

6

Receptores com Decisão Realimentada às Cegas

Técnicas de processamento de sinais às cegas, como as do capítulo anterior, são uma alternativa interessante para situações onde o receptor perde o rastreamento do usuário desejado e/ou uma seqüência de treinamento não está disponível. Além disso, estes métodos não supervisionados são importantes no aumento da eficiência na transmissão dos dados, já que são capazes de operar sem canal piloto. Em particular, o processamento adaptativo às cegas pode aliviar a complexidade requerida para estimação de parâmetros e rastrear as condições altamente dinâmicas geralmente encontradas nestes sistemas, devido à mobilidade dos terminais móveis e a natureza aleatória do canal de acesso.

Neste contexto, a maior parte dos trabalhos na literatura considera receptores lineares às cegas, que foram propostos nos últimos anos para suprimir a interferência de múltiplo acesso (IMA) [79, 110, 86, 114, 115]. Soluções para estruturas lineares não supervisionadas foram relatadas pela primeira vez em [79], onde um detector às cegas foi projetado com base no critério de mínima variância (MV). Com o sucesso inicial do receptor MV de Honig *et al.* [79], receptores às cegas usando o critério de módulo constante (CM), foram investigados em [110] e [114] e se mostraram superiores aos seus equivalentes MV. Mais tarde, técnicas com restrições baseadas nos critérios MV e CM foram usadas para desenvolver receptores lineares adaptativos [86, 115, 121], que são capazes de combinar os componentes do multi-percurso e podem operar em canais seletivos em frequência.

Do ponto de vista da teoria da informação, o compromisso entre eficiência espectral e eficiência de potência para o canal de múltiplo acesso síncrono com AWGN foi quantificado para detectores multiusuário lineares e não lineares em [129, 130]. Estes trabalhos mostraram que dada uma E_b/N_0 suficiente, em cargas altas ($K/N \rightarrow 1$), a eficiência espectral da detecção multiusuário não linear, como a DF, é significativamente mais alta do que a recepção linear. Desta forma, para cenários no enlace reverso ou *uplink*, estruturas de recepção com decisão realimentada (DF)

são também mais indicadas e obtêm ganhos substanciais sobre detectores lineares [12, 123, 48, 125].

De fato, receptores DF são relativamente simples e realizam supressão de interferência com um esquema linear seguido de cancelamento de interferência. Uma desvantagem destes detectores é o fenômeno da propagação de erros que é provocado por decisões incorretas no cancelamento dos usuários associados ao sistema. Em particular, os trabalhos sobre receptores DF adaptativos às cegas são limitados às situações com canais planos em frequência [131, 132, 133], que não tratam do problema da propagação de erros. Além disso, detectores DF são especialmente interessantes devido à possibilidade de diferentes tipos de cancelamento de interferência: sucessivo [123, 124], paralelo [48, 125] e iterativo [125, 126], que produzem diferentes desempenhos e níveis de robustez contra a propagação de erros.

Este capítulo propõe detecção multiusuário DF adaptativa às cegas para canais em presença de multi-percurso baseada em técnicas de otimização com restrições usando os critérios MV e CM. São propostas expressões para o projeto de receptores DF às cegas com os critérios MV com restrições (*Constrained Minimum Variance* - CMV) e CM com restrições (*Constrained Constant Modulus* - CCM). Em seguida, são desenvolvidos algoritmos adaptativos às cegas do tipo SG e RLS, computacionalmente eficientes, para supressão da IMA, da IES e estimação de canal. Uma nova estrutura DF de cancelamento sucessivo baseada no conceito recente de arbitragem paralela [134] é proposta e combinada com uma estrutura iterativa com múltiplos estágios em cascata usando decisão realimentada. O novo esquema de detecção DF e o sistema de recepção combinado resultante são comparados às principais estruturas existentes através de simulações em diversos cenários para avaliação dos efeitos da propagação de erros e do desempenho.

6.1 Receptores com Decisão Realimentada às Cegas

Esta seção é dedicada ao projeto de detectores com decisão realimentada às cegas em sistemas DS-CDMA, como o mostrado na Figura 6.1. É importante ressaltar que porções deste material já foram apresentadas em [127]. Considere o vetor recebido $\mathbf{r}(i)$, a matriz de restrições \mathbf{C}_k de dimensão $M \times L_p$ que contém versões deslocadas de um *chip* da seqüência de assinatura

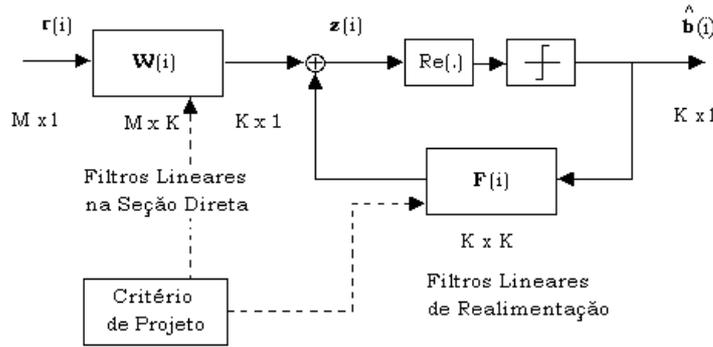


Figura 6.1: Diagrama em blocos de um receptor com decisão realimentada às cegas.

do usuário k :

$$\mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} a_k(1) & & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & a_k(1) \\ a_k(N) & & \vdots \\ \mathbf{0} & \ddots & a_k(N) \end{bmatrix} \quad (6-1)$$

A entrada do dispositivo decisão, ilustrado na Figura 6.1, correspondente ao i -ésimo símbolo é dada por:

$$\mathbf{z}(i) = \mathbf{W}^H(i)\mathbf{r}(i) - \mathbf{F}^H(i)\hat{\mathbf{b}}(i) \quad (6-2)$$

onde a entrada $\mathbf{z}(i) = [z_1(i) \dots z_K(i)]^T$, $\mathbf{W}(i) = [\mathbf{w}_1 \dots \mathbf{w}_K]$ é a matriz da seção direta de dimensão $N \times K$, $\hat{\mathbf{b}}(i) = [b_1(i) \dots b_K(i)]^T$ é o vetor de símbolos estimados de dimensão $K \times 1$, que são realimentados através da matriz da seção realimentada $\mathbf{F}(i) = [\mathbf{f}_1(i) \dots \mathbf{f}_K(i)]^T$ de dimensão $K \times K$. Especificamente, o projeto do receptor DF é equivalente à determinação para o usuário k de um filtro FIR $\mathbf{w}_k(i)$ com $M = N + L_p - 1$ elementos na seção direta e um filtro FIR $\mathbf{f}_k(i)$ com K elementos na seção realimentada que produzem uma estimativa do símbolo desejado:

$$z_k(i) = \mathbf{w}_k^H(i)\mathbf{r}(i) - \mathbf{f}_k^H(i)\hat{\mathbf{b}}(i), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (6-3)$$

onde \mathbf{w}_k e \mathbf{f}_k são otimizados pelas funções custo MV ou CM, sujeito ao conjunto de restrições de multi-percurso dado por $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k(i) = \mathbf{h}_k(i)$ para o caso MV, ou $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k(i) = \nu \mathbf{h}_k(i)$ para o caso CM, onde ν é uma constante que garante a convexidade do receptor baseado no critério CM e $\mathbf{h}_k(i)$ é o k -ésimo vetor com os componentes do canal multi-percurso. O símbolo

detectado é obtido com:

$$\hat{b}_k(i) = \text{sgn}\left(\Re\left[z_k(i)\right]\right) = \text{sgn}\left(\Re\left[\mathbf{w}_k^H(i)\mathbf{r}(i) - \mathbf{f}_k^H(i)\hat{\mathbf{b}}(i)\right]\right), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (6-4)$$

onde o operador $(\cdot)^H$ denota transposição Hermitiana, $\Re(\cdot)$ seleciona a parte real e $\text{sgn}(\cdot)$ é a função sinal. Para DF sucessiva (S-DF) [123, 124], a matriz $\mathbf{F}(i)$ de dimensão $K \times K$ é estritamente triangular inferior, enquanto que para DF paralela (P-DF) [48, 125] a matriz $\mathbf{F}(i)$ é cheia e sua estrutura tem como restrição zeros na diagonal principal para evitar o cancelamento dos símbolos desejados. A estrutura S-DF é ótima no sentido de que ela alcança a capacidade do canal CDMA síncrono com AWGN [124]. Além disso, o esquema S-DF é menos afetado pela propagação de erros embora ele não forneça, em geral, um desempenho uniforme sobre a população de usuários, que é uma característica desejável para o enlace reverso ou *uplink*. Neste contexto, o sistema P-DF pode oferecer desempenho uniforme para os usuários mas este é mais suscetível com relação à propagação de erros.

Nas seções seguintes, são apresentados os critérios de projeto CM e MV com restrições (CCM e CMV) para detectores DF. O projeto usando a abordagem CMV para receptores DF generaliza o trabalho em estruturas lineares de Xu e Tsatsanis [86], enquanto que o projeto CCM para esquemas lineares e DF é uma contribuição desta tese.

6.1.1 Receptores DF com o critério CCM (DF-CCM)

Para descrever o projeto do receptor DF-CCM considere a função custo módulo constante (CM):

$$J_{CM} = E\left[(|\mathbf{w}_k^H \mathbf{r} - \mathbf{f}_k^H \hat{\mathbf{b}}|^2 - 1)^2 \right] \quad (6-5)$$

sujeita ao conjunto de restrições dado por $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k(i) = \nu \mathbf{h}_k(i)$, onde ν é uma constante a ser ajustada que assegura a convexidade da otimização baseada no critério CM. Supondo-se que o vetor de canal \mathbf{h}_k para o usuário k é conhecido, considere a função custo equivalente e sem restrições obtida pelo método dos multiplicadores de Lagrange [45] $J'_{CM} = E\left[(|\mathbf{w}_k^H \mathbf{r} - \mathbf{f}_k^H \hat{\mathbf{b}}|^2 - 1)^2 \right] + \Re[(\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k - \nu \mathbf{h}_k)^H \boldsymbol{\lambda}]$, onde $\boldsymbol{\lambda}$ é um vetor complexo de multiplicadores de Lagrange. A função J'_{CM} é minimizada com respeito a \mathbf{w}_k e \mathbf{f}_k de acordo com o conjunto de restrições $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k = \nu \mathbf{h}_k$. Calculando-se os termos do gradiente de J'_{CM} com respeito a \mathbf{w}_k e igualando-os a

