

3

Receptores Cegos Lineares

Receptores adaptativos para sistemas DS-CDMA podem ser separados em dois grupos distintos com base ou não no uso de seqüências de treinamento. O primeiro grupo é dos chamados receptores supervisionados que necessitam de uma seqüência de símbolos de treinamento e sincronismo. O receptor multiusuário linear de mínimo erro médio quadrático apresenta uma implementação simples oferecendo, como atrativo, um compromisso entre desempenho e necessidade de informação adicional. Estes receptores supervisionados necessitam de informações como a seqüência de espalhamento do usuário, informação do canal de comunicações, além de informação a respeito do sincronismo temporal de cada um dos usuários do sistema. Estas informações podem não estar disponíveis e caso o receptor perca o rastreamento de um usuário de interesse, torna-se interessante que ele possa se ajustar de forma não supervisionada, daí a motivação para o estudo dos receptores não-supervisionados, também chamados de cegos e autodidatas.

Os receptores cegos requerem apenas informação à respeito do sincronismo temporal e a seqüência de espalhamento do usuário de interesse. Estas técnicas oferecem uma questão de compromisso entre desempenho, complexidade e o gasto de banda para transmissão de uma seqüência de treinamento.

Honig et al. [37] mostraram a equivalência entre um receptor baseado no critério de mínima variância (MV) e um receptor de mínimo erro médio quadrático com restrições. A solução descrita em [37], porém, é sensível a descasamentos entre a seqüência de espalhamento original e a assinatura efetiva na entrada do receptor, tornando-se inadequado para uso em canais multipercurso.

Para canais planos e com multipercurso, uma classe de detectores com bom desempenho e baseados no rastreamento de subespaços foi desenvolvida por Wang e Poor [38, 39]. Os autores mostram que baseados na estimação do subespaço do sinal tanto o detector decorrelator quanto o detector MMSE podem ser obtidos de maneira cega, isto é, eles podem ser obtidos diretamente do sinal recebido bastando para isso conhecimento de sincronismo e da seqüência de espalhamento do usuário de interesse. Estas abordagens, no entanto, reque-

rem decomposições em valores singulares de matrizes de grandes dimensões (da ordem do ganho de processamento), o que torna sua carga computacional demasiadamente grande. Além disso é necessário estimar o número de usuários ativos no sistema, o que dá a dimensão do subespaço de sinais, tornando necessária a utilização de um algoritmo de rastreamento de subespaço como, por exemplo, o PASTd (*Projection Approximation Subspace Tracking with deflation*) [40].

Os resultados de simulação de Wang e Poor mostram que o PASTd apresenta uma convergência demasiadamente lenta, o que é um problema para o caso de canais variantes no tempo.

Em [41] uma solução mais simples para resolver o problema do descaçamento das seqüências de espalhamento foi proposta por Tsatsanis . A nova restrição força o valor de todas as cópias atrasadas do sinal de interesse a zero. O trabalho em [41] também analisa a existência de soluções do tipo FIR que cumpram a restrição imposta. Esta restrição arbitrária, entretanto, não garante qualquer optimalidade à solução uma vez que o receptor não explora toda potência do sinal de interesse. Em [42, 43] novas soluções baseadas em técnicas de otimização com restrições foram mais bem sucedidas.

A segunda parte deste capítulo dedica-se a um outro critério de projeto de receptores cegos que emprega a função custo módulo constante com restrições. O critério de módulo constante foi introduzido por Sato [44] e Godard [45] no contexto de equalização cega e a investigação de suas propriedades continua sendo objeto de muitas pesquisas [46].

Na literatura, os primeiros trabalhos que tratam sobre supressão de interferência em sistemas DS-CDMA utilizando o critério CCM são os de Paulraj e Papadias [47] e o de Miguez e Castedo [48]. Em [47] é proposto um algoritmo de separação entre os usuários que penaliza a correlação cruzada. No trabalho de [48] os autores utilizam a mesma formulação de [37], desta vez empregando o critério CCM. Os resultados apresentados são melhores do que os resultados para o receptor MV. Xu e Feng [49] descobriram, porém, que a análise de [48] estava incompleta e verificaram que no caso de sistema sem ruído, a interferência de múltiplo acesso só pode ser removida se a amplitude do usuário de interesse for acima de um dado limiar. Verificou-se que quando a amplitude do usuário encontrava-se abaixo do limiar, a função custo CCM não era mais convexa, apresentando vários pontos de mínimo local. Os mesmos autores fizeram uma modificação na função custo CCM adicionando um parâmetro que se corretamente escolhido garante a convexidade da função CCM [50] e conseqüentemente a remoção da interferência de múltiplo acesso de forma adequada. As mesmas condições para assegurar a convexidade da

função custo também foram obtidas em [51]. Xu e Liu [52] estenderam este método para o caso de canal multipercurso adicionando mais restrições ao problema. A análise feita em [52] mostra que se o conjunto de restrições for escolhido de forma adequada, o receptor tem capacidade de remover a IMA. O artigo também analisa o desempenho do receptor em canal ruidoso e propõe uma otimização conjunta do receptor e das restrições para tentar melhorar seu desempenho.

