

Supressão de Interferência Adaptativa Cega em Sistemas DS-CDMA usando Algoritmos baseados na Função Custo Módulo Constante com Restrições

Rodrigo C. de Lamare e Raimundo Sampaio Neto

Resumo—Este artigo propõe um critério de projeto autodata e algoritmos baseados na função custo módulo constante com restrições para receptores lineares adaptativos em sistemas DS-CDMA. Em particular, são desenvolvidos algoritmos cegos computacionalmente eficientes baseados no gradiente estocástico e do tipo RLS para estimação conjunta dos parâmetros do canal e do receptor para supressão de interferência de múltiplo acesso (IMA) e interferência entre símbolos (IES). Uma análise do método examina as suas propriedades de convergência e simulações em ambientes não estacionários mostram que os novos algoritmos superam aqueles existentes na literatura.

Palavras-Chave—Supressão de interferência, detecção multiusuário, sistemas DS-CDMA, função custo módulo constante, algoritmos adaptativos cegos.

Abstract—A code-constrained constant modulus (CCM) blind design criterion for linear receivers is investigated for direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) in multipath channels based on constrained optimization techniques. Computationally efficient blind stochastic gradient and recursive least squares (RLS) type algorithms for jointly estimating the parameters of the channel and the receiver are developed in order to suppress multiaccess (MAI) and intersymbol interference (ISI). An analysis of the method examines its convergence properties and simulations under non-stationary environments show that the novel algorithms outperform existent techniques.

Keywords—Interference suppression, multiuser detection, DS-CDMA, constant modulus cost function, blind algorithms.

I. INTRODUÇÃO

Este artigo apresenta um novo critério de projeto autodata para receptores, que emprega a função custo módulo constante sujeita a um conjunto de restrições lineares. O critério de módulo constante (*Constant Modulus* - CM) foi introduzido por Sato [1] e Godard [2] no contexto de equalização, e desde então, a investigação de suas propriedades e algoritmos vem recebendo um considerável esforço de pesquisa [3], [4], [5], [6]. Em particular, técnicas baseadas na função custo CM apresentam um desempenho bastante próximo das abordagens que minimizam o erro médio quadrático (MSE), sem a necessidade de transmissão de informação adicional por meio de seqüências de treinamento.

Na literatura de métodos cegos para receptores CDMA, os primeiros trabalhos que tratam sobre a supressão de interferência são os de Papadias e Paulraj [7] e Miguez e Castedo [8]. Em [7], é proposto um algoritmo de separação dos sinais

para o enlace reverso que penaliza a correlação cruzada entre os usuários. Em [8], os autores utilizam o princípio introduzido por Honig *et al.* [9] baseado na mínima variância (MV), mas empregam o critério CM, alcançando melhores resultados do que o critério MV. Com o sucesso da função custo CM na supressão de interferência em CDMA, novas abordagens [10], [11], [12] baseadas no critério usado em [13], [14], que força as cópias atrasadas do sinal desejado a terem valor zero, foram testadas para sinais em presença de multi-percurso, obtendo melhores resultados do que aquelas com MV.

Um problema com o critério CM é que este não apresenta convergência global, ou seja, a superfície de desempenho desta função custo possui mínimos locais (em geral associados aos interferentes) e que devem ser evitados através do emprego de técnicas inteligentes. Neste contexto, o trabalho de Xu, Feng e Kwak [17] propôs uma modificação no critério CM a fim de garantir a convexidade da função custo com restrições em um ambiente com único percurso. O método de [17] foi estendido por Xu e Liu [18] para multi-percurso, onde os sinais atrasados são combinados e algoritmos do tipo gradiente para estimação conjunta do canal e dos parâmetros do receptor são propostos.

Neste trabalho é desenvolvido um critério de projeto com restrições lineares, que requer inversão de matrizes, e algoritmos adaptativos eficientes do tipo SG e RLS [19] para sinais complexos, diferentemente de [18] que se limita ao caso real e um algoritmo SG. Além disso, o estimador de canal originalmente proposto por [18] com base na função CM não produz boas estimativas e depende da ajuda de um outro método para inicialização. Em particular, as técnicas de estimação de canal introduzidas em [15], [16], embora superiores aos métodos de subespaço [22] que requerem rastreamento de subespaço [23], não foram teoricamente fundamentadas, fato que só ocorreu posteriormente com a publicação dos trabalhos de Doukopoulos e Moustakides [20], [21]. Além de explicar matematicamente a razão do funcionamento dos algoritmos propostos por [15], [16], Doukopoulos e Moustakides [20], [21] melhoraram os estimadores de canal, elevando a matriz covariância do vetor recebido $\mathbf{r}(i)$ a uma potência finita, e desenvolveram algoritmos adaptativos SG e RLS com complexidade inferior às abordagens de [15], [16].

Este trabalho descreve um critério de projeto com restrições de códigos usando o critério CM para receptores lineares em canais em presenças de múltiplos percursos. Com base em técnicas de otimização com restrições são desenvolvidos algoritmos do tipo SG e RLS eficientes para estimação conjunta dos parâmetros do canal e do receptor a fim de suprimir a IMA e a IES. Uma análise do método examina as suas propriedades

Rodrigo C. de Lamare e Raimundo Sampaio Neto, CETUC, Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, E-mails: delemare@infolink.com.br e raimundo@cetuc.puc-rio.br.

de convergência, estendendo resultados anteriores para sinais em multi-percurso e complexos. Finalmente, simulações em ambientes estacionários e não estacionários mostram que os novos algoritmos superam técnicas existentes e apresentam um compromisso atraente entre complexidade e desempenho. O artigo é organizado da seguinte forma. A Seção II descreve o modelo de sistema DS-CDMA. A Seção III apresenta o receptor linear autodidata. A Seção IV é dedicada aos algoritmos adaptativos e a Seção V às simulações e à discussão dos resultados. Na Seção VI são apresentadas as conclusões.

