

6

Sistema MC DS CDMA ZP: Estimação Cega Baseada em Subespaço e no Método de Potência

Neste capítulo, é investigado o problema da estimação cega de canal no enlace reverso do sistema MC DS CDMA com intervalo de guarda ZP. Usando somente o código de espalhamento do usuário de interesse o método proposto explora o conceito de ortogonalidade entre os subespaços do sinal e do ruído em conjunto com técnicas de potência para estimar o estado de informação do canal (*Channel State Information* - CSI) a partir do sinal de dados recebidos. Em continuidade, são apresentadas estratégias para melhorar a qualidade e amenizar a complexidade da obtenção do estimador cego proposto.

Convém ressaltar que somente será considerado o enlace reverso, uma vez que o sistema MC DS CDMA é ideal para esse enlace (por necessitar de receptores mais robustos; o que pode ser mais fácil na ERB do que na estação móvel) e por ser a estimação cega mais complexa em comparação à estimação assistida. Além disso, apenas o intervalo de guarda do tipo ZP será considerado. Isto porque em sistemas com múltiplas portadoras, a principal vantagem da estimação cega por identificação de subespaço e intervalo ZP, é conhecer o posto do subespaço do ruído. Em sistemas de portadora única CDMA, o posto do subespaço do ruído varia de acordo com o número de usuários ativos no sistema.

Caso o intervalo de guarda CP fosse considerado não se poderia descartar, na recepção, o prefixo cíclico; permitindo, assim, manter o conhecimento do posto do subespaço do ruído, porém, gerando uma abordagem muito semelhante à do caso ZP. Em seguimento, são descritos os equalizadores utilizados e, finalmente, são apresentados os resultados numéricos e as considerações finais.

6.1

Métodos de Estimação Cega

Estimação cega de canal para sistemas de portadora única CDMA foram considerados em [62, 79]. Esses estudos propõem recuperar a resposta ao impulso do canal através de um procedimento de dois passos. O primeiro passo envolve uma operação de decomposição por valor singular (SVD) na matriz autocorrelação do sinal recebido a fim de obter a base do subespaço do ruído. Uma vez que a

matriz autocorrelação tem dimensões $P \times P$ a SVD aplicada pode ser considerada de grande magnitude computacional $O(P^3)$. O segundo passo, consiste em aplicar outra operação de SVD, porém de menor magnitude $O(L^3)$, em uma matriz com dimensões da ordem do comprimento do canal $L \times L$ para obter a estimativa da resposta ao impulso do canal [79]. Devido à complexidade computacional presente no primeiro passo $O(P^3)$ o tradicional método de identificação de subespaço é considerado de alta complexidade para aplicações em tempo real. Outra dificuldade presente nesses métodos é a alta sensibilidade em conhecer o valor correto do posto do subespaço do ruído. Em sistemas CDMA esse parâmetro muda de acordo com o número de usuários ativos no sistema.

Uma estratégia alternativa para superar esses problemas foi considerada em [29]: ao invés de estimar o subespaço do ruído a fim de obter a resposta ao impulso do canal, é utilizada uma matriz de potência, dada pela inversa da matriz autocorrelação elevada a uma potência finita, para aproximar a matriz de projeção no subespaço do ruído e, assim, obter as estimativas do canal.

Em [1], um sistema monousuário OFDM foi considerado e mostrou-se que a aplicação da técnica de potência pode ser bastante útil na redução da complexidade da estimação do canal, mesmo em sistemas onde o posto do subespaço do ruído é conhecido *a priori*. Neste estudo, o referido trabalho é estendido para o sistema MC DS CDMA e um novo método alternativo é proposto para reduzir a complexidade dos tradicionais métodos de identificação de subespaço. Para isso utiliza-se o produto de Hadamard e o fato de que o intervalo de guarda G considerado é, sempre, maior ou igual ao comprimento do canal, ou seja, é um intervalo de guarda suficiente (capaz de conter todos os parâmetros do multipercurso do canal). Como resultado do método desenvolvido, o estimador da resposta ao impulso do canal é obtido com complexidade mais amena em comparação aos métodos cegos de SVD tradicionais.

6.2

Estimação Cega Baseada em Subespaço e no Método de Potência

A estimação cega de canal apresenta atrativos como o não desperdício de banda (pela transmissão de símbolos piloto) e um conhecimento mínimo acerca das estatísticas do sinal transmitido. Em contrapartida, tais benefícios ocorrem às custas de uma maior complexidade e maior demora no tempo de convergência, quando comparados à estimação assistida. Estimadores cegos de canal empregando o método de subespaço em conjunto com o método de potência foram propostos para sistemas CDMA em [75, 85]. Todavia, foi somente em [29, 30] que uma explicação formal justificando o uso desse método foi apresentada. Os mesmos trabalhos mostraram, também, que estimadores obtidos por meio do método de potência são, na verdade, uma aproximação dos estimadores obtidos por meio do

método de subespaço. Assim, partindo dos trabalhos de Doukopoulos propostos para CDMA [31] e para OFDM [32] e, principalmente, do trabalho de Backx [1] para OFDM, este estudo estende a metodologia para a estimação cega no sistema MC DS CDMA ZP e avalia o seu desempenho em canais seletivos em frequência.

