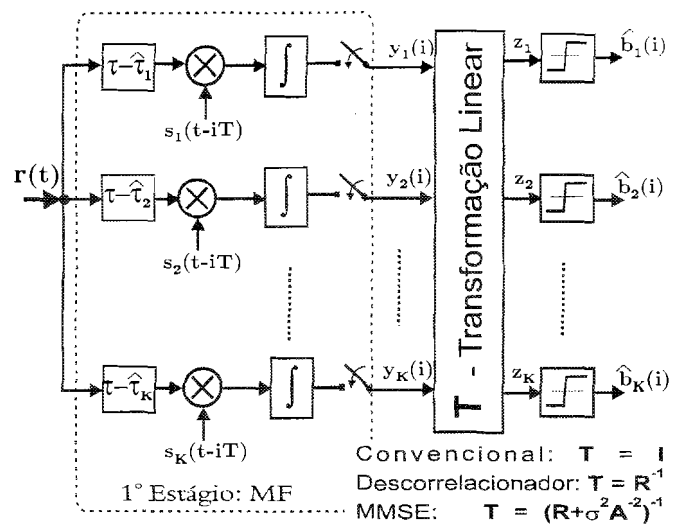
onde \mathbf{s}_j é o vetor seqüência de espalhamento normalizada, isto é $\|\mathbf{s}_j\|^2 = \int_0^T s_j^2(t) dt = 1$, empregado na transmissão do símbolo b_j , definido por:

$$\mathbf{s}_k(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{c}_k^{(i)} p_{T_c}(t - iT_c), \quad (4)$$

com $\mathbf{c}_k^{(i)}$ = vetor de chips, com elementos $c_k^{(i)} \in \{\pm 1\}$ de duração T_c , empregado no intervalo de chip definido por i : e



(a) Transmissor + Canal



(b) Receptor

Figura 2. Representação genérica em banda base equivalente discreto para um sistema DS-CDMA com símbolos $\{b_j\}$ espalhados pelos vetores $\{\mathbf{p}_j\}$. (a) Transmissor + Canal; (b) Receptor. Para sistemas S-CDMA, todos os atrasos τ_k são conhecidos exatamente.

$p_{T_c}(\cdot)$ = pulso retangular de amplitude unitária no intervalo $[0, T_c)$.

Definem-se a matriz espalhamento,

$$\mathbf{P} = [\mathbf{p}_1 \mathbf{p}_2 \dots \mathbf{p}_K], \quad (5)$$

as matrizes diagonais energia e amplitude,

$$\mathbf{E} = \text{diag}(E_1, E_2, \dots, E_K), \quad (6)$$

$$\mathbf{A} = \text{diag}(\sqrt{E_1}, \sqrt{E_2}, \dots, \sqrt{E_K}), \quad (7)$$

e o vetor de símbolos transmitidos durante o intervalo de interesse,

$$\mathbf{b} = (b_1, b_2, \dots, b_K)^T. \quad (8)$$

Empregando-se a notação vetorial, o vetor sinal recebido pode ser reescrito como

$$\mathbf{r} = \mathbf{P}\sqrt{\mathbf{E}}\mathbf{b} + \mathbf{n}, \quad (9)$$

onde \mathbf{n} é um vetor ruído Gaussiano com densidade espectral de potência bilateral igual $N_0/2$. Para uma introdução à

notação adotada nesta seção e subseqüentes, vide [17] em seu item 2.9.

Em um receptor Convencional, a saída do banco de filtros casados sincronizados, figura 2.b (com transformação linear $\mathbf{T} = \mathbf{I}_N$, com \mathbf{I}_N = matriz identidade, dimensão $N \times N$), é um vetor com K componentes dado por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{P}^H \mathbf{r} = \mathbf{R} \sqrt{\mathbf{E}} \mathbf{b} + \tilde{\mathbf{n}}, \quad (10)$$

onde $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{P}^H \mathbf{n}$ é o vetor amostra do ruído colorido; $(\cdot)^H$ = operador hermitiano transposto: $(\mathbf{A})^H = (\mathbf{A}^*)^T$. A matriz de correlação (auto e cruzada) normalizada é definida por

$$\mathbf{R} = \mathbf{P}^H \mathbf{P} = \{\rho_{jk}\}, \quad (11)$$

com $\rho_{jk} = \langle \mathbf{p}_j, \mathbf{p}_k \rangle = \int_0^T p_j^H(t) p_k(t) dt$, elemento de correlação cruzada entre os vetores de espalhamento normalizados do j -ésimo e k -ésimo usuário.

A matriz das correlações *desnormalizada*, cujo elemento (j, k) é obtido pelo produto $\langle A_j \mathbf{p}_j, A_k \mathbf{p}_k \rangle$, será denotada por

$$\mathbf{H} = \sqrt{\mathbf{E}} \mathbf{R} \sqrt{\mathbf{E}} = \mathbf{A} \mathbf{R} \mathbf{A}. \quad (12)$$

O detector Convencional toma as decisões baseado na polaridade dos sinais à saída do integrador, \mathbf{y} , obtendo-se o vetor *informação estimada*

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn}(\mathbf{y}). \quad (13)$$

Caso o receptor seja projetado para operar com \mathcal{M} símbolos, o número de bits que afeta o sinal recebido em qualquer instante dado será $J = \mathcal{M}K$. Assim, para $\mathcal{M} = 3$, a matriz dos vetores de dados espalhados será, no caso síncrono,

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \dots & s_K & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & s_1 & \dots & s_K & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & s_1 & \dots & s_K \end{bmatrix}. \quad (14)$$

com a matriz energia dada por

$$\mathbf{E} = \text{diag}(E_1, E_2, \dots, E_K, E_1, E_2, \dots, E_K, E_1, E_2, \dots, E_K). \quad (15)$$

E neste caso, o vetor de símbolos transmitidos será

$$\mathbf{b} = (b_{1,-1}, b_{2,-1}, \dots, b_{K,-1}, b_{1,0}, b_{2,0}, \dots, b_{K,0}, b_{1,1}, b_{2,1}, \dots, b_{K,1})^T, \quad (16)$$

com $b_{k,i} = i$ -ésimo bit (*offset* temporal, múltiplo do período de bit, T_b) do k -ésimo usuário; $\mathbf{0}$ = vetor zero de mesma dimensão de s_k .

2.2 DS-CDMA ASSÍNCRONO (A-CDMA) EM CANAL AWGN

Em sistemas A-CDMA, cada usuário interfere em múltiplos bits consecutivos; portanto, ter-se-á $J > K$ na representação genérica discreta equivalente da figura 2.a. Em um canal AWGN, $J \leq 2K - 1$ caso o filtro do receptor seja escolhido para processar um símbolo por vez, $\mathcal{M} = 1$ (janela de observação = $1T$), admitindo-se adicionalmente a obtenção de perfeito sincronismo com o símbolo do usuário

de interesse. Nestas condições, a matriz \mathbf{P} resultante é similar à matriz em (14), exceto que agora não terá uma estrutura regular. Por exemplo, para o caso de um sistema com dois usuários, janela de observação $\mathcal{M} = 1$, ganho de processamento igual a 7 e atraso do segundo usuário igual a 4 períodos de chip, $\tau_2 = 4T_c$, relativo ao primeiro, como definido na figura 3.a, resultam em 3 usuários virtuais, com matriz de espalhamento

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & s_{14} & s_{15} & s_{16} & s_{17} \\ s_{25} & s_{26} & s_{27} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{21} & s_{22} & s_{23} & s_{24} \end{bmatrix}^T \quad (17)$$

s_{kj} = elementos da seqüência de espalhamento para o usuário k , após normalização a fim de garantir que os \mathbf{p}_k sejam vetores com energia unitária.

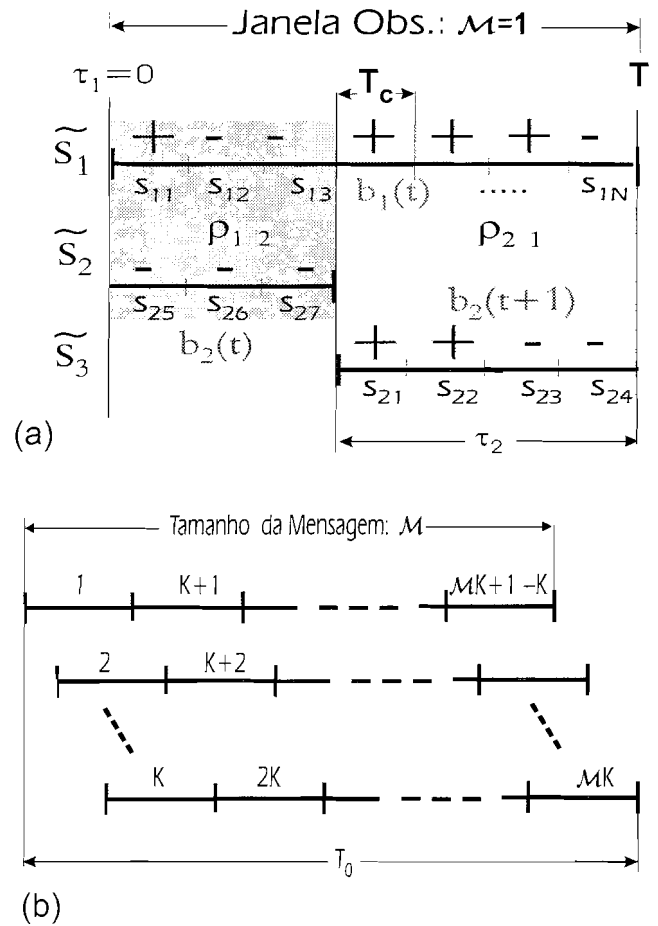


Figura 3. Correlações e Atrasos para sistemas A-CDMA: (a) Correlações para 2 usuários assíncronos com seqüências de Gold7 equivalendo a 3 usuários síncronos virtuais; janela de observação $\mathcal{M} = 1T$ (b) Mensagem transmitida por K usuários assíncronos com atrasos ordenados.

