



SPOLM 2008

ISSN 2175-6295

Rio de Janeiro- Brasil, 05 e 06 de agosto de 2008.

ANÁLISE ESTATÍSTICA BASEADA NO MÉTODO DE SUBESPAÇO E NA TÉCNICA DE POTÊNCIA APLICADA EM REDES DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS

Deolinda Fontes Cardoso

Centro de Análises de Sistemas Navais – CASNAV - MB
Praça Barão de Ladário s/ nº, Ilha das Cobras, Edifício, 3º andar – Centro
deolinda@casnav.mar.mil.br

Fabian David Backx

Centro de Estudos em Telecomunicações da PUC-Rio - CETUC
Rua Marques de São Vicente nº 225 – Gávea
fdb@cetuc.puc-rio.br

Raimundo Sampaio Neto

Centro de Estudos em Telecomunicações da PUC-Rio - CETUC
Rua Marques de São Vicente nº 225 – Gávea
raimundo@cetuc.puc-rio.br

Resumo

Neste trabalho nós investigamos a aplicação do método de decomposição por valor singular e da técnica de potência para identificar a *informação do estado do canal* de transmissão (*Channel State Information - CSI*) em redes de comunicações sem fio baseadas no sistema MC DS CDMA (*Multi Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access*). A abordagem permite obter estimativas eficientes do subespaço do ruído através da matriz autocorrelação, do sinal de dados recebidos, elevada a uma potência finita; e a estimativa da CSI é, diretamente, obtida por decomposição por valor singular (SVD) com dimensões da ordem do canal. Análises de desempenho de Erro Médio Quadrático e Taxa de Erro de Bits demonstraram que o método proposto apresenta desempenho comparável às técnicas existentes de SVD, porém, com menor magnitude computacional.

Palavras-Chaves: Decomposição por Valor Singular; Método das Potências; Estimação Cega de Canal; e Sistemas de Comunicação sem Fio.

Abstract

In this work we investigate subspace methods and power techniques for blind channel estimation in wireless MC DS CDMA communication systems. The scheme is proposed to identify the Channel State Information from the received data sequence. By a computationally matrix power and a small size SVD we obtain efficient estimates of the noise subspace. The simulations demonstrate robustness and performance comparable to existing SVD techniques but a lower computational cost.

Keywords: *Singular Value Decomposition; Power Techniques; Blind Channel Estimation e Wireless Communication Systems.*

1. INTRODUÇÃO

O fantástico crescimento das Redes de Área Local sem fio - WLAN (*Wireless Local Area Network*) e a crescente demanda por altas taxas de transmissão de dados incentivam as pesquisas na busca de sistemas de comunicação com desempenhos cada vez melhores em conjunto com alta eficiência espectral e, principalmente, capazes de suportar os múltiplos usuários ativos do sistema [1].

Dentre os sistemas de transmissão em blocos com múltiplas portadoras e multiusuários, destacam-se aqueles que empregam a técnica de acesso ao meio por divisão de código CDMA (*Code Division Multiple Access*) [2], [3]. Um desses sistemas é o MC DS CDMA (*Multi Carrier Direct Sequence CDMA*) foco deste estudo, no qual os símbolos de dados são espalhados no tempo e os *chips* do código de espalhamento são todos transmitidos em cada uma das múltiplas subportadoras, por meio de um esquema OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [4]. Esse sistema permite transmissões livres de Interferência Entre Blocos (IEB), por meio da utilização de um intervalo de guarda, e robustez contra os efeitos de desvanecimento do canal.

Na estação receptora é realizada a demodulação dos dados recebidos; no caso de detecção coerente faz-se necessário estimar a resposta ao impulso do canal de propagação. Um dos modos de realizar a estimação do canal é através do envio de símbolos piloto; outro modo é a estimação *cega*, na qual, *é necessário um conhecimento mínimo* a cerca, por exemplo, das estatísticas do sinal transmitido.

A estimação cega é abordada neste trabalho propondo, para o sistema MC DS CDMA, um método de estimação que explora a ortogonalidade dos subespaços do sinal e do ruído em conjunto com técnicas de potência.

Estimativas cegas de canal empregando a técnica de potência foram, inicialmente, propostas para CDMA por Tsatsanis [5] e Xu [6]. Todavia, foi somente com a publicação dos trabalhos de Doukopoulos e Moustakides [7, 8] que uma explicação formal justificando o uso desse método foi apresentada, bem como, a explicação matemática do fato de que estimativas obtidas por meio do método de potências são, na verdade, uma aproximação das estimativas obtidas por meio de métodos de subespaço. Ademais, as técnicas de estimação cega baseadas em subespaço apresentam um desempenho bastante próximo das abordagens que minimizam o Erro Médio Quadrático sem a necessidade de seqüências de treinamento e por isso, foram escolhidas neste trabalho.

