

## 7

### MC DS CDMA ZP - Estimação Cega de Canal Baseada em Casamento de Correlação

Neste capítulo é apresentada a estimação cega de canal, no enlace reverso do sistema MC DS CDMA ZP, utilizando o método de casamento da correlação dos dados recebidos. Nesta técnica, as estimativas da informação do estado do canal são obtidas por minimização de uma função custo, definida como o quadrado da norma de Frobenius da matriz de 'erro' resultante da comparação entre a matriz de autocorrelação do sinal recebido com a sua estimativa. A metodologia proposta permitiu obter estimativas de canal com convergência assintótica ótima quando comparadas com outras estimativas cegas de canal obtidas por tradicionais métodos de identificação de subespaço [88]. Na seção final do capítulo são apresentadas as curvas de desempenho de erro médio quadrático e da taxa de erro de bits que permitem observar os bons resultados do método proposto.

#### 7.1

##### A Técnica de Casamento de Correlação de Dados

Neste estudo, são consideradas transmissões síncronas no enlace reverso do sistema em uma célula com  $K$  usuários ativos. As sequências de espalhamento designadas aos usuários são ortogonais e binárias de comprimento  $N$  e os símbolos de dados são oriundos de uma constelação bi-dimensional (2-D) complexa. O comprimento dos canais, de cada um dos usuários, é assumido igual dado por  $L$ . Ademais, assume-se que o intervalo de guarda  $G$  é no mínimo igual a  $L$ , assim  $G \geq L$ .

Estratégias de casamento de padrões estão descritas na literatura num contexto geral [65] e foram aplicadas, com sucesso, em diversos tipos de problemas: identificação cega [38, 76], detecção e estimação, equalização [39, 74]. Especificamente partindo dos trabalhos de Zu para CDMA [91, 92] e de Backx para OFDM [2] o método de estimação cega por casamento de correlação de dados é estendido para o sistema MC DS CDMA ZP. Basicamente, a técnica consiste em casar a matriz autocorrelação do sinal de dados recebido, parametrizada pelo vetor dos coeficientes do canal multipercorso, não conhecido *a priori*, com a sua estimativa obtida por amostragem média.

No método proposto, o processamento do sinal recebido é realizado antes da aplicação da transformada direta de Fourier  $\mathbf{F}_{P,P}$  de  $P$  pontos, no receptor. O intervalo de guarda não é descartado e considerando os  $K$  usuários ativos do sistema, o agregado dos sinais recebidos, correspondente à transmissão do  $j$ -ésimo *chip* do  $i$ -ésimo bloco de símbolos pode ser escrito como:

$$\mathbf{z}(i; j) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{M,M}^H \mathbf{b}_k(i) c_{k,j} + \mathbf{n}(i; j) \quad (7-1)$$

onde  $\mathbf{H}_k$  é uma matriz Toeplitz triangular inferior, de dimensões  $P \times M$ , na qual a primeira na qual a primeira coluna é a resposta ao impulso do equivalente discreto  $\mathbf{h}$  do canal estendida com zeros.:

$$\mathbf{h}_{k_{est}} = [h_{k_0} \dots h_{k_{L-1}} 0 \dots 0]^T \quad (7-2)$$

Após coletar  $N$  blocos de *chips* associados ao  $i$ -ésimo bloco de símbolos, é possível formar a matriz  $\mathbf{Z}(i) = [\mathbf{z}(i; 0) \dots \mathbf{z}(i; N-1)]$  de dimensões  $P \times N$ :

$$\mathbf{Z}(i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{M,M}^H \mathbf{b}_k(i) \mathbf{c}_k^T + \mathbf{N}(i) \quad (7-3)$$

Após o processamento de (7-3) por um banco de filtros casados às seqüências de espalhamento dos usuários ativos no sistema; o vetor do sinal desespalhado do  $m$ -ésimo usuário de interesse é dado por:

$$\mathbf{u}_m(i) = \mathbf{Z}(i) \mathbf{c}_m^* = \mathbf{H}_m \mathbf{F}_{M,M}^H \mathbf{b}_m(i) + \mathbf{n}_f(i), \quad (7-4)$$

onde  $\mathbf{c}_m^*$  é o conjugado do código designado ao usuário de interesse;  $\mathbf{n}_f(i) = \mathbf{N}(i) \mathbf{c}_m^*$  é um vetor de ruído gaussiano complexo com matriz covariância  $\mathbf{E}[\mathbf{n}(i; j) \mathbf{n}^H(i; j)] = \sigma^2 \mathbf{I}_P$ . Analisando (7-4) pode ser observado que a ortogonalidade dos códigos é preservada, mesmo após a propagação através do canal multipercurso.

A matriz autocorrelação  $\mathbf{R}_{\mathbf{u}_m}$ , de dimensões  $P \times P$ , do vetor  $\mathbf{u}_m(i)$  é definida por:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{u}_m} &= \mathbf{E}[\mathbf{u}_m(i) \mathbf{u}_m^H(i)] \\ &= \sigma_s^2 \mathbf{H}_m \mathbf{H}_m^H + \sigma^2 \mathbf{I}_P \end{aligned} \quad (7-5)$$

Essa matriz é parametrizada por  $\sigma_s^2$  (potência do sinal),  $\sigma^2$  (potência do ruído) e  $\mathbf{h}_m$ . Uma vez que são considerados símbolos estatisticamente independentes com energia unitária,  $\sigma_s^2 = 1$ . Assim, a matriz  $\mathbf{R}_{\mathbf{u}_m}(\mathbf{h}_m, \sigma^2)$  é função de  $L + 1$  parametros, os  $L$  coeficientes do canal e  $\sigma^2$ . As colunas da matriz Toeplitz  $\mathbf{H}_m$  podem ser expressas como o produto entre  $M$  matrizes esparsas  $\mathbf{S}_t$  ( $t = 1, \dots, M$ ),

de dimensões  $P \times L$ , e o vetor  $\mathbf{h}$  dos coeficientes do canal, de dimensão  $L \times 1$ :

$$\mathbf{H}_m = [\mathbf{S}_1 \mathbf{h}_m : \mathbf{S}_2 \mathbf{h}_m : \dots : \mathbf{S}_M \mathbf{h}_m] \quad (7-6)$$

onde a matriz

$$\mathbf{S}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_L \\ \mathbf{0}_{P-L} \end{bmatrix}$$