II. MODELO DE SISTEMA DS-CDMA

Considere o enlace direto de um sistema DS-CDMA síncrono com K usuários, N chips por símbolo e L_p percursos de propagação. O sinal transmitido pela estação rádio-base e endereçado ao k -ésimo usuário tem representação em banda básica dada por:

$$x_k(t) = A_k \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) s_k(t - iT) \quad (1)$$

onde $b_k(i) \in \{\pm 1 \pm 0j\}$ denota o i -ésimo símbolo para o usuário k , a forma de onda real de espalhamento e a amplitude associada ao usuário k são $s_k(t)$ e A_k , respectivamente. As formas de onda de espalhamento são expressas por $s_k(t) = \sum_{n=1}^N a_k(i) \phi(t - nT_c)$, onde $a_k(i) \in \{\pm 1/\sqrt{N}\}$, $\phi(t)$ é a forma de onda do chip, T_c é a duração do chip e $N = T/T_c$ é o ganho de processamento. Supondo-se que o receptor é sincronizado com o percurso principal e os sinais dos usuários experimentam as mesmas condições de canal no enlace direto, o sinal composto recebido demodulado de forma coerente é

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L_p-1} h_l(t) x_k(t - \tau_l) + n(t) \quad (2)$$

onde $h_l(t)$ e τ_l são, respectivamente, o coeficiente do canal e o atraso associado ao l -ésimo percurso. Supondo-se que $\tau_l = lT_c$ e o canal de comunicações é constante durante cada intervalo de símbolos, o sinal recebido $r(t)$ depois de filtragem por um filtro casado ao pulso do chip e amostrado à taxa dos chips resulta no vetor recebido de dimensão $M \times 1$

$$\mathbf{r}(i) = \mathbf{H}_c \begin{bmatrix} \mathbf{S}\mathbf{A} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}\mathbf{A} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{S}\mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{b}(i) \\ \mathbf{b}(i-1) \\ \vdots \\ \mathbf{b}(i-L_s+1) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(i) \quad (3)$$

onde $M = N + L_p - 1$, L_s é o alcance em símbolos da IES, o vetor de ruído complexo gaussiano $\mathbf{n}(i) = [n_1(i) \dots n_N(i)]^T$ com $E[\mathbf{n}(k)\mathbf{n}^H(i)] = \sigma_n^2 \mathbf{I}$, onde $()^H$ denota transposição conjugada, o vetor de símbolos dos usuários dado por $\mathbf{b}(i) = [b_1(i) \dots b_K(i)]^T$, a matriz das seqüências das assinaturas dos usuários é descrita por $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1 \dots \mathbf{s}_K]$, onde $\mathbf{s}_k = [a_k(1) \dots a_k(N)]^T$, a matriz diagonal das amplitudes dos usuários é representada por $\mathbf{A} = \text{diag}\{A_1 \dots A_K\}$, e a

matriz \mathbf{H}_c do canal de dimensão $M \times (L_s \times N)$ é dada por

$$\mathbf{H}_c = \begin{bmatrix} h_0(i) & h_1(i) & \dots & h_{L_p-1}(i) \\ & \ddots & \ddots & \ddots \\ & & h_0(i) & h_1(i) & \dots & h_{L_p-1}(i) \end{bmatrix} \quad (4)$$

onde $h_{k,l}(i) = h_{k,l}(iT_c)$. A IMA é decorrente da não-ortogonalidade entre as assinaturas recebidas, enquanto que o alcance da IES L_s depende do comprimento da resposta do canal, que é relacionado com o comprimento da seqüência de chips. Para $L_p = 1$, $L_s = 1$ (não há IES), para $1 < L_p \leq N$, $L_s = 2$, para $N < L_p \leq 2N$, $L_s = 3$ e assim por diante.

III. RECEPTORES LINEARES BASEADOS NA FUNÇÃO CUSTO CM COM RESTRIÇÕES

Nessa seção é introduzido um critério de projeto para receptores lineares baseado na função custo CM [2], que combina os sinais de diferentes percursos usando múltiplas restrições que são tratadas como variáveis e otimizadas conjuntamente a fim de estimar os parâmetros do receptor e do canal.

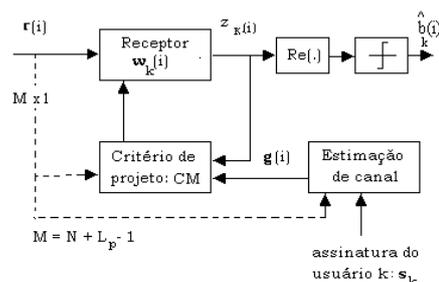


Fig. 1. Diagrama em blocos de um receptor linear cego com base no critério de módulo constante (CM) e estimação de canal.

Considere a observação $\mathbf{r}(i)$, a matriz de restrições \mathbf{C}_k de dimensão $M \times L_p$ que contém versões deslocadas de um *chip* da assinatura do usuário k e o vetor de restrições \mathbf{g} :

$$\mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} a_k(1) & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & a_k(1) \\ a_k(N) & \vdots \\ \mathbf{0} & \ddots & a_k(N) \end{bmatrix}, \mathbf{g}(i) = \begin{bmatrix} h_0(i) \\ \vdots \\ h_{L_p-1}(i) \end{bmatrix} \quad (5)$$

O projeto do receptor linear baseado na função custo CM com restrições (*Constrained Constant Modulus - CCM*), como ilustrado na Fig. 1, equivale à determinação de um filtro FIR cujo vetor de coeficientes \mathbf{w}_k com M elementos produz uma estimativa do símbolo desejado:

$$\hat{b}_k(i) = \text{sgn}(\Re(\mathbf{w}_k^H(i)\mathbf{r}(i))) \quad (6)$$

onde $\text{sgn}(\cdot)$ é a função sinal, o operador $\Re(\cdot)$ seleciona a componente real do argumento e \mathbf{w}_k é otimizado de acordo com a função custo CM (o índice (i) será desconsiderado por conveniência na apresentação):

$$J_{CM}(\mathbf{w}_k) = E\left[(|\mathbf{w}_k^H \mathbf{r}|^2 - 1)^2 \right] \quad (7)$$