Dessa forma, partindo dos trabalhos de Doukopoulos [7, 8] propostos para CDMA e do trabalho de Backx [9] para OFDM este estudo estende a metodologia para a estimação cega de canal no sistema MC DS CDMA e avalia o seu desempenho em canais seletivos em frequência.

Na metodologia proposta uma estimativa da informação do estado do canal, de cada usuário ativo do sistema, é obtida através de um método padrão de decomposição por valor singular (*Singular Value Decomposition*), denotada por 'svd padrão'. Essa estimativa é comparada com outras estimativas obtidas por um procedimento de 'svd simplificado', no qual se utiliza operações de produto ponto-a-ponto e uma matriz de potência para aproximar o produto do subespaço do ruído. O desempenho simulado do sistema empregando as estimativas obtidas é avaliado em ambientes de baixa, média e alta razão sinal ruído e as análises de Erro Médio Quadrático e Taxa de Erro de Bit dos estimadores comprovaram que para moderada razão sinal ruído o método 'svd simplificado' proposto permite um desempenho comparável aos tradicionais métodos 'padrão' de subespaço, porém com menor complexidade computacional.

Este trabalho está organizado da seguinte forma: a Seção 2 descreve o modelo vetorial dos sinais; a Seção 3 apresenta as análises de estimação cega, de equalização e detecção dos sinais; a Seção 4 descreve os resultados experimentais; e finalmente na Seção 5 apresentamos as conclusões do trabalho.

Notação adotada: caracteres maiúsculos em negrito denotam matrizes; caracteres minúsculos em negrito denotam vetores. Os operadores $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$ e $(\cdot)^*$ indicam transposto,

hermitiano (transposto conjugado) de um vetor, e conjugado de um escalar complexo; $\|\mathbf{A}\|_F$ representa a norma de Frobenius da matriz \mathbf{A} e \mathbf{A}^{-1} representa a matriz inversa de \mathbf{A} , o operador \odot indica o produto de Hadamard (Ponto-a-Ponto) e $diag(\mathbf{v})$ expressa uma matriz diagonal cujos componentes são os elementos do vetor \mathbf{v} . A matriz $\mathbf{F}_{P,P}$ implementa a Transformada Direta Discreta de Fourier (DFT) e a matriz $\mathbf{F}_{P,P}^H$ (matriz Hermitiana) implementa a Transformada Inversa Discreta de Fourier (IDFT), de dimensões $P \times P$, ambas normalizadas de forma que $\mathbf{F}_{P,P}^H \mathbf{F}_{P,P} = \mathbf{F}_{P,P} \mathbf{F}_{P,P}^H = \mathbf{I}_P$ onde a matriz \mathbf{I}_P representa a matriz identidade.

2. O MODELO VETORIAL DOS SINAIS

São consideradas transmissões síncronas em M subportadoras, no enlace reverso, em uma célula com K usuários ativos. As seqüências de espalhamento são códigos curtos de Walsh-Hadamard de comprimento N ; os símbolos transmitidos são decorrelatados com energia unitária e oriundos de constelações BPSK (*Binary Phase Shift Keying*).

No sistema MC DS CDMA inicialmente ocorre a conversão série-paralelo de cada símbolo de informação a ser transmitido, que resulta na formação de blocos de comprimento M . A seguir, os símbolos em cada bloco são multiplicados pela mesma seqüência de espalhamento, formada por N chips de espalhamento.

Antes da transmissão *chip a chip* do bloco, é aplicada uma operação de Transformada Inversa Discreta de Fourier de M pontos e, a seguir, um intervalo de guarda do tipo ZP (*Zero Padding*) [10] de comprimento G , no mínimo igual ao comprimento L da resposta ao impulso do equivalente discreto do canal, é adicionado ao final de cada bloco para garantir a eliminação da IEB. Esse bloco OFDM resultante, de dimensão $P=M+G$ é, então, transmitido pelo canal multipercurso cujo equivalente discreto é modelado por uma matriz de convolução Toeplitz $P \times P$ triangular inferior na qual a primeira coluna é a resposta ao impulso (do equivalente discreto) do canal $\mathbf{h}_{m_{est}}$ estendida com zeros.