Na estação rádio base a matriz do agregado de sinais, equação (2-11), é processada por um banco de filtros casados às seqüências de espalhamento dos usuários ativos no sistema. Na saída do filtro casado ao código do m -ésimo usuário de interesse, não existe mais interferência de múltiplo acesso (IMA) (devido à preservação da ortogonalidade dos códigos empregados) e, assim, a matriz do agregado de sinais recebidos se reduz ao vetor do sinal, desespalhado, do m -ésimo usuário:

$$\mathbf{y}_m(i) = \mathbf{X}(i)\mathbf{c}_m^* = \mathbf{Q}_m\mathbf{V}\mathbf{b}_m(i) + \mathbf{n}_f(i), \quad (6-1)$$

onde \mathbf{c}_m^* é o vetor conjugado do código de espalhamento do m -ésimo usuário; e $\mathbf{n}_f(i) = \mathbf{N}(i)\mathbf{c}_m^*$ é um vetor de ruído gaussiano branco complexo com matriz covariância dada por $\mathbf{E}[\mathbf{n}_f(i)\mathbf{n}_f^H(i)] = \sigma^2\mathbf{I}_{P,P}$, onde σ^2 é a potência do ruído.

A matriz autocorrelação do sinal desespalhado (6-1) é expressa por:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{y}_m} = \mathbf{E}[\mathbf{y}_m(i)\mathbf{y}_m^H(i)] \quad (6-2)$$

Empregando o método de decomposição por valor singular (*Singular Value Decomposition SVD*) [41] tem-se:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{y}_m} = [\mathbf{S}_s \mathbf{S}_n] \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_s + \sigma^2\mathbf{I}_M & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sigma^2\mathbf{I}_G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_s^H \\ \mathbf{S}_n^H \end{bmatrix}, \quad (6-3)$$

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

Na equação (6-1), as colunas da matriz $\mathbf{Q}_m\mathbf{V}$, de dimensões $P \times M$, estão contidas no subespaço dos sinais e, portanto, são ortogonais ao subespaço do ruído sendo válido aplicar as seguintes igualdades:

$$\mathbf{S}_n^H \mathbf{Q}_m \mathbf{V} = \mathbf{0}_{G,M} \Leftrightarrow \|\mathbf{S}_n^H \mathbf{Q}_m \mathbf{V}\|_F^2 = 0. \quad (6-4)$$

A igualdade nula da expressão (6-4) constitui a base de todos os métodos formulados em identificação de subespaço por decomposição por valor singular (SVD). Conforme descrito em [1], é possível chegar à seguinte expressão:

$$\begin{aligned}
 \|\mathbf{S}_n^H \mathbf{Q}_m \mathbf{V}\|_F^2 &= \left[\sum_{j=1}^M \mathbf{q}_m^H \text{diag}(\mathbf{v}_j)^H \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \text{diag}(\mathbf{v}_j) \mathbf{q}_m \right] \\
 &= \mathbf{q}_m^H \left[\sum_{j=1}^M \text{diag}(\mathbf{v}_j)^H \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \text{diag}(\mathbf{v}_j) \right] \mathbf{q}_m \\
 &= 0
 \end{aligned} \tag{6-5}$$

onde foi usado $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_0 \ \mathbf{v}_1 \ \dots \ \mathbf{v}_{M-1}]$.

Uma estimativa $\hat{\mathbf{q}}_m$ do vetor \mathbf{q}_m é o vetor singular associado ao menor valor singular (que é zero), da matriz dada por $\sum_{j=1}^M \text{diag}[\mathbf{v}_j]^H \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \text{diag}[\mathbf{v}_j]$ de dimensões $P \times P$. Convém frisar que essa estimativa contém uma ambiguidade de fase dada por $\beta \tilde{\mathbf{h}}_m$, onde β é um escalar complexo.

6.3

A idéia Chave

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

Contudo, a seguir são explorados alguns fatos que permitem amenizar a complexidade computacional, bem como melhorar a qualidade do estimador proposto.