sujeito às restrições dadas por $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k = \nu \mathbf{g}$, onde $\mathbf{C}_k \mathbf{g} = \mathbf{g} \star \mathbf{s}_k$, o símbolo \star representa convolução, e \mathbf{g} é o vetor que contém os ganhos do multi-percurso que devem ser determinados e ν é uma constante que garante a convexidade de (7), como será mostrado mais adiante. Dado \mathbf{g} considere o problema através de uma função custo sem restrições dada pelo método dos multiplicadores de Lagrange [26] e expressa por $J'_{CM}(\mathbf{w}_k) = E[(|\mathbf{w}_k^H \mathbf{r}|^2 - 1)^2] + \Re[(\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k - \nu \mathbf{g})^H \boldsymbol{\lambda}]$, onde $\boldsymbol{\lambda}$ é um vetor complexo de multiplicadores de Lagrange. Calculando-se os termos do gradiente de J'_{CM} com respeito a \mathbf{w}_k e igualando-se estes termos a um vetor com zeros, tem-se $\nabla J'_{CM} = 2E[(|\mathbf{w}_k^H \mathbf{r}|^2 - 1)\mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{w}_k] + \mathbf{C}_k \boldsymbol{\lambda} = \mathbf{0}$. Então, reescrevendo-se os termos, obtém-se $E[|z_k|^2 \mathbf{r}\mathbf{r}^H] \mathbf{w}_k = E[z_k^* \mathbf{r}] - \mathbf{C}_k \boldsymbol{\lambda}/2$ e em seguida $\mathbf{w}_k = \mathbf{R}_k^{-1}[\mathbf{d}_k - \mathbf{C}_k \boldsymbol{\lambda}/2]$, onde $z_k = \mathbf{w}_k^H \mathbf{r}$, $\mathbf{R}_k = E[|z_k|^2 \mathbf{r}\mathbf{r}^H]$, $\mathbf{d}_k = E[z_k^* \mathbf{r}]$ e o asterisco denota conjugação complexa. Usando-se o conjunto de restrições dado por $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k = \nu \mathbf{g}$, chega-se à expressão para o multiplicador de Lagrange $\boldsymbol{\lambda} = 2(\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{C}_k)^{-1}(\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{d}_k - \nu \mathbf{g})$. Substituindo-se $\boldsymbol{\lambda}$ em $\mathbf{w}_k = \mathbf{R}_k^{-1}[\mathbf{d}_k - \mathbf{C}_k \boldsymbol{\lambda}]$ obtém-se a expressão para o receptor CCM linear:

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{R}_k^{-1} \left[\mathbf{d}_k - \mathbf{C}_k (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{C}_k)^{-1} (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{d}_k - \nu \mathbf{g}) \right] \quad (8)$$

A solução CCM para o receptor linear em (8) é uma equação transcendental, ou seja, é função de valores anteriores de \mathbf{w}_k e supõe o conhecimento dos parâmetros do canal. Entretanto, em um grande número de aplicações em presença de multi-percurso estes parâmetros não são conhecidos e, portanto, um procedimento de estimação de canal é necessário. No presente caso, adota-se a técnica de estimação de canais às cegas baseada no método das potências inicialmente proposta por Tsatsanis e Xu em [15], [16] e posteriormente fundamentada por Doukopoulos e Moustakides em [20], [21]:

$$\hat{\mathbf{g}} = \arg \min_{\mathbf{g}} \mathbf{g}^H \mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-m} \mathbf{C}_k \mathbf{g} \quad (9)$$

sujeito a $\|\hat{\mathbf{g}}\| = 1$, onde $\mathbf{R} = E[\mathbf{r}\mathbf{r}^H]$ e m é uma potência finita. A solução é o autovetor correspondente ao menor autovalor da matriz $\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-m} \mathbf{C}_k$ de dimensão $L_p \times L_p$, que pode ser obtido através de decomposição em valores singulares (SVD). Em particular, pode-se usar \mathbf{R}_k no lugar de \mathbf{R} para evitar a estimação de ambas as matrizes \mathbf{R} e \mathbf{R}_k , o que não acarreta perdas de desempenho, de acordo com nossos estudos. Os valores de m serão restritos a 1 para facilitar a análise, ainda que o desempenho do estimador de canal e conseqüentemente do receptor possam ser incrementados aumentando-se o valor deste parâmetro.

IV. ALGORITMOS ADAPTATIVOS BASEADOS NO CRITÉRIO CCM

Nesta seção são descritos algoritmos adaptativos do tipo SG e RLS para estimação dos parâmetros do canal e do receptor usando o critério módulo constante com restrições (CCM).

O algoritmo CCM-SG introduzido nesta seção difere da técnica proposta por Xu e Liu [18] no que se refere à estimação de canal e no uso de sinais complexos. Especificamente, a técnica de Xu e Liu [18] apresenta um problema na estimação de canal e freqüentemente necessita da ajuda de um outro

algoritmo para conseguir estimar os parâmetros do multi-percurso. A nossa proposta de algoritmo CCM-SG é descrita para sinais complexos e utiliza a técnica de estimação de canal de Doukopoulos e Moustakides [21], alcançando melhores resultados, como será verificado mais adiante.

Em termos de complexidade, os algoritmos SG requerem um número de operações que cresce linearmente com o número de parâmetros ($O(M)$), enquanto que as técnicas do tipo RLS possuem uma complexidade quadrática com o número de elementos adaptativos ($O(M^2)$), e as expressões em (8) e (9) demandam um custo computacional cúbico ($O(M^3)$). Uma vantagem da abordagem RLS é que a sua taxa de convergência é invariante à dispersão dos autovalores da matriz covariância da observação.

