

## 5

### Canceladores de Interferência Cegos

Os canceladores de interferência subtrativos baseiam-se no princípio de que caso os sinais interferentes sejam conhecidos ou possam ser estimados de maneira eficiente, eles podem, então, ser eliminados através de uma operação de subtração. Estes tipos de detectores funcionam de maneira análoga aos equalizadores com decisão realimentada. Neste tipo de equalização, as decisões dos símbolos detectados anteriormente são realimentadas de forma a auxiliar no cancelamento da interferência entre símbolos [1, 89].

Os principais canceladores de interferência são o Cancelador de Interferência Serial (*Serial Interference Canceller-SIC*) e o Cancelador de Interferência Paralelo (*Paralell Interference Canceller-PIC*).

No SIC [10, 90, 91], a estimativa da IMA bem como seu cancelamento são feitos de forma serial. Na saída do banco de filtros casados, os sinais são ordenados do mais interferente para o menos interferente. Dois critérios de ordenação são possíveis: energia do sinal ou correlação. Procede-se então à detecção do sinal de dados do usuário mais interferente. Este sinal de dados é reconstruído no receptor e subtraído do sinal recebido. Caso as estimativas do símbolo do usuário e de sua amplitude tenham sido feitas corretamente, haverá o cancelamento total do efeito interferente do sinal detectado. O mesmo procedimento de detecção, reconstrução e subtração é repetido para os demais usuários (do mais interferente para o menos interferente). A vantagem do SIC encontra-se na baixa complexidade, já a sua desvantagem é a demora de  $K$  períodos de símbolo para detectar  $K$  usuários, além do desempenho não-uniforme, quando os usuários apresentam potências muito próximas.

Os canceladores de interferência paralelos (PIC) [11,92,93,94,95,96,97,98] tornaram-se estruturas bastante atraentes para a utilização em cenários como o enlace reverso de um sistema DS-CDMA devido ao seu bom desempenho e relativa simplicidade. No PIC, os sinais interferentes são conjuntamente estimados e, em seguida, são subtraídos do sinal recebido. Caso a estimativa tenha sido feita corretamente, o sinal resultante da subtração estará livre de IMA. Em geral, o PIC é formado por alguns poucos estágios de estimação conjunta e subtração, sendo a IMA estimada ponderada por um fator entre

zero e um.

Muitas variações em sua implementação foram investigadas nos últimos anos. Estes receptores foram testados em situações de desvanecimento rápido [92] enquanto os problemas de propagação de erro existentes nestas estruturas foram estudados com mais profundidade em [93]. Uma solução para o problema de propagação de erros foi proposta em [94], onde os autores descrevem um cancelamento parcial da interferência a partir da ponderação da estimativa de IMA obtida. Em [95] uma estrutura adaptativa deste PIC ponderado é proposta.

Recentemente estruturas adaptativas que combinam canceladores de interferência e receptores lineares começaram a ser propostas para o caso de algoritmos supervisionados [96] e algoritmos não supervisionados [97, 98]. Em [97] um receptor adaptativo cego, consistindo de um primeiro estágio linear baseado no critério de mínima variância (CMV) seguido por um PIC Linear para o caso de canal com um único percurso é proposto. Já em [98] é apresentada uma estrutura contendo um receptor CMV e um PIC não linear para o caso de canal com multipercurso. Porém, o trabalho de [98] supõe conhecimento perfeito do canal, o que acaba não considerando o papel da qualidade da estimação de canal no fenômeno de propagação de erro inerente nos PICs.

A primeira parte deste capítulo apresenta um receptor PIC Linear adaptativo que emprega algoritmo baseado no critério CM para o caso de canal multipercurso. A segunda parte deste capítulo apresenta estruturas SIC iterativas (IT-SIC) baseadas em arbitragem paralela. O método iterativo gera diferentes ordens de cancelamento, e dentre os vários candidatos seleciona aquele que resulta no menor valor instantâneo para a função custo módulo constante. São também propostos canceladores de interferência híbridos (HIC), combinando SIC e vários estágios PIC posteriores, assim como canceladores híbridos iterativos (IT-HIC), cujo primeiro estágio é o receptor IT-SIC.

## 5.1

### PIC Cego Adaptativo baseado no Critério CCM

A estrutura do PIC consiste de múltiplos estágios de receptores lineares cegos. O conjunto de parâmetros dos receptores  $\mathbf{w}_k$  são projetados com base no critério de módulo constante (CM). Após a filtragem, a estimativa de interferência que afeta o usuário de interesse, suponha que seja o  $k$ -ésimo usuário,  $\sum_{j \neq k} A_k b_k(i) \mathbf{s}_k(i)$  é subtraída do sinal recebido  $\mathbf{r}(i)$ . O procedimento é feito para todos os  $K$  usuários presentes no sistema e repetido por  $m$  estágios.

Na próxima seção serão apresentadas soluções iterativas baseadas em

algoritmos do tipo gradiente estocástico (SG) e RLS para encontrar o vetor de parâmetros do receptor  $\mathbf{w}_k(i)$  e a estimativa de canal  $\hat{\mathbf{h}}_k(i)$ .

Uma vez que os vetores de parâmetros CCM e as estimativas de canal são obtidas, foca-se agora na etapa de cancelamento de interferência. A saída do filtro  $y_k(i) = \mathbf{w}_k^H \mathbf{r}(i)$  representa uma estimativa ruidosa de  $A_k b_k(i)$ . Após  $m$  estágios, define-se

$$y_k^{(m)}(i) = \mathbf{w}_k^H \mathbf{r}_k^{(m)}(i) \quad (5-1)$$

como a estimativa refinada de  $A_k b_k(i)$  onde  $\mathbf{r}_k^{(m)}(i)$  é o vetor de observação residual para o usuário  $k$  após  $m$  estágios de cancelamento. Definindo as saídas dos usuários detectados como  $\mathbf{y}^{(m)}(i) = [y_1^{(m)}(i), \dots, y_K^{(m)}(i)]^T$ , o sinal residual para o PIC para o  $(m + 1)$ -ésimo estágio de cancelamento para o usuário  $k$  é dado por:

$$\mathbf{r}_k^{(m+1)}(i) = \mathbf{r}(i) - \mathbf{S}(i)\mathbf{\Omega}_k \mathbf{y}^{(m)}(i) \quad (5-2)$$

onde  $\mathbf{S}(i) = [\mathbf{c}_1(i) \dots \mathbf{c}_K(i)]$  é uma matriz que contém em suas colunas as assinaturas efetivas dos usuários. As assinaturas efetivas são obtidas a partir das estimativas de canal de cada usuário.

Para o  $k$ -ésimo usuário tem-se que:

$$\mathbf{s}_k(i) = \frac{\mathbf{C}_k \hat{\mathbf{h}}_k(i)}{\nu} \quad (5-3)$$

onde  $\hat{\mathbf{h}}_k(i)$  é a estimativa de canal para o  $k$ -ésimo usuário e  $\nu$  é o fator que controla a convexidade da função custo CCM. A matriz diagonal  $\mathbf{\Omega}_k$  contém um zero na  $k$ -ésima entrada da diagonal principal, o que corresponde ao usuário desejado e 1s nas posições restantes. Isto significa que o PIC tenta preservar o sinal do usuário de interesse ao passo que cancela o sinal dos outros usuários.

De (5-1) e (5-2) a saída para o  $k$ -ésimo usuário após  $(m + 1)$  estágios é dada por:

$$y_k^{(m+1)}(i) = \mathbf{w}_k^H \left( \mathbf{r}(i) - \mathbf{S}(i) \mathbf{y}^{(m)}(i) \right) + \mathbf{w}_k^H \mathbf{s}_k y_k^{(m)}(i) \quad (5-4)$$

Aplicando a restrição  $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k = \nu \mathbf{h}_k$ , e utilizando (5-3) tem-se que  $\mathbf{w}_k^H \mathbf{s}_k = 1$ , portanto:

$$y_k^{(m+1)}(i) = \mathbf{w}_k^H \left( \mathbf{r}(i) - \mathbf{S}(i) \mathbf{y}^{(m)}(i) \right) + y_k^{(m)}(i) \quad (5-5)$$

Definindo o conjunto de parâmetros dos receptores de todos os usuários como  $\mathbf{W}(i) = [\mathbf{w}_1(i) \dots \mathbf{w}_K(i)]$  pode-se escrever:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(m+1)}(i) &= \mathbf{W}^H(i) \left( \mathbf{r}(i) - \mathbf{S}(i) \mathbf{y}^{(m)}(i) \right) + \mathbf{y}^{(m)}(i) \\ &= \left( \mathbf{I}_K - \mathbf{W}^H(i) \mathbf{S}(i) \right) \mathbf{y}^{(m)}(i) + \mathbf{W}^H(i) \mathbf{r}(i) \end{aligned} \quad (5-6)$$