zero tem-se $\nabla J'_{CM} = 2E[(|\mathbf{w}_k^H \mathbf{r} - \mathbf{f}_k^H \hat{\mathbf{b}}|^2 - 1)\mathbf{r}(\mathbf{r}^H \mathbf{w}_k - \hat{\mathbf{b}}^H \mathbf{f}_k)] + \mathbf{C}_k \boldsymbol{\lambda} = 0$. Em seguida, reescrevendo-se os termos obtém-se $E[|z_k|^2 \mathbf{r} \mathbf{r}^H] \mathbf{w}_k = E[z_k^* \mathbf{r}] + E[|z_k|^2 \hat{\mathbf{b}}^H] \mathbf{f}_k - \mathbf{C}_k \boldsymbol{\lambda} / 2$ e conseqüentemente $\mathbf{w}_k = \mathbf{R}_k^{-1} [\mathbf{d}_k + \mathbf{T}_k \mathbf{f}_k - \mathbf{C}_k \boldsymbol{\lambda}] / 2$, onde $z_k = \mathbf{w}_k^H \mathbf{r}$, $\mathbf{R}_k = E[|z_k|^2 \mathbf{r} \mathbf{r}^H]$, $\mathbf{T}_k = E[|z_k|^2 \hat{\mathbf{b}}]$, $\mathbf{d}_k = E[z_k^* \mathbf{r}]$ e o asterisco denota conjugação complexa. Usando-se o conjunto de restrições $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k = \nu \mathbf{h}_k$ chega-se à expressão para o vetor multiplicador de Lagrange $\boldsymbol{\lambda} = 2(\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{C}_k)^{-1} (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{T}_k \mathbf{f}_k + \mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{d}_k - \nu \mathbf{h}_k)$. Substituindo-se $\boldsymbol{\lambda}$ em $\mathbf{w}_k = \mathbf{R}_k^{-1} [\mathbf{d}_k + \mathbf{T}_k \mathbf{f}_k - \mathbf{C}_k \boldsymbol{\lambda} / 2]$ obtém-se a solução para a seção direta do receptor DF-CCM:

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{R}_k^{-1} \left[\mathbf{d}_k + \mathbf{T}_k \mathbf{f}_k - \mathbf{C}_k (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{C}_k)^{-1} (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{T}_k \mathbf{f}_k + \mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{d}_k - \nu \mathbf{h}_k) \right] \quad (6-6)$$

Para obter a solução CCM do vetor de parâmetros \mathbf{f}_k da seção realimentada, calcula-se os termos do gradiente de J'_{CM} com relação a \mathbf{f}_k e igualando-se os termos a zero tem-se $\nabla J'_{CM} = 2E[(|z_k|^2 - 1)\hat{\mathbf{b}}(\mathbf{r}^H \mathbf{w}_k - \hat{\mathbf{b}}^H \mathbf{f}_k)] = 0$. Então, rearranjando-se os termos obtém-se $E[|z_k|^2 \hat{\mathbf{b}} \hat{\mathbf{b}}^H] \mathbf{f}_k = E[|z_k|^2 \hat{\mathbf{b}} \mathbf{r}^H] \mathbf{w}_k - E[z_k^* \hat{\mathbf{b}}]$ e conseqüentemente chega-se à expressão para a seção realimentada do receptor DF-CCM:

$$\mathbf{f}_k = \mathbf{I}_k^{-1} [\mathbf{T}_k^H \mathbf{w}_k - \mathbf{v}_k] \quad (6-7)$$

onde $\mathbf{I}_k = E[|z_k|^2 \hat{\mathbf{b}} \hat{\mathbf{b}}^H]$, $\mathbf{v}_k = E[z_k^* \hat{\mathbf{b}}]$. A solução do detector CCM linear proposta inicialmente em [121] é obtida fazendo-se $\mathbf{f}_k(i) = \mathbf{0}$ em (6-6). Uma análise do método CCM no Apêndice B examina as suas propriedades de convergência para o caso do receptor linear, estendendo resultados anteriores sobre a sua convexidade para sinais complexos e com multi-percurso. Como a otimização da função custo CCM para um receptor linear ($\mathbf{f}_k = \mathbf{0}$) é uma otimização convexa sujeita à condição $\nu^2 |A_1|^2 |\hat{\mathbf{g}}^H \mathbf{g}|^2 \geq 1/4$, como mostrado no Apêndice B, este fornece um bom ponto de partida para a realização do cancelamento dos usuários associados ao sistema pela seção realimentada do detector DF-CCM.

6.1.2 Receptores DF com o Critério CMV (DF-CMV)

O projeto do receptor DF-CMV segue as etapas empreendidas para o caso DF-CCM e considera a seguinte função custo:

$$J_{MV} = E[|\mathbf{w}_k^H \mathbf{r} - \mathbf{f}_k^H \hat{\mathbf{b}}|^2] \quad (6-8)$$

sujeito ao conjunto de restrições descrito por $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k(i) = \mathbf{h}_k(i)$. Dado o vetor de canal \mathbf{h}_k para o usuário k , considere a função custo sem restrições $J'_{MV} = E[|\mathbf{w}_k^H \mathbf{r} - \hat{\mathbf{f}}_k^H \hat{\mathbf{b}}|^2] + \Re[(\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k - \mathbf{h}_k)^H \boldsymbol{\lambda}]$, onde $\boldsymbol{\lambda}$ é um vetor complexo de multiplicadores de Lagrange, minimiza-se J'_{MV} com relação a \mathbf{w}_k e $\hat{\mathbf{f}}_k$ sob as condições dadas por $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k = \mathbf{h}_k$. Usando-se os termos do gradiente de J'_{MV} com respeito a \mathbf{w}_k e igualando-se estes termos a zero tem-se $\nabla J'_{MV} = E[\mathbf{r}(\mathbf{r}^H \mathbf{w}_k - \hat{\mathbf{b}}^H \hat{\mathbf{f}}_k)] + \mathbf{C}_k \boldsymbol{\lambda} = 0$, então rearranjando-se os termos obtém-se $E[\mathbf{r}\mathbf{r}^H] \mathbf{w}_k = E[\hat{\mathbf{r}}\hat{\mathbf{b}}^H] \hat{\mathbf{f}}_k - \mathbf{C}_k \boldsymbol{\lambda}$ e conseqüentemente $\mathbf{w}_k = \mathbf{R}^{-1}[\mathbf{T}\hat{\mathbf{f}}_k - \mathbf{C}_k \boldsymbol{\lambda}]$, onde a matriz covariância é $\mathbf{R} = E[\mathbf{r}\mathbf{r}^H]$ e $\mathbf{T} = E[\hat{\mathbf{r}}\hat{\mathbf{b}}^H]$. Utilizando-se o conjunto de restrições $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k = \mathbf{h}_k$ chega-se à expressão para o multiplicador de Lagrange $\boldsymbol{\lambda} = (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}_k)^{-1} (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{T}\hat{\mathbf{f}}_k - \mathbf{h}_k)$. Substituindo-se $\boldsymbol{\lambda}$ em $\mathbf{w}_k = \mathbf{R}^{-1}[\mathbf{T}\hat{\mathbf{f}}_k - \mathbf{C}_k \boldsymbol{\lambda}]$ obtém-se a solução para a seção direta do receptor DF-CMV:

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{R}^{-1} \left[\mathbf{T}\hat{\mathbf{f}}_k - \mathbf{C}_k (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C}_k)^{-1} (\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{T}\hat{\mathbf{f}}_k - \mathbf{h}_k) \right] \quad (6-9)$$

Em seguida, calcula-se os termos do gradiente de J'_{MV} com relação a $\hat{\mathbf{f}}_k$ e iguala-se estes termos a zero para obter $\nabla J'_{MV} = E[\hat{\mathbf{b}}(\mathbf{r}^H \mathbf{w}_k - \hat{\mathbf{b}}^H \hat{\mathbf{f}}_k)] = 0$. Então, reescrevendo-se os termos tem-se $E[\hat{\mathbf{b}}\hat{\mathbf{b}}^H] \hat{\mathbf{f}}_k = E[\hat{\mathbf{b}}\mathbf{r}^H] \mathbf{w}_k$ e conseqüentemente chega-se à expressão:

$$\hat{\mathbf{f}}_k = \mathbf{B}^{-1} \left[\mathbf{T}^H \mathbf{w}_k \right] \quad (6-10)$$

onde $\mathbf{B} = E[\hat{\mathbf{b}}\hat{\mathbf{b}}^H]$. Neste ponto, o projetista pode evitar a inversão da matriz $K \times K$ usando-se uma aproximação criteriosa para \mathbf{B} , ou seja $\mathbf{I} \approx E[\hat{\mathbf{b}}\hat{\mathbf{b}}^H]$ [2], que é verificada para baixas taxas de erro. Portanto, o filtro da seção realimentada poder ser projetado como descrito por $\hat{\mathbf{f}}_k \approx \mathbf{T}^H \mathbf{w}_k$. É interessante notar que fazendo-se $\hat{\mathbf{f}}_k(i) = \mathbf{0}$ em (6-9) chega-se à solução proposta por Xu e Tsatsanis [86].

6.1.3 Estimação de Canal às Cegas

As soluções para os receptores CCM e CMV supõem o conhecimento dos parâmetros do canal. Entretanto, em aplicações onde o multi-percurso está presente estes parâmetros devem ser estimados. Para estimar o canal às cegas adota-se o seguinte método [86, 116]:

$$\hat{\mathbf{h}}_k(i) = \arg \min_{\mathbf{h}_k} \mathbf{h}_k^H \mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-p} \mathbf{C}_k \mathbf{h}_k \quad (6-11)$$

sujeito a $\|\hat{\mathbf{h}}_k\| = 1$, onde p é um inteiro e cuja solução é o autovetor correspondente ao menor autovalor da matriz $\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-p} \mathbf{C}_k$ de dimensão $L_p \times L_p$. Para os receptores baseados no critério CCM emprega-se \mathbf{R}_k , que aparece em (6-6), ao invés de \mathbf{R} , utilizada para os detectores com o critério CMV, para estimação do canal. O uso de \mathbf{R}_k no lugar de \mathbf{R} evita a estimação de ambas as matrizes \mathbf{R} e \mathbf{R}_k na construção do receptor, e não acarreta perda de desempenho como verificado em nossos estudos. Os valores de p são restritos a 1 ainda que o desempenho do estimador de canal e conseqüentemente do receptor possam ser melhorados aumentando-se p .

6.2

Detecção Iterativa com Arbitragem Paralela

Nesta seção são apresentadas novas técnicas iterativas, que são baseadas no conceito de arbitragem paralela, recentemente introduzido por Barriac e Madhow [134], e incorporado a uma estratégia DF sucessiva. O novo esquema DF sucessivo arbitrado é combinado com uma estrutura com estágios contendo esquemas DF em cascata proposta em [125, 126]. A motivação para os novos esquemas DF é combater os efeitos da propagação de erros geralmente encontrados em estruturas P-DF [125, 126], que são de grande interesse para cenários no enlace reverso ou *uplink* devido à sua capacidade de prover desempenho uniforme sobre a população de usuários. A idéia básica é melhorar a estrutura S-DF usando-se buscas paralelas com ordens de cancelamento arbitradas e, em seguida, combinar a nova abordagem com uma técnica iterativa, onde o segundo estágio utiliza um sistema P-DF para equalizar o desempenho dos usuários.