De forma independente, de Lamare [53] derivou o mesmo algoritmo do tipo gradiente estocástico e achou as mesmas condições para assegurar a convexidade da função custo CCM de [52], porém apresenta versões computacionalmente eficientes de algoritmos adaptativos do tipo SG e RLS, além de estar generalizado para sinais complexos. Uma outra diferença é que a técnica de Xu e Liu [52] apresenta um problema na estimação de canal e frequentemente necessita da ajuda de um outro algoritmo para conseguir estimar os parâmetros do canal multipercurso.

3.1 Receptores de Mínima Variância

Esta seção trata do projeto de receptores de mínima variância com restrições.

Projetar um receptor linear de mínima variância é equivalente a determinar um filtro FIR $\mathbf{w}_k(i)$ de $M = N + L - 1$ coeficientes em cuja saída é gerada uma estimativa do símbolo desejado:

$$\hat{b}_k(i) = \text{sgn} \left[\Re \{ \mathbf{w}_k^H(i) \mathbf{r}(i) \} \right] \quad (3-1)$$

onde o vetor de parâmetros do filtro \mathbf{w}_k é otimizado de acordo com a função custo de mínima variância (MV).

3.1.1 Receptores de Mínima Variância para Canais com um percurso

Considere o vetor recebido $\mathbf{r}(i)$ para um canal plano em frequência, contendo N amostras. O projeto de um vetor de parâmetros \mathbf{w}_k usando o critério MV corresponde à minimização da seguinte função custo:

$$J_{MV} = E [|\mathbf{w}_k^H \mathbf{r}(i)|^2] = \mathbf{w}_k^H \mathbf{R} \mathbf{w}_k \quad (3-2)$$

sujeito à restrição $\mathbf{w}_k^H \mathbf{p}_k = 1$, onde $\mathbf{R} = E [\mathbf{r}(i) \mathbf{r}^H(i)]$ é a matriz correlação da observação e $\mathbf{p}_k^H \mathbf{p}_k = 1$. Para resolver este problema de otimização, utiliza-se o método dos multiplicadores de Lagrange. Escrevendo o Lagrangiano tem-se

$$\mathcal{L}_{MV} = \mathbf{w}_k^H \mathbf{R} \mathbf{w}_k - \lambda^* (\mathbf{w}_k^H \mathbf{p}_k - 1) \quad (3-3)$$

O problema de otimização com restrições transformou-se em um problema de otimização sem restrições. A solução deste problema é obtida igualando-se o gradiente de \mathcal{L}_{MV} com relação aos parâmetros do filtro \mathbf{w}_k a zero e depois aplicando-se as restrições para obter o valor de λ . Substituindo este valor de λ , finalmente obtém-se a solução do problema com restrições.

$$\mathbf{w}_{k,o} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_k (\mathbf{p}_k^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_k)^{-1} \quad (3-4)$$

Substituindo-se (3-4) em (3-2), chega-se ao valor da variância mínima de saída

$$\xi_{\min} = J_{MV}(\mathbf{w}_{k,o}) = (\mathbf{p}_k^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_k)^{-1} \quad (3-5)$$

A matriz de correlação da observação \mathbf{R} pode ser escrita como a soma da matriz do usuário de interesse, $\mathbf{R}_{u,k}$, com a matriz correlação dos usuários interferentes mais ruído $\mathbf{R}_{I,k}$. Para canais planos e sistemas DS-CDMA síncronos, pode-se escrever \mathbf{R} como:

$$\mathbf{R} = A_k^2 \mathbf{p}_k \mathbf{p}_k^H + \sum_{j=1, j \neq k}^K A_j^2 \mathbf{p}_j \mathbf{p}_j^H + \sigma^2 \mathbf{I}_N \quad (3-6)$$

$$= A_k^2 \mathbf{p}_k \mathbf{p}_k^H + \mathbf{R}_{I,k} \quad (3-7)$$

Através do lema de inversão de matrizes mostra-se que

$$\mathbf{w}_{k,o} = \mathbf{R}_{I,k}^{-1} \mathbf{p}_k (\mathbf{p}_k^H \mathbf{R}_{I,k}^{-1} \mathbf{p}_k)^{-1} \quad (3-8)$$

Dois trabalhos de Chen e Mitra [54, 55] propõem estimadores eficientes para a matriz que proporcionam melhorias na velocidade de convergência da estimativa e no rastreamento. Os resultados de Chen e Mitra mostram que o esquema de estimação de $\mathbf{R}_{I,k}$ apresenta ganhos também na relação sinal-interferência-ruído (SINR) de saída. Análises teóricas dos estimadores para canal plano podem ser encontradas em [54, 55].