Pode-se escrever o PIC adaptativo cego como um filtro linear  $\mathbf{G}_m(i)$  de forma a obter a seguinte expressão:

$$\mathbf{y}^{(m)}(i) = \mathbf{G}_m^H(i)\mathbf{r}(i) \quad (5-7)$$

onde  $m$  é o número de estágios do PIC. Supondo que  $\mathbf{y}^{(0)}(i) = 0$ , tem-se que:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(1)}(i) &= \mathbf{W}^H(i)\mathbf{r}(i) \\ \mathbf{y}^{(2)}(i) &= \left(\mathbf{I}_K - \mathbf{W}^H(i)\mathbf{S}(i)\right)\mathbf{W}^H(i)\mathbf{r}(i) + \mathbf{W}^H(i)\mathbf{r}(i) \\ &\vdots \\ \mathbf{y}^{(m)}(i) &= \sum_{n=0}^{m-1} \left(\mathbf{I}_K - \mathbf{W}^H(i)\mathbf{S}(i)\right)^n \mathbf{W}^H(i)\mathbf{r}(i) \end{aligned}$$

Conclui-se portanto que o filtro linear  $\mathbf{G}_m(i)$  que representa o receptor é descrito por:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_m(i) &= \sum_{n=0}^{m-1} \mathbf{W}(i) \left(\mathbf{I}_K - \mathbf{S}(i)^H \mathbf{W}(i)\right)^n \\ &= \mathbf{W}(i) \left[ \mathbf{I}_K - \left(\mathbf{I}_K - \mathbf{S}(i)^H \mathbf{W}(i)\right)^m \right] \times \\ &\quad \times \left[ \mathbf{S}(i)^H \mathbf{W}(i) \right]^{-1} \end{aligned} \quad (5-8)$$

## 5.2

### Simulações e Resultados

Os resultados de simulações apresentados são para o enlace reverso de sistema DS-CDMA síncrono com modulação BPSK e que utiliza sequências de espalhamento Gold de tamanho  $N = 31$ . Os usuários experimentam diferentes canais, porém é assumido que todos os canais possuem  $L = 3$  percursos. Os canais dos diferentes usuários são estatisticamente independentes de identicamente distribuídos. Os coeficientes do canal para cada usuário são  $h_{k,l} = p_{k,l}\alpha_{k,l}(i)$  ( $l = 0, 1, \dots, L - 1$ ), onde  $\alpha_{k,l}(i)$ , são sequências 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:

$$H(f) = a/\sqrt{1 - (f/f_d)^2} \quad (5-9)$$

onde  $a$  é uma constante de normalização,  $f_d = v/\lambda_c$  é o máximo desvio Doppler de frequência,  $\lambda_c$  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 em termos da frequência Doppler normalizada  $f_d T$ . Neste trabalho  $p_{k,0} = 0.7581$ ,  $p_{k,1} = 0.5307$  e  $p_{k,2} = 0.3790$ . 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.

Nos experimentos são comparadas as versões CCM-SG e CCM-RLS dos PICs para  $m = 1, 2, 3$ . Quando  $m = 1$ , o receptor se reduz a uma versão melhorada [66] (passo normalizado) do receptor CCM de Xu and Liu [52] e ao receptor CCM-RLS de [53]. Os casos  $m = 2$  e  $m = 3$  que efetuam cancelamento de interferência serão denotados PIC-2 e PIC-3 respectivamente. Nas simulações efetuadas não houve ganhos significativos para  $m > 3$ .

Na figuras 5.1 e 5.2 são verificados os desempenhos em termos de razão sinal-interferência-mais-ruído das versões SG e RLS, respectivamente, dos receptores em um sistema com  $K = 12$  usuários sob desvanecimento ( $f_d T = 10^{-4}$ ). A potência de transmissão de todos os usuários é igual e corresponde a uma razão  $E_b/N_0 = 15$  dB.

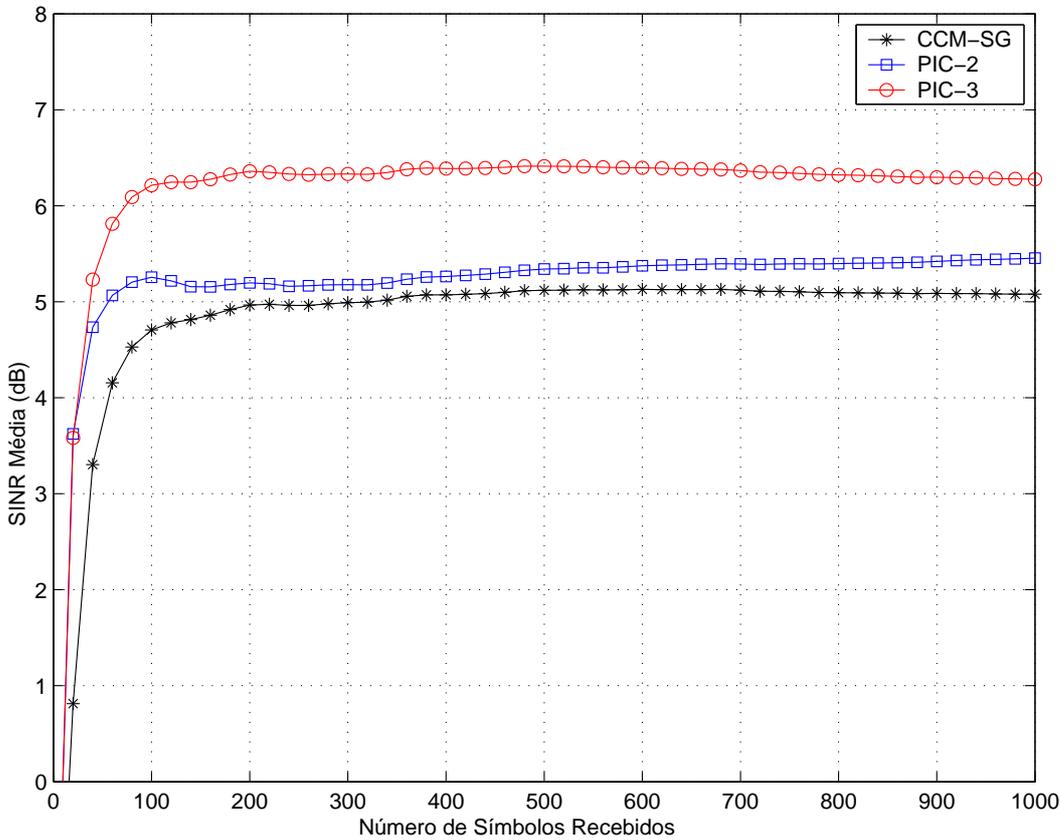


Figura 5.1: SINR versus número de símbolos transmitidos para versão SG,  $E_b/N_0 = 15$  dB,  $K = 12$  usuários e ( $f_d T = 10^{-3}$ ).

A utilização do PIC aumentou a velocidade de convergência de ambos os algoritmos. Em estado estacionário, como era esperado, houve aumento no patamar da SINR uma vez que houve cancelamento de interferência.

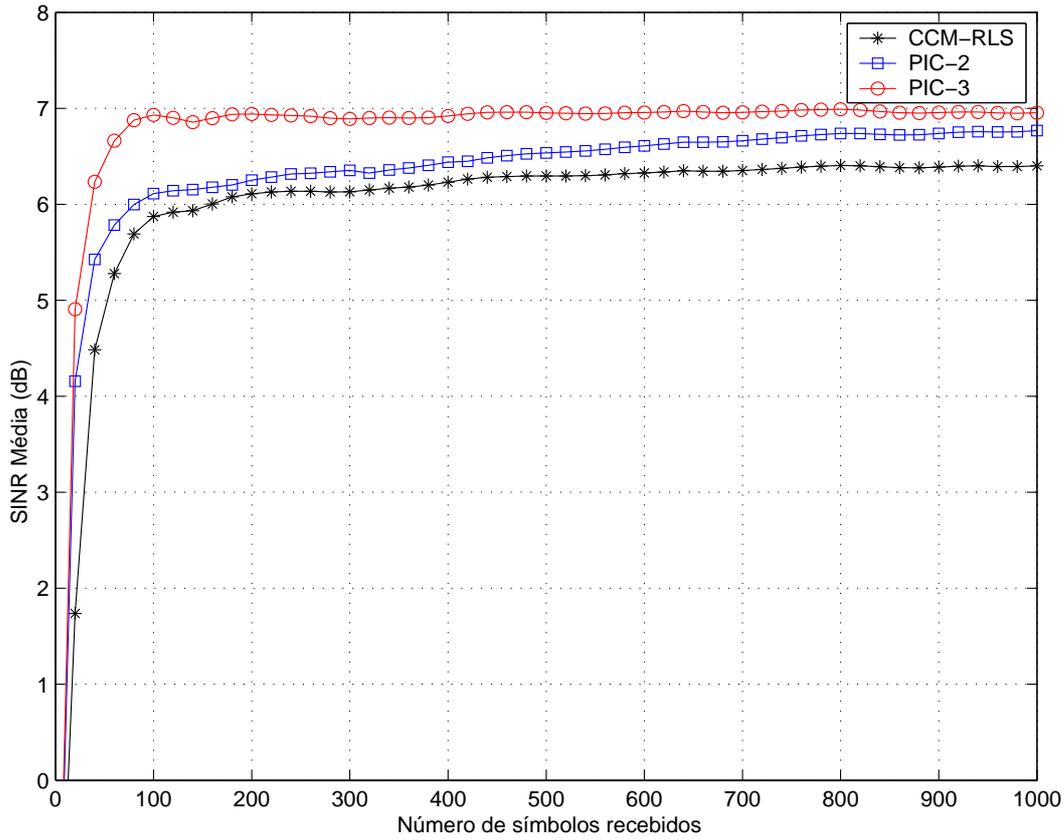


Figura 5.2: SINR versus número de símbolos transmitidos para versão SG,  $E_b/N_0 = 15$  dB,  $K = 12$  usuários e  $(f_d T = 10^{-3})$ .