6.2.1

Detecção DF Sucessiva com Arbitragem Paralela

A idéia de arbitragem paralela é utilizar canceladores sucessivos de interferência (SICs) para convergir rapidamente para um ponto de máximo local da função verossimilhança e, gerando-se ramos em paralelo de SICs com diferentes ordens de cancelamento, pode-se chegar a máximos locais suficientemente diferentes [134]. Para obter os benefícios da busca paralela, os candidatos devem ser arbitrados, resultando em estimativas suficientemente diferentes de um símbolo. A estimativa do símbolo desejado que tem a maior probabilidade, dentre os candidatos, é então selecionada na saída.

Diferentemente do trabalho de Barriac e Madhow [134], que usa filtros casados como ponto de partida para o procedimento de detecção, o nosso trabalho adota receptores DF às cegas como condição inicial. Desta maneira, o conceito de arbitragem paralela é incorporado em uma estrutura de detecção DF, que aplica supressão de interferência linear seguida de cancelamento sucessivo de interferência (SIC), e resulta em condições iniciais melhores do que filtros casados. Além disso, é importante destacar que nossa abordagem não requer remodulação, como ocorre com o PASIC de Barriac e Madhow [134], porque os filtros adaptativos às cegas calculam automaticamente os coeficientes do cancelamento de interferência. Um diagrama em blocos do esquema proposto, chamado de decisão realimentada sucessiva com arbitragem paralela (*Successive Parallel Arbitrated - DF - SPA-DF*), é mostrado na Figura 6.2.

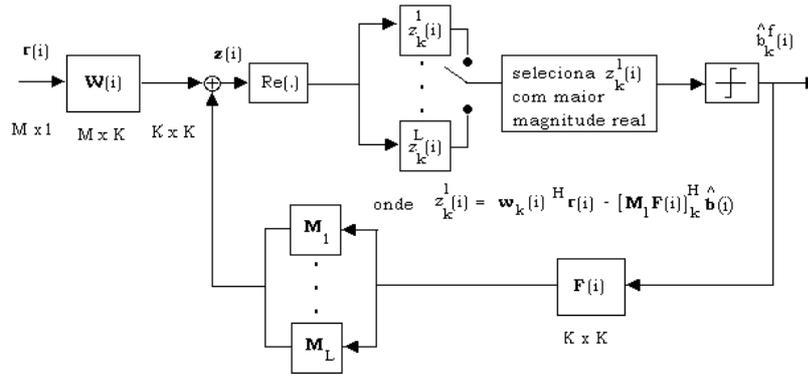


Figura 6.2: Diagrama em blocos do receptor SPA-DF às cegas proposto.

Seguindo-se o diagrama em blocos da Figura 6.2, a saída do usuário k do ramo paralelo l ($l = 1, \dots, L$) para a estrutura do receptor SPA-DF é dada por:

$$z_k^l(i) = \mathbf{w}_k^H(i) \mathbf{r}(i) - [\mathbf{M}_l \mathbf{F}(i)]_k^H \hat{\mathbf{b}}(i) \quad (6-12)$$

onde $\hat{\mathbf{b}}(i) = \text{sgn}[\Re(\mathbf{W}^H \mathbf{r}(i))]$ e as matrizes \mathbf{M}_l são matrizes identidade (\mathbf{I}) permutadas cujas estruturas para um esquema SPA-DF com $L = 4$ ramos

são descritas por:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{M}_1 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} \overbrace{0 \dots 0}^{\mathbf{0}_{K/4}} & \overbrace{1 \dots 0}^{\mathbf{I}_{3K/4}} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 1 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \overbrace{0 \dots 1}^{\mathbf{I}_{K/4}} & \overbrace{0 \dots 0}^{\mathbf{0}_{3K/4}} \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{M}_3 &= \begin{bmatrix} \overbrace{0 \dots 0}^{\mathbf{0}_{K/2}} & \overbrace{1 \dots 0}^{\mathbf{I}_{K/2}} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 1 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \overbrace{0 \dots 1}^{\mathbf{I}_{K/2}} & \overbrace{0 \dots 0}^{\mathbf{0}_{K/2}} \end{bmatrix}, \mathbf{M}_4 = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ \vdots & \dots & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{6-13}$$

onde $\mathbf{0}_D$ denota uma matriz quadrada de dimensão D de zeros e as estruturas das matrizes M_l correspondem a desvios de fase no que se refere à ordem de cancelamento dos usuários. Especificamente, as matrizes mostradas acima realizam cancelamento sucessivo de interferência com a seguinte ordem: M_1 com $1, \dots, K$; M_2 com $K/4, K/4 + 1, \dots, K, 1, \dots, K/4 - 1$; M_3 com $K/2, K/2 + 1, \dots, K, 1, \dots, K/2 - 1$; M_4 com $K, \dots, 1$ (ordem reversa). Para um número maior de ramos, desvios de fase adicionais são aplicados com relação às diferentes ordens de cancelamento. É também importante ressaltar que diferentes ordens de cancelamento foram testadas embora não tenham resultado em melhorias de desempenho.

A saída final $\hat{b}_k^f(i)$ do detector SPA-DF proposto escolhe a melhor estimativa dentre os L candidatos como dado por:

$$\hat{b}_k^f(i) = \text{sgn} \left[\arg \max_{1 \leq l \leq L} \Re(z_k^l(i)) \right], \quad k = 1, 2, \dots, K \tag{6-14}$$

onde a melhor estimativa é aquela com maior magnitude real, que forma o vetor de decisões finais $\hat{\mathbf{b}}_k^f(i) = [\hat{b}_1^f(i) \dots \hat{b}_K^f(i)]^T$. O número de ramos paralelos L que produzem candidatos à detecção é um parâmetro que deve ser escolhido pelo engenheiro projetista. Os nossos estudos indicam que

$L = 4$ alcança a maior parte dos ganhos da estrutura proposta e oferece um compromisso entre desempenho e complexidade bastante promissor. Em termos de complexidade, o sistema SPA-DF emprega os mesmos filtros, \mathbf{W} e \mathbf{F} , da estrutura S-DF tradicional e requer operações aritméticas adicionais para calcular os candidatos em ramos arbitrados paralelos arbitrados. Como ocorre para receptores S-DF, uma desvantagem do detector SPA-DF proposto é que este 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 usuário detectados, resultando em um desempenho não uniforme entre os sinais detectados. Para equalizar o desempenho dos usuários uma abordagem iterativa com múltiplos estágios em cascata pode ser usada.

6.2.2 Detecção Iterativa Sucessiva com Arbitragem Paralela

Em [125], Woodward *et al.* apresentaram um detector iterativo com um esquema S-DF no primeiro estágio e estruturas P-DF ou S-DF, com usuários sendo demodulados na ordem reversa do primeiro estágio, no segundo estágio. O trabalho de [125] foi em seguida estendido para sistemas codificados e filtros com posto reduzido supervisionados [126]. Diferentemente de [125, 126], este capítulo enfoca receptores adaptativos às cegas, sistemas não codificados e combina a estrutura SPA-DF proposta com detecção iterativa. Um receptor iterativo com decisão realimentada do tipo *hard* é definido pela recursão:

$$\mathbf{z}^{(m+1)}(i) = \mathbf{W}^H(i)\mathbf{r}(i) - \mathbf{F}^H(i)\hat{\mathbf{b}}^{(m)}(i) \quad (6-15)$$

onde os filtros \mathbf{W} e \mathbf{F} podem ser estruturas do tipo S-DF ou P-DF, e $\hat{\mathbf{b}}^m(i)$ é o vetor de decisões provisórias da iteração precedente, onde tem-se:

$$\hat{\mathbf{b}}^{(1)}(i) = \text{sgn}\left(\Re\left[\mathbf{W}^H(i)\mathbf{r}(i)\right]\right) \quad (6-16)$$

$$\hat{\mathbf{b}}^{(m)}(i) = \text{sgn}\left(\Re\left[\mathbf{z}^{(m)}(i)\right]\right), \quad m > 1 \quad (6-17)$$

onde o número de estágios m depende da aplicação. Estágios adicionais podem ser acrescentados onde a ordem da demodulação dos usuários é revertida de estágio para estágio.

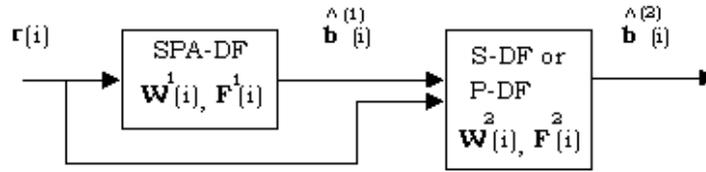


Figura 6.3: Diagrama em blocos do receptor iterativo de dois estágios com o esquema SPA-DF proposto no primeiro estágio. O segundo estágio pode empregar estruturas S-DF ou P-DF para demodular usuários em ordem reversa com relação ao primeiro ramo do primeiro estágio, que usa a abordagem convencional S-DF.

Para equalizar o desempenho sobre a população de usuários, considera-se o sistema de recepção com dois estágios mostrado na Figura 6.3. O primeiro estágio consiste no esquema SPA-DF proposto com filtros \mathbf{W}^1 e \mathbf{F}^1 . As decisões provisórias são passadas ao segundo estágio, que utiliza um detector do tipo S-DF ou P-DF com filtros \mathbf{W}^2 e \mathbf{F}^2 . Os usuários no segundo estágio são demodulados de forma sucessiva e em ordem reversa com relação ao primeiro ramo da estrutura SPA-DF (um esquema S-DF convencional). O receptor iterativo resultante é chamado de ISPAS-DF (*Iterative Successive Parallel Arbitration with Successive DF*) quando um esquema S-DF é utilizado no segundo estágio, enquanto que para filtros P-DF no segundo estágio o sistema resultante é denominado ISPAP-DF (*Iterative Successive Parallel Arbitration with Parallel DF*). A saída do segundo estágio do esquema resultante é expressa por:

$$z_j^{(2)}(i) = [\mathbf{M}\mathbf{W}^2(i)]_j^H \mathbf{r}(i) - [\mathbf{M}\mathbf{F}^2(i)]_j^H \hat{\mathbf{b}}(2)(i) \quad (6-18)$$

onde z_j é o j -ésimo componente do vetor \mathbf{z} de estimativas do tipo *soft*, \mathbf{M} é uma matriz quadrada de permutação com uns ao longo da diagonal reversa e zeros nas posições restantes (de forma similar a \mathbf{M}_4 em (6-18)), $[\cdot]_j$ denota a j -ésima coluna do argumento (uma matriz), e $\hat{b}_j^m(i) = \text{sgn}[\Re(z_j^m(i))]$. Note que estágios adicionais podem ser incluídos ou o esquema SPA-DF pode ser usado no segundo estágio, ainda que nossos estudos indiquem que as melhorias em desempenho são marginais. Por este motivo, a estrutura com dois estágios é adotada para o restante deste trabalho. É importante enfatizar que, devido à grande dificuldade de analisar teoricamente esquemas iterativos e com arbitragem, a investigação conduzida é baseada em experimentos de simulação de computador. Uma teoria sobre esquemas DF iterativos constitui um tópico em aberto que está além do escopo desta tese.