No receptor o sinal sofre a adição de ruído gaussiano branco, o intervalo de guarda não é removido, e é computada a operação da Transformada Direta Discreta de Fourier. Após o processamento por um banco de filtros casados às seqüências de espalhamento dos usuários ativos no sistema não existe mais interferência de múltiplo acesso (IMA) (devido à preservação da ortogonalidade dos códigos empregados) e o vetor de sinal resultante, correspondente ao m -ésimo usuário de interesse, pode ser expresso por:

$$\mathbf{y}_m(i) = \mathbf{H}_m \mathbf{V} \mathbf{b}_m(i) + \mathbf{n}(i) \quad (1)$$

onde $\mathbf{V} = \mathbf{F}_{P,P} \mathbf{F}_{P,M}^H$ é uma matriz de dimensão $P \times M$, e $\mathbf{F}_{P,M}$ é uma matriz $P \times M$ contendo as primeiras M colunas da matriz $\mathbf{F}_{P,P}$; $\mathbf{n}(i)$ é um vetor de ruído gaussiano branco complexo com média nula e matriz covariância $E[\mathbf{n}(i) \mathbf{n}^H(i)] = \sigma^2 \mathbf{I}$, onde σ^2 é a potência do ruído. A matriz \mathbf{H}_m é diagonal de dimensões $P \times P$ onde os elementos da diagonal são as componentes da resposta em frequência do equivalente discreto do canal do m -ésimo usuário:

$$\tilde{\mathbf{h}}_m = \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,P} \mathbf{h}_{m_{est}} \quad (2)$$

o vetor transposto $\mathbf{h}_{m_{est}} = [h_m(0) h_m(1) \dots h_m(L-1) 0 \dots 0]^T$ é a resposta ao impulso no tempo estendida com zeros.

Note que a resposta em frequência do canal em (2) pode, também, ser expressa em função da resposta ao impulso no tempo *sem a extensão com zeros*:

$$\tilde{\mathbf{h}}_m = \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,L} \mathbf{h}_m \quad (3)$$

onde a matriz $\mathbf{F}_{P,L}$ tem dimensões $P \times L$ contém as L primeiras colunas da matriz $\mathbf{F}_{P,P}$ e o vetor transposto $\mathbf{h}_m = [h_m(0)h_m(1) \dots h_m(L-1)]^T$ é composto pelos L coeficientes do canal.

3. ESTIMAÇÃO CEGA DE CANAL, EQUALIZAÇÃO E DETECÇÃO

A matriz autocorrelação do sinal recebido, dado na equação (1), é expressa por:

$$\mathbf{R}_{y_m} = E [\mathbf{y}_m(i)\mathbf{y}_m^H(i)] \quad (4)$$

Empregando o método de decomposição por valor singular (*Singular Value Decomposition*) [11], tem-se:

$$\mathbf{R}_{y_m}(i) = [\mathbf{S}_s \mathbf{S}_n] \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_s + \sigma^2 \mathbf{I}_M & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sigma^2 \mathbf{I}_G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_s^H \\ \mathbf{S}_n^H \end{bmatrix} \quad (5)$$

onde \mathbf{S}_s representa uma matriz de dimensões $P \times M$ cujas colunas formam uma base ortonormal para o subespaço dos sinais, a matriz \mathbf{S}_n representa uma matriz de dimensões $P \times G$ cujas colunas formam uma base ortonormal para o subespaço do ruído. A matriz $\mathbf{\Lambda}_s$ expressa uma matriz diagonal contendo os M valores singulares associados aos M vetores singulares da matriz do subespaço dos sinais, isso sugere que o subespaço dos sinais tem posto M e, sendo o subespaço do ruído o seu complemento ortogonal, a matriz do subespaço do ruído tem posto G .

Em decorrência da propriedade de ortogonalidade entre os subespaços é válido aplicar as seguintes igualdades:

$$\mathbf{S}_n^H \tilde{\mathbf{H}}_m \mathbf{V} = \mathbf{0}_{G,M} \Leftrightarrow \|\mathbf{S}_n^H \tilde{\mathbf{H}}_m \mathbf{V}\|_F^2 = 0 \quad (6)$$

As igualdades em (6) decorrem do fato de que as colunas da matriz $\tilde{\mathbf{H}}_m \mathbf{V}$ de dimensões $P \times M$ estão contidas no subespaço dos sinais e, portanto, são ortogonais ao subespaço do ruído. Assim, conforme descrito em [9], desenvolvendo o quadrado da norma de Frobenius é possível chegar a seguinte expressão:

$$\|\mathbf{S}_n^H \tilde{\mathbf{H}}_m \mathbf{V}\|_F^2 = \tilde{\mathbf{h}}_m^H \left[\sum_{j=0}^{M-1} \text{diag}(\mathbf{v}_j)^H \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \text{diag}(\mathbf{v}_j) \right] \tilde{\mathbf{h}}_m \quad (7)$$

onde o vetor \mathbf{v}_j com $j = 1, \dots, M$ corresponde a j -ésima coluna da matriz \mathbf{V} .