Na figuras 5.3 e 5.4 são apresentados os desempenhos em termos de taxa de erro de bits (BER) versus razão  $E_b/N_0$  e número de usuários para as versões SG e RLS, respectivamente. Na análise de BER versus número de usuários, supõe-se um sistema com  $K = 8$  usuários que transmitem a mesma potência sob desvanecimento ( $f_d T = 10^{-3}$ ). Na análise de BER versus número de usuários, supõe-se que a potência de transmissão de todos os usuários é igual e corresponde a uma razão  $E_b/N_0 = 15$  dB e o sistema também encontra-se sujeito a desvanecimentos ( $f_d T = 10^{-3}$ ).

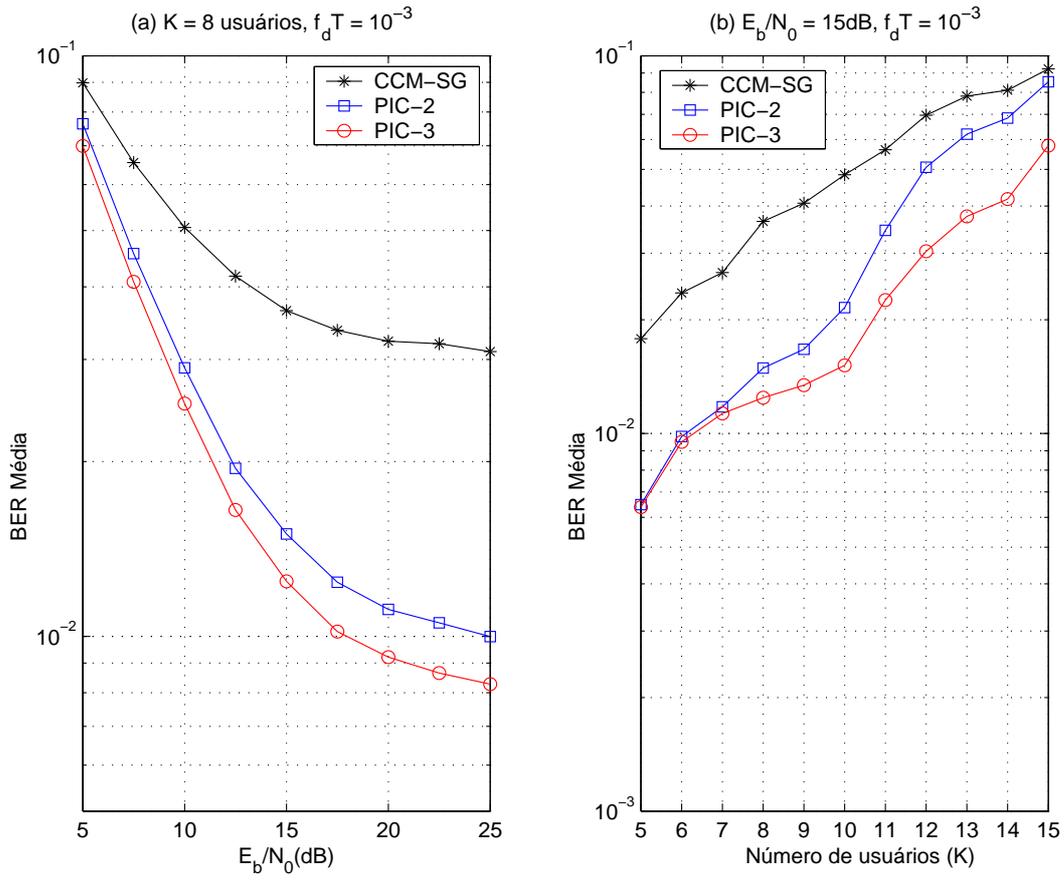


Figura 5.3: (a) BER versus  $E_b/N_0$  para CCM-SG,  $K = 8$  usuários, (b) BER versus número de usuários CCM-SG,  $E_b/N_0 = 15$  dB, ( $f_d T = 10^{-3}$ ).

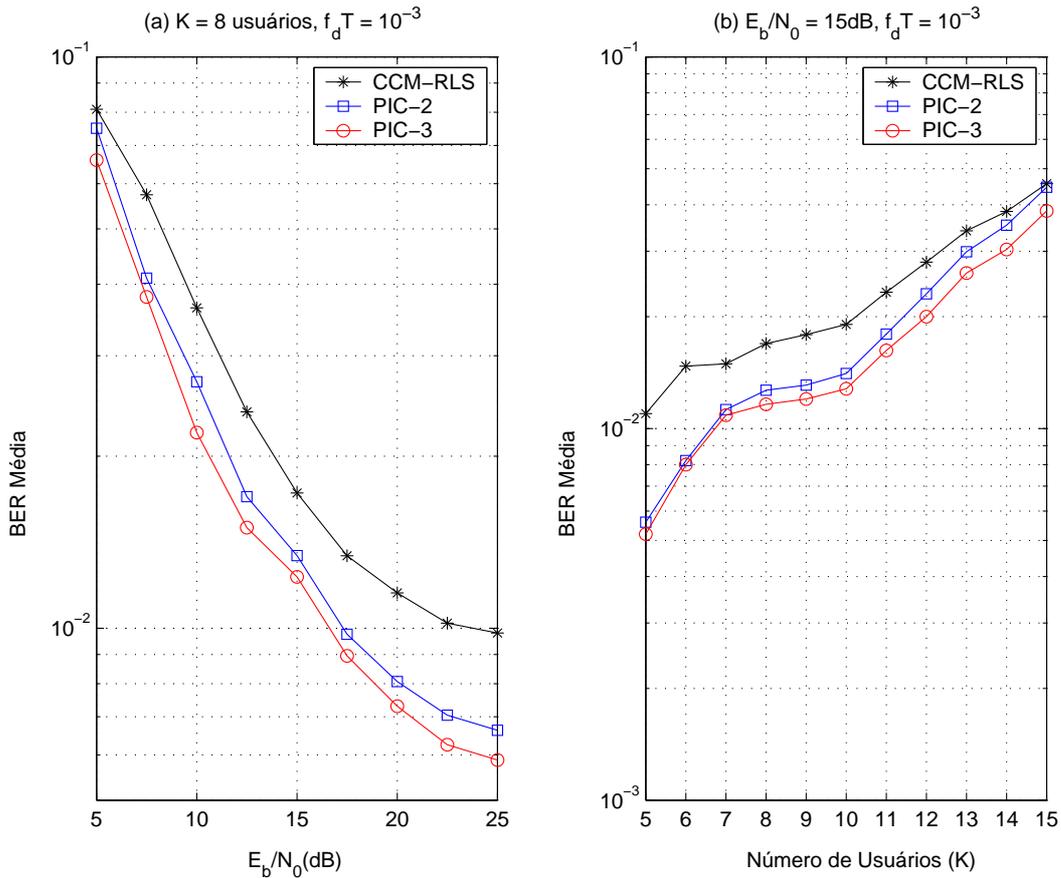


Figura 5.4: (a) BER versus  $E_b/N_0$  para CCM-RLS,  $K = 8$  usuários, (b) BER versus número de usuários CCM-RLS,  $E_b/N_0 = 15$  dB, ( $f_d T = 10^{-3}$ ).

Para os dois algoritmos adaptativos analisados o PIC consegue ótimo desempenho. No caso da versão CCM-SG a utilização do PIC acarretou uma grande redução no piso da BER. A versão CCM-RLS obtém ganhos de até 8 dB. Foi observado também que para um pequeno número de usuários no sistema apenas 1 estágio PIC foi suficiente para eliminar a interferência. A medida em que o número de usuários vai aumentando os ganhos de um segundo estágio de cancelamento, principalmente para a versão CCM-SG, passam a ser mais significativos. Em termos de aumento de capacidade, o PIC nas duas versões conseguiu comportar até 5 usuários a mais no sistema.

### 5.3

#### Estruturas Não-Lineares Canceladoras de Interferência com Restrições Lineares

Nesta seção descrevemos o projeto de estruturas não-lineares canceladoras de interferência baseadas na função custo modulo constante com restrições lineares. São apresentados o cancelador de interferência serial (SIC) e o cancelador de interferência híbrido (HIC), que consiste de um SIC seguido por

múltiplos estágios de cancelamentos PIC não-lineares.