Genericamente, considera-se atrasos relativos entre usuários $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_K$ com $\tau_k \geq 0$, onde τ_k pode ser escrito como a soma de um número inteiro de períodos de chip, T_c , e uma fração de sub-chip, δ_k ,

$$\tau_k = (t_k + \delta_k) T_c \quad (18)$$

com $t_k = \left\lfloor \frac{\tau_k}{T_c} \right\rfloor$, parte inteira da divisão. Admitindo-se inicialmente que todos os atrasos sejam múltiplos inteiros do

período de chip, $\delta_k = 0, \forall k$. a matriz de espalhamento terá dimensão $N \times 2K$, para $\mathcal{M} = 1$, sendo definida por:

$$\mathbf{P} = [\mathbf{p}_1 \mathbf{p}_2 \dots \mathbf{p}_{2K}] = \begin{bmatrix} s_{1,t_1+1} & s_{2,t_2+1} & \dots & s_{K,t_K+1} & 0 & \dots & 0 \\ s_{1,t_1+2} & s_{2,t_2+2} & \dots & s_{K,t_K+2} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & s_{K,N} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & s_{2,N} & \dots & 0 & 0 & \dots & s_{K,1} \\ s_{1,N} & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & s_{K,2} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & s_{1,1} & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & s_{1,t_1} & \dots & s_{K,t_K} \end{bmatrix} \quad (19)$$

As representações obtidas anteriormente para o sinal recebido e a saída do filtro casado, (2), (9) e (10), ainda são válidas para A-CDMA, com as devidas redefinições de \mathbf{P} , \mathbf{E} e \mathbf{b} . Admitindo-se atrasos ordenados, $\tau_k \geq 0$ e $\mathcal{M} = 1$, o vetor sinal recebido será:

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{P}\sqrt{\mathbf{E}} \begin{bmatrix} \mathbf{b}(t) \\ \text{-----} \\ \mathbf{b}(t+T) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(t), \quad (20)$$

com vetor coluna \mathbf{b} de dimensão $2K$ e a matriz diagonal \mathbf{E} , dimensão $2K \times 2K$, resultando em um sistema equivalente síncrono com o dobro de usuários.

O modelo em tempo discreto para o vetor saída do banco de filtros casados para um canal assíncrono será

$$\mathbf{y}[i] = \mathbf{R}^H[1] \sqrt{\mathbf{E}}\mathbf{b}[i-1] + \mathbf{R}[0] \sqrt{\mathbf{E}}\mathbf{b}[i] + \mathbf{R}[1] \sqrt{\mathbf{E}}\mathbf{b}[i+1] + \mathbf{n}[i], \quad (21)$$

onde as matrizes de correlação devido ao assincronismo dos usuários, $\mathbf{R}[0]$, $\mathbf{R}[1]$, são definidas pelos elementos

$$R_{jk}[0] = \begin{cases} 1 & \text{se } j = k \\ \rho_{jk} & \text{se } j < k \\ \rho_{kj} & \text{se } j > k \end{cases} \quad \text{e} \quad R_{jk}[1] = \begin{cases} 0 & \text{se } j \geq k \\ \rho_{kj} & \text{se } j < k \end{cases}$$

cujos elementos de correlação cruzada par e ímpar são dadas por

$$\rho_{ij} = \int_{\tau}^T s_i^H(t) s_j(t - \tau) dt, \quad (22)$$

$$\rho_{ji} = \int_0^{\tau} s_i^H(t) s_j(t + T - \tau) dt, \quad (23)$$

com $\tau = \tau_j - \tau_i \geq 0$, atraso relativo entre as duas seqüências de espalhamento. Uma vez que os sinais são nulos fora do intervalo $[0, T]$,

$$\mathbf{R}[m] = \mathbf{0} \quad \forall |m| > 1, \quad (24)$$

$$\mathbf{R}[-m] = \mathbf{R}^H[m]. \quad (25)$$

A forma matricial de (21), para o caso de 2 usuários com atrasos ordenados $\tau_1 \leq \tau_2$, figura 3.a, é representado em termos de bits de dados b_1 e b_2 por:

$$\begin{bmatrix} y_1(i) \\ y_2(i) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \rho_{21} & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}[-1]=\mathbf{R}^H[1]} \cdot \begin{bmatrix} b_1(i-1) \\ b_2(i-1) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} \\ \rho_{12} & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}[0]} \cdot \begin{bmatrix} b_1(i) \\ b_2(i) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \rho_{21} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}[1]} \cdot \begin{bmatrix} b_1(i+1) \\ b_2(i+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(i) \\ n_2(i) \end{bmatrix}.$$

A fim de tornar a notação mais compacta, define-se a matriz de correlação Hermitiana⁷ e Toeplitz⁸ por blocos, dimensão $\mathcal{M}K \times \mathcal{M}K$

$$\mathfrak{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(1)^H & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(1)^H & & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \ddots & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \mathbf{R}(1)^H \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) \end{bmatrix}. \quad (26)$$

Com esta notação, a forma matricial para a saída do banco de filtros casados em um sistema assíncrono com tamanho da mensagem finito, \mathcal{M} , torna-se

$$\mathbf{y} = \mathfrak{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \tilde{\mathbf{n}}, \quad (27)$$

onde \mathfrak{R} é reinterpretada como a matriz de correlação para um sistema equivalente síncrono cuja mensagem inteira transmitida é processada pelo receptor, resultando em $\mathcal{M}K$ usuários virtuais, figura 3.b.

Note-se que em sistemas assíncronos práticos, os usuários interferentes são recebidos com atrasos relativos nem sempre múltiplos inteiros do sinal do usuário de interesse (figura 3.a). Assim, o atraso relativo real para o k -ésimo usuário interferente, τ_k , será dado por (18) com a fração de sub-chip, $\delta_k \neq 0$.

Define-se ainda sistemas CDMA Quase Síncronos (QS-CDMA) quando os atrasos para todos os usuários estiverem confinados a um intervalo muito menor que o período de símbolo, tipicamente menores que $3T_c$.

Assumindo-se formatação de pulso retangular e integração do sinal em banda base a cada intervalo de símbolo, o efeito do sub-chip δ_k no cálculo da matriz de correlação é a combinação linear dos valores dos chips adjacentes na proporção de δ_k . No modelo A-CDMA adotado aqui não há a exigência da coerência para as portadoras, uma vez que a influência da fase de cada portadora, ϕ_k , sobre a detecção poderá ser absorvida adicionando-se a δ_k o atraso corresponde a ϕ_k .

3. MEDIDAS DE DESEMPENHO

Objetivando a comparação dos vários receptores CDMA e evitar o cálculo muitas vezes complexo da taxa de erro de bit, definem-se duas medidas de desempenho assintóticas: a AME e a NFRes.

⁷Uma matriz de valores complexos é Hermitiana se for igual à sua matriz conjugada transposta.

⁸Uma matriz será Toeplitz se todos os elementos de sua diagonal principal são iguais e se os elementos de qualquer outra diagonal paralela à principal também forem iguais.

3.1 EFICIÊNCIA ASSINTÓTICA MULTI-USUÁRIO, AME

É uma medida da influência que os usuários interferentes exercem sobre a taxa de erro de bit do usuário de interesse. Para se obter a eficiência assintótica, deve-se relacionar a probabilidade de erro multiusuário com a probabilidade de erro de um sistema Convencional. Na ausência de usuários interferentes, a relação sinal-ruído (SNR) à saída do k -ésimo filtro casado é $(\frac{A_k}{\sigma})^2$; na presença de interferentes síncronos torna-se:

$$\left(\frac{A_k}{\sigma}\right)_{Conv}^2 \triangleq \frac{A_k^2}{\sigma^2 + \sum_{j \neq k} (A_j \rho_{jk})^2}. \quad (28)$$

A presença de outros usuários no canal contribui para aumentar a BER. Visando quantificar a probabilidade de erro multiusuário, define-se *energia efetiva* do usuário k , $e_k(\sigma)$, como a energia que este usuário requer para obter idêntica probabilidade de erro de bit em um canal AWGN com um único usuário (*single-user*; ausência de interferentes) e mesmo nível de ruído de fundo, dada pela função densidade de probabilidade Gaussiana⁹

$$P_k = Q\left(\frac{\sqrt{e_k(\sigma)}}{\sigma}\right). \quad (29)$$

A *eficiência multiusuário* (ME) para o k -ésimo usuário é dada pela razão da sua energia efetiva pela energia real requerida por este usuário em um sistema multiusuário, considerando o mesmo desempenho de BER

$$\eta_k(\sigma) \triangleq \frac{e_k(\sigma)}{A_k^2} = \frac{SNR_{efet}(s.u.)}{SNR_{real}(m.u.)_{ausência\ Interf.}}. \quad (30)$$