3.1.2

Receptores de Mínima Variância para Canais Multipercurso

Considere o vetor recebido $\mathbf{r}(i)$ que contém, de acordo com o Capítulo 2, $M = N + L - 1$ amostras, a matriz de restrições \mathbf{C}_k , de dimensão $M \times L$, que contém em suas colunas versões deslocadas de 1 chip da seqüência de espalhamento do k -ésimo usuário e o vetor de restrições \mathbf{g} de tamanho L , a ser determinado.

$$\mathbf{r}(i) = \sum_{k=1}^K A_k b_k(i) \mathbf{C}_k \mathbf{h}(i) + \boldsymbol{\eta}(i) + \mathbf{n}(i) \quad (3-9)$$

onde $\boldsymbol{\eta}(i)$ representa a parcela da interferência entre símbolos.

O projeto de um vetor de coeficientes $\mathbf{w}_k(i)$, com M componentes, utilizando o critério MV corresponde à otimização da seguinte função custo:

$$J_{MV} = \mathbf{w}_k^H \mathbf{R} \mathbf{w}_k \quad (3-10)$$

sujeito às restrições:

$$\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k = \mathbf{g} \quad (3-11)$$

onde \mathbf{g} é um vetor de parâmetros a determinar. Utilizando o método dos multiplicadores de Lagrange, a solução do problema de otimização é dada por [43]:

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}_k (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}_k)^{-1} \mathbf{g} \quad (3-12)$$

onde $\mathbf{R} = E[\mathbf{r}(i)\mathbf{r}^H(i)]$ e a variância mínima de saída, conhecido \mathbf{g} é dada por:

$$\xi_{\min} = \mathbf{w}_k^H \mathbf{R} \mathbf{w}_k = \mathbf{g}^H (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}_k)^{-1} \mathbf{g} \quad (3-13)$$

De acordo com (3-13), ξ_{\min} depende de \mathbf{g} . Em [43], Xu propôs obter \mathbf{g} de forma a maximizar ξ_{\min} com a restrição de que $\|\mathbf{g}\| = 1$, isto é, maximizar a potência do sinal resultante depois de minimizada a interferência,

$$\mathbf{g} = \arg \max_{\|\mathbf{g}\|=1} \mathbf{g}^H (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}_k)^{-1} \mathbf{g} = \arg \min_{\|\mathbf{g}\|=1} \mathbf{g}^H \mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}_k \mathbf{g}. \quad (3-14)$$

Resultando assim que \mathbf{g} é o vetor singular associado ao menor valor singular de $(\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}_k)^{-1}$. Posteriormente em [43] notou-se que \mathbf{g} em (3-14) corresponde a uma estimativa da resposta impulsional do canal \mathbf{h} . De forma independente, Doukopoulos e Moustakides [56] e Xu et al. [57] mostraram que o desempenho do receptor poderia ser melhorado se a qualidade da estimação de \mathbf{g} melhorasse. O trabalho de Doukopoulos e Moustakides [56] mostra a conexão entre estimação de canal utilizando decomposição em subespaços [38] da matriz \mathbf{R} e estimação obtida através do seguinte problema de minimização:

$$\mathbf{g}_{\text{pot}} = \min_{\|\mathbf{g}\|=1} \mathbf{g}^H \mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-m} \mathbf{C}_k \mathbf{g} \quad (3-15)$$

Em [56] mostra-se que $\sigma^2 \mathbf{R}^{-m}$ aproxima o subespaço do ruído se $m \rightarrow \infty$, já que

$$\sigma^2 \mathbf{R}^{-m} = \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H + \mathbf{U}_s \text{diag} \left(\left[\frac{\sigma^2}{\lambda_i + \sigma^2} \right]^m \right) \mathbf{U}_s^H \quad (3-16)$$

onde \mathbf{U}_s e \mathbf{U}_n são matrizes compostas pelos autovetores do subespaço do sinal e do ruído, respectivamente.

Já o trabalho de Xu et al. [57] mostra que o erro de estimação do canal utilizando (3-14) é proporcional ao menor autovalor da matriz \mathbf{R} . A proposta então é elevar \mathbf{R} a um expoente m de modo que o erro de estimação também decresça exponencialmente de m . Em [57] também propõe estimar \mathbf{g} como a solução do problema de otimização dado por (3-15).

3.2

Receptor Melhorado e Estimação de Canal

Todas as análises feitas neste trabalho consideravam que o receptor possuía conhecimento da matriz de correlação exata da observação. Em situações realistas, usamos uma estimativa desta matriz correlação. No i -ésimo intervalo de sinalização uma estimativa $\widehat{\mathbf{R}}(i)$ pode ser obtida recursivamente usando

$$\widehat{\mathbf{R}}(i) = \lambda \widehat{\mathbf{R}}(i-1) + (1-\lambda) \mathbf{r}(i) \mathbf{r}^H(i) \quad (3-17)$$

onde λ é um fator de esquecimento.

Da mesma maneira que no caso de canal plano, a matriz de correlação da observação pode ser escrita como a soma da correlação do usuário de interesse, \mathbf{R}_u , com a correlação dos usuários interferentes, $\mathbf{R}_{I,k}$.