### 5.3.1

#### Cancelador de Interferência Serial (SIC)

A cada símbolo, um cancelador de interferência serial seleciona o usuário mais forte (nível de potência, por exemplo) e então, de maneira sequencial regenera e cancela a contribuição deste usuário no sinal agregado. Neste trabalho, define-se o número de níveis de um receptor SIC como o número de usuários ativos presentes no sistema,  $K$ . O sinal recebido no  $k$ -ésimo nível de um receptor SIC é descrito por

$$\mathbf{r}_k(i) = \mathbf{r}(i) - \sum_{j=1}^{k-1} \hat{A}_j(i) \hat{b}_j(i) \hat{\mathbf{s}}_j(i), \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (5-10)$$

onde  $\mathbf{r}_1(i) = \mathbf{r}(i)$ , para  $k = 1$  (primeiro usuário),  $\hat{A}_j(i)$  é a estimativa de amplitude do  $j$ -ésimo usuário,  $\hat{\mathbf{s}}_j(i) = \mathbf{C}_j \hat{\mathbf{h}}_j(i)$  é um vetor de tamanho  $M$  que representa a assinatura efetiva do usuário  $j$  sendo  $\hat{\mathbf{h}}_j(i)$  a estimativa de canal no nível  $j$  e  $\mathbf{C}_k$  uma matriz de convolução  $M \times L$  contendo em suas colunas versões deslocadas de um chip do código do  $k$ -ésimo usuário.

A técnica SIC explora o desbalanceamento de potência dos usuários e apresenta bons resultados em cenários onde não há rígido controle de potência. Uma das desvantagens do SIC, todavia, é que, geralmente, o desempenho dos usuários não é uniforme para todos os usuários [10, 90, 91].

O receptor SIC proposto neste trabalho detecta os usuários usando um receptor linear cego como estágio inicial. Este receptor projeta um filtro FIR  $\mathbf{w}_k$  com  $M$  coeficientes cuja saída gera uma estimativa do símbolo desejado.

$$\hat{b}_k(i) = \text{sgn}\left(\Re\left[\mathbf{w}_k^H(i) \mathbf{r}_k(i)\right]\right), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (5-11)$$

Para o projeto do receptor considere o sinal recebido  $\mathbf{r}_k(i)$  e a matriz  $\mathbf{C}_k$ .

O vetor de parâmetros  $\mathbf{w}_k(i)$  resulta da minimização da função custo CCM

$$J_{CM} = E\left[ (|\mathbf{w}_k^H(i) \mathbf{r}_k(i)|^2 - 1)^2 \right] \quad (5-12)$$

sujeito à  $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k(i) = \nu \mathbf{h}_k(i)$ , onde  $\nu$ , da mesma maneira que no capítulo anterior, é uma constante colocada para assegurar a convexidade da função custo. Supondo que o canal  $\mathbf{h}_k$  seja conhecido, a expressão para o receptor CCM é dada por

$$\mathbf{w}_k(i) = \mathbf{R}_k^{-1}(i) \left[ \mathbf{d}_k(i) - \mathbf{C}_k (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1}(i) \mathbf{C}_k)^{-1} \times \right. \\ \left. (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1}(i) \mathbf{d}_k(i) - \nu \mathbf{h}_k(i)) \right] \quad (5-13)$$

onde

$$\mathbf{R}_k(i) = E[|z_k(i)|^2 \mathbf{r}_k(i) \mathbf{r}_k^H(i)], \quad (5-14)$$

$$\mathbf{d}_k(i) = E[z_k^*(i) \mathbf{r}_k(i)], \quad (5-15)$$

e

$$z_k(i) = \mathbf{w}_k^H(i) \mathbf{r}_k(i). \quad (5-16)$$

Como visto nos capítulos anteriores, o lado direito de (5-13) é ainda função de  $\mathbf{w}_k(i)$  e do vetor de coeficientes do canal  $\mathbf{h}_k(i)$ . Métodos para estimação adaptativa de  $\mathbf{w}_k(i)$  and  $\mathbf{h}_k(i)$  foram apresentados no capítulo 4. O procedimento de estimação de canal adotado neste caso calcula

$$\hat{\mathbf{h}}_k(i) = \min_{\mathbf{h}} \mathbf{h}^H \mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1}(i) \mathbf{C}_k \mathbf{h} \quad (5-17)$$

sujeito a  $\|\hat{\mathbf{h}}_k\| = 1$ . Este problema tem como solução o autovetor associado ao menor autovalor da matriz  $\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{C}_k$ , de dimensão  $L \times L$ . O uso de  $\mathbf{R}_k$ , dado por (5-14) no lugar de  $\mathcal{R}_k = E[\mathbf{r}_k(i) \mathbf{r}_k^H(i)]$ , como no método de [58], evita a estimação tanto de  $\mathcal{R}_k$  quanto de  $\mathbf{R}_k$ , sem perdas no desempenho como mostraram os estudos. Diferentemente do estimador de canal original de [58], o estimador de canal proposto explora a fato de no  $k$ -ésimo nível do SIC o sinal possuir menos interferência, o que melhora a qualidade da estimativa, como será visto nos resultados de simulação.

A estimação de amplitude considera a otimização da função-custo  $\hat{A}_j(i) = \min_A E[\|A \hat{b}_j(i) \hat{\mathbf{s}}_j(i) - \mathbf{r}_j(i)\|^2]$ , empregando a seguinte recursão para atualização da estimativa:

$$\hat{A}_j(i+1) = \hat{A}_j(i) - \mu(\hat{A}_j(i) \hat{\mathbf{s}}_j^H(i) \hat{\mathbf{s}}_j(i) - \hat{b}_j^*(i) \mathbf{r}_j^H(i) \hat{\mathbf{s}}_j(i)) \quad (5-18)$$

### 5.3.2

#### Cancelador de Interferência Híbrido (HIC)

O cancelador de interferência às cegas híbrido (HIC) proposto emprega o SIC no seu primeiro estágio, seguido de múltiplos estágios PIC com o intuito de refinar a qualidade das estimativas dos símbolos transmitidos pelos usuários e uniformizar o desempenho para todos os usuários. O sinal recebido pelo  $k$ -ésimo usuário no estágio SIC corresponde ao primeiro estágio do receptor HIC e é dado por (5-10). Para os demais estágios do HIC, o sinal recebido é dado por

$$\mathbf{r}_{k,m}(i) = \mathbf{r}(i) - \sum_{j \neq k} \hat{A}_j(i) \hat{b}_{j,m-1}(i) \hat{\mathbf{s}}_j(i), \quad m \geq 2 \quad (5-19)$$

onde  $\hat{b}_{j,1}(i) = \hat{b}_j(i)$ , o que significa que o HIC utiliza as estimativas do SIC dadas por (5-11) como decisões iniciais e  $\hat{b}_{j,m-1}(i)$  é o símbolo detectado no estágio  $m-1$  ( $m \geq 2$ ) correspondendo ao usuário  $j$  e símbolo  $i$ , sendo dado por

$$\hat{b}_{k,m}(i) = \text{sgn}\left(\Re\left[\mathbf{w}_k^H(i)\mathbf{r}_{k,m}(i)\right]\right), \quad k = 1, 2, \dots, K ; \quad m \geq 2 \quad (5-20)$$

Os procedimentos de estimação de canal e estimação de amplitude tal como o projeto dos filtro de detecção  $\mathbf{w}_k(i)$  são efetuados apenas no primeiro estágio e mantidos ao longo de toda arquitetura HIC.

## 5.4

### Cancelamento de Interferência Iterativo Baseado em Arbitragem Paralela e no Critério de Módulo Constante

Esta seção descreve um esquema de cancelamento de interferência serial iterativo (IT-SIC) baseado em diferentes ordenações dos usuários para cancelamento de interferência. Posteriormente, o esquema IT-SIC é combinado com múltiplos estágios PIC resultando no IT-HIC, que também é uma colaboração desta tese. O esquema IT-HIC proposto apresenta as vantagens tanto de SIC quanto de PIC, além de explorar os ganhos de se testar mais ordens de cancelamento no estágio SIC.