A eficiência multiusuário quantifica a perda de desempenho devido à existência de outros usuários no canal, sendo função das seqüências de espalhamento, das relações SNRs e do tipo de detector empregado. Finalmente, a *eficiência assintótica multiusuário* encontra definição na região de alta relação Sinal-Ruído como o limite [5]:

$$\eta_k \triangleq \lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{e_k(\sigma)}{A_k^2}. \quad (31)$$

e mede a inclinação r com que a probabilidade de erro de bit para o k -ésimo usuário, P_k , vai a 0 (escala logarítmica) na região de alta relação sinal ruído:

$$\eta_k = \sup \left\{ 0 \leq r \leq 1: \lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{P_k(\sigma)}{Q(\sqrt{r} \frac{A_k}{\sigma})} = 1 \right\} \quad (32)$$

$$= \frac{2}{A_k^2} \lim_{\sigma \rightarrow 0} \left[\sigma^2 \log \frac{1}{P_k(\sigma)} \right] \quad (33)$$

isto é, a taxa de erro de bit logarítmica do k -ésimo usuário deve ir a zero com a mesma inclinação que a do *single user* com energia $\eta_k \cdot A_k^2$, uma vez que na ausência de outros

⁹Função Q (relacionada à função erro complementar) de uma variável aleatória x de média zero e variância normalizada. $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$.

usuários a P_e mínima será igual a $Q\left(\frac{A_k}{\sigma}\right)$. Na região da P_k de interesse, a AME quantifica a perda de desempenho devido a existência de outros usuários ativos no canal. Portanto, η_k não fornece nenhuma informação a respeito do desempenho do sistema sob forte ruído (região de baixa relação SNR).

Em contraste com a AME do filtro casado *single-user*, a *eficiência assintótica ótima* do k -ésimo usuário depende não só das correlações cruzadas com o usuário de interesse $\{\rho_{kj}, j \neq k\}$, mas também das correlações (auto e cruzada) dos interferentes $\{\rho_{lj}, l \neq k, j \neq k\}$. Para dois usuários síncronos e assíncronos (com janela de observação infinita) [7], a AME ótima, considerando $\rho_{sinc} = 0,387$ (caso síncrono) e $|\rho_{12}| = 0,3$ e $|\rho_{21}| = 0,5$ (caso assíncrono), é ilustrado na figura 4. Estão representados também as AME para o receptor Convencional e Ótimo síncronos e assíncronos. Note-se que para o canal síncrono tomou-se a média geométrica das correlações cruzadas do canal assíncrono, $\rho_{sinc} = \sqrt{|\rho_{12}| |\rho_{21}|}$, a fim de tornar possível uma comparação numérica dos resultados. Para o caso de canal síncrono $\rho_{sinc} = \rho_{jk} = \rho_{kj}$ é válido sempre.

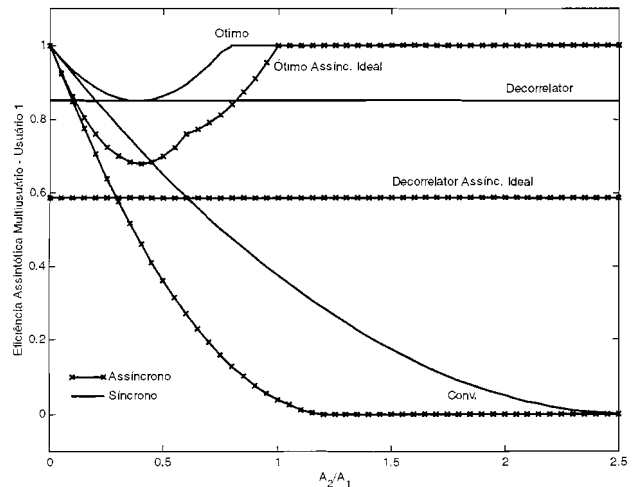


Figura 4. AME₁ em função da amplitude relativa do usuário interferente com $|\rho_{12}| = 0,3$; $|\rho_{21}| = 0,5$ e $\rho_{sinc} = 0,387$. Canal (As)Síncrono. Detectores Convencional, Descorrelador e Ótimo

3.2 RESISTÊNCIA AO EFEITO NEAR-FAR, NFRES

A resistência ao efeito *near-far* quantifica o grau de robustez do detector contra as disparidades de potência dos diversos usuários em um ambiente com MAI. Desigualdades de potência fazem com que usuários com potências pequenas no receptor sejam "sufocados" pelos usuários que chegam com maiores energias. A resistência *near-far* é definida como a AME de pior caso (inferior), relativo às energias de todos os usuários ativos: depende das formas de onda das seqüências de espalhamento e do demodulador [17].

$$\bar{\eta}_k = \inf_{\substack{E_j > 0 \\ j \neq k}} \eta_k, \quad (34)$$

onde k é o usuário considerado e j representando todos os demais usuários interferentes.

Para o receptor *Convencional síncrono*, resulta:

$$\bar{\eta}_k^{Conv} = \inf_{\substack{E_j > 0 \\ j \neq k}} \eta_k = \begin{cases} 1 & \text{se } \rho_{jk} = 0, j \neq k \\ 0 & \text{c.c.} \end{cases} \quad (35)$$

Pode-se verificar facilmente através da figura 4 que a resistência ao efeito *near-far* do k -ésimo usuário é nula, exceto quando a correlação cruzada for igual a zero para todos os pares de usuários; ou seja, a k -ésima seqüência de espalhamento deve ser ortogonal a cada um dos sinais interferentes sobrepostos. E uma vez que esta condição não pode ser satisfeita para todos os atrasos, o receptor Convencional não é resistente ao efeito *near-far*.

Já para o receptor *multiusuário Ótimo*, a resistência ao efeito *near-far* para o k -ésimo usuário será:

$$\bar{\eta}_k^{Opt} = \begin{cases} \frac{1}{[\mathbf{R}^+]_{kk}} = 1 - \mathbf{a}_k^T (\mathbf{R}_k)^{-1} \mathbf{a}_k & \text{se } k\text{-ésimo sinal indep.} \\ 0 & \text{se } k\text{-ésimo sinal } \in \\ & \text{subespaço outros sinais} \end{cases} \quad (36)$$

onde: $[\bullet]_{kk}$ = denota seleção do kk -ésimo elemento da matriz $[\bullet]$; \mathbf{R}^+ = matriz inversa generalizada Moore-Penrose¹⁰ de \mathbf{R} ; caso \mathbf{R} seja não singular, $\mathbf{R}^+ = \mathbf{R}^{-1}$; para o caso em que $\det(\mathbf{R}) = 0$, a \mathbf{R}^+ pode ser obtida pela *decomposição dos valores singulares* [17], [20], [21]. \mathbf{R}_k = matriz de dimensão $(K-1) \times (K-1)$ resultante da eliminação da k -ésima linha e coluna de \mathbf{R} ; \mathbf{a}_k = vetor resultante da k -ésima coluna de \mathbf{R} , eliminando-se o k -ésimo elemento desta coluna. Dito de outra forma, \mathbf{R}_k denota a matriz de correlação entre os interferentes apenas, sem a k -ésima coluna e linha, com k = usuário de interesse; analogamente, \mathbf{a}_k denota o vetor contendo apenas as correlações cruzadas entre o usuário de interesse e os interferentes.

Note que \mathbf{R}_k também pode resultar singular, devendo a NFRes ser obtida através da matriz Moore-Penrose. Para o caso de 2 usuários síncronos, a NFRes reduz-se a:

$$\bar{\eta}_k^{Opt} = 1 - \rho^2, \quad (37)$$

resultando em um receptor resistente ao efeito *near-far*, a menos na condição das seqüências linearmente dependentes.

4. DETECTORES MULTIUSUÁRIOS LINEARES

Em um receptor linear multiusuário, a decisão de símbolo será feita empregando-se

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn}(\mathbf{z}) \quad (38)$$

onde: $\mathbf{z} = \mathbf{T}\mathbf{y}$; com \mathbf{y} = saídas do banco de filtros casados; \mathbf{T} = matriz de transformação linear, figura 2b. Para o usuário k , a estimativa de símbolo será:

$$\hat{b}_k = \text{sgn}(z_k), \quad (39)$$

com

$$z_k = \mathbf{t}_k^H \mathbf{y} = \mathbf{c}_k^H \mathbf{r}, \quad (40)$$

\mathbf{t}_k^H = k -ésima linha da matriz de transformação linear \mathbf{T} ; \mathbf{c}_k^H = vetor de coeficientes de um filtro equivalente operando diretamente sobre o sinal recebido.

Tanto a matriz de transformação como os coeficientes do filtro são selecionados visando minimizar algum critério de custo. No receptor CDMA *Convencional* faz-se o conjunto de coeficientes igual ao código de espalhamento, portanto $c \in \{+1, -1\}$. Enquanto que no *Descorrelacionador* seleciona-se c de tal forma a eliminar a MAI e no receptor *MMSE* os coeficientes são selecionados objetivando minimizar o erro quadrático médio total, assumindo, nestes casos, valores reais. Tal minimização pode ser feita sobre todos os usuários (multiusuário) ou considerando apenas um (*single-user*), de modo descentralizado onde apenas o usuário de interesse necessita ser demodulado em um filtro casado modificado. No entanto, este filtro depende das correlações cruzadas dos sinais dos usuários ativos (e das SNRs, no caso do detector MMSE) e do cálculo da resposta impulsiva do canal, que implica em inversão de matriz.