Uma estimativa do vetor dos coeficientes do canal $\hat{\mathbf{h}}_m$ pode ser obtida como o vetor singular associado ao menor valor singular (que é zero), da matriz $\sum_{j=0}^{M-1} \text{diag}(\mathbf{v}_j)^H \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \text{diag}(\mathbf{v}_j)$, de dimensões $P \times P$. Convém frisar que a estimativa resultante é da forma $\hat{\mathbf{h}}_m = \beta \tilde{\mathbf{h}}_m$ contendo, portanto, uma ambigüidade de fase modelada por um escalar complexo β .

3.1. A IDÉIA CHAVE

Conforme visto, para obter uma estimativa $\hat{\mathbf{h}}_m$ da resposta em frequência do canal é preciso determinar o vetor singular associado ao menor valor singular da matriz $\sum_{j=0}^{M-1} \text{diag}(\mathbf{v}_j)^H \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \text{diag}(\mathbf{v}_j)$, de dimensões $P \times P$, o que pode ser conseguido aplicando-se,

por exemplo, a operação de decomposição por valor singular (SVD). Contudo, a seguir são explorados alguns fatos que permitem amenizar a complexidade computacional do procedimento, bem como melhorar a qualidade da estimativa.

1) Aplicação de Produto Ponto-a-Ponto:

Na expressão $\sum_{j=0}^{M-1} \text{diag}(\mathbf{v}_j)^H \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \text{diag}(\mathbf{v}_j)$ a complexidade do cálculo do somatório pode ser diminuída substituindo-o por uma operação mais simples através da utilização do produto de Hadamard (ponto-a-ponto):

$$\text{diag}(\mathbf{v}_j)^H \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \text{diag}(\mathbf{v}_j) = (\mathbf{v}_j^* \mathbf{v}_j^T) \odot \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \quad (8)$$

$$\left(\sum_{j=0}^{M-1} \mathbf{v}_j^* \mathbf{v}_j^T \right) \odot \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H = \mathbf{V}^* \mathbf{V}^T \odot \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \quad (9)$$

Assim, a expressão (7) é simplificada para:

$$\tilde{\mathbf{h}}_m^H \left[\sum_{j=0}^{M-1} \mathbf{v}_j^* \mathbf{v}_j^T \odot \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \right] \tilde{\mathbf{h}}_m = \tilde{\mathbf{h}}_m^H \left[\mathbf{V}^* \mathbf{V}^T \odot \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \right] \tilde{\mathbf{h}}_m \quad (10)$$

2) Aproximação em Potência para a Matriz $\mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H$ (Produto dos Subespaços):

Baseado no método das potências, o produto das matrizes $\mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H$ pode ser aproximado pela inversa da matriz autocorrelação elevada a uma potência finita p . Para isso, utilizamos o seguinte Lema descrito por Doukopoulos [12].

Lema 1 – Seja a matriz autocorrelação \mathbf{R}_{y_m} decomposta em SVD como em (5). Sejam $\lambda_1 \geq \lambda_2 \dots \lambda_M \geq 0$ os valores singulares e elementos componentes da diagonal da matriz $\mathbf{\Lambda}_s$; assim podemos escrever:

$$(\sigma^2 \mathbf{R}_{y_m}^{-1})^p = [\mathbf{S}_s \ \mathbf{S}_n] \begin{bmatrix} (\frac{\mathbf{\Lambda}_s + \sigma^2 \mathbf{I}_M}{\sigma^2})^{-p} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_s^H \\ \mathbf{S}_n^H \end{bmatrix} \quad (11)$$

A partir da expressão acima é possível observar que a matriz $(\frac{\mathbf{\Lambda}_s + \sigma^2 \mathbf{I}_M}{\sigma^2})^{-p}$ depende da potência p , desde que é uma matriz diagonal com elementos da forma $\frac{\lambda_j + \sigma^2}{\sigma^2}$ para $j=1, \dots, M$ pode ser deduzido que:

$$\lim_{p \rightarrow \infty} (\frac{\mathbf{\Lambda}_s + \sigma^2 \mathbf{I}_M}{\sigma^2})^{-p} = \mathbf{0} \quad (12)$$

Finalmente, combinando as expressões (11) e (12) verificamos a igualdade abaixo, que é uma variação do método das potências:

$$\lim_{p \rightarrow \infty} (\sigma^2 \mathbf{R}_{y_m}^{-1})^p = \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \quad (13)$$

É possível observar que a velocidade da convergência da aproximação, através da matriz de potência para obter o produto dos subespaços do ruído, é exponencial.

Dessa forma, pode ser usada a inversa da matriz autocorrelação $(\mathbf{R}_{ym})^{-p}$ elevada a uma potência p para aproximar, com menor complexidade, o produto entre as matrizes do subespaço do ruído $\mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H$. Quando a potencia p tende para o infinito o valor da aproximação converge para o produto das matrizes $\mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H$.