A. Algoritmo CCM-SG

Uma solução SG para (7) pode ser derivada usando-se valores instantâneos e calculando-se os termos do gradiente de (7) com respeito a $\mathbf{w}_k(i)$ que devem minimizar $J_{CM}(\cdot)$ de forma adaptativa. Supõe-se a princípio que os parâmetros do canal \mathbf{g} são dados. Considerando-se o conjunto de restrições $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k(i) = \nu \hat{\mathbf{g}}(i)$, chega-se às equações de atualização para estimação de $\mathbf{w}_k(i)$:

$$\mathbf{w}_k(i+1) = \mathbf{P}_k(\mathbf{w}_k(i) - \mu_w e_k(i) z_k^*(i) \mathbf{r}(i)) + \nu \mathbf{C}_k (\mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_k)^{-1} \hat{\mathbf{g}}(i) \quad (10)$$

onde $z_k(i) = \mathbf{w}_k^H(i) \mathbf{r}(i)$, $e_k(i) = (|z_k(i)|^2 - 1)$ e $\mathbf{P}_k = \mathbf{I} - \mathbf{C}_k (\mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_k)^{-1} \mathbf{C}_k^H$ é a matriz que projeta os parâmetros do receptor em um outro hiperplano de modo a garantir as restrições. Pela estabilidade e para facilitar o ajuste dos parâmetros, emprega-se uma versão normalizada deste algoritmo cujo mecanismo de normalização é dado por $\mu_w = \frac{\mu_{0w} (|z_k(i)| + 1)}{|z_k(i)| e_k(i) \mathbf{r}^H(i) \mathbf{P}_k \mathbf{r}(i)}$ onde μ_{0w} é o fator de convergência.

A estimativa do canal $\hat{\mathbf{g}}$ é baseada no método das potências e obtida pela técnica SG descrita em [21]. Esta técnica foi introduzida em [20] e requer apenas $O(L_p)$ operações aritméticas para estimar os parâmetros do multi-percurso contra $O(L_p^3)$ da sua versão fixa em (9) que utiliza o SVD. O procedimento emprega as estimativas $\hat{\mathbf{W}}_k(i) = \mathbf{C}_k^H \hat{\mathbf{V}}_k(i)$, onde $\hat{\mathbf{V}}_k(i)$ é uma estimativa de $\mathbf{R}^{-1}(i) \mathbf{C}_k$, obtida com a seguinte recursão:

$$\hat{\mathbf{V}}_k(i) = \alpha \hat{\mathbf{V}}_k(i-1) + \mu_g (\hat{\mathbf{V}}_k(i-1) - \mathbf{r}(i) \mathbf{r}^H(i) \hat{\mathbf{V}}_k(i-1)) \quad (11)$$

onde $\hat{\mathbf{V}}_k(0) = \mathbf{C}_k$ e $0 < \alpha < 1$. Para estimar o canal utiliza-se uma iteração de uma variante do método das potências [25] introduzida em [21]:

$$\hat{\mathbf{g}}(i) = (\mathbf{I} - \gamma(i) \hat{\mathbf{W}}_k(i)) \hat{\mathbf{g}}(i-1) \quad (12)$$

onde $\gamma(i) = 1/\text{tr}[\hat{\mathbf{W}}_k(i)]$ e $\text{tr}[\cdot]$ denota a operação traço. Em seguida, faz-se $\hat{\mathbf{g}}(i) \leftarrow \hat{\mathbf{g}}(i)/\|\hat{\mathbf{g}}(i)\|$ para normalização.

B. Algoritmo CCM-RLS

Dada a expressão para \mathbf{w}_k em (8), desenvolve-se um algoritmo computacionalmente eficiente que estima as matrizes \mathbf{R}_k^{-1} e $(\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{C}_k)^{-1}$ recursivamente, reduzindo-se a complexidade computacional. Usando-se o lema de inversão de matrizes e recursões do tipo Kalman RLS [26] tem-se:

$$\mathbf{G}_k(i) = \frac{\alpha^{-1} \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i-1) z_k(i) \mathbf{r}(i)}{1 + \alpha^{-1} \mathbf{r}^H(i) z_k(i) \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i-1) z_k^*(i) \mathbf{r}(i)} \quad (13)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i) = \alpha^{-1} \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i-1) - \alpha^{-1} \mathbf{G}_k(i) z_k^*(i) \mathbf{r}^H(i) \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i-1) \quad (14)$$

onde $\mathbf{G}_k(i)$ é o vetor de ganhos de Kalman com dimensão $M \times 1$, $\hat{\mathbf{R}}_k$ é a estimativa da matriz \mathbf{R}_k e $0 < \alpha < 1$ é o fator de esquecimento. A cada símbolo processado, a matriz $\hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i)$ é atualizada e emprega-se uma outra recursão para estimar $(\mathbf{C}_k^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i) \mathbf{C}_k)^{-1}$ como descrito por:

$$\Gamma_k^{-1}(i) = \frac{1}{1-\alpha} \left[\Gamma_k^{-1}(i-1) - \frac{\Gamma_k^{-1}(i-1) \gamma_k(i) \gamma_k^H(i) \Gamma_k^{-1}(i-1)}{\frac{1-\alpha}{\alpha} + \gamma_k^H(i) \Gamma_k^{-1}(i) \gamma_k(i)} \right] \quad (15)$$

onde $\Gamma_k(i)$ é uma estimativa de $(\mathbf{C}_k^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i) \mathbf{C}_k)$ e $\gamma_k(i) = \mathbf{C}_k^H \mathbf{r}(i) z_k(i)$.

Para estimar o canal e evitar o custo computacional do SVD em $\mathbf{C}_k^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i) \mathbf{C}_k$, utiliza-se a estimativa $\Gamma_k(i)$ da matriz $\mathbf{V}_k(i) = \mathbf{C}_k^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i) \mathbf{C}_k$ e emprega-se uma variante do método das potências [25] introduzida em [21] como descrito por:

$$\hat{\mathbf{g}}(i) = (\mathbf{I} - \gamma(i) \Gamma_k(i)) \hat{\mathbf{g}}(i-1) \quad (16)$$

onde $\gamma(i) = 1/\text{tr}[\Gamma_k(i)]$, $\text{tr}[\cdot]$ é o operador traço e faz-se $\hat{\mathbf{g}}(i) \leftarrow \hat{\mathbf{g}}(i)/\|\hat{\mathbf{g}}(i)\|$ para normalizar o canal. O receptor CCM linear é então projetado de acordo com:

$$\hat{\mathbf{w}}_k(i) = \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i) \left[\hat{\mathbf{d}}_k(i) - \mathbf{C}_k \Gamma_k^{-1}(i) (\mathbf{C}_k^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i) \hat{\mathbf{d}}_k(i) - \nu \hat{\mathbf{g}}(i)) \right] \quad (17)$$

onde $\hat{\mathbf{d}}_k(i+1) = \alpha \hat{\mathbf{d}}_k(i) + (1-\alpha) z_k^*(i) \mathbf{r}(i)$ corresponde a uma estimativa de $\mathbf{d}_k(i)$. Em termos de complexidade computacional, o algoritmo CCM-RLS requer $O(M^2)$ para suprimir a IMA e a IES e $O(L_p^2)$ para estimar o canal, contra $O(M^3)$ e $O(L_p^3)$ necessários para o cálculo das expressões em (8) e (9), respectivamente.