4.1 DETECTOR MULTIUSUÁRIO LINEAR DESCORRELACIONADOR

O Descorrelacionador aplica a matriz de correlação inversa $\mathbf{T} = \mathbf{R}^{-1}$ à saída do detector Convencional objetivando o desacoplamento dos sinais dos usuários interferentes, resultando em um receptor resistente ao efeito *near-far* [4], [17], [22], enquanto que o detector Convencional da figura 2.b, obtém as decisões de bits realizando-se a transformação linear $\mathbf{T} = \mathbf{I}_N$ em \mathbf{y} . O desempenho do Descorrelacionador não é afetado pelas disparidades de potência dos usuários, possibilitando a detecção sem o conhecimento das amplitudes dos sinais recebidos.

A transformação linear de descorrelação é a projeção do sinal do usuário desejado em um espaço ortogonal àquele definido pelos sinais interferentes. A estimativa de dados é obtida através de:

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn}(\mathbf{T}\mathbf{y}) = \text{sgn}(\sqrt{\mathbf{E}}\mathbf{b} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n}). \quad (41)$$

As principais vantagens associadas à implementação do Descorrelacionador são:

1. significativo aumento de desempenho / capacidade em relação ao detector Convencional;
2. não necessita estimativa das amplitudes recebidas;
3. menor complexidade computacional que o detector Ótimo: linear com número de usuários;
4. corresponde ao detector Ótimo quando as energias de todos os usuários não são conhecidas no receptor: produz estimativa conjunta de máxima verossimilhança para os bits transmitidos e suas respectivas amplitudes recebidas;
5. Produz valores ótimos de desempenho para ambiente com forte efeito *near-far*;
6. Em sistemas Síncronos é capaz de descorrelacionar um bit por vez: para o bit k , necessita-se apenas aplicar a

¹⁰Também denominada matriz Pseudo Inversa de \mathbf{R} .

k -ésima linha de \mathbf{R}^{-1} para estimar a saída do banco de filtros casados.

No entanto, existem desvantagens associadas à implementação do Descorrelacionador:

1. Aumento do ruído, similar ao equalizador *zero-forcing*: a potência associada ao termo de ruído, $\mathbf{R}^{-1}\mathbf{n}$, à saída do Descorrelacionador, é sempre maior ou igual a potência associada ao termo de ruído à saída do detector Convencional, para cada bit;
2. Excessivo tempo para computar a inversão de \mathbf{R} , tornando difícil o cálculo em tempo real;
3. Em sistemas Assíncronos, a matriz de correlação (26) terá dimensão da ordem de $\mathcal{M}K$, grande demais para uma mensagem típica de comprimento \mathcal{M} . Este problema é contornado truncando-se a janela de observação para algumas unidades ou dezenas de bits, resultando em alguma perda de desempenho.

4.2 DETECTOR MULTIUSUÁRIO LINEAR MMSE

Incorporando-se informações sobre as SNRs à matriz de transformação linear, o MUD assim obtido terá algum ganho de desempenho em relação ao Descorrelacionador, pois leva em conta o ruído de fundo (aleatório) no processo de detecção; em contrapartida, a estimativa para o vetor de dados necessita conhecer as potências de todos os sinais recebidos, o de interesse e os interferentes. O detector MMSE substitui a transformação do Descorrelacionador por:

$$\mathbf{T} = [\mathbf{R} + \sigma_n^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \quad (42)$$

com a matriz diagonal dada por

$$\sigma_n^2 \mathbf{A}^{-2} = \text{diag} \left\{ \frac{\sigma_n^2}{A_1^2}, \frac{\sigma_n^2}{A_2^2}, \dots, \frac{\sigma_n^2}{A_K^2} \right\} \quad (43)$$

que minimiza o erro quadrático médio entre os dados transmitidos e a saída do detector Convencional e maximiza a SNR à saída do detector MMSE:

$$\min E \left[(\mathbf{z} - \mathbf{b})^H (\mathbf{z} - \mathbf{b}) \right]. \quad (44)$$

O problema da minimização do erro quadrático médio (44) pode ser resolvido como uma otimização em um espaço de dimensão finita através da escolha adequada do vetor transformação, \mathbf{t}_k , $K \times 1$, de tal forma a minimizar

$$E \left[(b_k - \mathbf{t}_k^H \mathbf{y})^2 \right] \quad (45)$$

resultando em K problemas de otimização desacoplados (um para cada usuário), que podem ser resolvidos simultaneamente escolhendo-se adequadamente a matriz de transformação \mathbf{T} , $K \times K$,

$$\min_{\mathbf{T} \in \mathbb{R}^{K \times K}} E \left[\|\mathbf{b} - \mathbf{T}\mathbf{y}\|^2 \right] \quad (46)$$

cuja média é tomada em relação ao vetor de bits transmitido, \mathbf{b} , e o vetor ruído em \mathbf{y} , (10), é AWGN com matriz de covariância igual a $\sigma_n^2 \mathbf{R}$. As saídas do detector linear MMSE seguem as decisões:

$$\hat{b}_k = \text{sgn} \left([\mathbf{R} + \sigma_n^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \mathbf{y} \right)_k. \quad (47)$$

Outra formulação para o problema MMSE consiste em substituir \mathbf{b} de (46) por $\mathbf{A}\mathbf{b}$, equivalente a tentar reproduzir $A_k b_k$ ao invés de b_k à saída da transformação linear. Como as amplitudes A_k são assumidas conhecidas no MMSE, a solução para este problema de otimização conduz à mesma transformação de (42).

Enquanto o receptor Convencional é otimizado para tratar exclusivamente o AWGN, o Descorrelacionador elimina a MAI, descuidando do ruído de fundo. Em contraste, o detector linear MMSE pode ser visto como uma solução de compromisso que leva em conta tanto o AWGN quanto a MAI. De fato, ambos os receptores, o Convencional e Descorrelacionador, são casos limites do detector MMSE:

1. mantendo-se a amplitude do usuário de interesse fixa, A_1 , tomando-se $A_2, A_3, \dots, A_K \rightarrow 0$, a primeira linha de $[\mathbf{R} + \sigma_n^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1}$ tende a $\left[\frac{A_1^2}{A_1^2 + \sigma_n^2}, 0, \dots, 0 \right]$, que corresponde ao filtro casado para o usuário 1; ou quando σ_n cresce, $[\mathbf{R} + \sigma_n^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1}$ torna-se uma matriz diagonal; portanto, o detector MMSE tende ao detector Convencional quando $\sigma_n \rightarrow \infty$.
2. caso todas as amplitudes sejam mantidas fixas e tomando-se $\sigma_n \rightarrow 0$ (região de alta E_b/N_0), a transformação linear para o detector linear MMSE tende a:

$$[\mathbf{R} + \sigma_n^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \rightarrow [\mathbf{R}]^{-1}. \quad (48)$$

Como desvantagem, o detector MMSE requer estimação das amplitudes e seu desempenho depende das potências dos usuários interferentes.

4.3 DESEMPENHO PARA O DESCORRELACIONADOR E MMSE: AME, NFRES E P_E

Foi mostrado em [6] e [17] que a AME para o k -ésimo usuário em um Descorrelacionador síncrono independe tanto do nível do ruído quanto das amplitudes dos interferentes e portanto resulta igual à resistência ao efeito *near-far*:

$$\bar{\eta}_k^{Decor} = \eta_k^{Decor} = \frac{1}{[\mathbf{R}^+]_{kk}} \quad (\text{Sínc.}) \quad (49)$$

Observa-se que o Descorrelacionador síncrono obtém resistência ao efeito *near-far* idêntica ao detector multiusuário Ótimo (36), figura 4. A eficiência assintótica do Descorrelacionador independe da relação de amplitudes dos usuários interferente/interesse. É menor que a eficiência assintótica do detector Convencional quando o interferente for suficientemente fraco. Para dois usuários, esta condição é dada por

$$\frac{A_2}{A_1} \leq \frac{1 - \sqrt{1 - \rho_{12}^2}}{|\rho_{12}|}. \quad (50)$$

Quando a amplitude interferente for pequena ou suficiente, o detector Convencional será preferível ao Descorrelacionador. A razão é que embora as componentes devidas ao usuário de interesse, nas respectivas estatísticas de decisão, sejam idênticas em ambos os casos, a componente devido ao ruído tem variância σ^2 no detector Convencional contra $\frac{\sigma^2}{1-\rho_{12}}$ no Descorrelacionador. Portanto, o preço pago pela completa eliminação da MAI é, neste caso, um acréscimo de ruído. A AME do Descorrelacionador síncrono será igual à AME de pior caso do detector Ótimo no ponto $A_2 = |\rho_{12}| A_1$, figura 4.

A grande vantagem de se empregar o Descorrelacionador está no fato de se combater otimamente o efeito *near-far*, de não requerer conhecimento das amplitudes interferentes e de atingir o mesmo grau de robustez contra desajustes nas amplitudes recebidas que o obtido com detectores ótimos de complexidade exponencial; porém no Descorrelacionador a complexidade computacional por bit demodulado é similar àquela do detector Convencional.

A Equação (48) mostra que o detector MMSE converge para o Descorrelacionador quando as amplitudes são mantidas fixas e a SNR tende a infinito. Este fato implica que o MMSE possui a mesma eficiência assintótica e resistência ao efeito *near-far* do Descorrelacionador. Em particular, o MMSE também alcança resistência ótima ao efeito *near-far*.