Este trabalho propõe uma variação do receptor em [55] de forma a tratar do caso de canais multipercurso. Dado um vetor \mathbf{h} com os coeficientes do canal, o receptor CMV proposto é similar a (3-12) e dado por:

$$\mathbf{w}_k(i) = \widehat{\mathbf{R}}_{I,k}^{-1}(i) \mathbf{C}_k (\mathbf{C}_k^H \widehat{\mathbf{R}}_{I,k}^{-1}(i) \mathbf{C}_k)^{-1} \mathbf{h} \quad (3-18)$$

onde $\widehat{\mathbf{R}}_{I,k}(i)$ é uma estimativa de $\mathbf{R}_{I,k}$ que, em um cenário multipercurso, pode ser escrita como:

$$\mathbf{R}_{I,k} = \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K A_k'^2 \mathbf{c}_k' \mathbf{c}_k'^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M + \mathbf{\Gamma} \quad (3-19)$$

onde \mathbf{c}_k e A_k são as assinaturas efetivas e amplitudes do k -ésimo usuário, respectivamente, σ^2 é a variância do ruído e $\mathbf{\Gamma}$ é um termo devido à interferência entre símbolos.

Note que a expressão em (3-18) assume conhecimento do canal. Portanto é necessário estimar os parâmetros do canal do canal \mathbf{h} . Para estimá-los de forma cega, foi empregada a potência da matriz de correlação total estimada $\widehat{\mathbf{R}}(i)$ e escolheu-se o parâmetro \mathbf{h} como a solução de um problema de otimização com função objetivo

$$\widehat{\mathbf{h}}(i) = \arg \min_{\mathbf{h}} \mathbf{h}^H \mathbf{C}_1^H \widehat{\mathbf{R}}^{-m}(i) \mathbf{C}_1 \mathbf{h} \quad (3-20)$$

sujeito a $\|\widehat{\mathbf{h}}(i)\| = 1$, onde m é um número inteiro. A solução deste problema de otimização corresponde ao vetor singular associado ao menor valor singular da matriz $\mathbf{C}_1^H \widehat{\mathbf{R}}^{-m}(i) \mathbf{C}_1$ de dimensão $L \times L$.

3.3

Receptores baseados na função custo módulo constante

Esta seção trata do projeto de receptores baseados na função custo módulo constante com restrições.

3.3.1

Receptores CCM para Canais Planos

Para o caso de canais planos, o vetor de parâmetros $\mathbf{w}_k(i)$ é otimizado com a minimização da seguinte critério:

$$J_{CM} = E \left[(|\mathbf{w}_k^H(i)\mathbf{r}(i)|^2 - 1)^2 \right] \quad (3-21)$$

sujeito a $\mathbf{p}_k^H \mathbf{w}_k(i) = \nu$, onde ν é uma constante de forma a assegurar a convexidade do receptor CM [50]. Escrevendo o Lagrangiano e calculando o gradiente com relação ao vetor de parâmetros \mathbf{w}_k tem-se

$$\begin{aligned} 2E \left[(|\mathbf{w}_k^H \mathbf{r}|^2 - 1) \mathbf{r} \mathbf{r}^H \mathbf{w}_k \right] + \mathbf{p}_k \lambda &= \mathbf{0} \\ 2E \left[(|\mathbf{w}_k^H \mathbf{r}|^2 \mathbf{r} \mathbf{r}^H \mathbf{w}_k \right] &= 2E \left[\mathbf{r} \mathbf{r}^H \mathbf{w}_k \right] - \mathbf{p}_k \lambda \\ E \left[(|z_k|^2 \mathbf{r} \mathbf{r}^H \mathbf{w}_k \right] &= E \left[z_k^* \mathbf{r} \right] - \mathbf{p}_k \lambda / 2 \\ \mathbf{R}_k \mathbf{w}_k &= \mathbf{d}_k - \mathbf{p}_k \lambda / 2 \\ \mathbf{w}_k &= \mathbf{R}_k^{-1} [\mathbf{d}_k - \mathbf{p}_k \lambda / 2] \end{aligned} \quad (3-22)$$

Multiplicando ambos os lados de (3-22) por \mathbf{p}_k^H e utilizando a restrição $\mathbf{p}_k^H \mathbf{w}_k(i) = \nu$, determina-se o valor do multiplicador de Lagrange λ :

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_k^H \mathbf{w}_k &= \mathbf{p}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} [\mathbf{d}_k - \mathbf{p}_k \lambda / 2] \\ \nu^* &= \mathbf{p}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{d}_k - \mathbf{p}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{p}_k \lambda / 2 \\ \lambda &= \frac{2[\mathbf{p}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{d}_k - \nu^*]}{\mathbf{p}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{p}_k} \end{aligned} \quad (3-23)$$

Substituindo-se (3-23) em (3-22) obtém-se:

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{R}_k^{-1} \left[\mathbf{d}_k - \mathbf{p}_k \left(\frac{\mathbf{p}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{d}_k - \nu^*}{\mathbf{p}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{p}_k} \right) \right] \quad (3-24)$$

A solução CCM para o receptor linear é uma equação transcendental, ou seja o lado direito de (3-24) também é função de \mathbf{w}_k . A solução ótima pode ser obtida através de procedimentos iterativos.