é formada pela matriz identidade  $\mathbf{I}$  de dimensões  $L \times L$  e por uma matriz  $\mathbf{0}_{P-L}$  com  $P - L$  linhas de zeros. As demais matrizes  $\mathbf{S}_t$  são formadas deslocando-se a matriz identidade de uma linha abaixo:

$$\mathbf{S}_t = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{i-1} \\ \mathbf{I}_L \\ \mathbf{0}_{P-L-i} \end{bmatrix}$$

Substituindo (7-6) na expressão (7-5) tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{u}_m} &= \sigma_s^2 \sum_{t=1}^M \mathbf{S}_t \mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H \mathbf{S}_t^T + \sigma^2 \mathbf{I}_P \\ &= \sum_{t=1}^M \mathbf{S}_t \mathbf{A} \mathbf{S}_t^T + \sigma^2 \mathbf{I}_P \end{aligned} \quad (7-7)$$

onde a matriz  $\mathbf{A} = \sigma_s^2 \mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H$ , de dimensões  $L \times L$ , é uma matriz de posto unitário.

Neste estudo, a estimativa da matriz autocorrelação, no  $i$ -ésimo intervalo de transmissão, é obtida como uma média temporal dada por:

$$\widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{u}_m}(i) = \frac{1}{i} \sum_{j=1}^i \mathbf{u}_m(j) \mathbf{u}_m^H(j) \quad (7-8)$$

Definindo a matriz Erro  $\mathbb{E}(i)$ , de dimensões  $P \times P$ , como o erro resultante da comparação da matriz autocorrelação (7-7) com a sua estimativa (7-8):

$$\mathbb{E}(i) = \mathbf{R}_{\mathbf{u}_m} - \widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{u}_m}(i) \quad (7-9)$$

A função custo para o  $i$ -ésimo símbolo transmitido, que se objetiva minimizar é definida como o quadrado da norma de Frobenius da matriz erro, assim:

$$\mathbf{J}(i) = \|\mathbb{E}(i)\|_F^2 = \text{vec}^H(\mathbb{E}(i)) \text{vec}(\mathbb{E}(i)) \quad (7-10)$$

Aplicando o operador  $\text{vec}(\cdot)$  [49] na matriz erro (7-9), tem-se:

$$\begin{aligned} \text{vec}(\mathbf{E}(i)) &= \text{vec}(\mathbf{R}_{\mathbf{u}_m}) - \text{vec}(\widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{u}_m}(i)) \\ &= \sum_{t=1}^M \text{vec}(\mathbf{S}_t \mathbf{A} \mathbf{S}_t^T) + \sigma^2 \text{vec}(\mathbf{I}_P) - \text{vec}(\widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{u}_m}(i)) \end{aligned} \quad (7-11)$$

Usando as propriedades do operador  $\text{vec}$  e do operador  $\text{traço}$  descritas em [49]:

$$\text{tr}[\mathbf{X}\mathbf{Y}^T] = \text{vec}^T(\mathbf{Y})\text{vec}(\mathbf{X}) \quad (7-12)$$

$$\text{vec}(\mathbf{X}\mathbf{Y}\mathbf{Z}) = (\mathbf{Z}^T \otimes \mathbf{X})\text{vec}(\mathbf{Y}) \quad (7-13)$$

onde  $\otimes$  representa o produto de Kronecker, podemos reescrever a expressão (7-11). Substituindo, tem-se:

$$\text{vec}(\mathbf{E}(i)) = \sum_{t=1}^M (\mathbf{S}_t \otimes \mathbf{S}_t)\text{vec}(\mathbf{A}) + \sigma^2 \text{vec}(\mathbf{I}_P) - \text{vec}(\widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{u}_m}(i)) \quad (7-14)$$

A expressão (7-14) pode ser simplificada usando as seguintes igualdades:

$$\mathbf{D} = \sum_{t=1}^M (\mathbf{S}_t \otimes \mathbf{S}_t) \quad (7-15)$$

é uma matriz contendo os dados transmitidos, com dimensões  $P^2 \times L^2$ ;

$$\mathbf{w} = \text{vec}(\mathbf{A}) = \text{vec}(\mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H) \quad (7-16)$$

$$\mathbf{j} = \text{vec}(\mathbf{I}_P) \quad (7-17)$$

$$\mathbf{q}(i) = \text{vec}(\widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{u}_m}(i)) \quad (7-18)$$

A função custo (7-19) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(i) &= \|\mathbf{E}(i)\|_F^2 = \|\mathbf{D}\mathbf{w} + \sigma^2 \mathbf{j} - \mathbf{q}(i)\|_F^2 \\ &= [\mathbf{D}\mathbf{w} + \sigma^2 \mathbf{j} - \mathbf{q}(i)]^H [\mathbf{D}\mathbf{w} + \sigma^2 \mathbf{j} - \mathbf{q}(i)] \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{D}^H \mathbf{D} \mathbf{w} + \mathbf{j}^H \sigma^2 \mathbf{D} \mathbf{w} + \mathbf{j}^H \sigma_n^4 \mathbf{j} \\ &+ \mathbf{w}^H \mathbf{D}^H \mathbf{j} \sigma^2 + \mathbf{q}^H(i) \mathbf{q}(i) - \mathbf{q}^H(i) \mathbf{D} \mathbf{w} \\ &- \mathbf{q}^H(i) \mathbf{j} \sigma^2 - \mathbf{w}^H \mathbf{D}^H \mathbf{q}(i) - \mathbf{j} \sigma^2 \mathbf{q}(i) \end{aligned} \quad (7-19)$$