Neste trabalho, a matriz autocorrelação em (4) é estimada por uma média temporal ao longo de N_B blocos de símbolos transmitidos:

$$\widehat{\mathbf{R}}_{y_m}(i) = \frac{1}{N_B} \sum_{i=1}^{N_B} y_m(i) y_m^H(i) \quad (14)$$

Sob as observações feitas, o vetor da estimativa da resposta em frequência do equivalente discreto do canal pode ser obtido de forma a minimizar a forma quadrática dada por:

$$\hat{\mathbf{h}}_m = \arg \min_{\|\tilde{\mathbf{h}}_m\|=P} \{ \tilde{\mathbf{h}}_m^H [\mathbf{V}^* \mathbf{V}^T \odot \mathbf{R}_{y_m}^{-p}] \tilde{\mathbf{h}}_m \} \quad (15)$$

3) Obtenção da estimativa do canal no tempo:

É possível, ainda, diminuir a complexidade do estimador dado em (15) e melhorar a sua qualidade. A partir de (3) sabe-se que o vetor da resposta em frequência do canal pertence ao subespaço gerado pelas L primeiras colunas da matriz de Fourier $\mathbf{F}_{P,P}$. Como o valor correto do comprimento L do canal pode não ser conhecido *a priori*, assume-se o intervalo de guarda G , que é conhecido, como no mínimo igual ao comprimento do canal.

Assim, a forma quadrática a ser minimizada em (15) de dimensões $P \times P$ pode ser escrita no domínio do tempo na seguinte forma:

$$\hat{\mathbf{h}}_m = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|=1} \{ \mathbf{h}^H \mathbf{F}_{P,G}^H [\mathbf{V}^* \mathbf{V}^T \odot \mathbf{R}_{y_m}^{-p}] \mathbf{F}_{P,G} \mathbf{h} \} \quad (16)$$

resultando na estimativa da resposta em frequência do equivalente discreto do canal dada por $\hat{\mathbf{h}}_m = \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,L} \hat{\mathbf{h}}_m$.

Na expressão (16) a matriz associada a forma quadrática a ser minimizada possui menores dimensões $G \times G$, onde $G \ll P$.

Sendo assim, a formulação adotada permite uma abordagem de menor complexidade computacional devido a não ser mais necessário computar o somatório de vetores e o produto de matrizes $\mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H$; especialmente quando este produto é constantemente recalculado para a obtenção de estimativas do subespaço do ruído a cada atualização da estimativa da matriz autocorrelação. O termo do somatório foi substituído por uma simples operação de produto ponto-a-ponto entre um produto de matrizes \mathbf{V} , que pode ser pré-computado ($\mathbf{V} = \mathbf{F}_{P,P} \mathbf{F}_{P,M}^H$ envolve apenas matrizes de Fourier), e por uma matriz de potência $(\mathbf{R}_{ym})^{-p}$ onde a inversa da matriz autocorrelação \mathbf{R}_{ym}^{-1} pode ser, recursivamente, calculada aplicando o Lema de Inversão de Matrizes.

Além disso, a obtenção da estimativa do canal, no domínio do tempo, dada em (16) consiste em determinar o vetor singular associado ao menor valor singular de uma matriz de dimensões da ordem do canal.

3.2. EQUALIZAÇÃO E DETECÇÃO

Uma vez realizada a estimação da informação do estado do canal a equalização do sinal dado em (1) para desfazer a distorção do sinal provocada pelo canal, pode ser realizada no domínio da frequência aplicando o equalizador ZF (*Zero Forcing*):

$$\mathbf{G} = (\widehat{\mathbf{H}}_m \mathbf{V}) [(\widehat{\mathbf{H}}_m \mathbf{V})^H (\widehat{\mathbf{H}}_m \mathbf{V})]^{-1} \quad (17)$$

Onde $\widehat{\mathbf{H}}_m = \text{diag}(\widehat{h}_m)$ é a matriz diagonal contendo a estimativa da resposta em frequência do equivalente discreto do canal obtida.

Após a equalização, uma estimativa do bloco de dados $\widehat{\mathbf{b}}_m(i)$ transmitido pelo m -ésimo usuário pode ser obtida

$$\widehat{\mathbf{b}}_m(i) = \text{sinal}(\text{real}(\mathbf{G}^H \mathbf{y}_m(i))) \quad (18)$$

Onde a função $\text{sinal}(x)$ é $\{ = 1 \text{ se } x \geq 0 \text{ e } = -1 \text{ se } x < 0$ e o operador $\text{sinal}(\text{real}(\cdot))$ é aplicado a cada componente do vetor $\mathbf{G}^H \mathbf{y}_m(i)$ de dimensão $P \times 1$.