3.3.2

Receptores CCM para Canais Multipercurso

O vetor de parâmetros $\mathbf{w}_k(i)$ é otimizado através da minimização da função custo

$$J_{CM} = E \left[(|\mathbf{w}_k^H(i)\mathbf{r}(i)|^2 - 1)^2 \right] \quad (3-25)$$

sujeito a $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k(i) = \nu \mathbf{h}_k(i)$, onde $\|\mathbf{h}_k(i)\|^2 = 1$ e ν é uma constante de forma a assegurar a convexidade do receptor CM. Supondo que o vetor de coeficientes do canal \mathbf{h}_k é conhecido, a expressão para o receptor CCM pode ser escrita como:

$$\mathbf{w}_k(i) = \mathbf{R}_k^{-1}(i) \left[\mathbf{d}_k(i) - \mathbf{C}_k (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1}(i) \mathbf{C}_k)^{-1} \times \left(\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1}(i) \mathbf{d}_k(i) - \nu \mathbf{h}_k(i) \right) \right] \quad (3-26)$$

onde $z_k(i) = \mathbf{w}_k^H(i)\mathbf{r}(i)$, $\mathbf{R}_k(i) = E[|z_k(i)|^2 \mathbf{r}(i)\mathbf{r}^H(i)]$, $\mathbf{d}_k(i) = E[z_k^*(i)\mathbf{r}(i)]$ e o asterisco denota complexo conjugado. Note que o lado direito de (3-26) é ainda função de $\mathbf{w}_k(i)$ e do canal $\mathbf{h}_k(i)$. O procedimento adotado para estimar o canal [58] é equivalente à seguinte otimização:

$$\hat{\mathbf{h}}_k(i) = \arg \min_{\mathbf{h}_k} \mathbf{h}_k^T \mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{C}_k \mathbf{h}_k \quad (3-27)$$

sujeito a $\|\hat{\mathbf{h}}_k\| = 1$ e cuja solução é o vetor singular associado ao menor valor singular da matriz $\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{C}_k$, de dimensão $L \times L$. O uso de \mathbf{R}_k em vez de \mathbf{R} , como em [58], evita a estimativa de \mathbf{R} e \mathbf{R}_k , sem grandes perdas de desempenho como foi verificado nos estudos. Maiores detalhes podem ser encontrados no apêndice C.

3.4

Simulações e Resultados

Os resultados de simulações são apresentados para um sistema DS-CDMA síncrono com modulação BPSK e que utiliza seqüências de espalhamento Gold de tamanho $N = 31$. Supõe-se que o usuário de interesse seja o de número 1. Dada a matriz de convolução \mathbf{C}_1 , é obtida, por (3-20), uma estimativa do vetor com os parâmetros do canal $\hat{\mathbf{h}}(i)$, a estimativa da matriz correlação $\hat{\mathbf{R}}(i)$ definida em (3-17) e $\hat{\mathbf{R}}_{I,k}(i)$ utilizando o método proposto em [55]. A seguir é obtido o vetor com os coeficientes do filtro $\mathbf{w}_1(i)$ a partir do qual é obtida uma estimativa dos símbolos transmitidos $\hat{b}_1(i) = \text{sgn}[\Re\{\mathbf{w}_1^H(i)\mathbf{r}(i)\}]$.

Assume-se também que todos os usuários estão recebendo o mesmo nível de potência. A seqüência de coeficientes do canal, que é comum a todos os usuários, $h_l(i) = p_l |\alpha_l(i)|$ ($l = 0, 1, 2$), onde $\alpha_l(i)$, são seqüências estatisticamente independentes de variáveis aleatórias Gaussianas correlatadas,

obtidas ao filtrar-se um processo Gaussiano branco complexo por um filtro com resposta em frequência dada aproximadamente por:

$$H(f) = a/\sqrt{1 - (f/f_d)^2} \quad (3-28)$$

onde a é uma constante de normalização, $f_d = v/\lambda_c$ é o máximo desvio Doppler de frequência, λ_c é o comprimento de onda, e v é a velocidade de deslocamento do terminal móvel [59]. Os resultados para o canal com desvanecimento são mostrados, nas figuras, em termos da frequência Doppler normalizada $f_d T$, onde T é a duração do símbolo. O valor de $f_d T = 0.01$ (ciclos/símbolos), que corresponde a um cenário de desvanecimento rápido, é utilizado para os experimentos ilustrados. Os pesos do canal utilizados foram $p_0 = 0.8639$, $p_1 = 0.4319$ e $p_2 = 0.2592$. A ambigüidade de fase inerente ao método de estimação de canal às cegas é eliminada nas simulações utilizando a fase de $h_{k,0}$ como referência. Os resultados são dados pela média de 150 realizações com 1000 símbolos recebidos em cada realização. É importante ressaltar que o método proposto mostrou-se superior para diversos perfis de canal e taxas de desvanecimento.