A função custo  $\mathbf{J}(i)$  é real e quadrática com variáveis complexas ( $\mathbf{w}, \sigma^2$ ). Assim, um único mínimo  $\mathbf{w} = \text{vec}(\mathbf{A}) = \text{vec}(\mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H)$  de  $\mathbf{J}(i)$  pode ser obtido. Esse valor é uma estimativa do vetor  $\mathbf{w}$ , que permite determinar o vetor  $\mathbf{h}_m$  da estimativa

do canal procurado. Para isso, calcula-se a derivada conjugada em relação ao vetor  $\mathbf{w}$  e em relação à potencia do ruído  $\sigma^2$ , e iguala-se os valores à zero.

$$\frac{\partial \mathbf{J}(i)}{\partial \mathbf{w}^*} = \mathbf{D}^H \mathbf{D} \mathbf{w} + \sigma^2 \mathbf{D}^H \mathbf{j} - \mathbf{D}^H \mathbf{q}(i) \quad (7-20)$$

$$\frac{\partial \mathbf{J}(i)}{\partial (\sigma^2)^*} = \mathbf{j}^H \mathbf{D} \mathbf{w} + \sigma^2 \mathbf{j}^H \mathbf{j} - \mathbf{j}^H \mathbf{q}(i) \quad (7-21)$$

Resolvendo  $\frac{\partial \mathbf{J}(i)}{\partial (\sigma^2)^*} = 0$  obtém-se:

$$\sigma^2 = \frac{1}{P} [\mathbf{j}^H \mathbf{q}(i) - \mathbf{j}^H \mathbf{D} \mathbf{w}] \quad (7-22)$$

Substituindo o valor de  $\sigma^2$  dado em (7-22) em  $\frac{\partial \mathbf{J}(i)}{\partial \mathbf{w}^*} = \mathbf{0}$ .

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{J}(i)}{\partial \mathbf{w}^*} &= \mathbf{D}^H \mathbf{D} \mathbf{w} + \mathbf{D}^H \mathbf{j} \sigma^2 - \mathbf{D}^H \mathbf{q}(i) \\ &= \mathbf{D}^H \mathbf{D} \mathbf{w} + \mathbf{D}^H \mathbf{j} \frac{1}{P} [\mathbf{j}^H \mathbf{q}(i) - \mathbf{j}^H \mathbf{D} \mathbf{w}] - \mathbf{D}^H \mathbf{q}(i) \\ &= \mathbf{D}^H \mathbf{D} \mathbf{w} + \frac{1}{P} \mathbf{D}^H \mathbf{j} \mathbf{j}^H \mathbf{q}(i) - \frac{1}{P} \mathbf{D}^H \mathbf{j} \mathbf{j}^H \mathbf{D} \mathbf{w} - \mathbf{D}^H \mathbf{q}(i) = \mathbf{0} \end{aligned} \quad (7-23)$$

cuja solução fornece uma estimativa do vetor  $\mathbf{w}$  dada por:

$$\hat{\mathbf{w}}(i) = [\mathbf{D}^H (\mathbf{I}_P - \frac{1}{P} \mathbf{j} \mathbf{j}^H) \mathbf{D}]^{-1} \mathbf{D}^H (\mathbf{I}_P - \frac{1}{P} \mathbf{j} \mathbf{j}^H) \mathbf{q}(i) \quad (7-24)$$

uma vez obtida uma estimativa do vetor  $\mathbf{w}$  e lembrando que  $\mathbf{w} = \text{vec}(\mathbf{A}) = \text{vec}(\mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H)$  a aplicação da operação inversa resulta em  $\mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H = \mathbf{A} = \text{unvec}(\mathbf{w})$ . Através de uma decomposição por valor singular (*EigenValue Decomposition - EVD*), nessa matriz de dimensões  $L \times L$ , é possível obter uma estimativa  $\hat{\mathbf{h}}_m$  como sendo o vetor singular associado ao máximo valor singular da matriz  $\hat{\mathbf{A}}(i) = \text{unvec}(\hat{\mathbf{w}}(i))$  (o valor é único pois a matriz tem posto unitário). Essa operação de EVD é aplicada em uma matriz de dimensões  $L \times L$ . O vetor singular  $\hat{\mathbf{h}}_m$  obtido é uma estimativa do vetor  $\mathbf{h}_m$  e apresenta uma ambigüidade escalar complexa. Contudo, quando o número de símbolos aumenta  $i \rightarrow \infty$ ,  $\hat{\mathbf{R}}u_m(i) \rightarrow \mathbf{R}_{u_m}$  então  $\hat{\mathbf{w}}(i) \rightarrow \mathbf{w}$ , assim  $\hat{\mathbf{A}}(i) \rightarrow \mathbf{A}$ . Dessa forma,  $\hat{\mathbf{h}}(i) \rightarrow \mathbf{h}$  de onde se conclui que o estimador é consistente [2].

A análise da complexidade computacional do método proposto parte da matriz  $\mathbf{B}$  em (7-24), que depende somente das quantidades  $M$ ,  $G$  e  $L$ . Uma vez que  $L$  não é sempre conhecido *priori*, pode ser feita a suposição conservativa de  $L = G$ . Com essa suposição, a matriz  $\mathbf{B}$  pode ser precomputada.

Aplicando a computação por força bruta no vetor  $\mathbf{w}(i)$  em (7-24) observa-se que são necessárias  $P^2 G^2$  multiplicações complexas para obtê-lo. Todavia, devido à extrema esparsividade das matrizes  $\mathbf{S}_t$  e, portanto, nas matrizes  $\mathbf{D}$  e  $\mathbf{B}$ ; o vetor  $\mathbf{w}(i)$  pode ser obtido com complexidade  $O(PG^2)$ .