V. SIMULAÇÕES

O desempenho dos algoritmos baseados no critério CCM é avaliado em diferentes situações através de análises comparativas com técnicas existentes. São comparadas as seguintes abordagens: o método iterativo de (8) e (9), aqui chamado de CCM (que requer inversões de matrizes com uma complexidade cúbica), os algoritmos CMV-SG e CMV-RLS de Xu e Tsatsanis [16], a técnica CCM-SG de Xu e Liu [18], denotada por CCM-SG (Xu e Liu), os métodos CCM-SG, que aparece nas legendas como CCM-SG (proposto), e CCM-RLS e o receptor RAKE. O sistema DS-CDMA emprega seqüências de Gold com comprimento $N = 31$. Como o alcance do canal não é conhecido a priori, supõe-se que $L_p = 6$ é um limite superior para todos os cenários. Os coeficientes do canal para os usuários são $h_l(i) = p_l \alpha_l(i)$, onde as seqüências aleatórias $\alpha_l(i)$, $l = 0, 1, 2$, são obtidas com o modelo de Clarke [27]. São mostrados os resultados em termos de frequência Doppler normalizada $f_d T$ (ciclos/símbolo). Para os experimentos sem desvanecimento e em ambiente estacionário utiliza-se um canal fixo com parâmetros dados por $p_0 = 1$, $p_1 = 0.7$ e $p_2 = 0.5$, espaçados por T_c . Para as simulações de situações com desvanecimento, são usados canais com três percursos com potências relativas dadas por 0, -3 e -6 dB, onde em cada repetição o atraso do segundo percurso (τ_2) é descrito por uma variável aleatória discreta e uniforme (vau) entre 1

e 4 chips e o terceiro dado por uma vau entre 1 e $(5 - \tau_2)$ chips. A ambigüidade de fase resultante da estimação de canal às cegas é eliminada em nossas simulações usando-se a fase de $\mathbf{g}(0)$ como uma referência para remover a ambigüidade. Os parâmetros usados são $\nu = 1$, $|A_1|^2 = 1$, $\alpha = 0.998$, $\mathbf{R}(0) = 0.01\mathbf{I}$, $f_d T = 0.0025$ e os passos dos algoritmos SG são otimizados para todos os experimentos, cujas curvas são obtidas tirando-se as médias de 200 simulações independentes.

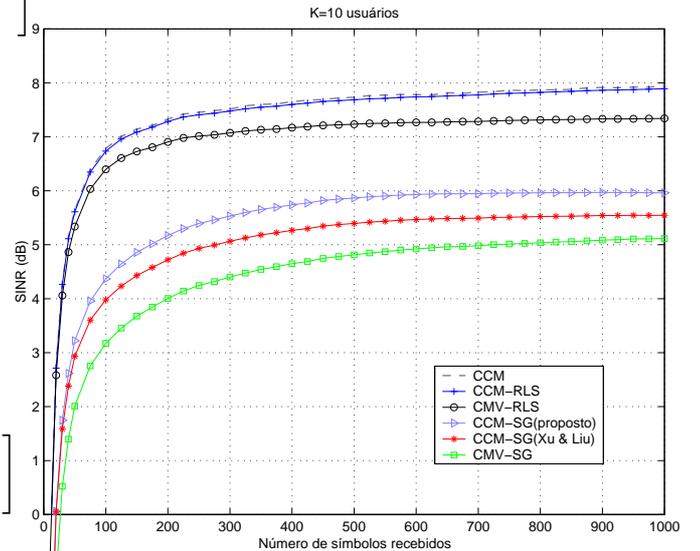


Fig. 2. Desempenho em SINR para um ambiente estacionário e sem desvanecimento e canal fixo.

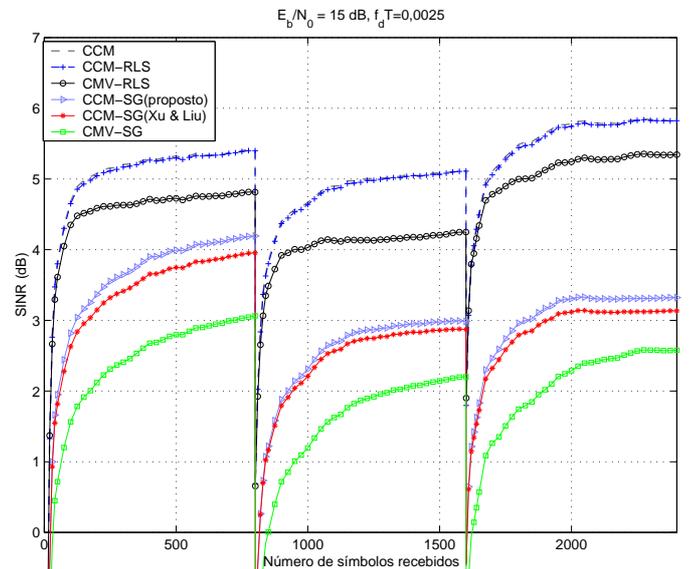


Fig. 3. Desempenho em SINR para um ambiente não estacionário e com desvanecimento onde usuários entram e saem do sistema.