Madhow e Honig [23] caracterizaram a resistência ao efeito *near-far* do detector MMSE em função do ganho de processamento e número de usuários, assumindo seqüências aleatórias. Mostraram que para um canal DS-CDMA sem controle de potência, o número de usuários simultâneos, K , cresce linearmente com o ganho de processamento, N . Esta modelagem é válida com as seguintes restrições: a) população de usuários estacionária; b) ausência de variações de parâmetros de canal. A figura 5 mostra os limites superior e inferior para a resistência ao efeito *near-far* média em sistemas A- e S-CDMA com seqüências de espalhamento aleatórias de comprimento $N = 31$ (Rndz31), em função do número de usuários ativos. Como o limite inferior e superior são muito próximos, pode-se obter a seguinte regra de projeto para sistemas DS-CDMA: o desempenho de um detector MMSE com filtro de comprimento igual ao ganho de processamento, N , será resistente ao efeito *near-far* caso satisfaça:

$$K - 1 < N \quad (\text{sínc.}), \quad K - 1 < \frac{N}{2} \quad (\text{assínc.}). \quad (51)$$

Nestes casos, todos os $K - 1$ interferentes possuem potência maior que o usuário de interesse.

Em receptores multiusuário lineares, a expressão geral para a BER será afetada pela resistência ao efeito *near-far*:

$$P_k^{MUD\text{lin}} = Q \left(\sqrt{\frac{E_k \bar{\eta}_k}{\sigma_n^2}} \right). \quad (52)$$

Particularmente, para o Descorrelacionador e o MMSE síncronos com K usuários, a BER pode ser expressa, respectivamente, por:

$$P_k^{Decor} = Q \left(\frac{A_k}{\sigma_n \sqrt{[\mathbf{R}^+]_{k,k}}} \right) \quad (53)$$

$$\hat{P}_1^{MMSE} = Q \left(\frac{A}{\sigma_n} \sqrt{1 - \frac{\rho^2 (K - 1)}{1 + \left(\frac{\sigma_n}{A}\right)^2 + \rho (K - 2)}} \right). \quad (54)$$

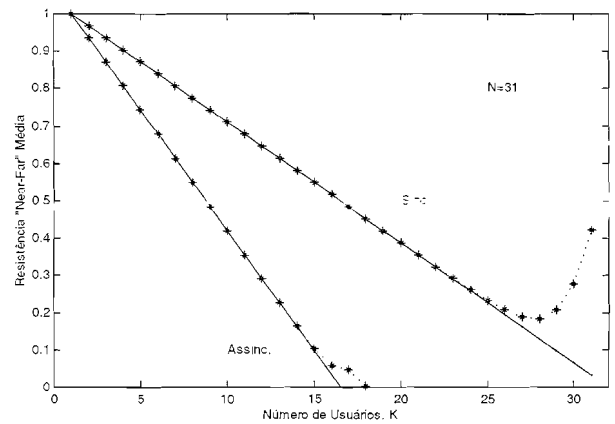


Figura 5. Limites superior (— * —) e inferior (—) para o desempenho *near-far* do MMSE considerando seqüências aleatórias.

A expressão para o MMSE síncrono (54) é aproximada e válida apenas para sinais com energias idênticas e equicorrelacionados, isto é $\rho_{kj} = \rho, \forall k \neq j$ [24]. Para o receptor Convencional, a probabilidade de erro de bit exata para o k -ésimo usuário é obtida combinando-se os padrões de erros de bits possíveis para todos os interferentes (binomial), resultando em um cálculo dispendioso quando o número de usuários crescer além de algumas dezenas.

A figura 6 mostra a probabilidade de erro de bit média para o sistema Convencional, Descorrelacionador e MMSE nos casos de 28 e 11 usuários síncronos com e sem controle perfeito de potência e seqüências de Gold de comprimento igual a 31 (Gold31). Os desempenhos do Descorrelacionador e do MMSE são muito próximos para a maioria dos casos práticos de interesse e superiores ao Convencional. O MMSE terá desempenho levemente superior ao Descorrelacionador nos casos de sistemas altamente carregados, figura 6.a, ou quando os interferentes forem fracos.

Não se conhece expressão fechada para o detector Ótimo. Limitantes para a taxa de erro de bit do detector Ótimo foram dadas em [4], [6], [25], [26]. Para dois usuários síncronos, os limites inferior e superior da probabilidade de erro de bit em função do desajuste de potência são mostrados na figura 7. Observe-se ainda que os MUD lineares MMSE e Descorrelacionador são resistentes ao efeito *near-far*, mesmo para grandes disparidades de potência e elevadas correlações cruzadas entre o usuário de interesse e os interferentes. Apenas quando a amplitude do interferente for suficientemente menor que a do usuário de interesse (neste caso, $\frac{A_2}{A_1} \lesssim -7$ dB), o Descorrelacionador apresentará pior desempenho que o detector Convencional. Na região onde a potência do ruído de fundo é maior ou as energias dos interferentes tendem a desaparecer, o MMSE resulta em melhor desempenho que o Descorrelacionador, uma vez que a transformação linear para o Descorrelacionador realça o ruído de fundo.

Nas figuras 8 e 9 são apresentados alguns resultados comparativos de desempenho médio para os receptores Convencional, Descorrelacionador e MMSE com seqüências de Gold

e aleatórias. Independente da família de seqüências utilizada, há uma sensível redução na taxa de erro de bit quando se emprega MUD linear MMSE ou Descorrelacionador em relação ao receptor Convencional, embora um melhor desempenho seja alcançado com as seqüências de Gold, devido à otimização dos valores das autocorrelações e cruzadas.

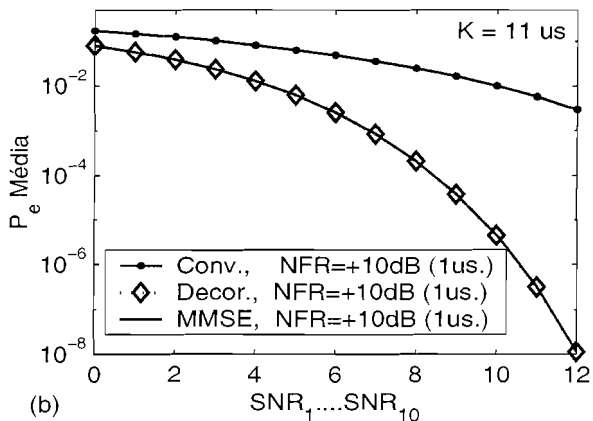
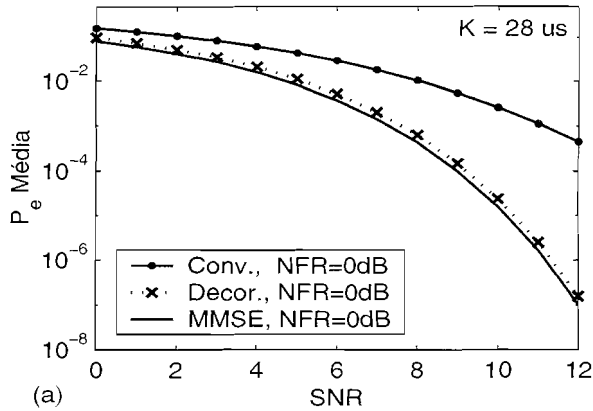


Figura 6. \overline{BER} para detectores Convencional, Descorrelacionador e MMSE Síncronos: seqüências de Gold31. a) $K = 28$ usuários, controle perfeito de potência; b) $K = 11$ usuários, todos usuários de mesma potência, exceto o último, com $10dB$ acima dos demais.

Na Figura 8 obteve-se a \overline{Pe} sobre usuários síncronos considerando Gold31, $\frac{E_b}{N_0} = 10 dB$ e população de usuários crescente. A imunidade do Descorrelacionador e do MMSE na condição de forte *near-far* é mostrada na Figura 8.a; obteve-se o desempenho médio sobre a metade da população de usuários fracos interferentes. Perceba que o efeito do desajuste de potência é devastador para o desempenho do receptor Convencional. Já a Figura 8.b apresenta o comportamento dos detectores na condição de controle perfeito de potência. Observe ainda que não há diferença significativa entre os desempenhos do Descorrelacionador e MMSE nas condições de controle perfeito de potência ($NFR = 0dB$) e quando há forte efeito *near-far* ($NFR = +9dB$).

Desempenho levemente melhorado do MMSE em relação ao Descorrelacionador pode ser comprovado na Figura 9. Foram consideradas seqüências aleatórias Rndz32 e 11 usuários perfeitamente sincronizados, sendo cinco usuários interferentes ($u7, u8, \dots, u11$) com mesma potência recebida e consti-

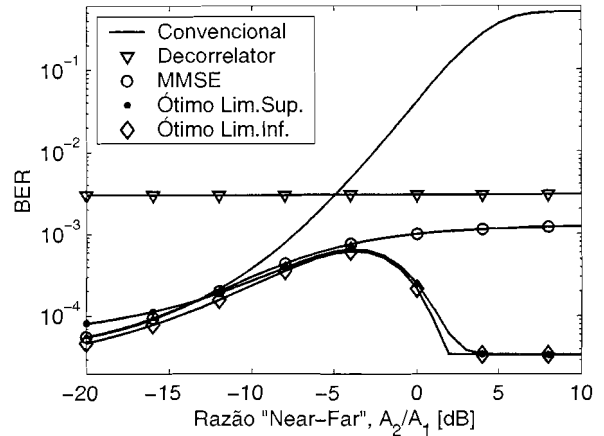


Figura 7. Comparação da BER para os detectores Convencional, Descorrelacionador, MMSE e Ótimo. 2 usuários síncronos com desajuste de potência $NFR \in [-20, 10] dB$ e correlação cruzada $\rho = 0,65$. $SNR_1 = 12 dB$

tuindo três situações de interferência: $NFR = -20$ ou 0 ou $+5dB$. Demais usuários interferentes ($u2, u3, \dots, u6$) apresentam a mesma condição de $\frac{E_b}{N_0}$ do usuário de interesse ($u1$). Note-se que o desempenho do Descorrelacionador na condição síncrona independe das amplitudes recebidas, enquanto que o MMSE terá seu desempenho levemente melhorado quando os interferentes forem fracos ($NFR = -20 dB$). Para qualquer situação de NFR , ter-se-á $\overline{Pe}^{MMSE} \leq \overline{Pe}^{Decor}$.