Aplicando-se uma EVD na matriz  $\mathbf{A}$  para obtenção do vetor  $\mathbf{h}$ , a complexidade é de  $O(G^3)$ . Desde que em geral  $P \gg G$ , a complexidade total do método proposto é  $O(PG^2)$ . Em contrapartida, um tradicional método de identificação de subespaço [59] fornece a resposta ao impulso do canal através de um procedimento de dois passos. No primeiro, aplica-se uma operação de decomposição em valor singular de grande magnitude  $O(P^3)$  na matriz autocorrelação de dimensões  $P \times P$ , com o objetivo de obter a base do subespaço do ruído do sinal recebido. O segundo, consiste em aplicar uma segunda operação de decomposição por valor singular em uma matriz de menores dimensões ( $G \times G$ ) para obter a estimativa da resposta ao impulso do canal. Devido a operação requerida no primeiro passo, a complexidade computacional do método tradicional é  $O(P^3)$ . Assim, comparando as complexidade do método proposto  $O(PG^2)$  com a do método tradicional  $O(P^3)$ , comprova-se que o método proposto permite a redução da complexidade computacional de ordem cúbica para ordem quadrática.

## 7.2 Equalização e Detecção

No receptor é aplicada a operação da Transformada Direta de Fourier DFT de  $P$ -pontos. O vetor  $P \times 1$  do sinal recebido do  $m$ -ésimo usuário é:

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{F}_{P,P} \mathbf{u}_m = \mathbf{Q} \mathbf{V} \mathbf{b}_m(i) + \mathbf{n}(i) \quad (7-25)$$

onde  $\mathbf{Q} = \text{diag}(\mathbf{q}_m)$  com  $\mathbf{q}_m = \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,P} \mathbf{h}_{m_{est}}$  e  $\mathbf{V} = \mathbf{F}_{P,M} \mathbf{F}_{M,M}^H$  é uma matriz  $P \times M$  [59]. A Matriz  $\mathbf{F}_{P,M}$  de dimensões  $P \times M$  contém as primeiras  $M$  colunas da matriz DFT de  $P$ -pontos.

Como já foi mencionado anteriormente, no sistema MC DS CDMA a equalização é realizada no domínio da frequência e, podem ser aplicados o equalizador ZF (*zero-forcing*) dado por:

$$\mathbf{G}_{zf} = (\hat{\mathbf{Q}} \mathbf{V}) ((\hat{\mathbf{Q}} \mathbf{V})^H (\hat{\mathbf{Q}} \mathbf{V}))^{-1} \quad (7-26)$$

ou o MMSE (*Minimum Mean Square Error*) pode ser usado:

$$\mathbf{G}_{mmse} = ((\hat{\mathbf{Q}} \mathbf{V}) (\hat{\mathbf{Q}} \mathbf{V})^H + \sigma^2 \mathbf{I}_P)^{-1} (\hat{\mathbf{Q}} \mathbf{V}) \quad (7-27)$$

Após a equalização, uma estimativa do bloco de símbolos  $\mathbf{b}_m(i)$  transmitido pelo  $m$ -ésimo usuário pode ser obtido. No caso de modulação BPSK, o operador  $\text{sgn}[\cdot]$  é aplicado a cada componente do vetor  $\mathbf{G}^H \mathbf{y}_m(i)$  de dimensão  $P \times 1$ :

$$\hat{\mathbf{b}}_m(i) = \text{sgn}[\text{Re}(\mathbf{G}^H \mathbf{y}_m(i))] \quad (7-28)$$

### 7.3

#### Resultados Numéricos - MC DS CDMA ZP - Enlace Reverso

Os procedimentos da simulação partem da equação (7-4) e os resultados obtidos consideraram um sistema síncrono MC DS CDMA ZP onde os símbolos transmitidos são modelados em constelações BPSK. As sequências de espalhamento atribuídas aos usuários possuem comprimento  $N$ , igual ao número de subportadoras do sistema,  $N = M = 32$  e  $K = 16$  usuários estão ativos no sistema.

O canal de comunicações aleatório, associado ao usuário de interesse, é modelado como um filtro FIR com  $L$  coeficientes dados por  $h_b = p_b \alpha_b$ ;  $b = 0, 2, \dots, L - 1$  onde  $\alpha_b$  são variáveis aleatórias gaussianas complexas descorrelatadas com média zero e  $\mathbf{E}[|\alpha_b|^2] = 1$ . Os valores de  $\alpha_b$  são sorteados no início de cada rodada (*trial*) e mantidos fixos durante a simulação. Os pesos  $p_b$  satisfazem  $\sum_{b=1}^L |p_b|^2 = 1$ . Os  $L = 6$  valores considerados correspondem aos coeficientes do canal B:  $p_0 = 0.74$ ,  $p_1 = -0.42$ ,  $p_2 = 0.083$ ,  $p_3 = 0.49$ ,  $p_4 = -0.12$ ,  $p_5 = 0.01$  [69], canal B randômico. Uma vez que o intervalo de guarda é maior que o comprimento do canal  $G = 8$  garante-se a ausência de interferência entre símbolos na recepção.

Os resultados ilustrados são a média de 100 simulações. Em cada simulação, cerca de  $N_B = 2500$  blocos de símbolos foram considerados. A ambiguidade de fase inerente da estimação cega é eliminada usando a fase do primeiro coeficiente do canal  $h_0$  como uma referência. Dois tipos de equalizadores, ZF e MMSE, foram considerados. Nas simulações, foram comparados o método de casamento de correlação proposto, denotado na legenda por ('correlação') e um método descrito na literatura de identificação de subespaço proposto em [59], representado na legenda por ('subespaço').