Nos experimentos foram comparados o receptor cego de Xu e Tsatsanis [43], denotado CMV com o receptor melhorado proposto, denotado CMV Melhorado, para diferentes valores de m . A convergência dos receptores em termos de razão sinal-interferência-mais-ruído (SINR) para o caso de canais multipercurso invariantes e variantes no tempo é mostrada nas Figuras 3.1 e 3.2 respectivamente. Note que o receptor CMV pode ser melhorando aumentando-se o valor de m , isto é, melhorando-se a qualidade do estimador de canal.

Nas Figuras 3.3 e 3.4 é ilustrado o desempenho em termos de taxa de erro de bits (BER) versus E_b/N_0 para o caso de canais multipercurso invariantes e variantes no tempo, respectivamente em um sistema com $K = 8$ usuários. A Figura 3.5 mostra o desempenho de BER versus número de usuários em um cenário com desvanecimento.

Apesar de o receptor proposto, para canais variantes no tempo, apresentar uma convergência ligeiramente mais lenta do que os receptores CMV, os receptores CMV Melhorados apresentam maior SINR em estado estacionário em ambos os cenários de canal variante e invariante no tempo. Em termo de BER, para razão E_b/N_0 baixa, o receptor CMV Melhorado, mesmo com $m = 1$, apresenta desempenho melhor do que o receptor CMV com $m = 3$. A medida em que E_b/N_0 vai aumentando ambos os receptores tendem a ter o mesmo desempenho para o cenário sem desvanecimento, enquanto para o cenário com desvanecimento o receptor CMV Melhorado continua apresentando desempe-

no superior ao CMV. Outra conclusão que se pode tirar dos resultados é que para um carga (K/N) moderada de usuários, o receptor CMV Melhorado apresenta um ganho significativo de capacidade quando comparado ao receptor CMV.

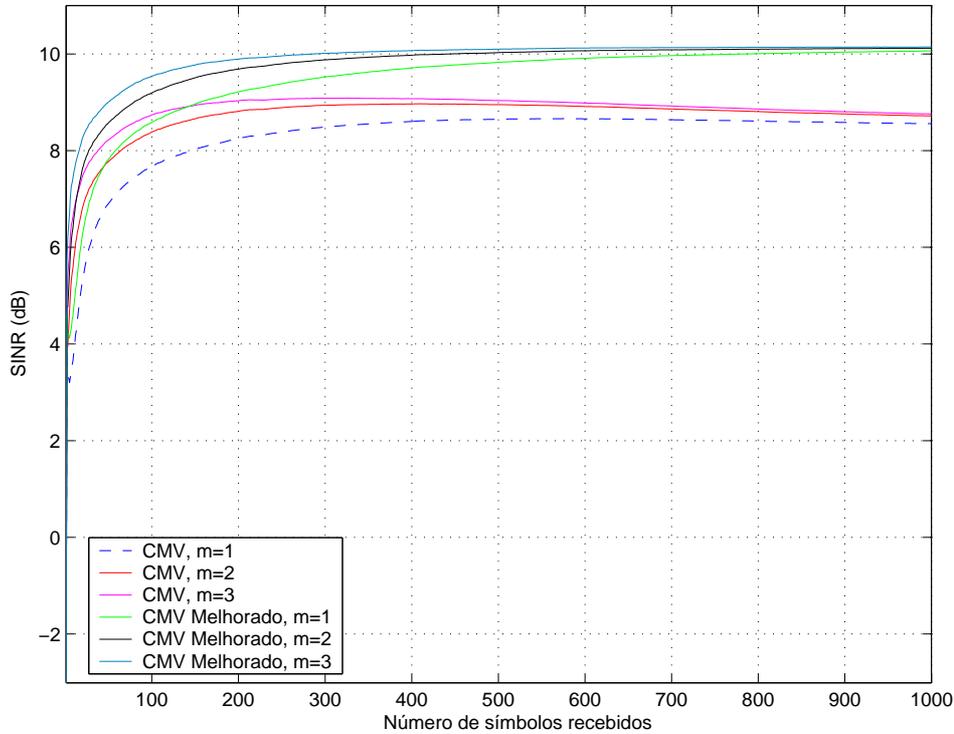


Figura 3.1: Convergência para canal multipercurso invariante no tempo. $E_b/N_0 = 15\text{dB}$, $\lambda = 0.995$, $K=8$ usuários