#### 5.4.1

##### Receptores SIC Iterativos (IT-SIC)

No esquema de detecção iterativa IT-SIC, ilustrado na Figura 5.5, as estimativas de canal, obtidas de maneira não supervisionada, são entregues ao banco de receptores RAKE, cujas saídas são usadas para se obter as ordenações para cancelamento serial. O esquema iterativo proposto gera  $Q$  ordenações diferentes para o cancelamento da interferência, que é efetuado da seguinte maneira: Para um dado vetor de ordenação  $\mathbf{v}_q$  ( $1 \leq q \leq Q$ ) de  $K$  elementos, que contém a ordem de cancelamento de cada um dos usuários, a estrutura do receptor passa o sinal pelo receptor linear cego do usuário selecionado naquele momento e procede com a supressão de interferência. A supressão de interferência em cada estágio é feita por um receptor linear cego, cujo vetor de parâmetros  $\mathbf{w}_k$  é projetado de acordo com o critério CCM dado por (5-13), gerando assim uma estimativa do símbolo transmitido pelo usuário, dada por (5-11), onde  $\mathbf{r}_k(i)$  é o vetor observado após o  $k$ -ésimo nível SIC. Após a supressão de interferência, o sinal reconstruído do usuário  $k$ , denotado  $x_k(i)$  é subtraído do sinal  $\mathbf{r}_k(i)$ . Este procedimento é repetido para todos os  $K$  usuários ativos no sistema e para todas as  $Q$  ordenações, gerando  $Q$  candidatos para cada um dos usuários no  $i$ -ésimo símbolo. Usando o esquema proposto, o sinal recebido no  $k$ -ésimo nível usando a ordenação  $q$  é dado por:

$$\mathbf{r}_k^q(i) = \mathbf{r}(i) - \sum_{j=1}^{k-1} \hat{A}_{\mathbf{v}_q(j)}(i) \hat{b}_{\mathbf{v}_q(j)}(i) \hat{\mathbf{s}}_{\mathbf{v}_q(j)}(i) \quad (5-21)$$



$$\mathbf{M}_q \mathbf{v}_q = \mathbf{M}_q \mathbf{v}_1 \quad (5-23)$$

onde

$$\mathbf{M}_1 = \mathbf{I}_K, \quad \mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{K/4 \times 3K/4} & \mathbf{I}_{3K/4} \\ \mathbf{I}_{K/4} & \mathbf{0}_{K/4 \times 3K/4} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{M}_3 = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{K/2} & \mathbf{I}_{K/2} \\ \mathbf{I}_{K/2} & \mathbf{0}_{K/2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_4 = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (5-24)$$

As estruturas das matrizes  $\mathbf{M}_q$  correspondem a desvios de fase no que se refere a ordem de cancelamento dos usuários. Especificamente, as matrizes mostradas acima realizam cancelamento sucessivo de interferência com a seguinte ordenação:  $\mathbf{M}_1$  segue  $\mathbf{v}_1$  indo de 1 a  $K$ ;  $\mathbf{M}_2$  com índices  $K/4, K/4 + 1, \dots, K, 1, \dots, K/4 - 1$  de  $\mathbf{v}_1$ ;  $\mathbf{M}_3$  com índices  $K/2, K/2 + 1, \dots, K, 1, \dots, K/2 - 1$  de  $\mathbf{v}_1$ ;  $\mathbf{M}_4$  com ordem reversa de  $\mathbf{v}_1$ . Para um número maior de ramos, desvios de fase adicionais são aplicados com relação à diferentes ordens de cancelamento. É também importante ressaltar que diferentes ordens de cancelamento também foram testadas embora não tenham resultado em melhorias no desempenho.

A função custo CM é então utilizada para selecionar as estimativas de símbolo e suas amplitudes correspondentes, resultando em um desempenho bem próximo ao MMSE, como indicado pelos estudos. A saída final  $\hat{b}_k^f(i)$  do receptor IT-SIC proposto escolhe o melhor dentre os  $Q$  candidatos de acordo com:

$$\hat{b}_k^{(f)}(i) = \text{sgn} \left[ \Re \left( \arg \min_{1 \leq q \leq Q} CM_k^q(i) \right) \right] \quad (5-25)$$

onde a melhor estimativa é aquela em que  $z_k^q(i) = \mathbf{w}_k^H(i) \mathbf{r}_k^q(i)$  minimiza  $CM_k^q(i) = (|z_k^q(i)|^2 - 1)^2$ . O número de ramos paralelos  $Q$  que produzem candidatos à detecção é um parâmetro que deve ser escolhido pelo projetista. Os estudos desta tese indicam que  $Q = 4$  alcança a maior parte dos ganhos da estrutura proposta e oferece um excelente compromisso entre desempenho e complexidade. Sob este aspecto, o algoritmo ótimo de ordenação, dado por  $\hat{b}_k^{(f)}(i) = \text{sgn} \left[ \Re \left( \arg \min_{1 \leq q \leq K!} CM_k^q(i) \right) \right]$ , onde o número de candidatos  $Q = K!$  é demasiadamente complexo para sistemas práticos. Em termos de complexidade o método IT emprega os mesmos filtros  $\mathbf{w}_k$  e requer apenas mais operações aritméticas para calcular os  $Q$  candidatos. Da mesma maneira que o receptor SIC convencional, o receptor IT-SIC proposto não produz, em geral, um desempenho uniforme sobre a população de usuários. Especificamente, em um cenário com bom controle de potência, técnicas de cancelamento sucessivo de interferência tendem a favorecer os últimos usuários detectados, resultando em um desempenho não uniforme.

### 5.4.2 Receptores HIC iterativos (IT-HIC)

O esquema IT-HIC proposto emprega um IT-SIC como primeiro estágio seguido de vários estágios PIC, como ilustrado na Figura 5.6. O sinal recebido

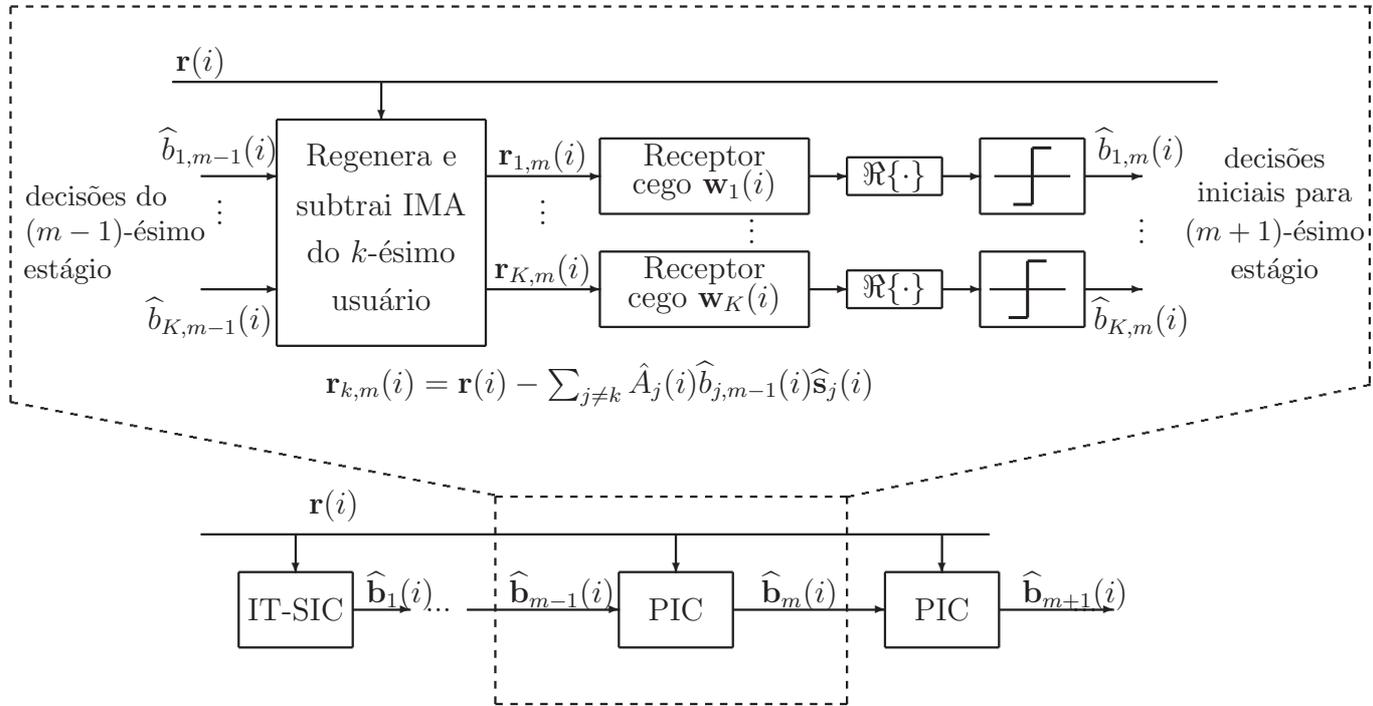


Figura 5.6: Diagrama de blocos do receptor HIC iterativo (IT-HIC) proposto.

pelo  $k$ -ésimo usuário no estágio IT-SIC, que corresponde ao primeiro estágio do IT-HIC é dado por (5-21)-(5-24). Para os estágios restantes do IT-HIC, o sinal recebido é dado por:

$$\mathbf{r}_{k,m}(i) = \mathbf{r}(i) - \sum_{j \neq k} \hat{A}_j(i) \hat{b}_{j,m-1}(i) \hat{\mathbf{s}}_j(i), \quad m \geq 2 \quad (5-26)$$

onde  $\hat{b}_{j,1}(i) = \hat{b}_j^{(f)}(i)$  o que significa que o IT-HIC utiliza a estimativa de símbolo do IT-SIC dada por (5-25) como suas decisões iniciais e  $\hat{b}_{j,m-1}(i)$  é o símbolo detectado no estágio  $m-1$  ( $m \geq 2$ ) para o  $i$ -ésimo símbolo do  $j$ -ésimo usuário que são dados por

$$\hat{b}_{k,m}(i) = \text{sgn} \left( \Re \left[ \mathbf{w}_k^H(i) \mathbf{r}_{k,m}(i) \right] \right), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad m \geq 2 \quad (5-27)$$

Os procedimentos de estimação de canal e estimação de amplitude tal como o projeto dos filtro de detecção  $\mathbf{w}_k(i)$  são efetuados apenas no primeiro estágio e mantidos ao longo de toda arquitetura HIC.