4.3.1 AME E NFRES - CASO ASSÍNCRONO

O vetor saída do filtro casado, com representação em tempo discreto, em um receptor DS/CDMA de canal assíncrono (21) pode ser representado no domínio z transformado (notação para sistemas amostrados, [27], [20]) como

$$\mathbf{S}(z) = \mathbf{R}^H[1]z + \mathbf{R}[0] + \mathbf{R}[1]z^{-1} \quad (55)$$

com o respectivo vetor $\tilde{\mathbf{n}}[i]$ = variável Gaussiana independente com matriz de covariância $\sigma^2\mathbf{I}$. Assim, analogamente ao Descorrelacionador Síncrono, uma escolha natural para a transformação linear capaz de recuperar os bits transmitidos será tomar a inversa da função de transferência do canal em tempo discreto. Portanto a transformação linear para o Descorrelacionador assíncrono será

$$\mathbf{T} = (\mathbf{R}^H[1]z + \mathbf{R}[0] + \mathbf{R}[1]z^{-1})^{-1} \quad (56)$$

resultando na AME e NFRes para o k -ésimo usuário em um Descorrelacionador assíncrono

$$\overline{\eta}_k^{Decor} = \eta_k^{Decor} = \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [\mathbf{R}^H[1]z + \mathbf{R}[0] + \mathbf{R}[1]z^{-1}]_{kk}^+ dw} \quad (57)$$

A probabilidade de erro de bit é imediatamente obtida de (52).

Analogamente, o detector linear MMSE assíncrono será um filtro linear invariante no tempo de K entradas e K saídas

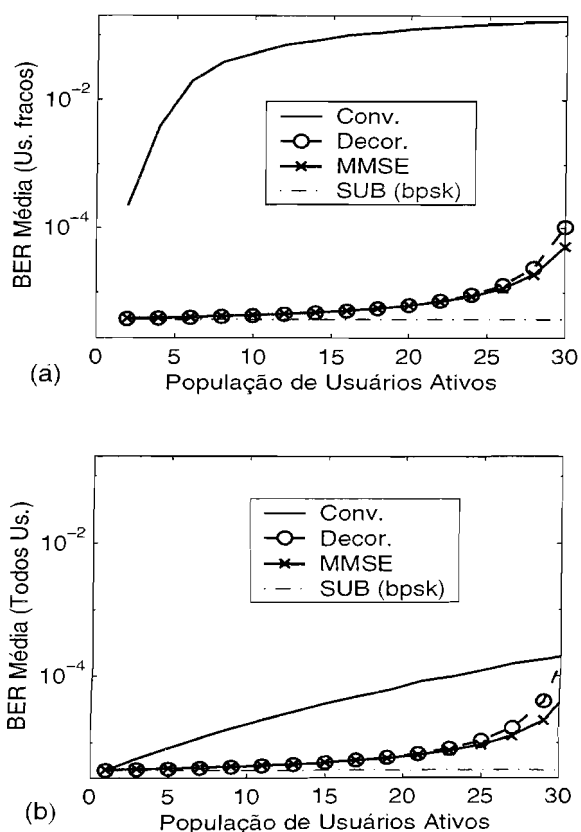


Figura 8. Desempenho médio para os receptores Convencional, Descorrelacionador e MMSE síncronos em função da população crescente de usuários. (a) metade dos usuários com $NFR = 9dB$; (b) controle perfeito de potência recebida. $\frac{E_b}{N_0} = 10 dB$ e Gold31.

e função de transferência

$$\mathbf{T} = (\mathbf{R}^H [1] z + \mathbf{R} [0] + \sigma_n^2 \mathbf{A}^{-2} + \mathbf{R} [1] z^{-1})^{-1}. \quad (58)$$

É uma vez que o MMSE converge para o Descorrelacionador quando $\sigma \rightarrow 0$, então a AME e NFRES do detector MMSE são idênticas e iguais às do Descorrelacionador, tanto para o caso síncrono (49), como o assíncrono (57).

4.3.2 EFEITO DO TAMANHO DA JANELA DE OBSERVAÇÃO \mathcal{M} SOBRE A AME E NFRES NO DESCORRELACIONADOR

Detectores lineares assíncronos que utilizam inversão da matriz de correlação para obter o desacoplamento da MAI, como o Descorrelacionador e o MMSE, idealmente necessitariam operar sobre toda a mensagem, a qual, para os casos práticos, é muito grande ou mesmo pode ser considerada infinita. Para o Descorrelacionador Assíncrono Ideal [7], o receptor resulta em um filtro com resposta impulsiva infinita (IIR), o qual deve processar a sequência total do sinal recebido.

A detecção de usuários assíncronos genéricos, com $\tau_k \in [-T, T]$ não ordenados, pode ser interpretada como cada símbolo sendo transmitido por usuários virtuais distintos em um canal síncrono no intervalo $[-MT, MT + 2T]$, similar ao apresentado na Figura 3.b, porém incluindo atrasos

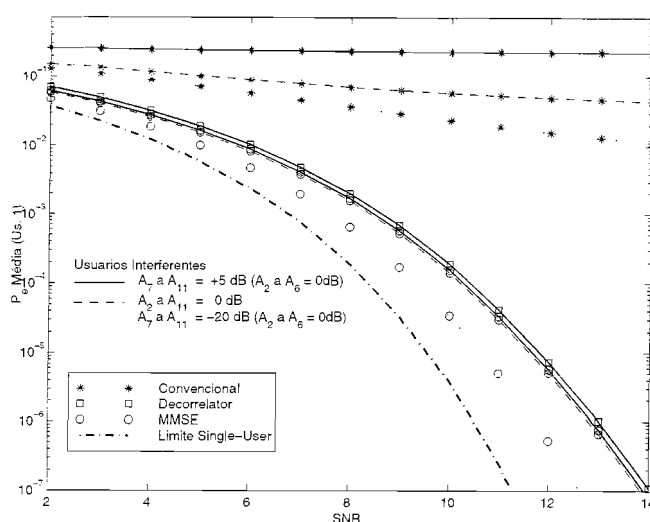


Figura 9. $\overline{BER}_1 \times SNR$ para receptores Convencional, Descorrelacionador e MMSE. 11 usuários síncronos considerando sequências aleatórias (35 realizações) e $N = 32$. Metade dos usuários interferentes (cinco) com $NFR = +5$ ou 0 ou $-20 dB$.

negativos. No caso de K usuários assíncronos, aplica-se um método de detecção similar ao caso síncrono, porém expande-se a janela de observação sobre toda a mensagem transmitida, $\mathcal{M} = 2M + 1$, para todas as entradas dos K usuários. Tem-se então o equivalente a $(2M + 1)K$ usuários virtuais síncronos. Quando $\mathcal{M} \rightarrow \infty$, a NFRES do Descorrelacionador assíncrono de (57) assumirá valor idêntico ao da resistência ao efeito near-far do Descorrelacionador síncrono (49). No entanto, para os casos realistas de interesse, \mathcal{M} é muito grande, resultando em complexidade computacional elevada, tornando inviável a inversão da matriz de correlação normalizada, (26), com dimensão da ordem de $(2M + 1)K$, bem como introduz atrasos de processamento intoleráveis. Note que a matriz de correlação deve ser atualizada ou recalculada sempre que ocorrer pelo menos uma das seguintes mudanças: a) ativação ou desativação de usuário; b) mudanças nos atrasos de propagação de pelo menos um usuário ativo¹¹.

Como o atraso e complexidade de processamento inviabilizam este processamento, adotam-se janelas de observação finitas: são os *MUD Lineares Assíncronos Truncados*. O desempenho obtido com um MUD truncado é inferior ao correspondente ideal ($\mathcal{M} \rightarrow \infty$). Porém, em geral, para a maioria dos detectores truncados com janela de observação de alguns períodos de bits obtém-se desempenho próximo ao ideal. Alternativas para o Descorrelacionador Assíncrono Ideal incluem o Descorrelacionador Aproximado [17] e a abordagem *One-Shot*, versão fixa [25] e adaptativa [28]. O Descorrelacionador Assíncrono *One-Shot* realiza a detecção multiusuário a partir da observação truncada dos sinais dos usuários, ignorando toda informação fora deste intervalo. Variações da abordagem *One-Shot* incluem *Sliding Windows* [29], [30], Descorrelacionador Auxiliado por Decisão de Bit das Bordas (*Edge Decision Assisted Descorrelacionador, EDAD*) [31],

¹¹ Devido à mobilidade e/ou multipercursos do sinal

Detector de Inserção de Bit Isolado (*Isolation Bit Insertion, IBI*), [32], [33] e o Descorrelacionador Linear Assíncrono de Comprimento de Memória Finita [34], [35].