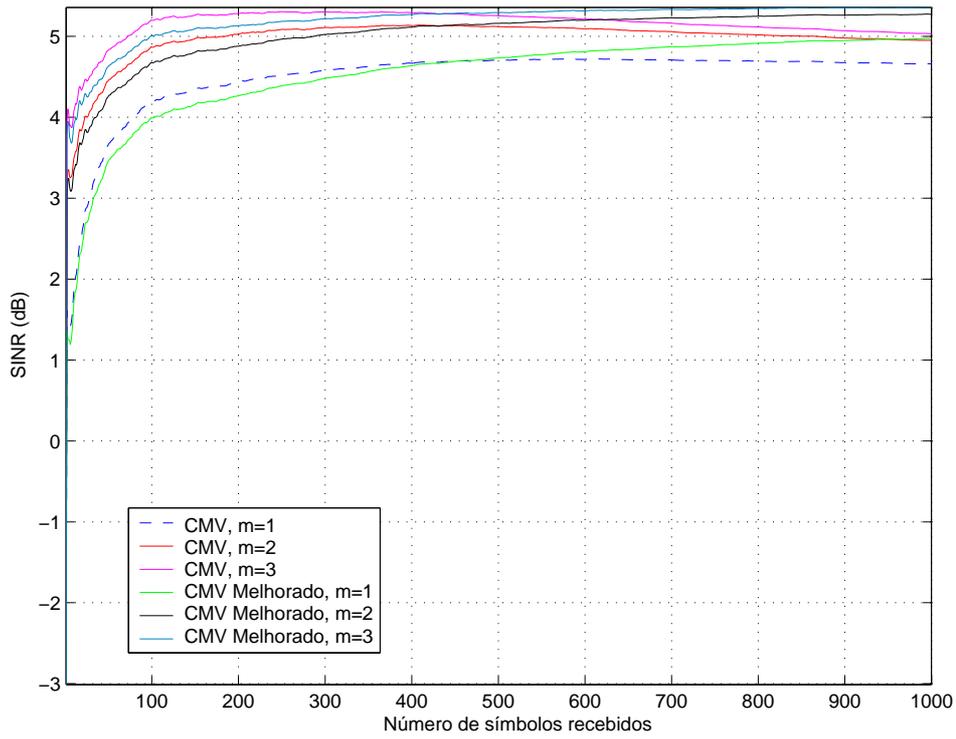


Figura 3.2: Convergência para canal multipercurso variante no tempo. $E_b/N_0 = 15\text{dB}$, $K=8$ usuários, $\lambda = 0.995$, $f_d T = 10^{-2}$.

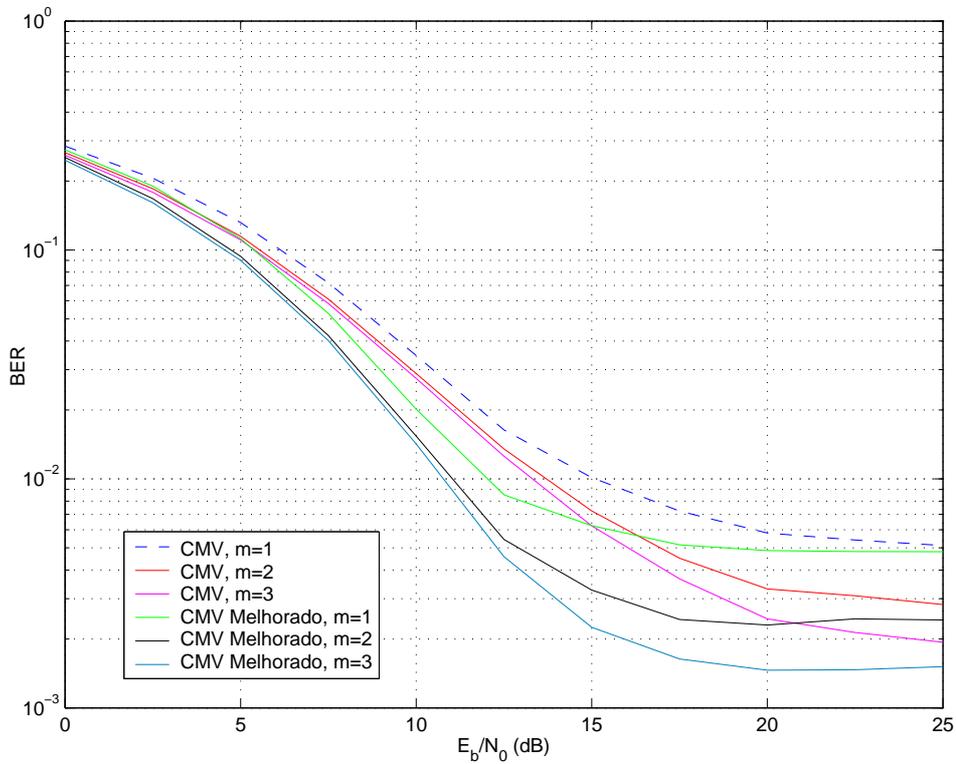


Figura 3.3: BER versus E_b/N_0 para canal multipercurso invariante no tempo, $\lambda = 0.995$