6.3 Algoritmos Adaptativos às Cegas

Nesta seção são descritos algoritmos adaptativos do tipo gradiente estocástico (SG) e RLS para estimação às cegas do canal e das seções direta e realimentada de receptores DF usando os critérios CM e MV com restrições, como ilustrado na Figura 6.4. Os algoritmos baseados no critério CMV são extensões para detecção DF das técnicas originalmente propostas por Xu e Tsatsanis em detectores lineares [86]. As recursões CCM-SG e CCM-RLS representam generalizações do trabalho de Xu e Liu [115] e dos algoritmos CCM-SG e CCM-RLS em estruturas lineares, do capítulo anterior, para estruturas DF e iterativas.

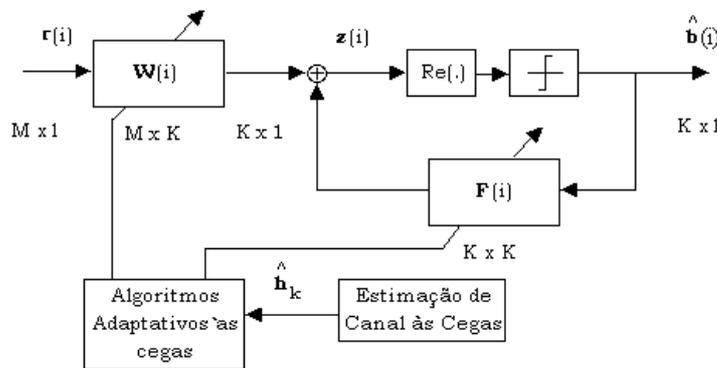


Figura 6.4: Diagrama em blocos de um receptor multiusuário DF adaptativo às cegas.

É importante enfatizar que as soluções SG apresentadas nesta seção diferem daquelas reportadas em [128] no sentido de que a estimação de canal às cegas é desacoplada das recursões para a seções direta e realimentada. De fato, adota-se a técnica SG de estimação de Doukopoulos e Moustakides [117], já que esta apresenta desempenho superior àquela proposta por Xu e Tsatsanis em [86]. Nossos estudos também revelam que quando o sistema trabalha com cargas altas (K/N é grande) e a SINR é baixa um estimador SG de canais às cegas, como o de [117], é significativamente menos afetado do que a abordagem que otimiza \mathbf{w}_w , \mathbf{f}_k e $\hat{\mathbf{h}}_k$, como em [128]. Além disso, a utilização do estimador SG às cegas de [117] com algoritmos CCM-SG melhoram consideravelmente o desempenho dos receptores, uma vez que os estimadores de canais às cegas baseados no critério CM apresentam um desempenho ruim e dependem freqüentemente de outros métodos para inicialização, como explicado em [115].

Em termos de desempenho, as técnicas RLS têm potencial para alcançar bom desempenho independentemente da dispersão dos autovalores da matriz covariância do sinal recebido, possuem taxa de convergência mais rápida, mostram desempenho superior em canais seletivos em frequência com taxas de desvanecimento moderadas a rápidas e podem lidar com sistemas maiores que métodos SG [45].

Em termos de complexidade, os algoritmos SG requerem um número de operações que cresce linearmente com M e com o número de usuários para suprimir IMA, IES e estimar o canal [117], enquanto técnicas RLS têm complexidade de implementação quadrática.

6.3.1 Estimação de Canal SG às Cegas

A estimativa de canal $\hat{\mathbf{h}}_k$ é obtida através do método das potências, usado em análise numérica [135], e da técnica SG descrita em [117] e reproduzida aqui para facilitar o seu entendimento. O método é uma versão SG adaptativa do algoritmo de estimação de canal às cegas, descrito em (6-11) e introduzido em [86, 116], que requer apenas $O(L_p)$ operações aritméticas para estimar o canal, contra $O(L_p^3)$ da sua versão com SVD. Este algoritmo emprega as estimativas $\hat{\mathbf{W}}_k(i) = \mathbf{C}_k^H \hat{\mathbf{V}}_k(i)$, onde $\hat{\mathbf{V}}_k(i)$ é uma estimativa de $\mathbf{R}^{-1}(i)\mathbf{C}_k$ obtida por meio da seguinte recursão:

$$\hat{\mathbf{V}}_k(i) = \alpha \hat{\mathbf{V}}_k(i-1) + \mu_g \left(\hat{\mathbf{V}}_k(i-1) - \mathbf{r}(i)\mathbf{r}^H(i)\hat{\mathbf{V}}_k(i-1) \right) \quad (6-19)$$

onde $\hat{\mathbf{V}}_k(0) = \mathbf{C}_k$ e $0 < \alpha < 1$. Para estimar o canal usa-se uma iteração de uma variação introduzida em [117] do método das potências [135]:

$$\hat{\mathbf{h}}_k(i) = (\mathbf{I} - \gamma(i)\hat{\mathbf{W}}_k(i))\hat{\mathbf{k}}_k(i-1) \quad (6-20)$$

onde $\gamma(i) = 1/\text{tr}[\hat{\mathbf{W}}_k(i)]$ e $\text{tr}[\cdot]$ corresponde ao traço. Em seguida, faz-se $\hat{\mathbf{h}}_k(i) \leftarrow \hat{\mathbf{h}}_k(i)/\|\hat{\mathbf{h}}_k(i)\|$ para normalizar o canal.

6.3.2 Estimação de Canal RLS às Cegas

A estimativa do canal $\hat{\mathbf{h}}_k$ pelo método RLS proposto em [117], e descrito no capítulo anterior, é reproduzida aqui por conveniência. De acordo com esta abordagem, o SVD na matriz $\mathbf{C}_k^H \hat{\mathbf{R}}^{-1}(i)\mathbf{C}_k$ de dimensão $L_p \times L_p$, como explicitado em (6-11) e que requer uma complexidade $O(L_p^3)$, é evitado

e substituído por uma simples multiplicação matricial, resultando em uma redução da complexidade computacional em uma ordem de grandeza sem perdas de desempenho. Para estimar o canal e evitar a SVD na matriz $\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-1}(i) \mathbf{C}_k$, calcula-se a estimativa $\hat{\mathbf{W}}_k(i)$ da matriz $\mathbf{C}_k^H \hat{\mathbf{R}}^{-1}(i) \mathbf{C}_k$ e emprega-se a variante do método das potências introduzida em [117]:

$$\hat{\mathbf{h}}_k(i) = (\mathbf{I} - \gamma(i) \hat{\mathbf{W}}_k(i)) \hat{\mathbf{h}}_k(i-1) \quad (6-21)$$

onde $\gamma(i) = 1/\text{tr}[\hat{\mathbf{W}}_k(i)]$ e faz-se $\hat{\mathbf{h}}_k(i) \leftarrow \hat{\mathbf{h}}_k(i)/\|\hat{\mathbf{h}}_k(i)\|$ para normalizar o canal. Para os algoritmos CCM-RLS, \mathbf{R}_k pode ser usada ao invés de \mathbf{R} (usada para as técnicas CMV) no procedimento de modo a evitar a estimação de ambas as matrizes \mathbf{R} e \mathbf{R}_k . É importante notar que o uso de \mathbf{R}_k em vez de \mathbf{R} não resulta em perdas de desempenho, como verificado em nossos estudos.

6.3.3 Algoritmos CCM-SG

Uma solução SG para (6-6) e (6-7) pode ser desenvolvida usando-se estimativas instantâneas e calculando-se os termos do gradiente de (6-5) com relação a $\mathbf{w}_k(i)$ e $\mathbf{f}_k(i)$ que devem minimizar de forma adaptativa a função custo J_{CM} usando-se os filtros das seções direta e realimentada, $\mathbf{w}_k(i)$ e $\mathbf{f}_k(i)$, respectivamente. As recursões em (6-19) e (6-20) são usadas para obter as estimativas de canal. Considerando-se o conjunto de restrições $\mathbf{C}_k^H \mathbf{w}_k(i) = \hat{\mathbf{h}}_k(i)$, chega-se às equações de atualização dos parâmetros $\mathbf{w}_k(i)$ e $\mathbf{f}_k(i)$:

$$\mathbf{w}_k(i+1) = \mathbf{P}_k(\mathbf{w}_k(i) - \mu_w e_k(i) z_k^*(i) \mathbf{r}(i)) + \nu \mathbf{C}_k (\mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_k)^{-1} \hat{\mathbf{h}}_k(i) \quad (6-22)$$

$$\mathbf{f}_k(i+1) = \mathbf{f}_k(i) - \mu_f e_k(i) z_k^*(i) \hat{\mathbf{b}}(i) \quad (6-23)$$

onde $z_k(i) = \mathbf{w}_k^H(i) \mathbf{r}(i) - \mathbf{f}_k^H(i) \hat{\mathbf{b}}(i)$, $e_k(i) = (|z_k(i)|^2 - 1)$ e $\mathbf{P}_k = \mathbf{I} - \mathbf{C}_k (\mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_k)^{-1} \mathbf{C}_k^H$ é uma matriz que projeta os parâmetros do receptor em um outro hiperplano a fim de garantir as restrições.

É importante notar que, pela estabilidade e para facilitar o ajuste dos parâmetros, é útil empregar os passos normalizados quando se opera em um ambiente não estacionário. Uma versão normalizada deste algoritmo pode ser desenvolvida substituindo-se (6-22) e (6-23) na função custo CM, diferenciando-se a função custo com relação a μ_w e μ_f , igualando-se os

termos resultantes a zero e resolvendo as novas equações, como detalhado no Apêndice D. Portanto, o algoritmo CCM-SG com passo normalizado adota mecanismos de passo descritos por $\mu_w = \frac{\mu_{0w}(|z_k(i)| - \mu_f |z_k(i)| e_k(i) \hat{\mathbf{b}}^H(i) \hat{\mathbf{b}}(i+1))}{|z_k(i)| e_k(i) \mathbf{r}^H(i) \mathbf{P} \mathbf{r}(i)}$ e $\mu_f = \frac{\mu_{0f}(|z_k(i)| - \mu_w |z_k(i)| e_k(i) \mathbf{r}^H(i) \mathbf{P} \mathbf{r}(i+1))}{|z_k(i)| e_k(i) \hat{\mathbf{b}}^H(i) \hat{\mathbf{b}}(i)}$ onde μ_{0w} e μ_{0f} são os fatores de convergência para \mathbf{w}_k e \mathbf{f}_k , respectivamente.