1) Aplicação de Produto Ponto-a-Ponto:

Na expressão $\sum_{j=1}^M \text{diag}(\mathbf{v}_j)^H \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \text{diag}(\mathbf{v}_j)$ é possível empregar as seguintes operações:

$$\text{diag}(\mathbf{v}_j)^H \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \text{diag}(\mathbf{v}_j) = (\mathbf{v}_j^* \mathbf{v}_j^T) \odot \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \tag{6-6}$$

e

$$\left(\sum_{j=0}^{M-1} \mathbf{v}_j^* \mathbf{v}_j^T \right) \odot \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H = \mathbf{V}^* \mathbf{V}^T \odot \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \tag{6-7}$$

Assim, o somatório é substituído por um produto ponto-a-ponto e a expressão (6-5) é simplificada a:

$$\mathbf{q}_m^H \left[\sum_{j=1}^M \mathbf{v}_j^* \mathbf{v}_j^T \odot \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \right] \mathbf{q}_m = \mathbf{q}_m^H \left[\mathbf{V}^* \mathbf{V}^T \odot \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \right] \mathbf{q}_m$$

Assim, uma estimativa $\hat{\mathbf{q}}_m$ da resposta em frequência do canal pode ser obtida (com uma ambiguidade escalar complexa) como o vetor singular associado ao menor valor singular da matriz $\mathbf{V}^* \mathbf{V}^T \odot \Phi_o$, de dimensões $P \times P$, onde $\Phi_o = \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H$

denota a matriz de projeção no subespaço do ruído, a estimativa da resposta da frequência do canal pode ser obtida através de:

$$\hat{\mathbf{q}}_m = \arg \min_{\|\hat{\mathbf{q}}\|^2=P} \{ \mathbf{q}^H [\mathbf{V}^* \mathbf{V}^T \odot \Phi_o] \mathbf{q} \}, \quad (6-8)$$

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

Baseado no método das potências, a matriz de projeção no subespaço do ruído $\Phi_o = \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H$ pode ser aproximada pela inversa da matriz autocorrelação elevada a uma potência p . Para isso parte-se do seguinte Lema descrito por Doukopoulos em [31]:

Lema 1 - Seja a matriz autocorrelação \mathbf{R}_{y_m} decomposta em valores singulares SVD, como descrito em (6-3). Sejam $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \lambda_M \geq 0$ os valores singulares e elementos componentes da diagonal da matriz Λ_s ; assim podemos escrever:

$$(\sigma^2 \mathbf{R}_{y_m}^{-1})^p = [\mathbf{S}_s \ \mathbf{S}_n] \begin{bmatrix} (\frac{\Lambda_s + \sigma^2 \mathbf{I}_M}{\sigma^2})^{-p} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_s^H \\ \mathbf{S}_n^H \end{bmatrix} \quad (6-9)$$

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

$$\lim_{p \rightarrow \infty} (\frac{\Lambda_s + \sigma^2 \mathbf{I}_M}{\sigma^2})^{-p} = \mathbf{0} \quad (6-10)$$

Finalmente, combinando as expressões (6-9) e (6-10) verifica-se a seguinte igualdade:

$$\lim_{p \rightarrow \infty} (\sigma^2 \mathbf{R}_{y_m}^{-1})^p = \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H \quad (6-11)$$

A expressão (6-11) é uma variação do método das potências. Dessa forma, pode ser usada a matriz $(\mathbf{R}_{y_m})^{-p}$ para aproximar o produto $\mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H$, ou seja, para aproximar a matriz $\Phi_o = \mathbf{S}_n \mathbf{S}_n^H$ de projeção no subespaço do ruído. Quando a potência p tende para o infinito o resultado da aproximação converge para a matriz de projeção Φ_o .

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

$$\hat{\mathbf{q}}_m = \arg \min_{\|\hat{\mathbf{q}}\|^2=P} \{ \mathbf{q}^H [\mathbf{V}^* \mathbf{V}^T \odot \mathbf{R}_{y_m}^{-p}] \mathbf{q} \} \quad (6-12)$$

com a restrição $\|\mathbf{q}\|^2 = P$ para evitar a solução trivial.

3) Obtenção da Estimativa do Canal no Tempo:

As estimativas do canal resultantes de (6-8) e (6-12) podem ser melhoradas baseada na suposição de que todas as componentes do multipercurso do canal podem ser acomodadas na duração do intervalo de guarda. Assim, componentes excedentes ao comprimento do intervalo de guarda podem ser consideradas não-significativas (ruidosas) e, portanto, podem ser removidas.

Como mencionado anteriormente, devido a (2-5) sabe-se que a verdadeira resposta em frequência do canal está contida no subespaço gerado pelas primeiras L colunas da matriz DFT de dimensões $P \times P$:

$$\mathbf{q}_m = \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,P}^H \begin{bmatrix} \mathbf{h}_L \\ \mathbf{0}_{(P-L) \times 1} \end{bmatrix}_{P \times 1} = \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,L}^H \left[\mathbf{h}_L \right]_{L \times 1} \quad (6-13)$$

Desde que o valor de L é, em geral, não conhecido *a priori*, pode ser feita a conservativa suposição de que $L = G$, ou seja, o intervalo de guarda é suficiente para acomodar todas as componentes decorrentes do multipercurso provocado pelo canal, assim:

$$\mathbf{q}_m = \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,P}^H \begin{bmatrix} \mathbf{h}_L \\ \mathbf{0}_{(P-L) \times 1} \end{bmatrix}_{P \times 1} = \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,G}^H \left[\mathbf{h}_G \right]_{G \times 1} \quad (6-14)$$