As Figuras 7.1 a 7.4 ilustram o desempenho do erro médio quadrático de ambos os estimadores *versus* o número de blocos de símbolos transmitidos, para valores da razão sinal ruído de  $E_b/N_0 = 5dB$  a  $E_b/N_0 = 20dB$ , respectivamente, para cada figura. Pode ser observada a eficiência do estimador proposto 'correlação' conforme aumentou-se o ruído. Ademais, observa-se que os estimadores propostos ('correlação') exibem melhores propriedades de convergência. O erro médio quadrático converge para cerca de  $10^{-3}$  após 1000 blocos de símbolos transmitidos. Para as faixas de baixa razão sinal ruído, o desempenho do erro médio quadrático atingido pelo estimador proposto ('correlação') é superior ao desempenho exibido quando se utiliza o estimador baseado em identificação de subespaço ('subespaço'). Nota-se que, com o aumento da razão sinal ruído, o desempenho MSE obtido com o uso do estimador baseado em subespaço é evidente. Contudo, esse aumento é conseguido às custas de uma dispendiosa complexidade computacional.

Os próximos testes objetivaram investigar se o bom desempenho observado,

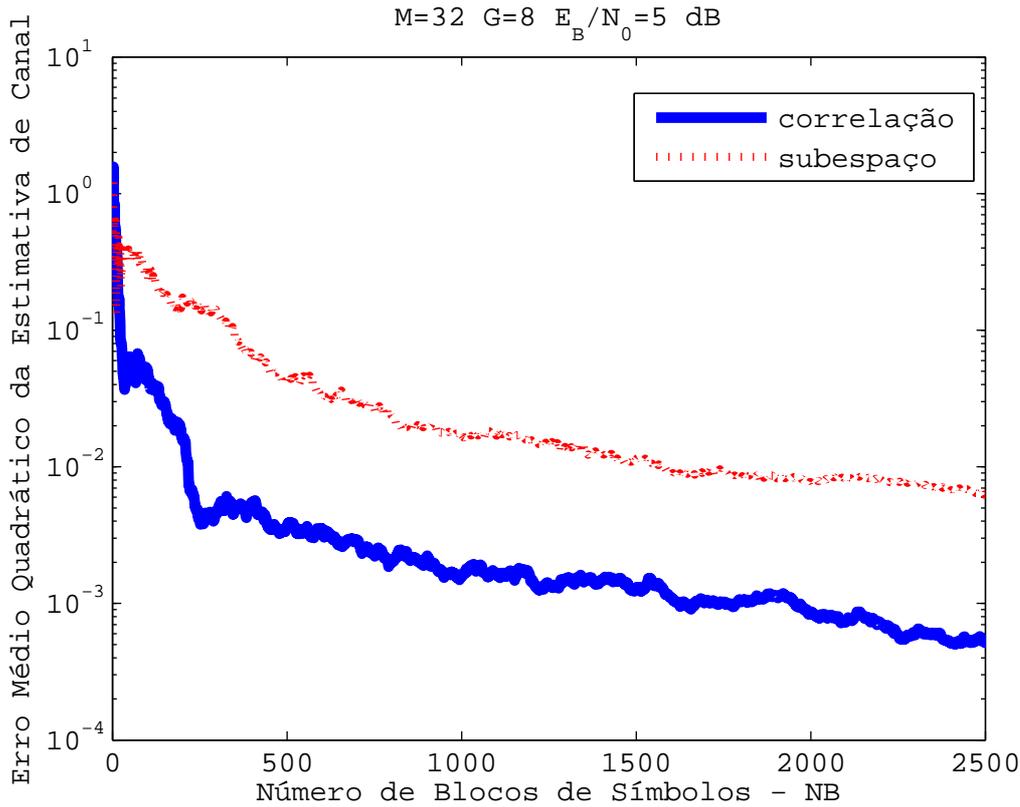


Figura 7.1: Desempenho MSE *versus* Número de Blocos de Símbolos  $N_B$  - MC DS CDMA ZP - Enlace Reverso -  $E_b/N_0 = 5$  dB

em termos do erro médio quadrático, proporciona melhoria no desempenho da taxa de erro de bits (BER).

A figura 7.5 apresenta o desempenho do sistema em termos da BER *versus*  $E_b/N_0$ , com receptores utilizando equalização ZF ou MMSE, respectivamente. Os resultados obtidos mostram que ambos os equalizadores usando o estimador proposto exibem desempenho comparável ao dos equalizadores utilizando os estimadores baseados em identificação de subespaço em toda a faixa de valores da razão sinal ruído considerada. É possível notar que quando  $E_b/N_0 > -5$  dB, o desempenho do sistema usando os dois estimadores melhora com o aumento da razão sinal ruído. Em  $E_b/N_0 = 5$  dB, os valores da BERs são menores que  $10^{-1}$  e em toda a faixa da razão sinal ruído considerada o desempenho dos estimadores propostos exibe valores ligeiramente superiores que os obtidos pelo método de identificação de subespaço.

As Figuras 7.6 e 7.7 apresentam os desempenhos da BER *versus* Número de Blocos de Símbolos  $N_B$  transmitidos para uma razão sinal ruído de  $E_b/N_0 = 10$  dB e  $E_b/N_0 = 20$  dB, respectivamente. Em ambientes de baixa razão sinal ruído (Figura 7.6) observa-se que os desempenhos de ambos os equalizadores é similar quando se usa os estimadores de subespaço e de correlação, respectivamente. Quando se aumenta a razão sinal ruído nota-se na Figura 7.7 que o desempenho