Nas Figs. 2 e 3 avalia-se o desempenho de convergência dos algoritmos em função da razão sinal-interferência-mais-ruído (SINR). A Fig. 2 ilustra um cenário onde o sistema trabalha com 10 usuários, sendo que 2 interferentes têm potência 10 dB acima do nível do usuário de interesse, originando o

efeito *near-far*. Na Fig. 3 os algoritmos são examinados em um ambiente não estacionário onde usuários entram e saem do sistema. O sistema é iniciado com 4 interferentes com 7 dB de potência acima do nível do usuário de interesse e 3 interferentes operam com o mesmo nível de potência do sinal desejado, que corresponde a $E_b/N_0 = 15$ dB. Com 800 símbolos, 2 interferentes com 10 dB de potência acima do nível do sinal desejado e 2 usuários com o mesmo nível de potência do sinal de interesse entram no sistema, enquanto 2 interferentes com 7 dB de potência acima do nível do usuário de interesse deixam o sistema. Com 1600 símbolos, 1 interferente com 10 dB acima, 1 interferente com 7 dB acima, e 3 usuários com o mesmo nível de potência do sinal desejado deixam o sistema, enquanto 1 interferente com 15 dB de potência acima do nível com o usuário desejado opera entra no sistema.

Os resultados mostram que o algoritmo proposto CCM-RLS converge para níveis mais altos de SINR que os outros métodos e coincide com o desempenho da técnica CCM. Além disso, o algoritmo CCM-SG proposto também supera o desempenho das técnicas CCM-SG de Xu e Liu e CMV-SG. Note também que em um cenário *near-far* a dispersão dos autovalores da matriz covariância do vetor recebido $\mathbf{r}(i)$ é grande, deteriorando o desempenho de convergência das técnicas SG que são sujeitas a este fenômeno, enquanto que a taxa de convergência dos algoritmos RLS é invariante a esta situação [26].

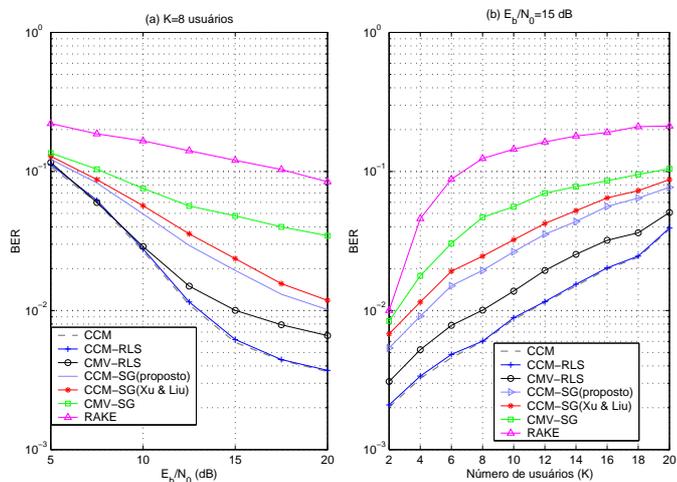


Fig. 4. BER versus (a) E_b/N_0 e (b) K em ambiente estacionário e canal fixo.

O desempenho em BER versus E_b/N_0 e número de usuários é ilustrado nas Figs. 4 e 5. Os receptores processam 2000 símbolos, são tiradas as médias de 200 experimentos independentes, e os parâmetros dos algoritmos SG são otimizados para cada cenário. Nestes experimentos, tem-se dois interferentes cujos níveis de potência estão 5 e 10 dB (para $K > 2$) acima do usuário desejado, resultando em uma situação *near-far*. Para $K = 2$ o sistema conta com apenas um interferente com nível de potência 5 dB acima do sinal de interesse.

As curvas revelam que o algoritmo proposto CCM-RLS coincide com o método CCM que implementa inversões de

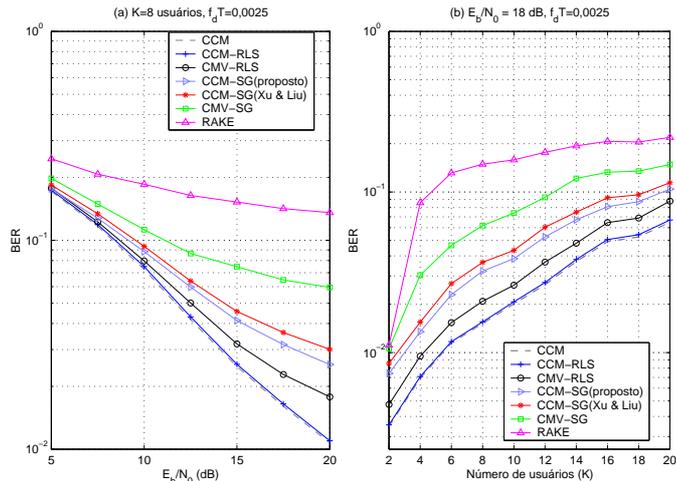


Fig. 5. BER versus (a) E_b/N_0 e (b) K em ambiente com desvanecimento.

matrizes e SVD, e a recursão CCM-SG proposta é melhor do que o algoritmo CCM-SG de Xu e Liu [18]. Além disso, os resultados indicam que a abordagem CCM-RLS supera a técnica CMV-RLS descrita em [16], a técnica CCM-SG proposta, a CCM-SG de Xu e Liu e o algoritmo CMV-SG em [16], economizando potência de transmissão para o mesmo desempenho em BER e aumentando a capacidade do sistema.

VI. CONCLUSÕES

Uma critério de projeto autodidata foi apresentado para o receptor linear com base na função custo CM com restrições que combina os sinais de diferentes percursos usando múltiplas restrições que são tratadas como variáveis e otimizadas conjuntamente a fim de estimar os parâmetros do receptor e do canal. Para estimar de forma adaptativa e eficiente essa solução foram propostos os algoritmos CCM-SG e CCM-RLS, que foram comparados a técnicas existentes na área. Os resultados de simulações para diversas situações mostraram que, para o receptor multiusuário linear, a técnica CCM-RLS proposta é superior aos outros algoritmos às cegas analisados, ao receptor RAKE, e o seu desempenho coincide com a solução iterativa CCM, que realiza inversões de matriz.