A solução **Descorrelacionador Assíncrono Truncado** que segue a abordagem síncrona com usuários virtuais é subótima com complexidade por bit demodulado similar àquela do caso síncrono, $\mathcal{O}(K^3)$, porém independente do tamanho da mensagem, conduzindo a soluções factíveis quando o número de usuários não for muito elevado. A razão para a existência de tal algoritmo se deve às características da matriz de correlação normalizada \mathfrak{R} em (26). Cada símbolo sobrepõe-se a apenas dois símbolos consecutivos de cada usuário distinto. Seja o exemplo da Figura 3, para o caso de $K = 2$ usuários ativos e tamanho da janela de observação truncada $\mathcal{M} = 5$. A matriz de correlação normalizada correspondente será

$$\mathfrak{R} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \rho_{12} & 1 & \rho_{21} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \rho_{21} & 1 & \rho_{12} & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_{12} & 1 & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \rho_{21} & 1 & \rho_{12} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \rho_{12} & 1 \end{bmatrix}_{10 \times 10} \quad (59)$$

com as correlações cruzadas par e ímpar dadas por (22) e (23). Aumentando-se a janela de observação, resulta em melhoria de desempenho acompanhado de complexidade computacional adicional.

No Descorrelacionador Assíncrono Truncado *One-Shot-IT* de [25], ao contrário de se observar uma quantidade considerável de intervalos de símbolos, os sinais são demodulados e decisões são feitas baseadas em apenas um único intervalo de símbolo, $\mathcal{M} = 1$. Descarta-se toda informação fora da janela de observação $[0, T]$. A matriz de correlação terá dimensão¹² $(2K - 1) \times (2K - 1)$ e o Descorrelacionador *One-Shot-IT* resultante terá a vantagem de redução na complexidade de implementação, porém com as seguintes desvantagens:

- pior BER, AME e NFRes quando comparado ao Descorrelacionador Assíncrono Ideal;
- a matriz $\mathbf{R}^{OShot.IT}$ pode resultar singular, mesmo se a condição de realização estável para o filtro do Descorrelacionador (*zero forcing equalizer*) existir, $\det[\mathbf{R}^T [1] e^{j\omega} + \mathbf{R} [0] + \mathbf{R} [1] e^{-j\omega}] \neq 0$ para todo $\omega \in [0, 2\pi]$;
- devido ao processamento truncado (duração $1T$), os elementos de correlação de $\mathbf{R}^{OShot.IT}$ serão fortemente afetados pelas energias parciais dos sinais interferentes, ε_k , requerendo filtros casados parciais aos bits interferentes.

A eficiência assintótica e a resistência ao efeito *near-far* para o k -ésimo usuário do Descorrelacionador *One-Shot-IT* são idênticas e dadas pelo inverso do k -ésimo elemento da diagonal principal da inversa da matriz de correlação¹³. Para

dois usuários, a matriz de correlação e a NFRes para o primeiro resultam em:

$$\mathbf{R}^{OShot.IT} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\rho_{21}}{\sqrt{\varepsilon_2}} & \frac{\rho_{12}}{\sqrt{1-\varepsilon_2}} \\ \frac{\rho_{21}}{\sqrt{\varepsilon_2}} & 1 & 0 \\ \frac{\rho_{12}}{\sqrt{1-\varepsilon_2}} & 0 & 1 \end{bmatrix}_{(2K-1) \times (2K-1)} \quad (60)$$

$$\bar{\eta}_1^{OShot.IT} = \frac{1}{[\mathbf{R}^{OShot.IT}]_{11}} = 1 - \frac{\rho_{12}^2}{1-\varepsilon_2} - \frac{\rho_{21}^2}{\varepsilon_2}. \quad (61)$$

De (61) conclui-se que o desempenho do Descorrelacionador *One-Shot-IT* dependerá, além das correlações cruzadas, também das energias parciais dos sinais interferentes. A probabilidade de erro de bit para o Descorrelacionador *One-Shot-IT* é obtida imediatamente de (61) em (52).

O Descorrelacionador Assíncrono Ideal terá desempenho assintótico resultante da média geométrica das correspondentes NFRes síncronas cujos elementos de correlação são dados pela soma e subtração das correlações cruzadas periódica par e ímpar. Para dois usuários, de (57), resulta:

$$\bar{\eta}_1^{Decor.As.Ideal} = \sqrt{[1 - (\rho_{12} + \rho_{21})^2] [1 - (\rho_{12} - \rho_{21})^2]}. \quad (62)$$

O desempenho do Descorrelacionador Assíncrono Ideal supera o do Descorrelacionador *One-Shot-IT*, uma vez que aquele considera janela de observação infinita e portanto não é afetado pelos erros de decisão dos bits de borda que qualquer Descorrelacionador de janela truncada apresenta. Assim, o Descorrelacionador Assíncrono Ideal deve ser utilizado como referência quando se avalia o desempenho de novas propostas de Descorrelacionadores truncados.

Para se ter uma idéia da perda de desempenho do Descorrelacionador *One-Shot-IT* em relação ao Ideal, considere um sistema com seqüências de espalhamento de Gold7, 5 usuários com atrasos $[(0, 1, 2, 3, 4)T_c]$, esquematizado na Figura 10. O resultado da resistência ao efeito *near far* para o primeiro usuário do Descorrelacionador *One-Shot-IT* e diferentes números de interferentes pode ser comparado na tabela 2 ao desempenho do Descorrelacionador Assíncrono Ideal. Note-se a redução da NFRes com o aumento do número de usuários, K , para ambos Descorrelacionadores assíncronos, bem como a degradação de desempenho do Descorrelacionador *One-Shot-IT* em relação ao de janela infinita.

Comparando-se o efeito da janela de observação sobre a NFRes em um Descorrelacionador Assíncrono Truncado, verifica-se que o desempenho tende rapidamente ao do Descorrelacionador Ideal quando \mathcal{M} atinge alguns períodos de bits. Considere as primeiras quatro seqüências de espalhamento da Figura 10 e $\mathcal{M} = 1, 2, 3, 4$ bits; as respectivas NFRes para o primeiro usuário são mostradas na Tabela 3. Note que a NFRes para a janela de observação igual a 4 bits é praticamente a mesma daquela obtida anteriormente para o Descorrelacionador Ideal. Tabela 2, indicando a convergência de resultados quando a janela de observação cresce. Neste caso, a eficiência assintótica de um Descorrelacionador assíncrono para o i -ésimo bit do k -ésimo usuário é calculada assumindo-se que a mensagem transmitida apresenta comprimento finito [7], sendo dada pelo (k, i) -ésimo elemento da

¹²Supondo perfeito sincronismo com o usuário de interesse

¹³Ou matriz inversa generalizada de Moore-Penrose.

K	$\bar{\eta}_1^{OShot_IT}$, eq (61)	$\bar{\eta}_1^{DecAs_Ideal}$, eq (57)
2	0,4762	0.63232
3	0,3778	0.57571
4	0,3095	0.50665
5	0,2334	0,41134

Tabela 2. Resistência ao efeito *Near-Far*: Descorrelacionador Ideal e *One-Shot_IT* para número de usuários distintos.

diagonal da inversa de (26),

$$\eta_{k,i}^{DecAssinc} = \frac{1}{\mathfrak{R}_{(k,i)(k,i)}^{-1}}, \quad (63)$$

com

$$\mathbf{R}(0) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{7} & \frac{1}{7} & 0 \\ -\frac{1}{7} & 1 & -\frac{1}{7} & \frac{1}{7} \\ \frac{1}{7} & -\frac{1}{7} & 1 & -\frac{1}{7} \\ 0 & \frac{1}{7} & -\frac{1}{7} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{7} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{7} & -\frac{1}{7} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{7} & 0 & \frac{1}{7} & 0 \end{bmatrix}$$

e \mathfrak{R} , neste caso, matriz quadrada de dimensão 4, 8, 12, 16 para os respectivos \mathcal{M} .

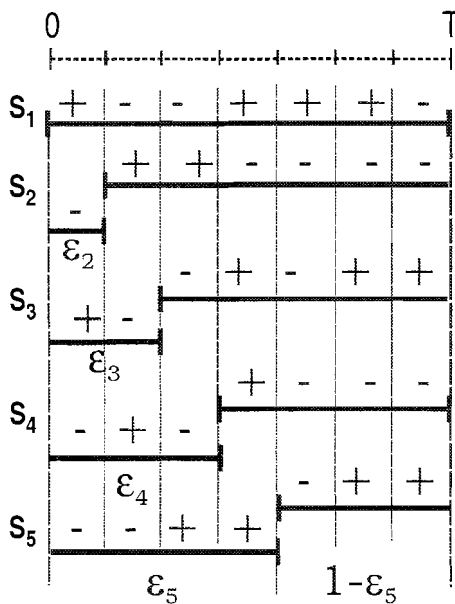


Figura 10. Correlações e Energias Parciais para o Descorrelacionador *One-Shot_IT*, Gold7.

A resistência *near-far* corresponderá ao pior caso da eficiência assintótica:

$$\bar{\eta}_k^{DecAssinc} = \frac{1}{\max_i \left\{ \mathfrak{R}_{(k,i)(k,i)}^{-1} \right\}}. \quad (64)$$

Observe que na detecção de um Descorrelacionador Assíncrono Truncado não são considerados os efeitos dos bits

de bordas¹⁴ dos usuários interferentes; além disto, a hipótese simplificadora de mensagem finita de comprimento \mathcal{M} conduz a NFRes irrealistas quando a janela de observação for muito pequena ($\mathcal{M} = 1$).

\mathcal{M}	$\bar{\eta}_1^{DecAssinc} (K = 4us)$
1	0.55624
2	0.51889
3	0.50810
4	0.50736
$\bar{\eta}_1^{DecAs_Ideal} = 0.50665$	

Tabela 3. Exemplo de convergência da NFRes quando a janela de observação cresce em um Descorrelacionador Assíncrono Truncado.