4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção estão apresentados os resultados experimentais de desempenho para o sistema MC DS CDMA com intervalo de guarda o tipo ZP. Os experimentos objetivam comparar o método de decomposição por valor singular SVD, descrito em [10], com a abordagem descrita neste estudo.

O canal de comunicações é modelado por um filtro FIR de ordem 5. O comprimento do intervalo de guarda vale $G = 8$. Uma vez que o intervalo de guarda é maior que a ordem do canal, fica garantido que não haverá interferência entre blocos (IEB) na recepção. Os ganhos são normalizados de forma que $\|\mathbf{h}\|^2 = 1$, o vetor dos coeficientes da resposta ao impulso do canal simulado é dado por $\mathbf{h} = [0.74; -0.42; 0.083; 0.49; -0.12; 0.01]$ conforme descrito em [13]. A ambigüidade de fase inerente da estimação cega é eliminada adotando a fase do primeiro coeficiente (0,74) do vetor do canal como uma referência e nas simulações usou-se o algoritmo de equalização *Zero-Forcing*.

O estimador SVD trabalha em dois passos: o primeiro consiste em aplicar a operação de SVD na matriz autocorrelação de $P \times P$ pontos, a fim de obter o subespaço do ruído. A seguir, no segundo passo é aplicada outra operação de SVD na equação (16) para obter a estimativa ao impulso do canal.

O cenário considerado consiste de $K = 16$ usuários ativos no sistema, número de subportadoras igual ao ganho de processamento $M = N = 32$. Os resultados ilustrados são a média de 100 experimentos independentes e $N_B = 2500$ blocos de símbolos foram considerados para a avaliação das estimativas da resposta ao impulso do canal.

Nas Figuras 1 e 2 estão traçadas as curvas de desempenho do erro médio quadrático da estimativa de canal do m -ésimo usuário *versus* o número de blocos de símbolos transmitidos N_B . Em cada figura utilizou-se, respectivamente, o valor de 15 decibéis e 25 decibéis para a Razão Sinal Ruído. Na legenda ‘svd’ corresponde a estimativa da resposta ao impulso do canal obtida pelo método padrão de decomposição por valor singular e os termos ‘ $p=1$ ’, ‘ $p=2$ ’ e ‘ $p=3$ ’ representam as potências utilizadas para obter as 3 estimativas empregando o método proposto utilizando a aproximação pelo método das potências e o operador de produto ponto-a-ponto.

Em ambientes com alta razão sinal ruído, 25 dB, com pequenos valores da potência p o desempenho de Erro Médio Quadrático das estimativas obtidas pelo método proposto converge para a curva de desempenho da estimativa obtida pelo método de ‘svd’ (padrão); e em tais ambientes a potência $p = 2$ é suficiente para obter uma aproximação consistente.

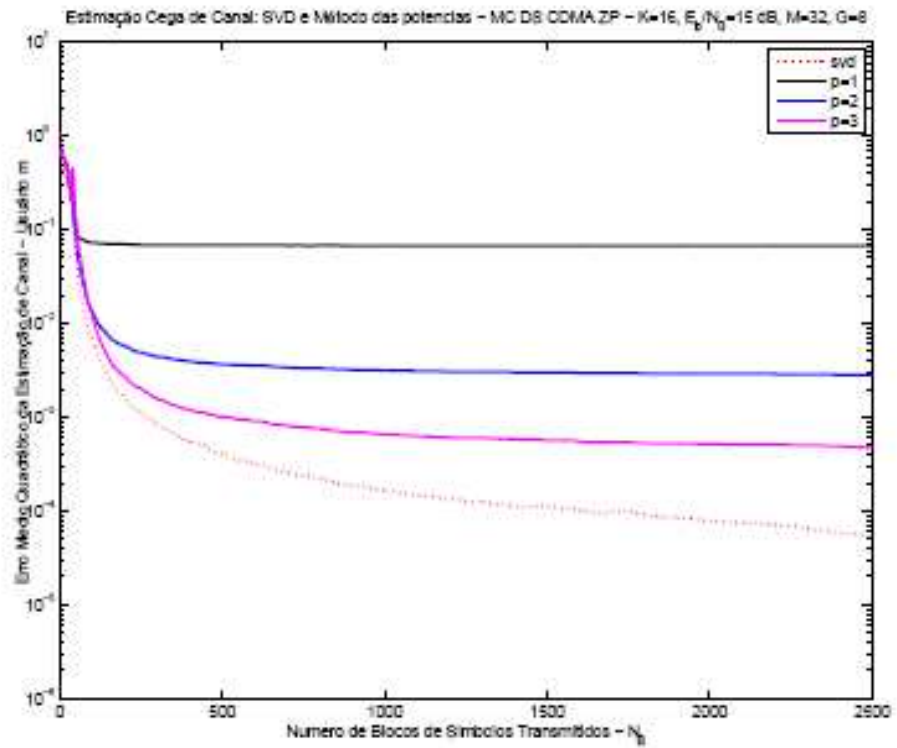


Figura 1 - Desempenho de Erro Médio Quadrático *versus* Número de Blocos de Símbolos Transmitidos - MC DS CDMA ZP - $E_b/N_0=15$ dB