APÊNDICE

Neste apêndice são examinadas as propriedades de convergência da técnica CCM apresentada, estendendo resultados existentes na literatura sobre a convexidade da função custo CM para sinais complexos e em presença de multi-percurso. Considere a expressão alternativa da função custo módulo constante (CM) em (7) como $J_{CM} = (E[|z_k|^4] - 2E[|z_k|^2] + 1)$, desprezando-se o índice de tempo (i) por simplicidade, e supondo-se um cenário estacionário, que $b_k, k=1, \dots, K$ sejam variáveis aleatórias complexas estatisticamente independentes e identicamente distribuídas com média zero e variância unitária, b_k e \mathbf{n} são estatisticamente independentes. Defina-se também $\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K A_k b_k \tilde{\mathbf{s}}_k$, $\mathbf{C}_k \mathbf{g} = \tilde{\mathbf{s}}_k$, $\mathbf{Q} = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H]$, $\mathbf{P} = E[\boldsymbol{\eta}\boldsymbol{\eta}^H]$, $\mathbf{R} = \mathbf{Q} + \mathbf{P} + \sigma^2 \mathbf{I}$. Considere o usuário 1 como aquele desejado, $\mathbf{w}_1 = \mathbf{w}$ e define-se $u_k = A_k^* \tilde{\mathbf{s}}_k^H \mathbf{w}$, $\mathbf{u} = \mathbf{A}^H \tilde{\mathbf{S}}^H \mathbf{w} = [u_1 \dots u_K]^T$, onde $\tilde{\mathbf{S}} = [\tilde{\mathbf{s}}_1 \dots \tilde{\mathbf{s}}_K]$, $\mathbf{A} = \text{diag}(A_1 \dots A_k)$ e $\mathbf{b} = [b_1 \dots b_K]^T$. Usando-se a restrição

$\mathbf{C}_1^H \mathbf{w} = \nu \hat{\mathbf{g}}$ tem-se para o usuário desejado a condição $u_1 = (\mathbf{A}_1^* \tilde{\mathbf{s}}_1^H) \mathbf{w} = \mathbf{A}_1^* \mathbf{g} \mathbf{C}_1^H \mathbf{w} = \nu \mathbf{A}_1^* \mathbf{g}^H \hat{\mathbf{g}}$. Na ausência de ruído e desprezando-se a IES, a função custo (do usuário 1) pode ser expressa como:

$$\begin{aligned} J_{CM}(\mathbf{w}) &= E[(\mathbf{u}^H \mathbf{b} \mathbf{b}^H \mathbf{u})^2] - 2E[(\mathbf{u}^H \mathbf{b} \mathbf{b}^H \mathbf{u})] + 1 \\ &= 8 \left(\sum_{k=1}^K u_k u_k^* \right)^2 - 4 \sum_{k=1}^K (u_k u_k^*)^2 - 4 \sum_{k=1}^K u_k u_k^* + 1 \\ &= 8(D + \sum_{k=2}^K u_k u_k^*)^2 - 4D^2 - 4 \sum_{k=2}^K (u_k u_k^*)^2 - 4D \\ &\quad - 4 \sum_{k=2}^K (u_k u_k^*) + 1 \end{aligned} \quad (18)$$

onde $D = u_1 u_1^* = \nu^2 |\mathbf{A}_1|^2 |\hat{\mathbf{g}}^H \mathbf{g}|^2$. Para examinar as propriedades de convergência do problema de otimização em (7), prossegue-se de forma similar a [17]. Sujeito às restrições $\mathbf{C}_1^H \mathbf{w} = \nu \hat{\mathbf{g}}$, tem-se:

$$\begin{aligned} J_{CM}(\mathbf{w}) = \tilde{J}_{CM}(\bar{\mathbf{u}}) &= 8(D + \bar{\mathbf{u}}^H \bar{\mathbf{u}})^2 - 4D^2 - 4 \sum_{k=2}^K (u_k u_k^*)^2 - 4D \\ &\quad - 4(\bar{\mathbf{u}}^H \bar{\mathbf{u}}) + 1 \end{aligned} \quad (19)$$

onde $\bar{\mathbf{u}} = [u_2, \dots, u_K]^T = \mathbf{B} \mathbf{w}$, $\mathbf{B} = \mathbf{A}^H \tilde{\mathbf{S}}'^H$, $\tilde{\mathbf{S}}' = [\tilde{s}_2 \dots \tilde{s}_K]$ e $\mathbf{A}' = \text{diag}(A_2 \dots A_K)$. Para avaliar a convexidade de $\tilde{J}_{CM}(\cdot)$, calcula-se a Hessiana (\mathbf{H}) usando-se a regra $\mathbf{H} = \frac{\partial}{\partial \bar{\mathbf{u}}^H} \frac{\partial (\tilde{J}_{CM}(\bar{\mathbf{u}}))}{\partial \bar{\mathbf{u}}}$ que produz:

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \left[16(D - 1/4) \mathbf{I} + 16 \bar{\mathbf{u}}^H \bar{\mathbf{u}} \mathbf{I} + 16 \bar{\mathbf{u}} \bar{\mathbf{u}}^H - 16 \text{diag}(|u_2|^2 \dots |u_K|^2) \right] \\ &= 16 \left[(D - 1/4) \mathbf{I} + \left(\bar{\mathbf{u}} \bar{\mathbf{u}}^H \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \text{diag} \left(\sum_{k=3}^K |u_k|^2 \sum_{k=2, k \neq 3}^K |u_k|^2 \dots \sum_{k=3, k \neq K}^K |u_k|^2 \right) \right) \right] \end{aligned} \quad (20)$$