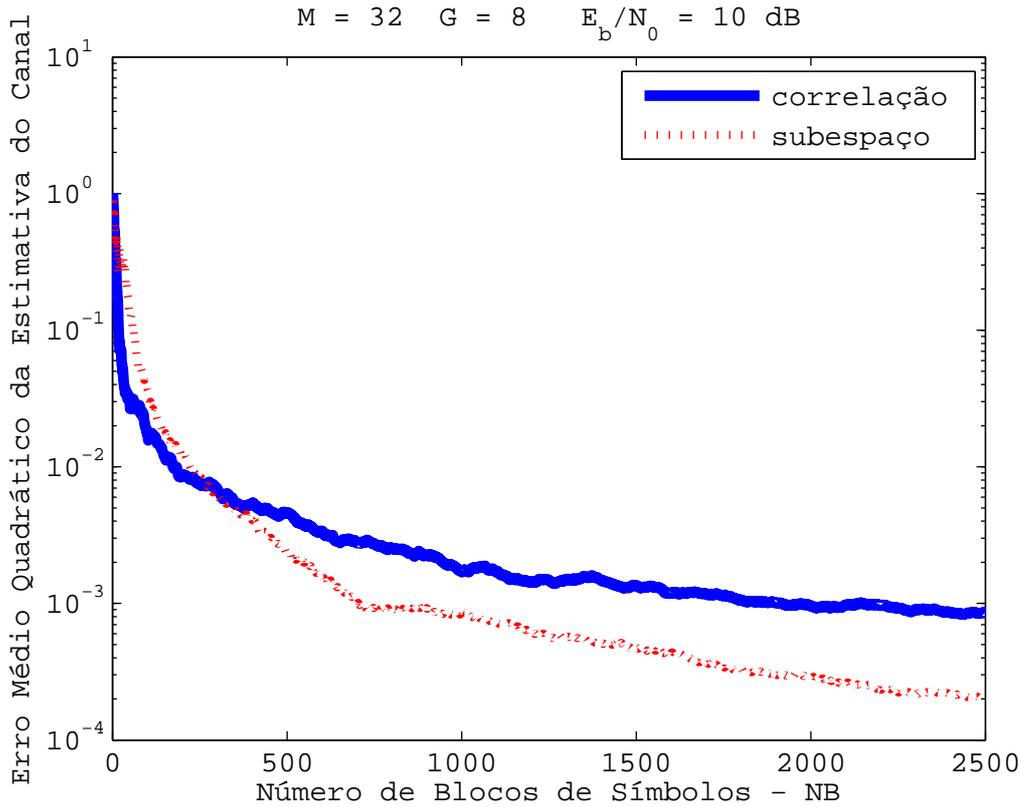


Figura 7.2: Desempenho MSE *versus* Número de Blocos de Símbolos  $N_B$  - MC DS CDMA ZP - Enlace Reverso -  $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$

da BER usando o estimador de correlação é superior ao observado quando se usa o estimador baseado em identificação de subespaço. Ainda mais, é possível notar a convergência da BER para o nível de  $10^{-3}$  após 1500 blocos de símbolos transmitidos, utilizando o estimador de correlação proposto.

## 7.4

### Considerações Finais

Os resultados das simulações obtidos e a análise de desempenho demonstraram a aplicabilidade das técnicas de casamento de correlação na obtenção de estimativas de canal no sistema MC DS CDMA. No cenário consideraram-se as transmissões síncronas no enlace reverso do sistema incorporando intervalo de guarda ZP e canais de propagação seletivos em frequência. Desempenho do erro médio quadrático foi analisado e os resultados observados revelaram que para moderada razão sinal ruído o estimador de canal proposto apresenta desempenho MSE similar ao do estimador de canal baseado no método de identificação de subespaço, porém, com uma complexidade computacional mais amena. As simulações da taxa de erro de bit (BER), também, mostraram que ambos os equalizadores considerados ZF e MMSE apresentam desempenhos bastante próximos em ambientes de baixa, moderada e alta razão sinal ruído.

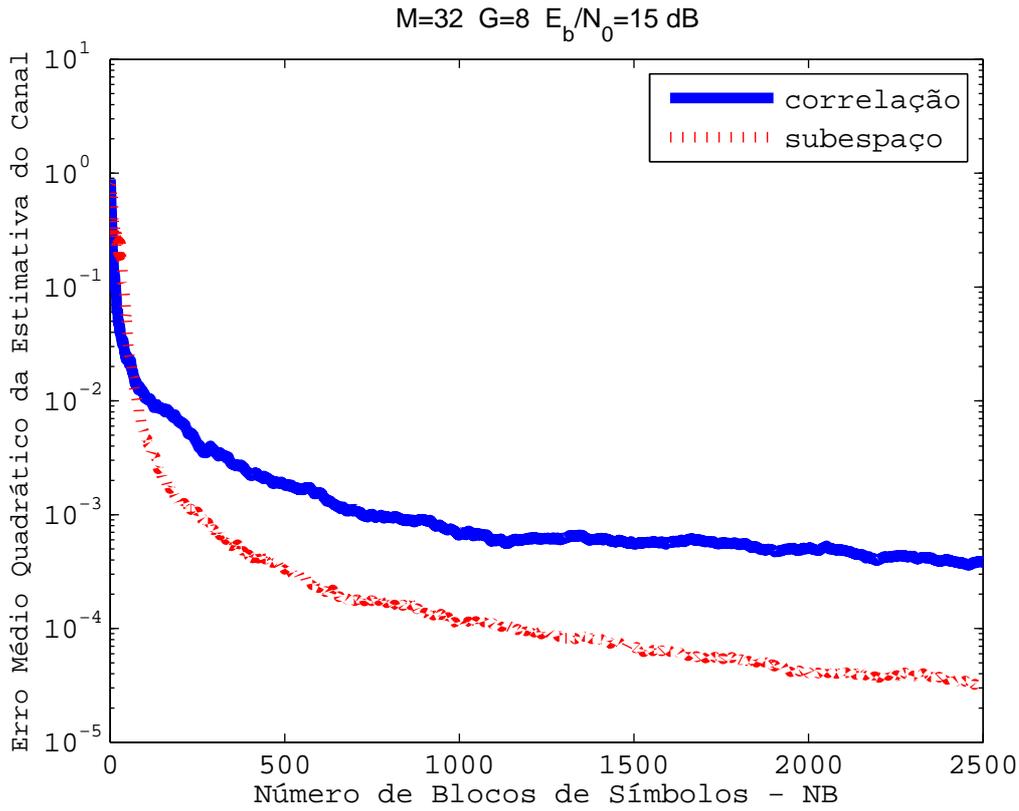


Figura 7.3: Desempenho MSE *versus* Número de Blocos de Símbolos  $N_B$  - MC DS CDMA ZP - Enlace Reverso -  $E_b/N_0 = 15$  dB