6.3.4 Algoritmo CMV-SG

Uma solução para (6-9) e (6-10) pode ser desenvolvida de forma análoga à seção anterior calculando-se os termos do gradiente com respeito a $\mathbf{w}_k(i)$ e $\mathbf{f}_k(i)$. As recursões em (6-19) e (6-20) são utilizadas para obter as estimativas de canal. As regras de ajuste para estimação dos parâmetros das seções direta e realimentada do receptor DF são:

$$\mathbf{w}_k(i+1) = \mathbf{P}_k(\mathbf{w}_k(i) - \mu_w z_k^*(i) \mathbf{r}(i)) + \mathbf{C}_k(\mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_k)^{-1} \hat{\mathbf{h}}_k(i) \quad (6-24)$$

$$\mathbf{f}_k(i+1) = \mathbf{f}_k(i) - \mu_f z_k^*(i) \hat{\mathbf{b}}(i) \quad (6-25)$$

Uma versão normalizada deste algoritmo pode ser obtida substituindo-se (6-24) e (6-25) na função custo de mínima variância descrita em (6-8), diferenciando-se os termos com relação a μ_w e μ_f , e resolvendo as equações resultantes, como descrito no Apêndice D. Desta forma, tem-se $\mu_w = \frac{\mu_{0w}(1 - \mu_f \hat{\mathbf{b}}^H(i) \hat{\mathbf{b}}(i))}{\mathbf{r}^H(i) \mathbf{P} \mathbf{r}(i)}$ e $\mu_f = \frac{\mu_{0f}(1 - \mu_w \mathbf{r}^H(i) \mathbf{P} \mathbf{r}(i))}{\hat{\mathbf{b}}^H(i) \hat{\mathbf{b}}(i)}$.

6.3.5 Algoritmo CCM-RLS

Dadas as expressões para os filtros das seções direta (\mathbf{w}_k) e realimentada (\mathbf{f}_k) em (6-6) e (6-7) do receptor DF às cegas, estima-se as matrizes $\mathbf{R}_k^{-1}(i)$, $\mathbf{I}_k^{-1}(i)$ e $(\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1}(i) \mathbf{C}_k)^{-1}$ de forma recursiva para reduzir a complexidade computacional requerida para inversão destas matrizes. Usando-se o lema de inversão de matrizes e recursões do tipo Kalman RLS [45, 46] tem-se:

$$\mathbf{G}_k(i) = \frac{\alpha^{-1} \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i-1) z_k^*(i) \mathbf{r}(i)}{1 + \alpha^{-1} \mathbf{r}^H(i) z_k(i) \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i-1) z_k^*(i) \mathbf{r}(i)} \quad (6-26)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i) = \alpha^{-1} \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i-1) - \alpha^{-1} \mathbf{G}_k(i) z_k(i) \mathbf{r}^H(i) \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i-1) \quad (6-27)$$

e

$$\Psi(i) = \frac{\alpha^{-1} \hat{\mathbf{I}}_k^{-1}(i-1) z_k^*(i) \hat{\mathbf{b}}(i)}{1 + \alpha^{-1} \hat{\mathbf{b}}^H(i) z_k(i) \hat{\mathbf{I}}_k^{-1}(i-1) z_k^*(i) \hat{\mathbf{b}}(i)} \quad (6-28)$$

$$\hat{\mathbf{I}}_k^{-1}(i) = \alpha^{-1} \hat{\mathbf{I}}_k^{-1}(i-1) - \alpha^{-1} \Psi(i) z_k(i) \hat{\mathbf{b}}^H(i) \hat{\mathbf{I}}_k^{-1}(i-1) \quad (6-29)$$

onde $0 < \alpha \leq 1$ é o fator de esquecimento. O algoritmo pode ser iniciado com $\hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(0) = \delta \mathbf{I}$ e $\hat{\mathbf{I}}_k^{-1}(0) = \delta \mathbf{I}$ onde δ é uma constante escolhida para garantir a estabilidade numérica. A cada símbolo atualiza-se a matriz $\mathbf{R}_k^{-1}(i)$, e em seguida utiliza-se uma outra recursão para estimar $(\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1}(i) \mathbf{C}_k)^{-1}$ como descrito por:

$$\Gamma_k^{-1}(i) = \frac{1}{1 - \alpha} \left[\Gamma_k^{-1}(i-1) - \frac{\Gamma_k^{-1}(i-1) \gamma_k(i) \gamma_k^H(i) \Gamma_k^{-1}(i-1)}{\frac{1-\alpha}{\alpha} + \gamma_k^H(i) \Gamma_k^{-1}(i) \gamma_k(i)} \right] \quad (6-30)$$

onde $\Gamma_k(i)$ é uma estimativa de $(\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}_k^{-1}(i) \mathbf{C}_k)$ e $\gamma_k(i) = \mathbf{C}_k^H \mathbf{r}(i) z_k(i)$. O procedimento de estimação de canal RLS descrito em (6-21) é empregado para estimação de \mathbf{h}_k . Finalmente, o receptor DF-CCM é construído de acordo com a expressão dada por:

$$\hat{\mathbf{w}}_k(i) = \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i) \left[\hat{\mathbf{d}}_k(i) + \hat{\mathbf{T}}_k(i) \hat{\mathbf{f}}_k(i) - \mathbf{C}_k \hat{\Gamma}^{-1}(i) \left(\mathbf{C}_k^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i) \hat{\mathbf{T}}_k(i) \mathbf{f}_k(i) + \right. \right. \\ \left. \left. + \mathbf{C}_k^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1}(i) \hat{\mathbf{d}}_k(i) - \nu \hat{\mathbf{h}}_k(i) \right) \right] \quad (6-31)$$

$$\hat{\mathbf{f}}_k(i) = \mathbf{I}_k^{-1}(i) \left[\hat{\mathbf{T}}_k^H(i) \hat{\mathbf{w}}_k(i) - \hat{\mathbf{v}}_k(i) \right] \quad (6-32)$$

onde $\mathbf{d}_k(i)$ é estimado por $\hat{\mathbf{d}}_k(i+1) = \alpha \hat{\mathbf{d}}_k(i) + (1 - \alpha) z_k^*(i) \mathbf{r}(i)$, $\hat{\mathbf{T}}_k(i+1) = \alpha \hat{\mathbf{T}}_k(i) + (1 - \alpha) \hat{\mathbf{b}}_k(i) \mathbf{r}^H(i) |z_k(i)|^2$ e $\hat{\mathbf{v}}_k(i+1) = \alpha \hat{\mathbf{v}}_k(i) + (1 - \alpha) z_k^*(i) \hat{\mathbf{b}}(i)$. Em termos de complexidade computacional, o algoritmo CCM-RLS requer $O(M^2)$ (seção direta) e $O(K^2)$ (seção realimentada) para suprimir a IMA, a IES e $O(L_p^2)$ para estimar o canal, contra $O(M^3)$, $O(K^3)$ e $O(L_p^3)$ necessários para calcular (6-6), (6-7) e (6-11), respectivamente.

6.3.6

Algoritmo CMV-RLS

De forma similar ao algoritmo CCM-RLS, as expressões para o receptor DF-CMV dadas por (6-9) e (6-10) são utilizadas, e as matrizes $\mathbf{R}^{-1}(i)$, $\mathbf{B}^{-1}(i)$ e $(\mathbf{C}_k^H \mathbf{R}^{-1}(i) \mathbf{C}_k)^{-1}$ são estimadas de forma recursiva com a ajuda do lema de inversão de matrizes para reduzir a complexidade computacional,

obtendo-se:

$$\mathbf{G}(i) = \frac{\alpha^{-1}\hat{\mathbf{R}}^{-1}(i-1)\mathbf{r}(i)}{1 + \alpha^{-1}\mathbf{r}^H(i)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(i-1)\mathbf{r}(i)} \quad (6-33)$$

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1}(i) = \alpha^{-1}\hat{\mathbf{R}}^{-1}(i-1) - \alpha^{-1}\mathbf{G}(i)\mathbf{r}^T(i)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(i-1) \quad (6-34)$$

e

$$\mathbf{Q}(i) = \frac{\alpha^{-1}\hat{\mathbf{B}}^{-1}(i-1)\hat{\mathbf{b}}(i)}{1 + \alpha^{-1}\hat{\mathbf{b}}^H(i)\hat{\mathbf{B}}^{-1}(i-1)\hat{\mathbf{b}}(i)} \quad (6-35)$$

$$\hat{\mathbf{B}}^{-1}(i) = \alpha^{-1}\hat{\mathbf{B}}^{-1}(i-1) - \alpha^{-1}\mathbf{Q}(i)\hat{\mathbf{b}}^H(i)\hat{\mathbf{B}}^{-1}(i-1) \quad (6-36)$$

onde $0 < \alpha \leq 1$ é o fato de esquecimento. O algoritmo CMV-RLS pode ser iniciado com $\hat{\mathbf{R}}^{-1}(0) = \delta\mathbf{I}$ e $\mathbf{B}^{-1}(0) = \delta\mathbf{I}$, onde δ é uma constante que é escolhida de modo a garantir a estabilidade numérica do algoritmo. A cada símbolo processado, atualiza-se a matriz $\hat{\mathbf{R}}^{-1}(i)$ de acordo com (6-33) e (6-34), e utiliza-se uma outra recursão para estimar $(\mathbf{C}_k^H\hat{\mathbf{R}}^{-1}(i)\mathbf{C}_k)^{-1}$ como descrito por:

$$\Theta_k^{-1}(i) = \frac{1}{1-\alpha} \left[\Theta_k^{-1}(i-1) - \frac{\Theta_k^{-1}(i-1)\boldsymbol{\theta}_k(i)\boldsymbol{\theta}_k^H(i)\Theta_k^{-1}(i-1)}{\frac{1-\alpha}{\alpha} + \boldsymbol{\theta}_k^H(i)\Theta_k^{-1}(i)\boldsymbol{\theta}_k(i)} \right] \quad (6-37)$$

onde $\Theta_k(i)$ é uma estimativa de $(\mathbf{C}_k^H\mathbf{R}^{-1}(i)\mathbf{C}_k)$ e $\boldsymbol{\theta}_k(i) = \mathbf{C}_k^H\mathbf{r}(i)$. Para obter os parâmetros do canal \mathbf{h}_k referentes ao usuário k , o algoritmo de estimação de canais RLS às cegas descrito em (6-21) é adotado. Finalmente, constrói-se o receptor DF-CMV com base na seguinte expressão:

$$\hat{\mathbf{w}}_k(i) = \mathbf{R}^{-1}(i) \left[\hat{\mathbf{T}}(i)\hat{\mathbf{f}}_k(i) - \mathbf{C}_k\Theta_k^{-1}(i)(\mathbf{C}_k^H\hat{\mathbf{R}}^{-1}(i)\hat{\mathbf{T}}(i)\hat{\mathbf{f}}_k(i) - \hat{\mathbf{h}}_k(i)) \right] \quad (6-38)$$

$$\hat{\mathbf{f}}_k(i) = \hat{\mathbf{B}}^{-1}(i) \left[\hat{\mathbf{T}}^H(i)\hat{\mathbf{w}}_k(i) \right] \quad (6-39)$$

onde $\hat{\mathbf{T}}(i+1) = \alpha\hat{\mathbf{T}}(i) + (1-\alpha)\hat{\mathbf{b}}_k(i)\mathbf{r}^H(i)$. É importante ressaltar que a aproximação de $\hat{\mathbf{B}}$, isto é $\mathbf{I} \approx E[\hat{\mathbf{b}}\hat{\mathbf{b}}^H]$, pode ser usada quando a taxa de erros é baixa, de modo a evitar os cálculos matriciais em (6-35) e (6-36). Caso contrário, para taxas de erro moderadas e altas, é preferível utilizar (6-35) e (6-36) para assegurar um desempenho adequado do algoritmo.