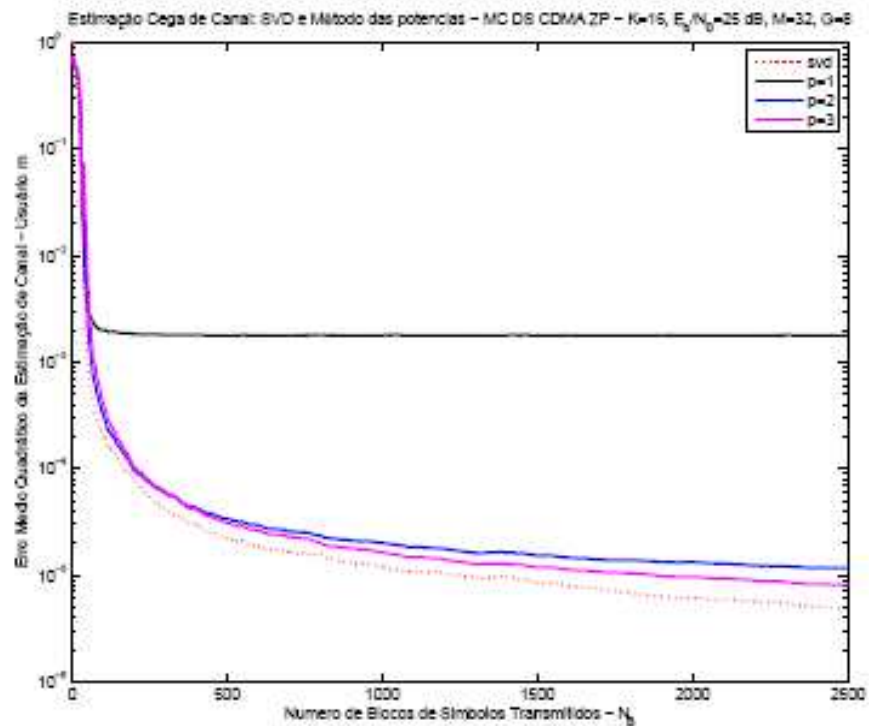


Figura 2- Desempenho de Erro Médio Quadrático *versus* Número de Blocos de Símbolos Transmitidos - MC DS CDMA ZP - $E_b/N_0=25$ dB

Na Figura 6 estão ilustradas as curvas de desempenho da Taxa de Erro de Bits *versus* Razão Sinal Ruído (dB). Pode ser observado, pela distribuição das curvas, que é suficiente considerar a potências $p < 3$ para obter estimativas de canal através do método proposto.

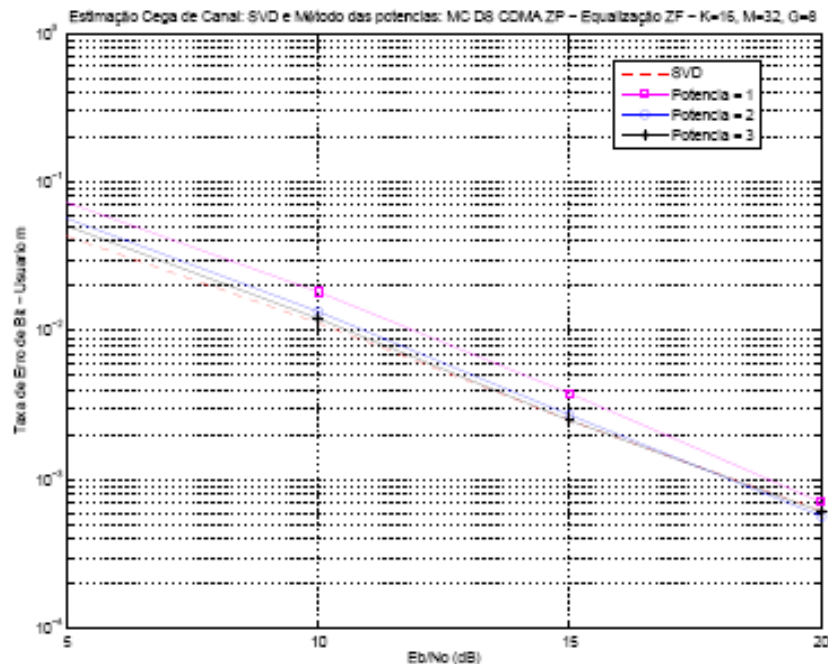


Figura 3 - Desempenho da Taxa de Erro de Bit (BER) *versus* Razão Sinal Ruído E_b/N_0 (dB) - MC DS CDMA ZP