Então, substituindo (6-14) em (6-8) e (6-12), as estimativas da resposta ao impulso do canal podem ser obtidas, respectivamente a partir de :

$$\hat{\mathbf{h}}_m = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|^2=1} \{ \mathbf{h}^H \mathbf{F}_{P,G}^H [\mathbf{V}^* \mathbf{V}^T \odot \Phi_o] \mathbf{F}_{P,G} \mathbf{h} \} \quad (6-15)$$

e

$$\hat{\mathbf{h}}_m = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|^2=1} \{ \mathbf{h}^H \mathbf{F}_{P,G}^H [\mathbf{V}^* \mathbf{V}^T \odot (\mathbf{R}_{\mathbf{y}_m})^{-p}] \mathbf{F}_{P,G} \mathbf{h} \} \quad (6-16)$$

A estimativa da resposta em frequência do canal melhorada é, então, recuperada usando (6-14) com a estimativa obtida a partir de (6-16). Com esse procedimento é possível amenizar a complexidade computacional da obtenção da estimativa e, também, melhorar a sua qualidade.

Neste estudo, a matriz autocorrelação é estimada como uma média temporal sobre os i blocos de símbolos transmitidos:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{y}_m}(i) = \frac{1}{i} \sum_{t=1}^i \mathbf{y}_m(t) \mathbf{y}_m^H(t) \quad (6-17)$$

Uma vez que a matriz autocorrelação é estimada, a condição de ortogonalidade $\| \mathbf{S}_n^H \mathbf{Q}_m \mathbf{V} \|^2 = 0$ em (6-4) não pode ser sempre garantida. Em consequência, o limite em (6-11), ao invés de ser o produto desejado pode se tornar uma matriz

de posto unitário ss^H onde s é o vetor singular correspondente ao menor valor singular de $\widehat{\mathbf{R}}_{y_m}(i)$ [29]. Por essa razão, durante os estágios iniciais da estimação da matriz de autocorrelação, ou seja, quando somente poucos blocos de símbolos foram processados, o aumento contínuo da potência p não, necessariamente, garante a melhoria do desempenho.

Contudo, para quaisquer dois valores da potência p , quando o número de blocos de símbolos transmitidos aumenta, a estimativa do canal usando a maior potência prevalece resultando na melhoria do desempenho. Adiante, na seção de resultados simulados isto poderá ser verificado.

Assim, a formulação adotada permite uma abordagem que conduz a amenizar a complexidade computacional da estimação cega de canal, devido a não mais ser necessário computar o somatório e os produtos de matrizes $\mathbf{S}_n\mathbf{S}_n^H$, especialmente quando tais matrizes e produtos têm que ser, constantemente, atualizados juntamente com as estimativas de \mathbf{R}_{y_m} . O somatório foi substituído por uma simples operação de produto ponto-a-ponto entre uma matriz pré-computada ($\mathbf{V} = \mathbf{F}_{P,M}\mathbf{F}_{M,M}^H$ envolve apenas matrizes de Fourier) e uma matriz de potência $(\widehat{\mathbf{R}}_{y_m}^{-1}(i))^p$ (para aproximar a matriz de projeção Φ_o). Esse ponto é, especialmente, importante pois $\widehat{\mathbf{R}}_{y_m}^{-1}(i)$ precisa ser constantemente atualizada. Mais ainda, a matriz $\widehat{\mathbf{R}}_{y_m}^{-1}(i)$ pode ser recursivamente calculada aplicando o Lema de inversão de matrizes.

Assim, a estimativa da resposta ao impulso do canal $\widehat{\mathbf{h}}$ em (6-15) ou (6-16) pode ser diretamente identificada através de uma operação de decomposição em valor singular (SVD) em uma matriz de dimensões $G \times G$, ou seja, de dimensões da ordem do canal, e em geral $G \ll P$.

Finalmente, é possível observar a partir da expressão dada em (6-10) que a velocidade de convergência, pelo uso da matriz de potência $\widehat{\mathbf{R}}_{y_m}^{-p}(i)$ (para aproximar a matriz de projeção $\Phi_o = \mathbf{S}_n\mathbf{S}_n^H$) é exponencial; tendo o componente mais lento a seguinte forma $(\frac{\sigma^2}{\lambda_j + \sigma^2})^p$.

Para um determinado valor da potência p essa aproximação é mais eficiente em ambientes com alta razão sinal ruído (E_b/N_0). Em conseqüência, em tais ambientes, pequenos valores da potência p são suficientes para, satisfatoriamente, aproximar a matriz $\Phi_o = \mathbf{S}_n\mathbf{S}_n^H$ a partir das estimativas da matriz de autocorrelação.