6.4 Simulações

Nesta seção é avaliado o desempenho das estruturas DF iterativas, com arbitragem paralela introduzidas na Seção 6.2 e dos algoritmos adaptativos às cegas propostos na Seção 6.3. Devido à extrema dificuldade em analisar teoricamente os esquemas da Seção 6.2, adota-se uma abordagem baseada em simulações e são conduzidos diversos experimentos em ambientes estacionários e dinâmicos para verificar a eficácia das técnicas apresentadas. Em particular, foram realizados experimentos em situações estacionárias e não estacionárias para avaliar o desempenho de convergência em termos da razão sinal-interferência-mais-ruído (*signal-to-interference-plus-noise* - SINR) das estruturas e algoritmos propostos e compará-los com técnicas e esquemas existentes. Além disso, o desempenho em termos da taxa de erro de bits (*Bit Error Rate* - BER) dos receptores utilizando os novos métodos são investigados para diferentes cargas (K/N), número de percursos do canal (L_p) e taxas de desvanecimento. O sistema DS-CDMA usa seqüências de espalhamento de Gold com comprimento $N = 31$.

Como são enfocados cenários no enlace reverso ou *uplink*, os usuários experimentam diferentes condições de canal. Assume-se que o alcance de todos os canais tem um limitante superior igual a $L_p = 6$ (ainda que o número efetivo de percursos seja indicado nos experimentos) e os canais são normalizados de modo que $\sum_{l=1}^{L_p} p_{k,l}^2 = 1$. Supõe-se também que os canais experimentados pelos diferentes usuários são estatisticamente independentes e identicamente distribuídos. Para canais com desvanecimento, a seqüência de coeficientes do canal para cada usuário k ($k = 1, \dots, K$) é dada por $h_{k,l}(i) = p_{k,l}\alpha_{k,l}(i)$ ($l = 0, 1, 2, \dots$), onde $\alpha_{k,l}(i)$, é uma seqüência de variáveis complexas gaussianas obtida aplicando-se ruído gaussiano aditivo branco (AWGN) complexo ao filtro com função de transferência aproximada descrita por $c/\sqrt{1 - (f/f_d)^2}$ onde c é a constante de normalização, $f_d = v/\lambda$ é o máximo desvio Doppler, λ é o comprimento de onda da freqüência da portadora e v é a velocidade do terminal móvel [52]. A ambigüidade de fase resultante dos métodos de estimação de canal às cegas descritos em (6-19) a (6-21) é eliminada em nossas simulações usando-se a fase de $\mathbf{g}(0)$ como uma referência para remover a ambigüidade. Para canais com desvanecimento supõe-se rastreamento ideal da fase e os resultados são expressos em função da freqüência de Doppler normalizada $f_d T$ (ciclos/símbolo). Alternativamente, pode-se usar modulação diferencial, como por exemplo DPSK [1], para anular o efeito das rotações de fase.

Nos experimentos seguintes, indica-se o tipo de algoritmo adaptativo usado (SG ou RLS), o critério de projeto (CCM ou CMV) e a estrutura do receptor (linear (L) ou decisão realimentada (DF)). Dentre os diferentes esquemas de decisão realimentada, considera-se a sucessiva (S-DF), a paralela (P-DF), a nova estrutura sucessiva com arbitragem paralela (SPA-DF), os sistemas iterativos de Woodward *et al.* [125] com filtros de cancelamento sucessivo (ISS) e paralelo (ISP) no segundo estágio, e a combinação proposta do novo método SPA-DF com a estratégia iterativa com estágio de DF em cascata [125] com filtros de cancelamento sucessivo (ISPAS) e paralelo (ISPAP) no segundo estágio. Para receptores lineares (L) e seus algoritmos faz-se $\mathbf{f}(i) = \mathbf{0}$ e $\mu_f = 0$. Especificamente, o esquema L-CMV-SG corresponde ao receptor linear usando o algoritmo CMV-SG de [86] com os passos normalizados propostos aqui e o sistema L-CMV-RLS corresponde ao detector linear com a técnica CMV-RLS introduzida em [86]. A legenda L-CCM-SG equivale ao receptor linear usando a técnica CCM-SG do capítulo anterior com o passo normalizado e com o estimador de canal de (6-19) e (6-29), enquanto que o L-CCM-RLS usa recepção linear com a recursão RLS descrita no capítulo anterior e em [121]. Os receptores processam 2000 símbolos para experimentos de avaliação da BER, cujas curvas são obtidas pela média de 200 experimentos e os parâmetros dos algoritmos são otimizados para cada cenário. É importante destacar que os resultados ilustrados nas Figuras 6.5 a 6.15 são expressos em termos da SINR média e BER média entre os K usuários no sistema, exceto para as Figuras 6.16 e 6.17, onde o desempenho individual em termos de BER para cada usuário é mostrado.

6.4.1

Desempenho de Convergência em termos de SINR

A SINR medida na saída do receptor é usada nesta parte para avaliar o desempenho de convergência dos métodos analisados. Nos experimentos seguintes examina-se o desempenho em termos de SINR das diferentes técnicas de recepção DF e os algoritmos correspondentes. Considera-se um cenário não estacionário onde em um dado instante usuários entram no sistema e os algoritmos adaptativos às cegas estão sujeitos a uma mudança brusca no ambiente. Supõe-se que o sistema tem um controle de potência ideal e que os sinais provenientes dos diferentes usuários chegam à estação rádio base com a mesma E_b/N_0 média ao longo do experimento. Note que dado o desempenho dos atuais algoritmos de controle de potência, a suposição de controle de potência ideal não está muito distante de

uma situação realista. Para canais com desvanecimento, são usados canais com três percursos com potências relativas dadas por 0, -3 e -6 dB, respectivamente, onde em cada repetição o atraso do segundo percurso (τ_2) é descrito por uma variável aleatória discreta e uniforme (vau) entre 1 e 4 chips e o terceiro dado por uma vau entre 1 e $(5 - \tau_2)$ chips. Para ambientes com canais fixos e aleatórios, o mesmo procedimento acima é utilizado para determinar os espaçamentos entre os percursos, embora os ganhos do multipercursos sejam aleatórios (sorteados no início da simulação usando-se uma variável aleatória uniforme entre -1 e 1) porém fixos ao longo do tempo.

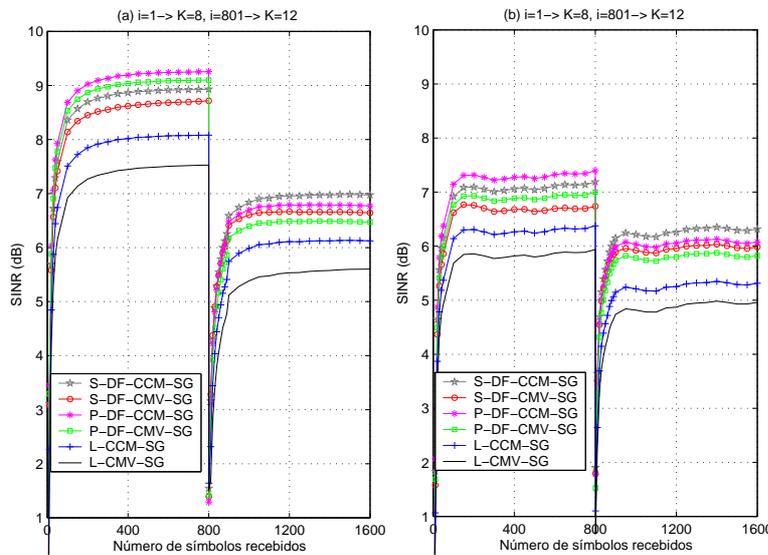


Figura 6.5: Desempenho em SINR dos algoritmos SG em um cenário não estacionário (a) Canais aleatórios sem desvanecimento com $E_b/N_0 = 12$ dB (b) Canais com desvanecimento com $f_d T = 0,001$ e $E_b/N_0 = 15$ dB.

O desempenho de convergência em termos de SINR dos receptores é mostrado para algoritmos SG e RLS, nas Figuras 6.5 e 6.6, respectivamente. No início, os detectores DF têm um filtro de realimentação \mathbf{f} com zeros que gradativamente são adaptados de modo a cancelar os usuários associados. Note que os algoritmos não são desviados do ponto de mínimo da função custo por usuários indesejados em função da estimação de canal às cegas, que permite ao receptor a utilização da sequência de assinatura efetiva (a assinatura original convoluída com o canal). Os resultados indicam que o critério de projeto CCM é superior à abordagem CMV, para ambos os algoritmos SG e RLS. No que diz respeito às estruturas dos receptores, nota-se que os detectores DF são significativamente superiores aos esquemas lineares. De fato, o problema dos receptores lineares apresentados em [86, 115], que operam bem com cargas pequenas no sistema, mas não têm

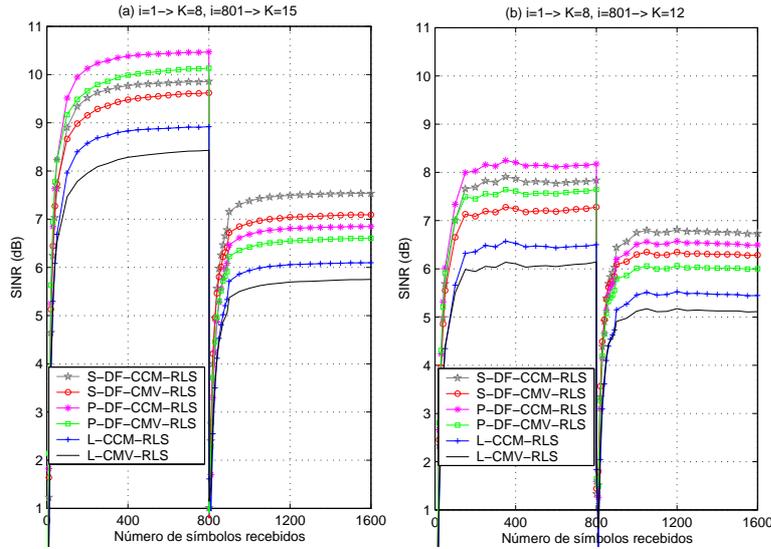


Figura 6.6: Desempenho em SINR dos algoritmos RLS em um cenário não estacionário (a) Canais aleatórios sem desvanecimento com $E_b/N_0 = 12$ dB (b) Canais com desvanecimento com $f_d T = 0,0025$ e $E_b/N_0 = 15$ dB.

bom desempenho em situações com cargas moderadas e altas, é solucionado cancelando-se interferentes com a seção realimentada. Em particular, os sistemas P-DF superam as estruturas S-DF em cenários com alta SINR, enquanto que para valores de SINR baixos e moderados os detectores S-DF são menos afetados pela propagação de erros.