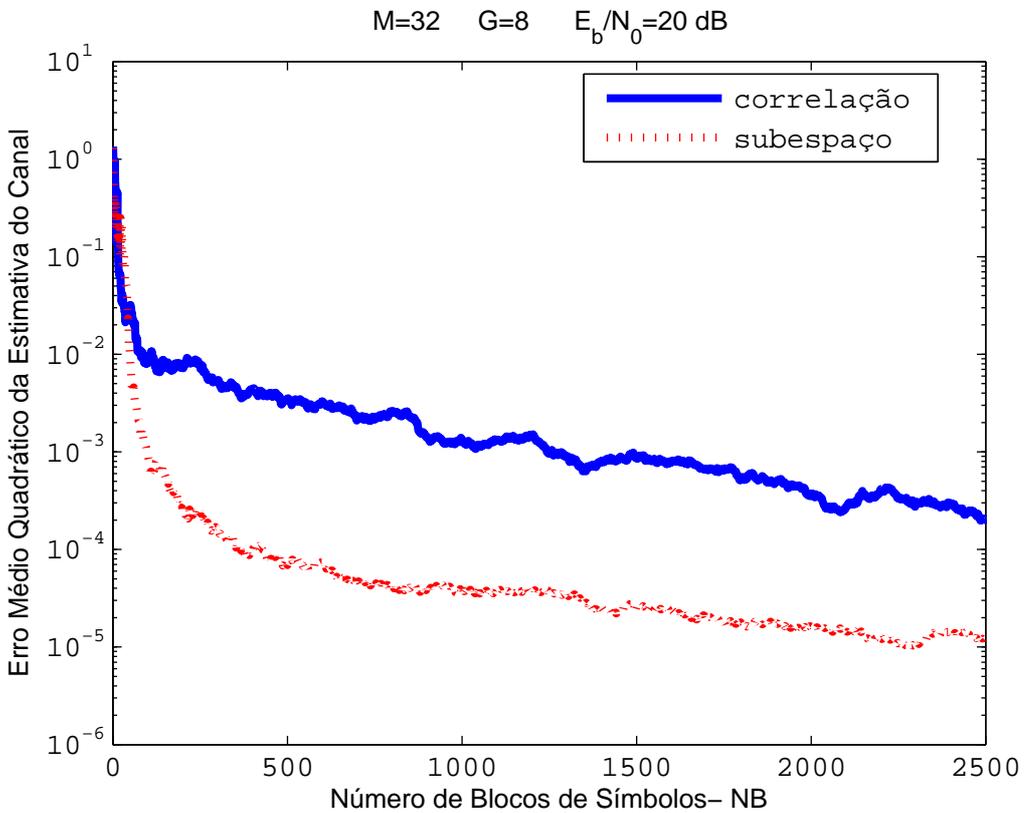


Figura 7.4: Desempenho MSE *versus* Número de Blocos de Símbolos  $N_B$  - MC DS CDMA ZP - Enlace Reverso -  $E_b/N_0 = 20$  dB

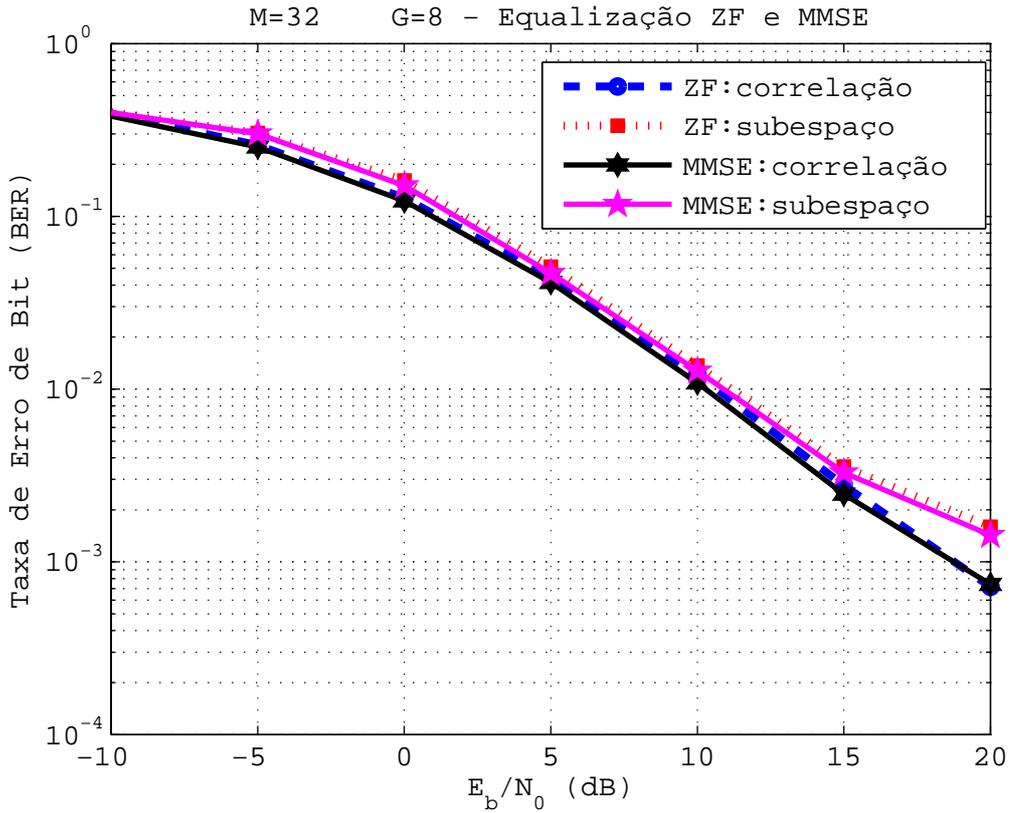


Figura 7.5: Desempenho BER da Taxa de Erro de Bits (BER) versus  $E_b/N_0$  (dB) - MC DS CDMA ZP - Enlace Reverso