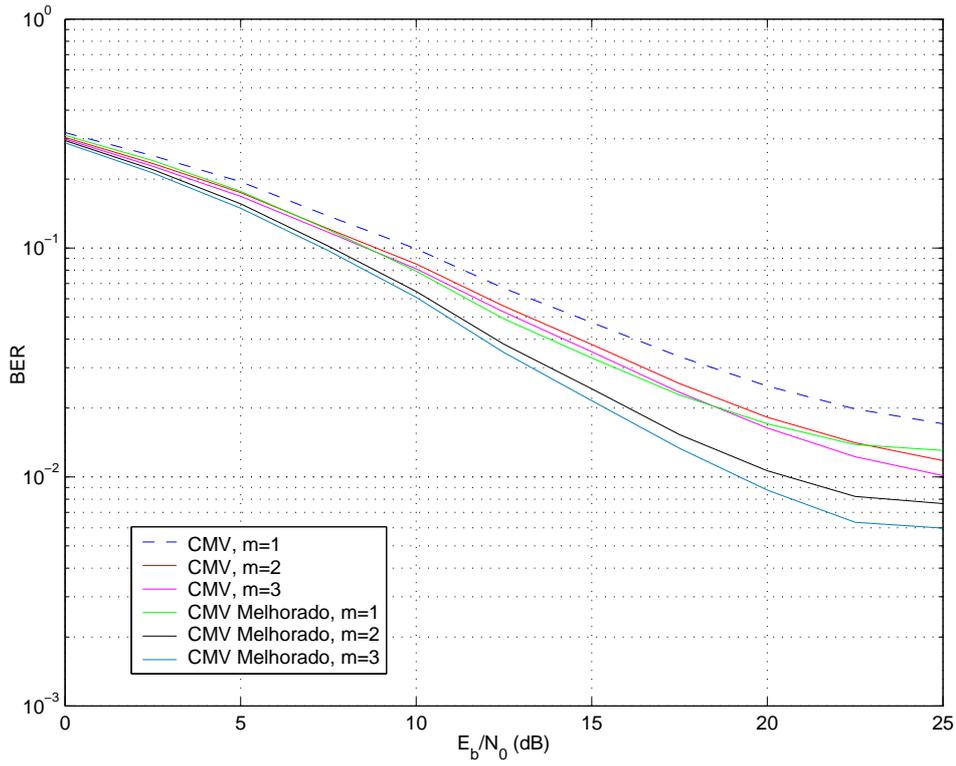


Figura 3.4: BER versus E_b/N_0 para canal multipercurso variante no tempo, $\lambda = 0.995$, $f_d T = 10^{-2}$.

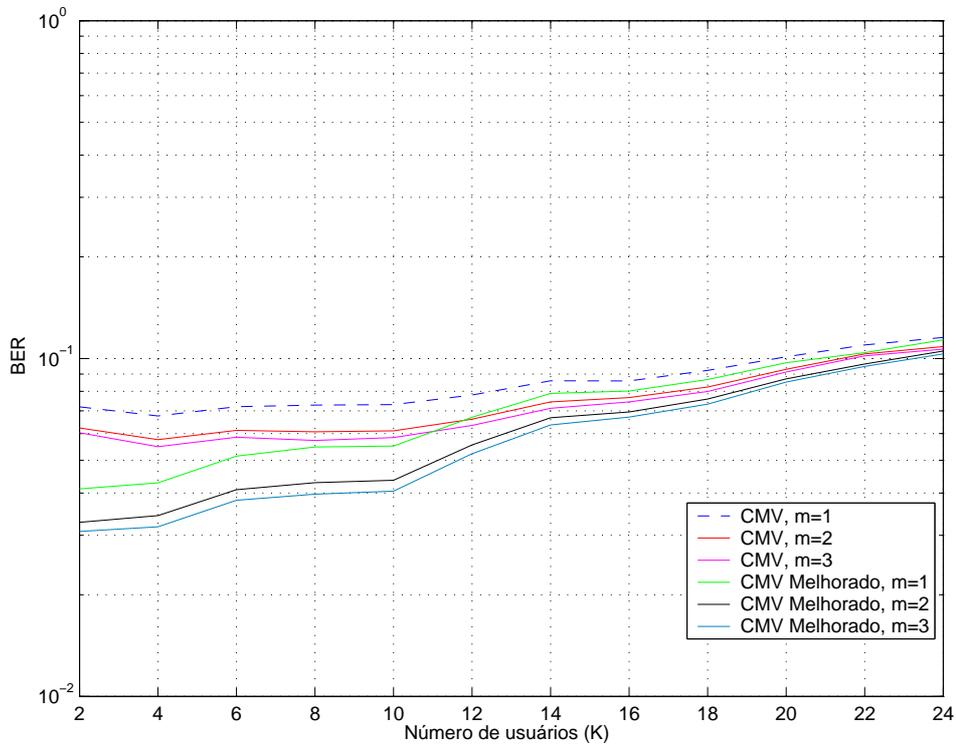


Figura 3.5: BER versus número de usuários para canal multipercurso variante no tempo, $\lambda = 0.995$, $f_d T = 10^{-2}$.