6.4 Equalização e Detecção

Após a estimação de canal é possível realizar a equalização de (6-1) seguida da detecção do bloco de símbolos.

Pode ser aplicado o equalizador ZF (*zero-forcing*):

$$\mathbf{G}_{zf} = \hat{\mathbf{Q}}\mathbf{V}[(\hat{\mathbf{Q}}\mathbf{V})^H \hat{\mathbf{Q}}\mathbf{V}]^{-1} \quad (6-18)$$

onde $\hat{\mathbf{Q}} = \text{diag}(\hat{q}_m)$.

Ou o equalizador MMSE (*Minimum Mean Square Error*):

$$\mathbf{G}_{mmse} = [\hat{\mathbf{Q}}\mathbf{V}(\hat{\mathbf{Q}}\mathbf{V})^H + \sigma^2 \mathbf{I}_P]^{-1} \hat{\mathbf{Q}}\mathbf{V} \quad (6-19)$$

A partir de (6-18) e (6-19) observa-se que ambos os equalizadores requerem a estimativa da resposta em frequência do canal.

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

No caso de modulação BPSK, essa estimativa é dada por:

$$\hat{\mathbf{b}}_m(i) = \text{sgn}[\text{Re}(\mathbf{G}^H \mathbf{y}_m(i))] \quad (6-20)$$

onde o operador $\text{sgn}(\cdot)$ é aplicado a cada componente do vetor $\mathbf{G}^H \mathbf{y}_m(i)$ de dimensão $P \times 1$.

6.5

Resultados Numéricos - MC DS CDMA ZP - Enlace Reverso

Nesta seção estão apresentados os resultados de simulação obtidos para o sistema MC DS CDMA com intervalo de guarda do tipo ZP. Os resultados das simulações apresentados partem da equação (6-1) e consideram transmissões síncronas no enlace reverso do sistema com $M = 32$ subportadoras e o usuário de interesse transmitindo símbolos identicamente distribuídos oriundos de constelações BPSK.

O canal aleatório do usuário de interesse é modelado como um filtro FIR com $L = 6$ coeficientes $h_b = p_b \alpha_b$; $b = 1, 2, \dots, L$ onde as variáveis aleatórias α_b são sorteadas a partir de uma distribuição gaussiana complexa de média zero e $\mathbf{E}[|\alpha_b|^2] = 1$. Os valores de α_b são mantidos fixos durante cada simulação. Os pesos p_b satisfazem $\sum_{b=1}^L |p_b|^2 = 1$. Os valores usados são: $p_0 = 0.74$, $p_1 = -0.42$, $p_2 = 0.083$, $p_3 = 0.49$, $p_4 = -0.12$, $p_5 = 0.01$ [69], canal B randômico.

O intervalo de guarda é $G = 8$ para garantir a supressão da IBI na recepção. Em cada figura, os resultados ilustrados são a média de 250 simulações. Para cada simulação, cerca de $N_B = 2500$ blocos de símbolos foram considerados. A ambigüidade de fase inerente da estimação cega é eliminada nas simulações usando a fase do primeiro coeficiente h_1 como uma referência.

As simulações objetivam comparar o método de decomposição por valor singular, descrito em [59] e denotado por 'svd' nas legendas das figuras apresentadas com a abordagem de estimação 'alternativa' dada em (6-16) proposta; este método utiliza o produto de Hadamard e uma matriz de potência, sendo que as potências 'p=1', 'p=2' and 'p=3', representam os valores utilizados. O estimador obtido pelo método de SVD ('svd') recupera a resposta ao impulso do canal em um

procedimento de dois passos. O primeiro envolve a aplicação de uma decomposição por valor singular na matriz autocorrelação de dimensões $P \times P$, com o objetivo de obter a base do subespaço do ruído do sinal recebido e o segundo consiste em aplicar nova operação de SVD em uma matriz de menor dimensão $G \times G$ para obter a estimativa da resposta ao impulso do canal.

Nas Figuras 6.1 a 6.4 estão ilustradas as curvas de desempenho do erro médio quadrático da estimativa de canal *versus* o número de blocos de símbolos transmitidos N_B . Em cada figura utilizou-se, um valor para a Razão Sinal Ruído: 10 dB, 15 dB, 20 dB, 25 dB, respectivamente. O objetivo da série de figuras é ilustrar que conforme a Razão Sinal Ruído aumenta, com pequenos valores de potência é possível obter melhores aproximações do produto de matrizes $S_n S_n^H$ sendo esses valores mais convergentes com os valores obtidos pela operação de SVD tradicional. É possível, também, observar que entre dois valores constantes de potência p com o aumento do número de símbolos (blocos) transmitidos a convergência da estimativa obtida pela maior potência prevalece sobre a obtida pela menor potência.