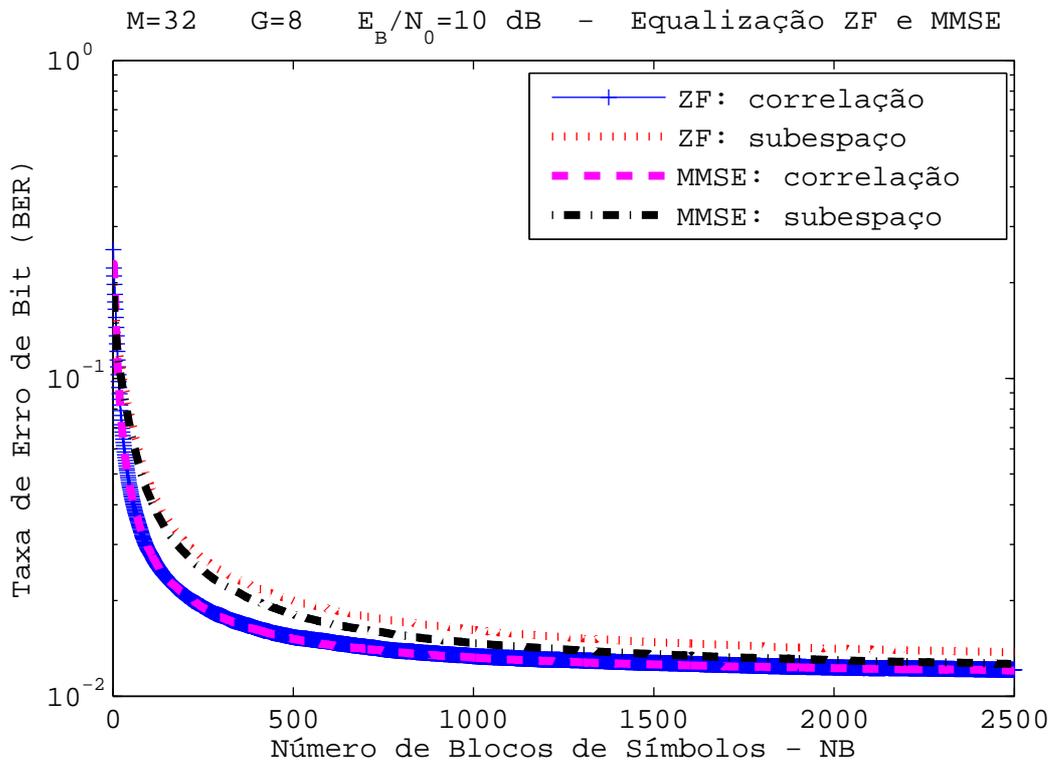


Figura 7.6: Desempenho da Taxa de Erro de Bit (BER) versus Número de Blocos de Símbolos  $N_B$  - MC DS CDMA ZP - Enlace Reverso

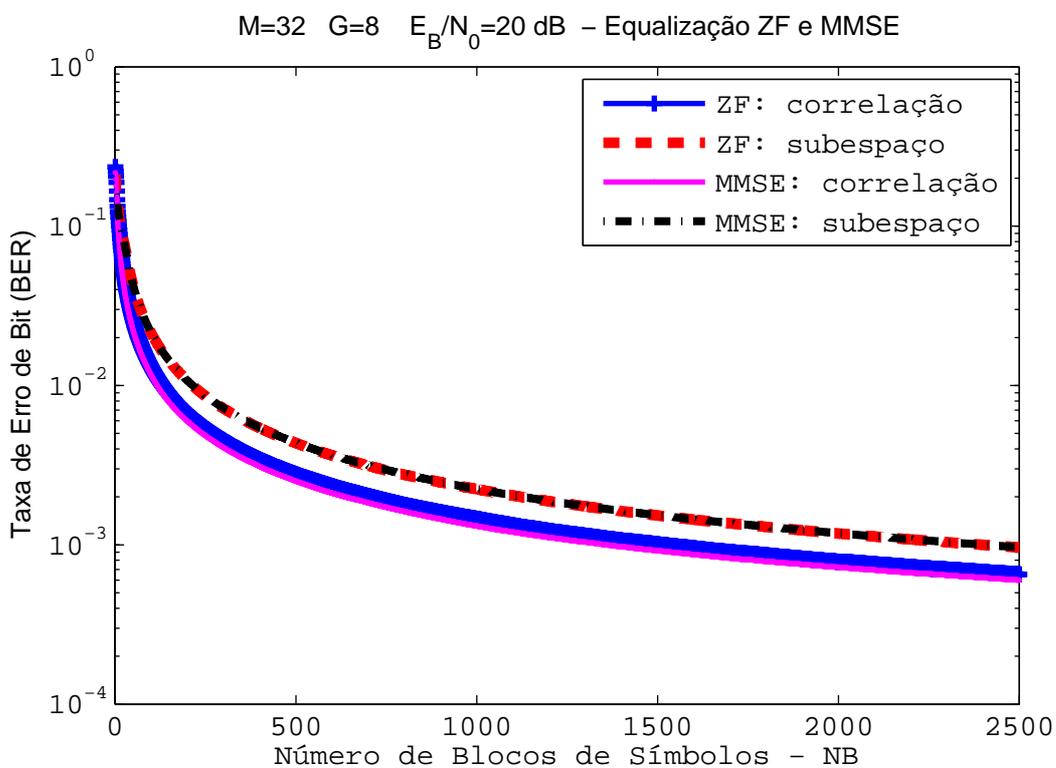


Figura 7.7: Desempenho da Taxa de Erro de Bit (BER) versus Número de Blocos de Símbolos  $N_B$  - MC DS CDMA ZP - Enlace Reverso