Além disso, para razão sinal ruído, da ordem de 18 dB, o estimador com aproximação por potência $p = 2$ encontra desempenho bastante próximo ao desempenho do estimador 'svd' padrão, esse atinge nível de BER de 10^{-3} em 18 dB e os estimadores com potência $p = 2$ e $p = 3$, praticamente, atingem o mesmo patamar em 18.5 dB.

5. CONCLUSÕES

Este trabalho investigou o problema de obtenção de estimativas da informação do estado do canal baseadas em métodos de identificação de subespaço em conjunto com aproximação em potência. A metodologia proposta foi aplicada ao sistema MC DS CDMA ZP empregado em redes de comunicação sem fio e permitiu uma formulação simplificada de menor complexidade computacional, para isso foi utilizado o operador de produto ponto-a-ponto e o método das potências para aproximar o subespaço do ruído nas operações de decomposição por valor singular (SVD).

Os resultados de desempenho, em ambientes de moderada razão sinal ruído, mostraram que o método proposto permite obter estimativas de canal com desempenho bastante próximo ao das abordagens de SVD tradicionais, sendo que pequenos valores da potência p ($p < 3$) são suficientes para obter bons resultados com menor complexidade computacional. Mais ainda, para quaisquer dois valores da potência p quando o número de blocos de símbolos aumenta a maior potência prevalece apresentando melhor convergência.

6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] Z. Wang, G .B. Giannakis, *Wireless Multicarrier Communications*, IEEE Signal Processing Magazine, pp. 29-48, Maio, 2000.

- [2] V. DaSilva and E. S. Sousa, *Performance of orthogonal CDMA codes for quasi-synchronous communication systems*, Proc. IEEE International Conference on Universal Personal Communications, ICUPC 93, pp. 995-999, Outubro, 1993.
- [3] S. Kondo e L. B. Milstein, *On the use of multicarrier direct sequence spread spectrum systems*, Proc. IEEE Military Communications Conference, MILCOM, pp. 52-56, Outubro, 1993.
- [4] S. B. Weinstein e P. M. Ebert, *Data Transmission by frequency division multiplexing using the discret fourier transform*, IEEE Transactions on Communications Tech., COM-19(5), pp. 628-634, Outubro, 1971.
- [5] M. K. Tsatsanis e Z. Xu, *Performance Analysis of Minimum variance CDMA Receivers*, IEEE Transactions Vehicular on Signal Processing, vol. 46, pp. 3014-3022, Novembro, 1998.
- [6] Z. Xu e M. K. Tsatsanis, *Blind Adaptive Algorithms for Minimum Variance CDMA Receivers*, IEEE Transactions Vehicular on Communications, vol. 49, no. 1, pp.180-194, Janeiro, 2001.
- [7] X. G. Doukopoulos e G. V. Moustakides, *Blind Channel Estimation for Downlink CDMA Systems*, Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC), 2003.
- [8] X. G. Doukopoulos e G. V. Moustakides, *Power Techniques for Blind Adaptive Channel Estimation in CDMA Systems*, Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), 2003.
- [9] Fabian David Backx, T. T. V. Vinhoza e Raimundo Sampaio Neto, *Power Techniques for Blind Adaptive Channel Estimation in in Zero-Padded OFDM Systems*, 18th Annual IEEE International Symposium on Personal Indoor and mobile radio Communication PIMRC, 2007.
- [10] B. Muquet, Z. Wang, G. B. Giannakis, M. de Courville e P. Duhamel, *Cyclic Prefixing or Zero Padding for Wireless Multicarrier Transmissions?*. IEEE Transactions on Communications, v. 12, n. 50, p. 2136-2148, 2003.
- [11] G. H. Golub e C. F. Van Loan, *Matrix Computation*, 2a. edição. The John Hopkins University Press, 1990.
- [12] X.G.Doukopoulos e G.V. Moustakides, *Blind Channel estimation for DS-CDMA*. INRIA Relatório de Pesquisa no. 4781, Marco, pp. 1-20, 2003.
- [13] H. Sari and G. Karam e I. Jeanclaude, *Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting*, IEEE Communications Magazine, 0163-6804/95, pp. 100-109, 1995.