Em ambientes com alta razão sinal ruído, mesmo com pequenos valores da potência p , o desempenho de Erro Médio Quadrático do estimador baseado no método das potências aproxima-se bastante da curva de desempenho do estimador 'svd' (padrão) e em tais ambientes a potência $p = 2$ é suficiente para a aproximação.

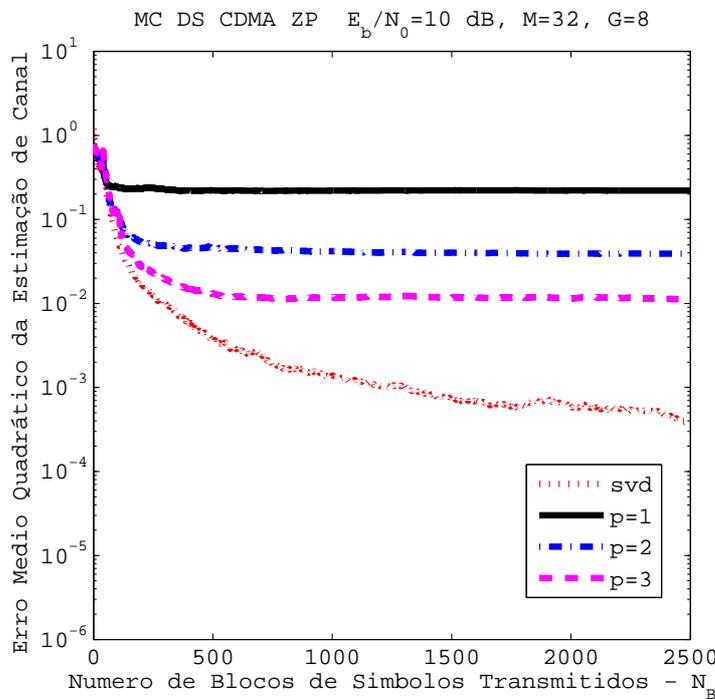


Figura 6.1: Desempenho de Erro Médio Quadrático *versus* Número de Blocos de Símbolos Transmitidos N_B - MC DS CDMA ZP - Canal B Randômico - Enlace Reverso - $E_b/N_0 = 10$ dB

Note que em ambientes de baixa Razão Sinal Ruído $E_b/N_0 = 10$ dB $E_b/N_0 = 15$ dB, Razão Sinal Ruído moderada $E_b/N_0 = 20$ dB e Razão Sinal Ruído alta $E_b/N_0 = 25$ dB a curva de desempenho do estimador obtido com aproximação em potência $p = 3$ consegue um desempenho cada vez mais próximo ao desempenho do estimador 'svd' padrão.

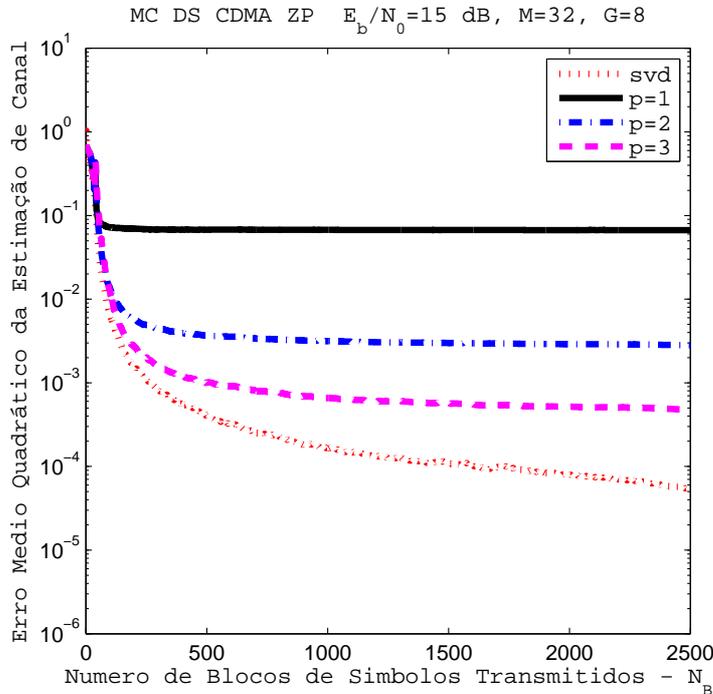


Figura 6.2: Desempenho de Erro Médio Quadrático *versus* Número de Blocos de Símbolos Transmitidos N_B - MC DS CDMA ZP - Canal B Randômico - Enlace Reverso - $E_b/N_0 = 15$ dB

Na maioria dos testes realizados para Razão Sinal Ruído moderada-alta, $E_b/N_0 > 20$ dB, os estimadores encontram desempenhos satisfatórios com $p = 2$. Mais ainda, em ambientes de alta Razão Sinal Ruído, o estimador proposto com $p = 1$ permite resultados aceitáveis.