## 5.5 Simulações e Resultados

Nesta seção é avaliado o desempenho dos receptores e algoritmos propostos. Devido à dificuldade em analisar teoricamente os esquemas iterativos propostos, adota-se uma abordagem baseada em simulações. Consideraram-se os critérios de projeto CMV e CCM e seus respectivos algoritmos adaptativos tipo SG e RLS para estimação dos parâmetros. Foram consideradas as seguintes estruturas de receptores: linear, PIC, os SIC e HIC propostos e suas versões iterativas. Para o receptor “PIC puro”, o sinal recebido no  $m$ -ésimo estágio é descrito por

$$\mathbf{r}_{k,m}(i) = \mathbf{r}(i) - \sum_{j \neq k} \hat{A}_j(i) \hat{b}_{j,m-1}(i) \hat{\mathbf{s}}_j(i), \quad m \geq 1 \quad (5-28)$$

onde  $\mathbf{r}_{k,1}(i) = \mathbf{r}(i)$ , para  $m = 1$  (primeiro estágio),  $\hat{b}_{j,m-1}(i)$  é o símbolo, do usuário  $j$  e durante o  $i$ -ésimo intervalo de sinalização, detectado no estágio  $m - 1$ ,  $\hat{A}_j(i)$  é a estimativa de amplitude do  $j$ -ésimo usuário, sua assinatura efetiva de tamanho  $M \times 1$  é dada pelo vetor  $\hat{\mathbf{s}}_j(i) = \mathbf{C}_j \hat{\mathbf{h}}_j(i)$ . A estimativa de canal,  $\hat{\mathbf{h}}_k(i)$ , para o  $k$ -ésimo usuário é calculada utilizando-se uma versão modificada de (5-17) dada por:

$$\hat{\mathbf{h}}_k(i) = \min_{\mathbf{h}} \mathbf{h}^H \mathbf{C}_k^H \tilde{\mathbf{R}}_k^{-1}(i) \mathbf{C}_k \mathbf{h} \quad (5-29)$$

onde  $\tilde{\mathbf{R}}_k(i)$  é definida como em (5-14) e (5-16) usando  $\mathbf{r}(i)$  dado por (??) no lugar de  $\mathbf{r}_k(i)$ . As recursões adaptativas para  $\mathbf{w}_k(i)$  and  $\hat{\mathbf{h}}_k(i)$  são obtidas de acordo com as técnicas mostradas no capítulo 4.

A estimação de amplitude novamente considera uma otimização. Desta vez, a função custo otimizada é  $\hat{A}_j(i) = \arg \min_A E[|A \hat{b}_j(i) \hat{\mathbf{s}}_j(i) - \mathbf{r}(i)|^2]$ . A seguinte recursão é empregada

$$\hat{A}_j(i+1) = \hat{A}_j(i) - \mu (\hat{A}_j(i) \hat{\mathbf{s}}_j^H(i) \hat{\mathbf{s}}_j(i) - \hat{b}_j^*(i) \mathbf{r}^H(i) \hat{\mathbf{s}}_j(i)) \quad (5-30)$$

Da mesma maneira que no SIC, IT-SIC, HIC, IT-HIC, a estimação de canal e amplitude, assim como o projeto dos filtros  $\mathbf{w}_k$  são efetuados apenas no primeiro estágio do “PIC puro”.

Os receptores PIC, HIC e IT-HIC foram projetados com dois estágios de cancelamento paralelo, uma vez que os estudos revelaram que este número de estágios alcança todos os ganhos da estrutura proposta sem sacrifício em termos de complexidade. O sistema DS-CDMA simulado emprega seqüências aleatórias de tamanho  $N = 16$  e seqüências Gold de tamanho  $N = 31$ . Os algoritmos tipo SG são todos normalizados e todos os parâmetros foram otimizados para cada um dos cenários testados. Os resultados da simulação

são a média de 100 experimentos independentes. Os canais experimentados pelos usuários são independentes e identicamente distribuídos. Os coeficientes para cada usuário são  $h_{k,l} = p_{k,l}\alpha_{k,l}[i]$  ( $l = 0, 1, \dots, L - 1$ ), onde  $\alpha_{k,l}[i]$ , 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:

$$H(f) = k/\sqrt{1 - (f/f_d)^2} \quad (5-31)$$

onde  $k$  é uma constante de normalização,  $f_d = v/\lambda$  é o máximo desvio Doppler de frequência,  $\lambda$  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 em termos da frequência Doppler normalizada.

Nesta simulação os canais utilizados possuem 3 percursos com potências relativas  $p_{k,l}^2$  dadas por 0, -3 e -6 dB, respectivamente, onde em cada repetição o espaçamento entre os percursos é dado por uma variável aleatória discreta uniformemente distribuída entre 1 e 2 chips. Os algoritmos de estimação de canal de [58] modelam o canal como um filtro FIR, empregando um filtro de 6 taps como um limitante superior para os experimentos. Em todas as figuras, a taxa de erro de bits é média da taxa de todos os usuários ativos no sistema.

Para examinar a convergência dos algoritmos foram traçados gráficos de BER versus número de símbolos recebidos considerando um cenário não-estacionário, onde usuários entram e saem do sistema. Nestes experimentos, mostrados nas Figuras 5.7 e 5.8, o sistema começa com  $K = 8$  usuários, todos com  $E_b/N_0$  média de 15 dB e cuja distribuição de potência a cada realização seguem uma distribuição log-normal com desvio-padrão de 1.5 dB. Com 1000 símbolos transmitidos, 2 usuários saem e 10 usuários entram no sistema. O controle de potência é afrouxado e agora o nível de potência dos usuários segue uma distribuição log-normal com desvio-padrão de 3 dB.

Os resultados mostram que os algoritmos baseados no critério CCM convergem para um nível de BER menor do que o dos algoritmos baseados no critério CMV. Os receptores HIC atingem um desempenho superior ao desempenho das estruturas SIC, PIC e linear. Uma importante característica do receptor HIC proposto já ressaltada no texto é que ele possui as vantagens de SIC e PIC e sua complexidade adicional é apenas linear com o número de usuários no sistema.

Considerando agora o receptor IT-SIC proposto, inicialmente avalia-se o número de ramos paralelos que deve ser usado pelo algoritmo iterativo e o impacto que ramos adicionais causam no desempenho. Foi feita a comparação

dos métodos de ordenação propostos usando  $Q = 2, 4, 8$  ramos paralelos com o algoritmo de ordenamento ótimo, que testa  $K!$  ordens. Os resultados ilustrados na Figura 5.9 são em termos de convergência da BER. Os resultados mostram que o algoritmo de ordenação proposto atinge um desempenho bem próximo do ordenamento ótimo às custas de um pequeno aumento da complexidade computacional. Pode ser notado também que o desempenho do IT-SIC melhora a medida em que mais ramos paralelos são utilizados, porém a medida para um número de ramos  $Q > 4$ , o ganho de desempenho torna-se marginal. Por esta razão, adota-se  $Q = 4$  ramos nos experimentos restantes. A Figura 5.10, ilustra o desempenho da estimação de canal em termos do erro médio quadrático (MSE) para um sistema com  $K = 8$  usuários. O número de ramos paralelos dos receptores IT,  $Q = 4$ . Os resultados confirmam a estrutura IT-SIC proposta fornece melhores estimativas de canal.

O desempenho dos receptores IT-SIC e IT-HIC propostos é comparado com outros esquemas projetados com o critério CCM na Figura 5.11. As curvas indicam que as estruturas propostas apresentam desempenho superior. O IT-HIC apresenta desempenho ligeiramente melhor que o IT-SIC, seguido por HIC, SIC, PIC e receptor linear. Vale a pena mencionar que uma das vantagens da estrutura HIC quando comparada com o SIC é que o desempenho da população de usuários ativos é praticamente uniforme no caso HIC, ao contrário do que acontece no SIC, como mencionado anteriormente.

O desempenho em termos de BER versus  $E_b/N_0$  e número de usuários  $K$  é mostrado na Figura 5.12, onde o nível de potência dos usuários segue uma distribuição log-normal com desvio-padrão de 1.5 dB. Este resultado (para 1500 símbolos transmitido) confirma que o IT-HIC apresenta o melhor desempenho, seguidos por IT-SIC, HIC, SIC, PIC e pelo receptor linear. A partir das curvas, pode-se verificar que o esquema IT com conjunto com SIC e HIC pode economizar até 3 dB em  $E_b/N_0$  para um dado desempenho, quando comparado com arquiteturas SIC e HIC não iterativas. Em termos de capacidade, os esquemas propostos podem acomodar até 4 usuários a mais, para uma dada razão  $E_b/N_0$  quando comparado com SIC e HIC não iterativos. Quando comparados com PIC e receptores lineares, os esquemas propostos apresentam ganhos ainda maiores.