5. CONCLUSÕES

Este trabalho de revisão procurou mostrar o potencial incremento na capacidade dos sistemas de comunicação associados às formas fixas de realização de receptores multiusuário (as) síncronos. Em contraste à detecção Convencional com filtro casado *single-user*, a detecção multiusuário utiliza as informações dos demais usuários ativos para anular tais sinais que aparecem como MAI quando da detecção do usuário desejado. Em contrapartida ter-se-á um aumento na complexidade de implementação. O receptor DS-CDMA Convencional resulta em capacidade de sistema bem abaixo da capacidade do canal e alta sensibilidade ao efeito *near-far*, requerendo grandes cuidados com controle de potência e um cuidadoso projeto das seqüências de espalhamento a fim de obter desempenho razoável. Isto têm motivado pesquisas no campo de algoritmos de detecção multiusuário, objetivando reduzir ou mesmo eliminar a MAI. Duas classes de algoritmos para a implementação dos detectores multiusuários subótimos lineares têm sido intensamente estudadas nos últimos anos: o Descorrelacionador e os baseados no erro quadrático médio, como o MMSE; em versões fixas ou adaptativas. No projeto de MUD lineares para sistemas A-CDMA, deve-se observar o compromisso complexidade (\mathcal{M}) \times desempenho, de forma a obter desempenho próximo ao caso síncrono sem incorrer em excessiva complexidade de implementação e atraso de processamento. A seleção e a implementação de receptores CDMA multiusuário constitui uma recente área de pesquisa com várias questões ainda em aberto que garantem a estes receptores um fértil e dinâmico campo de investigação.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem aos revisores desse trabalho cujas sugestões permitiram aprimorar a sua apresentação geral.

¹⁴No Descorrelacionador *One-Shot-IT* as correlações são ponderadas pelas energias parciais. No EDAD, decisões são realizadas junto aos bits de borda e posteriormente são empregadas no auxílio das decisões de bits internos à janela de observação. Já o IBI, elimina o efeito dos bits de borda inserindo um bit de "silêncio" (ausência de informação) no início e final da janela.

REFERÊNCIAS

- [1] E. H. Dinan and B. Jabbari, "Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellular networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, pp. 48–54, Sept. 1998.
- [2] K. H. A. Kärkkäinen and P. Leppänen, "The influence of initial-phases of a PN code set on the performance of an asynchronous DS-CDMA system," *Wireless Personal Communications*, vol. 13, pp. 279–293, June 2000.
- [3] V. M. DaSilva and E. S. Sousa, "Multicarrier orthogonal CDMA signals for quasi-synchronous communication systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 12, n.5, pp. 842–52, June 1994.
- [4] S. Verdú, "Minimum probability of error for asynchronous gaussian multiple-access channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 32, n.1, pp. 85–96, Jan. 1986.
- [5] S. Verdú, "Optimum multiuser asymptotic efficiency," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-34, n.9, pp. 890–7, Sept. 1986.
- [6] R. Lupas and S. Verdú, "Linear multiuser detectors for synchronous CDMA channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 35, n.1, pp. 123–36, January 1989.
- [7] S. Verdú and R. Lupas, "Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 38, n.4, pp. 496–507, April 1990.
- [8] A. Duel-Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar, "Multiuser detection for CDMA systems," *IEEE Personal Communications*, pp. 46–58, April 1995.
- [9] S. Moshavi, "Multi-user detection for DS-CDMA communications," *IEEE Communications Magazine*, pp. 124–36, Oct. 1995.
- [10] B. Vucelja and G. Woodward, "Adaptive detection for DS-CDMA," *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, n.7, pp. 1413–35, July 1998.
- [11] D. Chen and S. Roy, "An adaptive multiuser receiver for CDMA systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 12, no. 5, pp. 808–16, June 1994.
- [12] U. Madhow and M. L. Honig, "MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, n.12, pp. 3178–88, Dec. 1994.
- [13] S. L. Miller, "An adaptive DS-CDMA receiver for multiuser interference rejection," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, n. 2/3/4, pp. 1746–55, Feb./March/April 1995.
- [14] G. Xue, J. Weng, T. Le-Ngoc, and S. Tahar, "Adaptive multistage parallel interference cancellation for CDMA," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, n.10, pp. 1815–27, October 1999.
- [15] T. Abrão and P. J. E. Jeszensky, "Detectores multiusuários para DS-CDMA - canceladores de interferência," *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, vol. 16, n.2, pp. 138–156, Dezembro 2001.
- [16] A. J. Viterbi, "The orthogonal-random waveform dichotomy soft digital mobile personal communications," *IEEE Personal Communications*, vol. 1, no.1, pp. 18–24, 1st Quarter 1994.
- [17] S. Verdú, *Multiuser Detection*. Cambridge University Press, 1998.
- [18] R. M. Buehrer, N. S. Correal, and B. D. Woerner, "A comparison of multiuser receivers for cellular CDMA," in *Proc. IEEE GLOBECOM*, pp. 1571–7, Nov. 1996.
- [19] S. Verdú, "Computational complexity of optimum multiuser detection," *Algorithmica*, vol. 4, pp. 303–12, 1989.
- [20] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, 1996.
- [21] G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*. Johns Hopkins Univ Press (3rd edition), 1996.
- [22] L. Xie, T. S. Short, and C. K. Rushforth, "A family of suboptimum detector for coherent multiuser communication," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, n.4, pp. 683–90, May 1990.
- [23] U. Madhow and M. Honig, "On the average near-far resistance for MMSE detection of DS-CDMA signals with random spreading," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, n. 6, pp. 2039–45, Sept. 1999.
- [24] H. V. Poor and S. Verdú, "Probability of error in MMSE multiuser detection," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 43, n.3, pp. 858–71, May 1997.
- [25] S. Verdú, "Recent progress in multiuser detection," in *Proc. 1988 Int. Conf. Advances in Communications and Control Systems*, pp. Vol.1 66–77, Oct.1988. Reimpresso em *Multiple Access Communications: Foundations for Emerging Technologies*, IEEE Press 1993, pages 164-75, N. Abramson, Ed. IEEE Press, New York, 1993.
- [26] L. Wei and R. Jana, "Performance bounds for optimum multiuser DS-CDMA systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, n.2, pp. 185–90, Feb. 1999.
- [27] J. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2nd ed. 1989.
- [28] T. Myers and M. E. Magana, "An adaptive implementation of "one-shot" decorrelating detector for CDMA communications," *IEEE Transactions Circuits Systems II*, vol. 44, pp. 762–5, Sept. 1997.
- [29] S. Wijayasuriya, G. Norton, and McGeehan, "Sliding window decorrelating algorithm for DS-CDMA receivers," *Electronics Letters*, vol. 28, pp. 1596–98, Aug. 13th 1992.
- [30] S. Wijayasuriya, G. Norton, and McGeehan, "A sliding window decorrelating receivers for multiusers DS-CDMA mobile radio networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 45, pp. 503–21, Aug. 1996.
- [31] J. Shen and Z. Ding, "Edge decision assisted decorrelators for asynchronous CDMA channels system," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, n.3, pp. 438–45, March 1999.
- [32] K. Barton and F.-C. Zheng, "Near-far resistant detection of CDMA signals via isolation bit insertion," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, n.2, pp. 1313–17, Feb 1995.
- [33] K. Barton and F.-C. Zheng, "On the performance of near-far resistant CDMA detectors in the presence of synchronization errors," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 12, pp. 3037–45, Dec 1995.
- [34] M. J. Juntti and B. Aazhang, "Finite memory-length linear multiuser detection for asynchronous CDMA communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, n.5, pp. 611–22, May 1997.
- [35] M. Juntti, *Multiuser Demodulation for DS-CDMA Systems in Fading Channels*. PhD thesis, Dep. of Electrical Engineering University of Oulu, Finland, Sept. 1997.

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. Comunicações sem fio, sistemas DS/CDMA quase-síncronos e detectores multiusuários para DS/CDMA constituem as principais áreas de pesquisa de seu interesse.

Paul Jean Jeszensky. Nascido em Nancy-França, 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. Autor

de cerca de 40 trabalhos técnicos/científicos, apresentados em Simpósios/Congressos/revistas especializadas, nacionais e internacionais, nas áreas de atuação acima. Professor da EPUSP desde 1978 e em dedicação exclusiva a partir de 1990, na área de Telecomunicações. Coordenador do LCS-Laboratório de Comunicações e Sinais do Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle da EPUSP, no período de 1995/97 e 1999/2001. General Co-Chairmen do ITS'98-SBT/IEEE International Telecommunications Symposium, realizado em SP. Professor visitante da UPC-Universitat Politècnica de Catalunya (Barcelona-Espanha) em 1995 e da TUB-Technical University of Budapest (Budapest-Hungria) em 2001. Assessor especial da TELESP-Celular para a implantação da digitalização na banda A de Telefonia Móvel Celular, em São Paulo, no período de 1997/98. Coordenador dos convênios de cooperação técnica entre a EPUSP e a Ericsson do Brasil, Motorola do Brasil e TELESP - Celular, desde 1999. Suas áreas de interesse para pesquisa incluem: comunicações sem fio em geral, seqüências de código para uso em sistemas DS/CDMA, sistemas DS/CDMA quase-síncronos e detecção multiusuário em DS/CDMA.