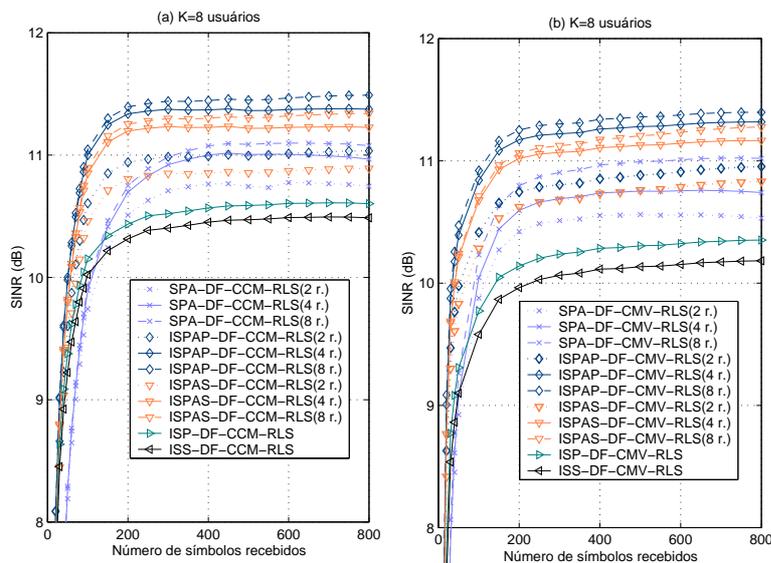


Figura 6.7: Desempenho em SINR dos algoritmos RLS com detectores iterativos para diferentes L com $E_b/N_0 = 12$ em um ambiente estacionário com canais aleatórios usando o critério (a) CCM (b) CMV.

Em seguida, considera-se o esquema SPA-DF proposto e as variações

do sistema iterativo combinado, o ISPAP-DF e o ISPAS-DF. Foram conduzidas simulações com o algoritmo RLS para determinar quantos ramos de arbitragem deveriam ser utilizados e para examinar o impacto de ramos adicionais no desempenho. Foram projetados receptores com $L = 2, 4, 8$ ramos em paralelo e os seus desempenhos em termos de SINR foram comparados com as estruturas existentes ISS-DF e ISP-DF, como ilustrado na Figura 6.7. Os resultados mostram que os novos esquemas SPA-DF, ISPAP-DF e ISPAS-DF superam de modo considerável as estruturas ISS-DF e ISP-DF, e os seus desempenhos melhoram à medida que o número de ramos em paralelo é aumentado. Neste contexto, nota-se que os ganhos em desempenho obtidos com os ramos adicionais diminuem com o aumento destes ramos, resultando em melhorias marginais para mais de $L = 4$ ramos. Por este motivo, adota-se $L = 4$ para os experimentos restantes e porque $L = 4$ apresenta um excelente compromisso entre desempenho e complexidade.

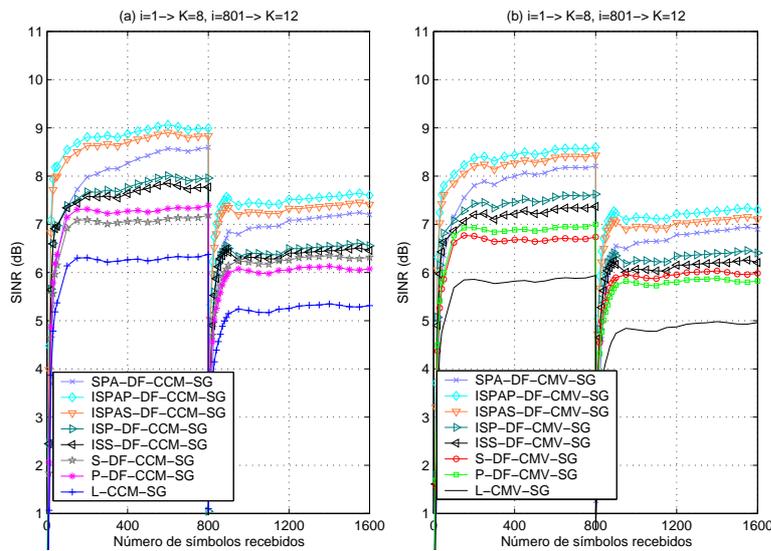


Figura 6.8: Desempenho em SINR dos algoritmos SG com $E_b/N_0 = 15$ em ambiente não estacionário com desvanecimento ($f_d T = 0,001$) usando (a) CCM e (b) CMV.

Nas simulações seguintes, conduz-se uma comparação entre os sistemas iterativos e arbitrados com estruturas de recepção lineares e esquemas DF tradicionais usando técnicas SG e RLS com os critérios de projeto CCM e CMV, conforme ilustrado nas Figuras 6.8 e 6.9. As curvas mostram que os novos esquemas arbitrados e iterativos SPA-DF, ISPAS-DF e ISPAP-DF resultam em ganhos de desempenho substanciais quando comparado com outras abordagens, combatendo o efeito degradante da propagação de erros.

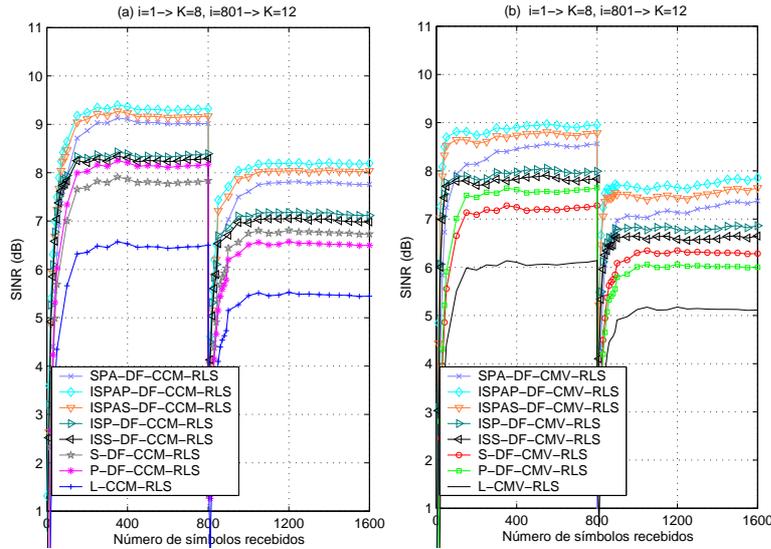


Figura 6.9: Desempenho em SINR dos algoritmos RLS com $E_b/N_0 = 15$ em ambiente não estacionário com desvanecimento ($f_d T = 0,0025$) usando (a) CCM e (b) CMV.

6.4.2 Desempenho em termos de BER

Nesta seção o desempenho em termos de BER das diferentes técnicas de recepção e algoritmos às cegas é investigado. Em particular, o desempenho em BER médio dos receptores versus E_b/N_0 e número de usuários (K) é mostrado nas Figuras 6.10 a 6.17. Além disso, o desempenho individual em BER dos usuários versus os índices destes usuários é ilustrado nas Figuras 6.18 e 6.19.

Uma comparação entre os critérios CMV e CCM e os seus respectivos algoritmos SG e RLS é conduzida nos experimentos das Figuras 6.10 a 6.13. As curvas revelam que os detectores DF são significativamente superiores aos receptores lineares e que os novos algoritmos baseados no critério CCM são melhores do que as técnicas baseadas na abordagem CMV. É importante ressaltar que à medida que o número de usuários aumenta os detectores S-DF superam os esquemas P-DF, que sofrem da propagação de erros em níveis mais altos de BER, como indicado nas Figuras 6.10(b) a 6.13(b). Além disso, os algoritmos RLS podem lidar com taxas de desvanecimento mais rápidas e acomodar de forma efetiva mais usuários no sistema ao custo de uma complexidade quadrática com M e K , enquanto técnicas SG não têm bom desempenho em sistemas grandes (M grande) ou com cargas muito altas ($K/N \rightarrow 1$). Como nos cenários considerados nos experimentos supõe-se controle de potência perfeito, os algoritmos SG

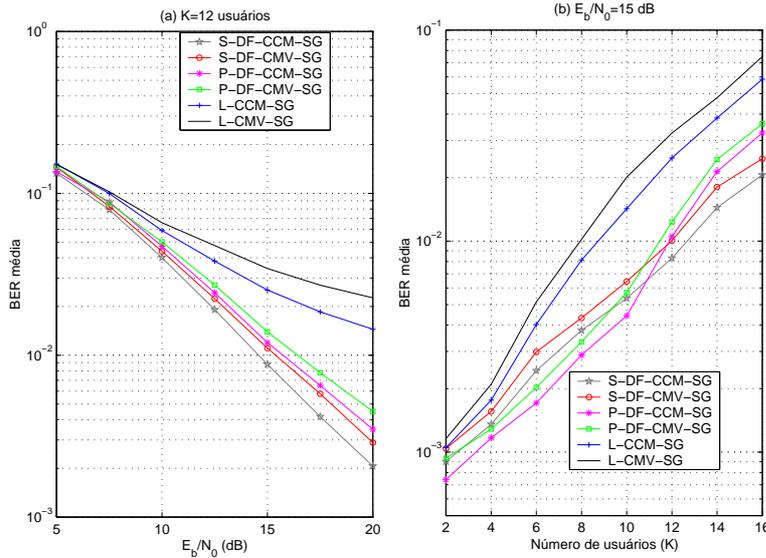


Figura 6.10: Desempenho em BER dos algoritmos SG em ambiente estacionário com canais aleatórios versus (a) E_b/N_0 com $K = 12$ usuários e (b) número de usuários (K) com $E_b/N_0 = 15$ dB.