Na Figura 6.5 estão ilustradas as curvas de desempenho da taxa de erro de bit *versus* razão sinal ruído e equalização ZF. Note que para a faixa de valores de E_b/N_0 considerados as curvas de desempenho do estimador com aproximação em $p = 2$ e $p = 3$ são, praticamente, iguais. Ademais, em ambientes com moderada razão sinal ruído, entre 15 a 20 dB, para aproximar o produto do subespaço do ruído por uma matriz de potência pequenos valores de p são suficientes ($p < 3$). O sistema usando o estimador obtido por aproximação em potência com $p = 2$ é suficiente para obter desempenho muito próximo ao do sistema usando o estimador 'svd' padrão. Mais ainda, para razão sinal ruído, da ordem de 18 dB, o estimador com aproximação por $p = 2$ encontra desempenho bastante próximo ao desempenho do estimador 'svd'

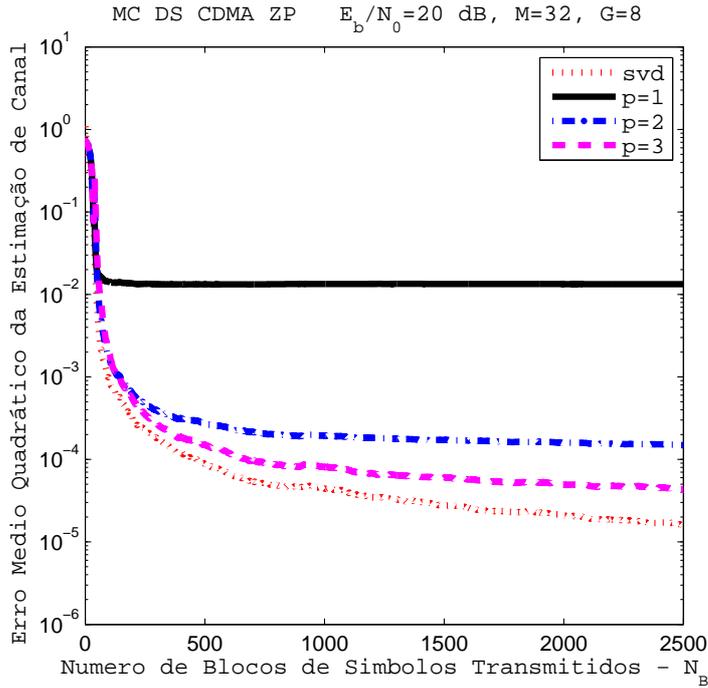


Figura 6.3: Desempenho de Erro Médio Quadrático *versus* Número de Blocos de Símbolos Transmitidos N_B - MC DS CDMA ZP - Canal B Randômico - Enlace Reverso - $E_b/N_0 = 20$ dB

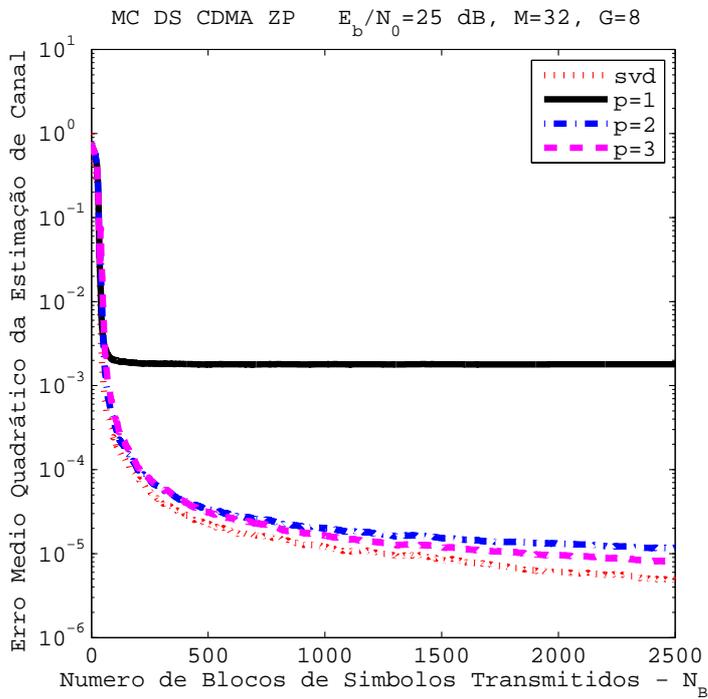


Figura 6.4: Desempenho de Erro Médio Quadrático *versus* Número de Blocos de Símbolos Transmitidos N_B - MC DS CDMA ZP - Canal B Randômico - Enlace Reverso - $E_b/N_0 = 25$ dB

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.