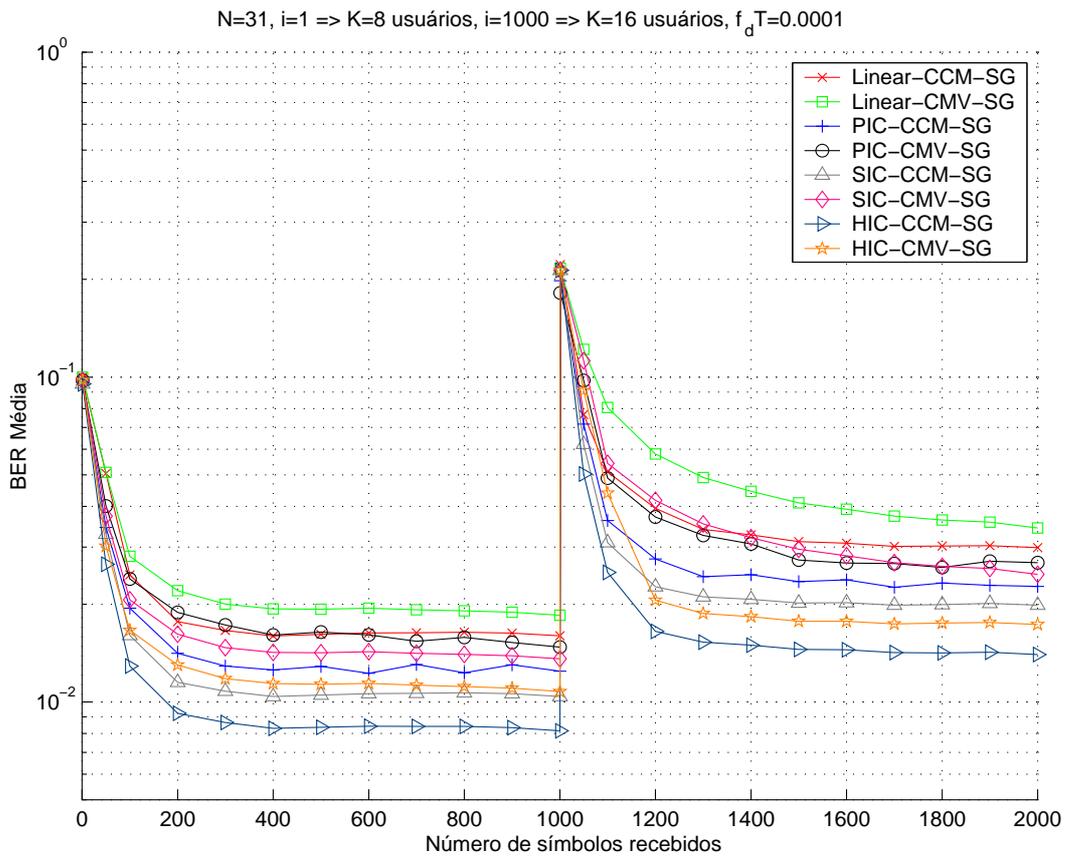


Figura 5.7: Convergência de BER para receptores utilizando algoritmo tipo SG.

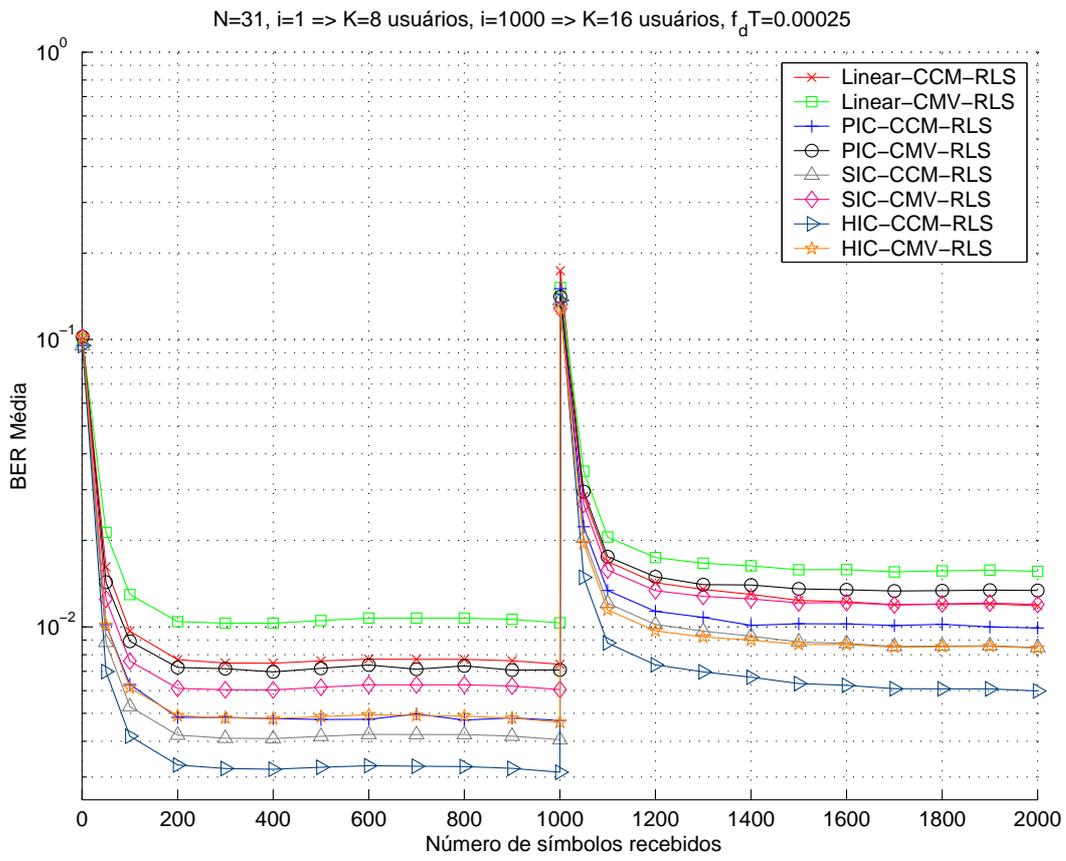


Figura 5.8: Convergência de BER para receptores utilizando algoritmo tipo RLS.

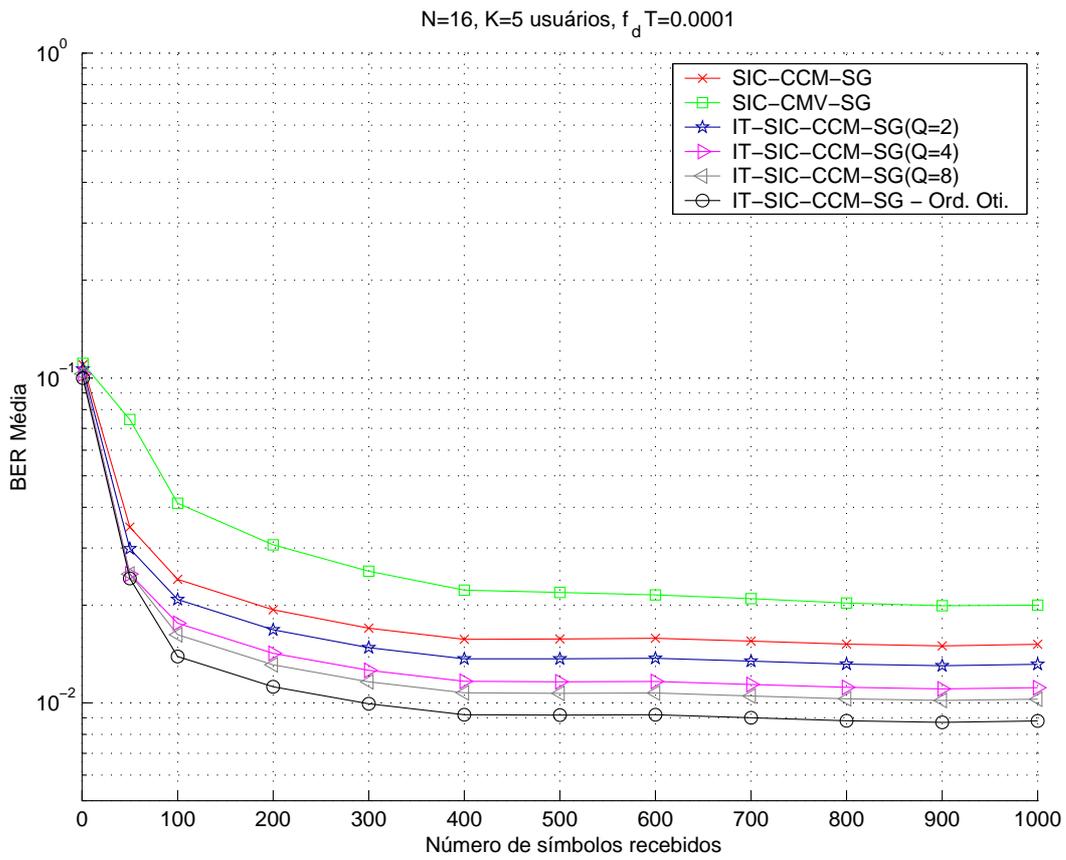


Figura 5.9: Convergência de BER para receptores IT-SIC variando número de ordenações  $Q$  e usando algoritmo tipo SG.