Especificamente, \mathbf{H} é positiva definida se $\mathbf{a}^H \mathbf{H} \mathbf{a} > 0$ para todos elementos diferentes de zero em $\mathbf{a} \in \mathbf{C}^{K-1 \times K-1}$ [26]. O segundo, terceiro e quarto termos de (B-3) resultam na matriz positiva definida $16 \left(\bar{\mathbf{u}} \bar{\mathbf{u}}^H + \text{diag} \left(\sum_{k=3}^K |u_k|^2 \sum_{k=2, k \neq 3}^K |u_k|^2 \dots \sum_{k=3, k \neq K}^K |u_k|^2 \right) \right)$, onde o primeiro termo fornece a condição $\nu^2 |\mathbf{A}_1|^2 |\hat{\mathbf{g}}^H \mathbf{g}|^2 \geq 1/4$ que garante a convexidade de $\tilde{J}_{CM}(\cdot)$ para o caso sem ruído. Como $\bar{\mathbf{u}} = \mathbf{B} \mathbf{w}$ é uma função linear de \mathbf{w} e $\tilde{J}_{CM}(\bar{\mathbf{u}})$ é uma função convexa de $\bar{\mathbf{u}}$, isto implica que $J_{CM}(\mathbf{w}) = \tilde{J}_{CM}(\mathbf{B} \mathbf{w})$ é uma função convexa de \mathbf{w} . Como os pontos críticos da função custo podem ser considerados para pequenos valores de σ^2 uma pequena perturbação do caso em que há ausência de ruído [17], a função custo também é convexa para pequenos valores de σ^2 quando $\nu^2 |\mathbf{A}_1|^2 |\hat{\mathbf{g}}^H \mathbf{g}|^2 \geq 1/4$. É interessante notar que, supondo-se estimativas ideais de canal ($|\hat{\mathbf{g}}^H \mathbf{g}| = 1$) e $\nu = 1$, o nosso resultado se reduz a $|\mathbf{A}_1|^2 \geq 1/4$, que é o mesmo encontrado em [28]. Para valores maiores de σ^2 , é importante ressaltar que o termo ν pode ser ajustado de forma a tornar a função custo J_{CM} em (7) convexa, como explicado em [17].

REFERÊNCIAS

[1] Y. Sato, "A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude-modulation systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 23, No. 6, Junho, 1975.

[2] D. N. Godard, "Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-28, no. 11, pp. 1867-1875, Novembro, 1980.

[3] J. R. Treichler e B. G. Agee, "A new approach to multipath correction of constant modulus signals," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-31, pp. 459-472, Abril, 1983.

[4] H. Zeng, L. Tong e C. R. Johnson, "Relationships between the constant modulus and Wiener receivers", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, pp. 1523-1538, Julho, 1998.

[5] H. Zeng, L. Tong e C. R. Johnson, "An Analysis of Constant Modulus Receivers", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 47, No. 11, Novembro, 1999.

[6] M. Gu e L. Tong, "Geometrical Characterizations of Constant Modulus Receivers", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, No. 10, Outubro, 2001.

[7] C. B. Papadias e A. J. Paulraj, "A Constant Modulus Algorithm for Multiuser Signal Separation in Presence of Delay Spread Using Antenna Arrays", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 4, No. 6, Julho, 1997.

[8] J. Miguez e L. Castedo, "A linearly constrained constant modulus approach to blind adaptive multiuser interference suppression," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, pp. 217-219, Agosto, 1998.

[9] M. Honig, U. Madhow e S. Verdú, "Blind adaptive multiuser detection," *IEEE Transactions Information Theory*, vol. 41, pp. 944-960, July 1995.

[10] X. Li e H. H. Fan, "Direct Blind Multiuser Detection for CDMA in Multipath without Channel Estimation", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, No. 1, Janeiro, 2001.

[11] J. K. Tugnait e T. Li, "Blind detection of asynchronous CDMA signals in multipath channels using code-constrained inverse filter criterion," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, No. 7, Julho, 2001.

[12] J. Ma e J. K. Tugnait, "Blind Detection of Multirate Asynchronous CDMA Signals in Multipath Channels", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, No. 9, Setembro, 2002.

[13] J. Shen e Z. Ding, "Blind adaptive multiuser CDMA detection based on a linear projection constraint," em *Proceedings SPAWC'97*, Paris, França, Abril, 1997, pp. 261-264.

[14] M. K. Tsatsanis, "Inverse filtering criteria for CDMA systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, pp. 102-112, Jan. 1997.

[15] M. K. Tsatsanis e Z. Xu, "Performance analysis of minimum variance CDMA receivers," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, pp. 3014-3022, Novembro, 1998.

[16] Z. Xu e M.K. Tsatsanis, "Blind adaptive algorithms for minimum variance CDMA receivers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, No. 1, Janeiro, 2001.

[17] C. Xu, G. Feng e K. S. Kwak, "A Modified Constrained Constant Modulus Approach to Blind Adaptive Multiuser Detection," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, No. 9, Setembro, 2001.

[18] Z. Xu e P. Liu, "Code-Constrained Blind Detection of CDMA Signals in Multipath Channels," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 9, No. 12, Dezembro, 2002.

[19] R. C. de Lamare e R. Sampaio Neto, "Blind Adaptive Code-Constrained Constant Modulus Algorithms for CDMA Interference Suppression in Multipath Channels", *IEEE Communications Letters*, vol 9. no. 4, Abril, 2005.

[20] X. G. Doukopoulos e G. V. Moustakides, "Blind Channel Estimation for Downlink CDMA Systems," *Proceedings IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2003.

[21] X. G. Doukopoulos e G. V. Moustakides, "Power Techniques for Blind Adaptive Channel Estimation in CDMA Systems," em *Proceedings IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, 2003.

[22] S. E. Benschley e B. Aazhang, "Subspace-based channel estimation for code division multiple access communication systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, pp. 1009-1020, Agosto, 1996.

[23] B. Yang, "Projection approximation subspace tracking," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 44, pp. 95-107, Janeiro, 1995.

[24] Z. Xu, P. Liu e X. Wang, "Blind Multiuser Detection: from MOE to Subspace Methods," *IEEE Transactions Signal Processing*, vol. 52, No. 2, Fevereiro, 2004.

[25] G. H. Golub e C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed., The Johns Hopkins University Press, Baltimore, Md, 1996.

[26] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4rd edition, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 2002.

[27] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1996.

[28] J. P. de Villiers and L. P. Linde, "On the Convexity of the LCCM Cost Function for DS-CDMA Blind Multiuser Detection", *IEEE Communications Letters*, vol. 8, no. 6, June 2004.