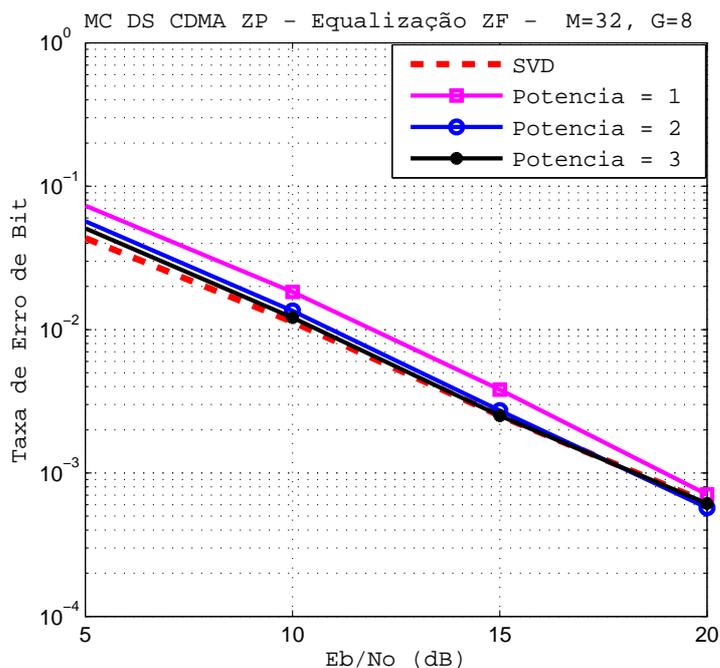


Figura 6.5: Desempenho de Taxa de Erro de Bit (BER) *versus* Razão Sinal Ruído E_b/N_0 (dB) - Equalização ZF - MC DS CDMA ZP - Canal B Randômico - Enlace Reverso

Utilizando equalização MMSE, na Figura 6.6 estão ilustradas as curvas de desempenho da taxa de erro de bit *versus* razão sinal ruído. Pode ser confirmado pela distribuição das curvas que é suficiente considerar a potência $p = 3$ para aproximar de maneira eficiente o produto do subespaço do ruído.

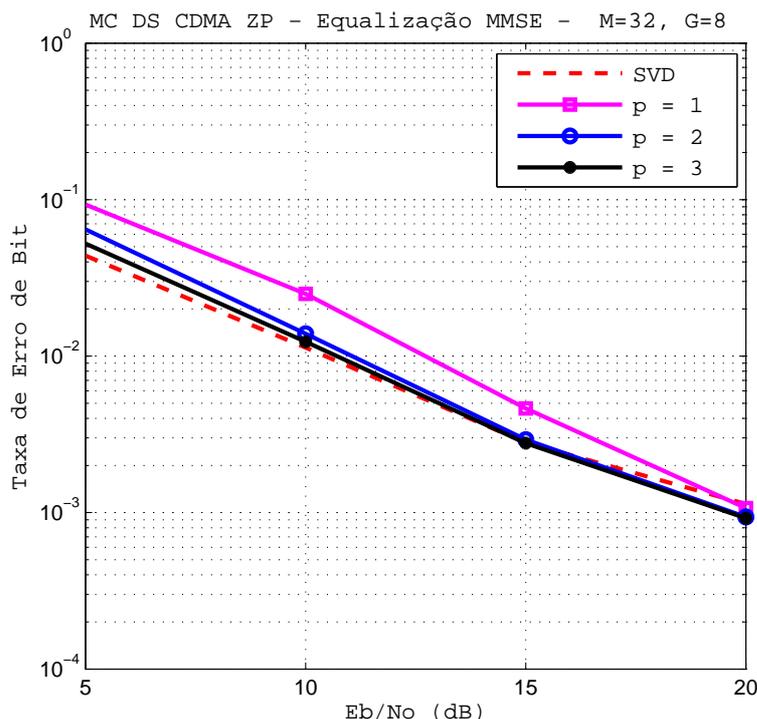


Figura 6.6: Desempenho de Taxa de Erro de Bit (BER) versus Razão Sinal Ruído E_b/N_0 (dB) - Equalização MMSE - MC DS CDMA ZP - Canal B Randômico - Enlace Reverso

6.6

Considerações Finais

Os resultados das simulações apresentados revelaram que o estimador cego de canal proposto permite atingir bom desempenho em canais seletivos em frequência. Esse estimador foi formulado com o intuito de amenizar a complexidade computacional da sua obtenção e melhorar a sua qualidade. Assim, usou-se o produto de Hadamard, técnicas de potência e a suposição de que as componentes do multi percurso do canal estão contidas dentro do intervalo de guarda, que é suficiente para acomodá-las.

Os desempenhos do erro médio quadrático e da taxa de erro de bit permitiram concluir que, para valores moderados da razão sinal ruído, o estimador cego de canal proposto, usando pequenos valores de potências ($p \leq 3$), consegue atingir desempenhos similares ao dos estimadores cegos de canal formulados nos métodos de identificação de subespaço. Contudo, a complexidade computacional do estimador cego proposto para o sistema MC DS CDMA ZP é mais amena.