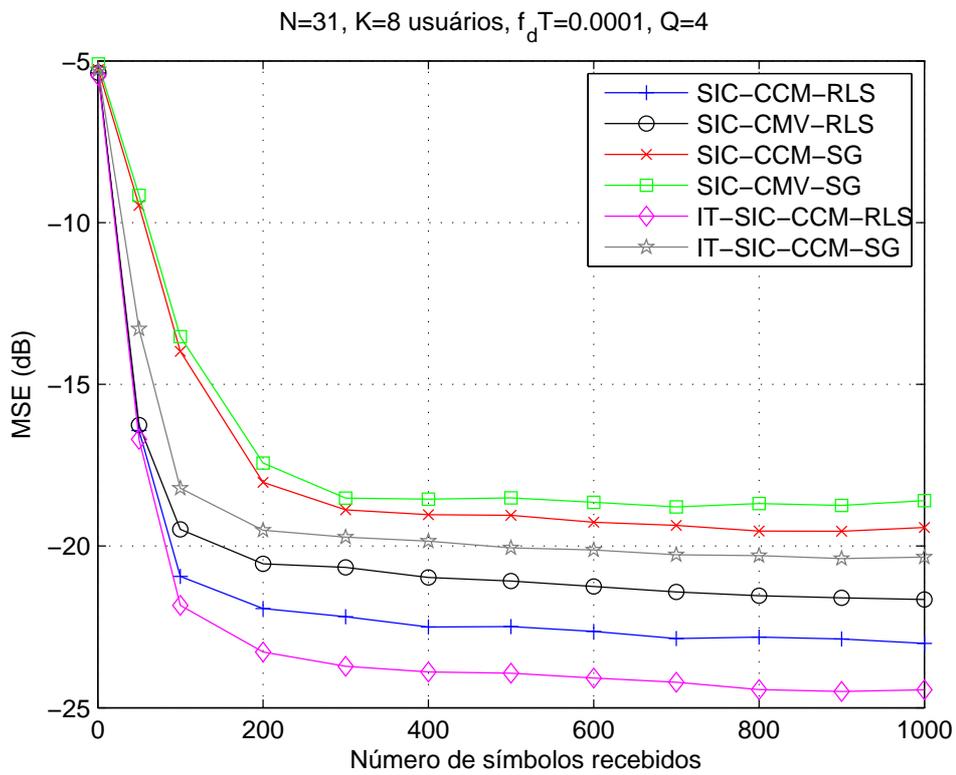


Figura 5.10: Desempenho dos estimadores de canal nos receptores SIC.

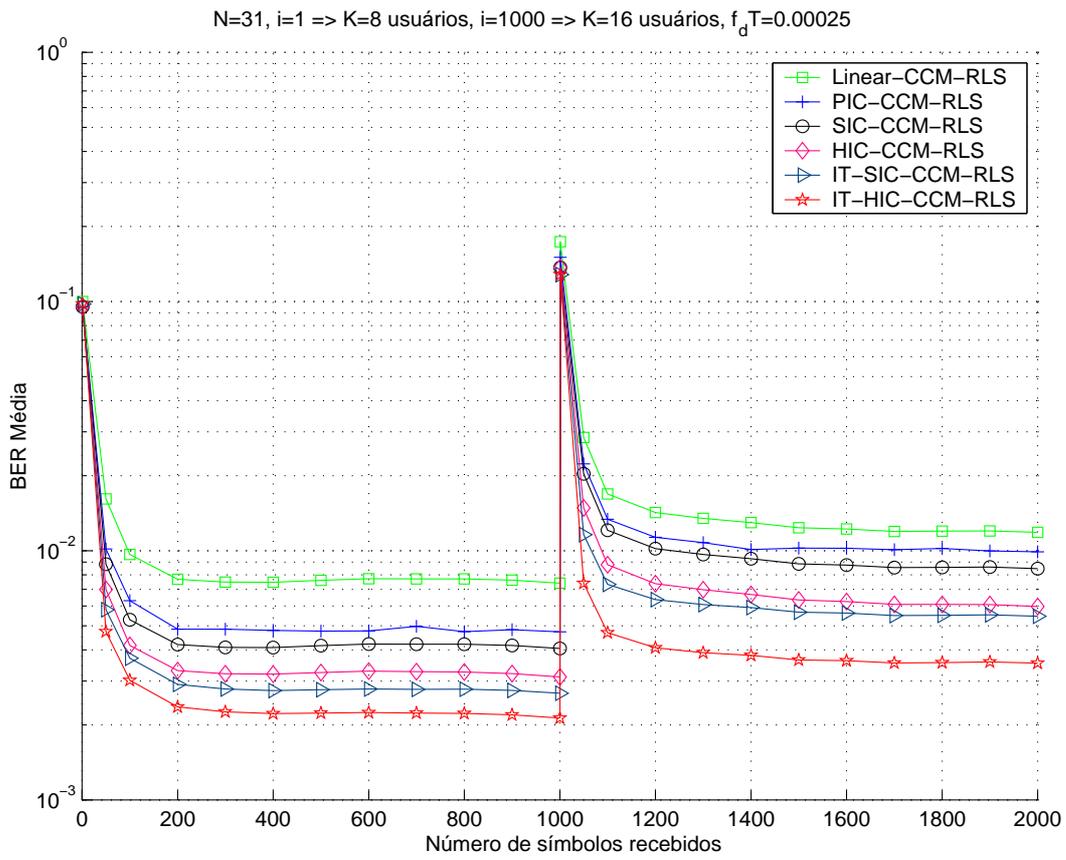


Figura 5.11: Convergência da BER para receptores CCM com algoritmo RLS.

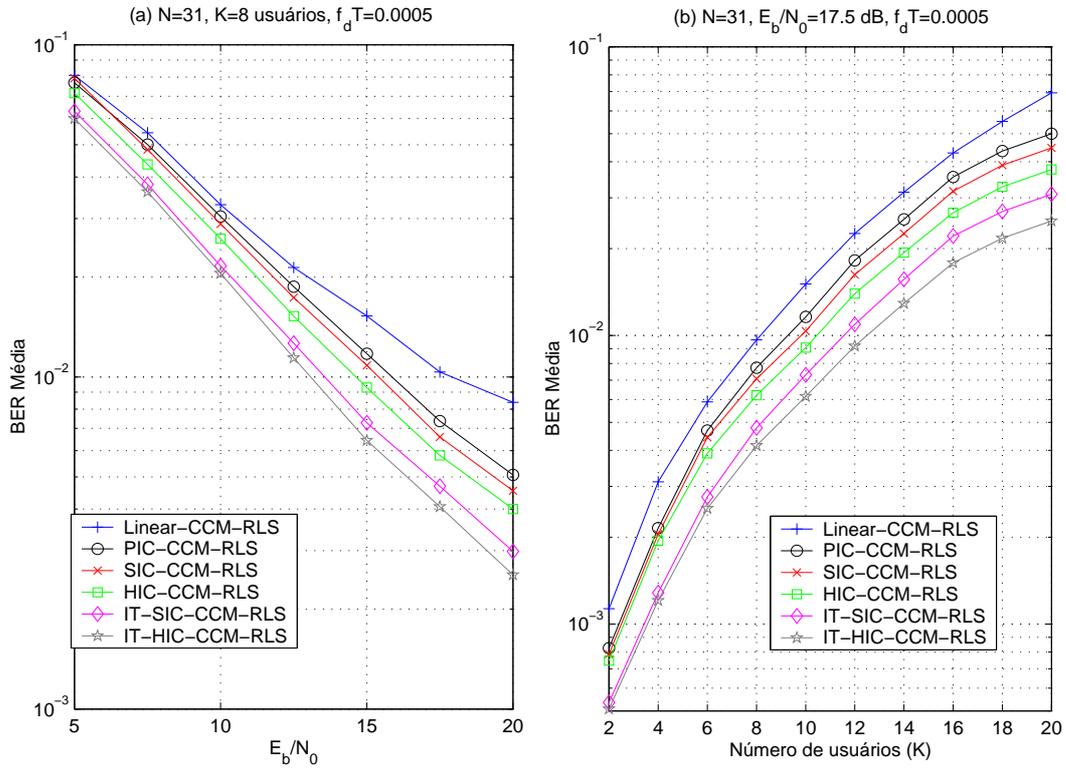


Figura 5.12: BER versus  $E_b/N_0$  e número de usuários para receptores utilizando algoritmo RLS.