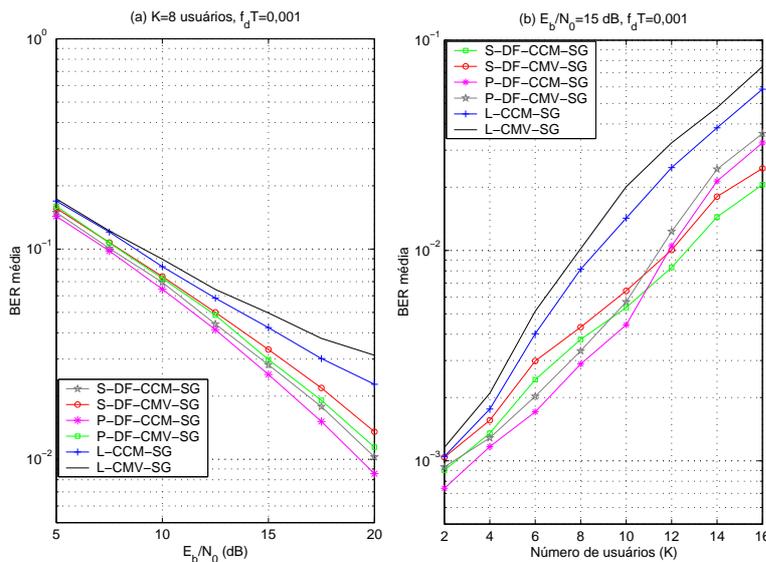


Figura 6.11: Desempenho em BER dos algoritmos SG em ambiente não estacionário com desvanecimento ($f_d T = 0,001$) versus (a) E_b/N_0 com $K = 8$ usuários e (b) número de usuários (K) com $E_b/N_0 = 15$ dB.

apresentam um bom desempenho em termos de convergência enquanto que para situações sem controle de potência (situações *near-far*) o desempenho destes algoritmos é sujeito à dispersão dos autovalores da matriz covariância do vetor recebido $\mathbf{r}(i)$. Especificamente, quando a dispersão dos autovalores da matriz covariância do vetor recebido $\mathbf{r}(i)$ é grande, as técnicas SG têm um desempenho ruim, enquanto que a taxa de convergência das abordagens

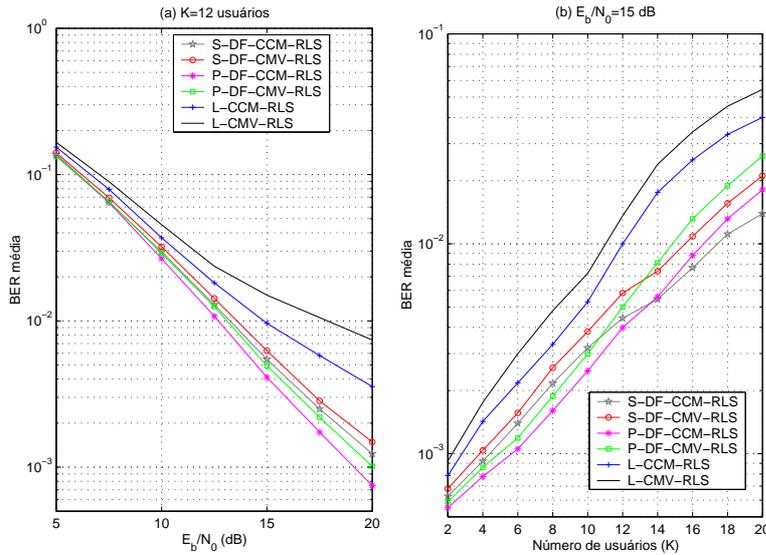


Figura 6.12: Desempenho em BER dos algoritmos RLS em um ambiente estacionário com canais aleatórios versus (a) E_b/N_0 com $K = 12$ usuários e (b) número de usuários (K) com $E_b/N_0 = 15$ dB.

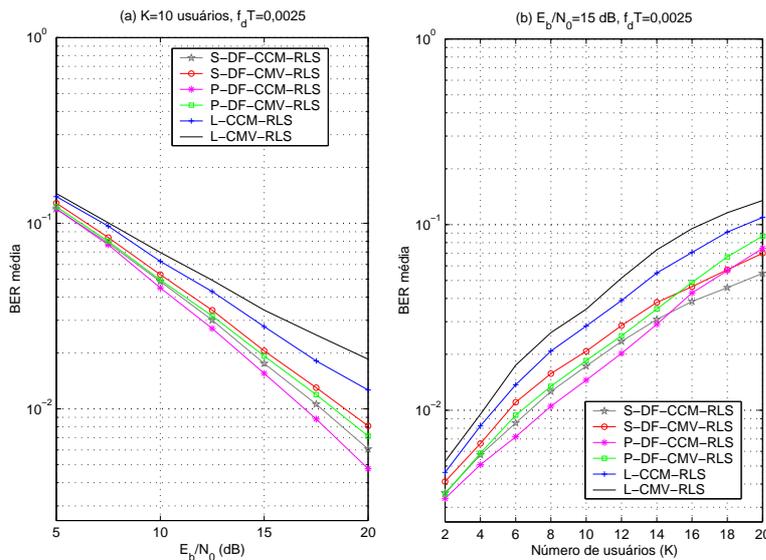


Figura 6.13: Desempenho em BER dos algoritmos RLS em um ambiente não estacionário com desvanecimento ($f_d T = 0,0025$) versus (a) E_b/N_0 com $K = 10$ usuários e (b) número de usuários (K) com $E_b/N_0 = 15$ dB.

RLS é invariante nesta situação [45, 46]. Portanto, para sistemas grandes ou aqueles que não contam com um bom controle de potência as recursões RLS são as mais apropriadas.

Uma comparação das estruturas DF propostas SPA-DF, ISPAP-DF e ISPAS-DF com outros detectores DF iterativos e convencionais e esquemas lineares foi conduzida com experimentos adicionais, como ilustrado nas

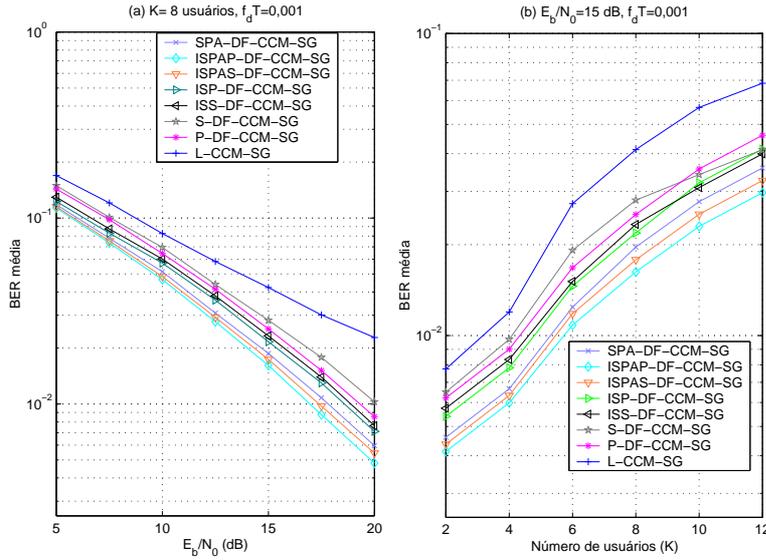


Figura 6.14: Desempenho em BER dos algoritmo CCM-SG em um ambiente dinâmico versus (a) E_b/N_0 com $K = 8$ usuários e (b) número de usuários (K) com $E_b/N_0 = 15$ dB.

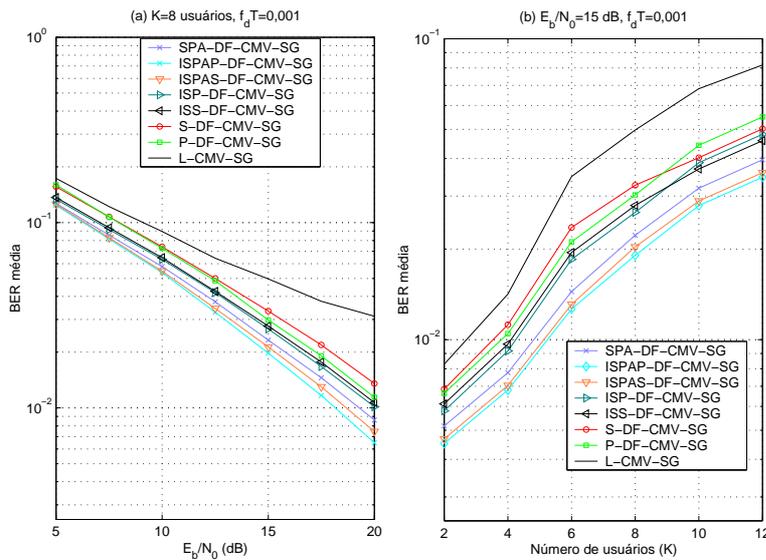


Figura 6.15: Desempenho em BER dos algoritmo CMV-SG em um ambiente dinâmico versus (a) E_b/N_0 com $K = 8$ usuários e (b) número de usuários (K) com $E_b/N_0 = 15$ dB.

Figuras 6.14 a 6.17. As curvas mostram que os novos esquemas iterativos com arbitragem em paralelo e os algoritmos às cegas podem oferecer ganhos consideráveis em desempenho quando comparados aos esquemas de recepção DF e linear existentes, aumentando a capacidade do sistema.

Os últimos dois cenários, mostrados nas Figuras 6.18 e 6.19, consideram o desempenho em BER individual dos usuários. Observa-se nos

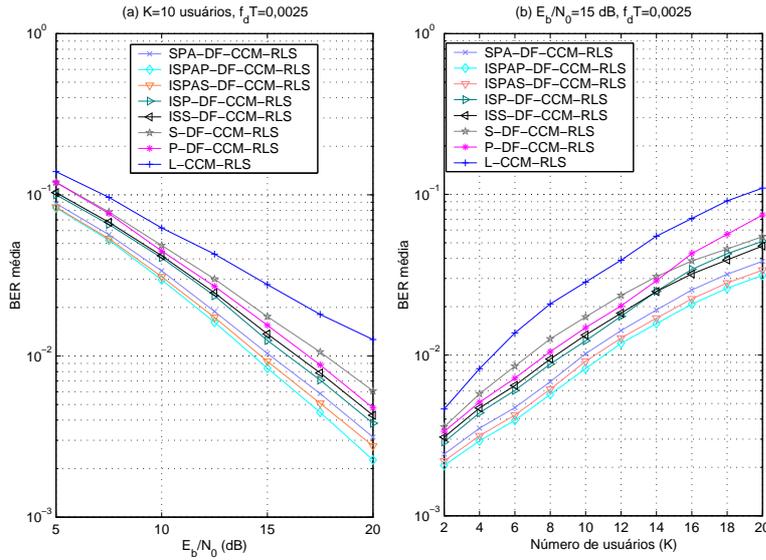


Figura 6.16: Desempenho em BER dos algoritmo CMV-RLS em um ambiente dinâmico versus (a) E_b/N_0 com $K = 10$ usuários e (b) número de usuários (K) com $E_b/N_0 = 15$ dB.

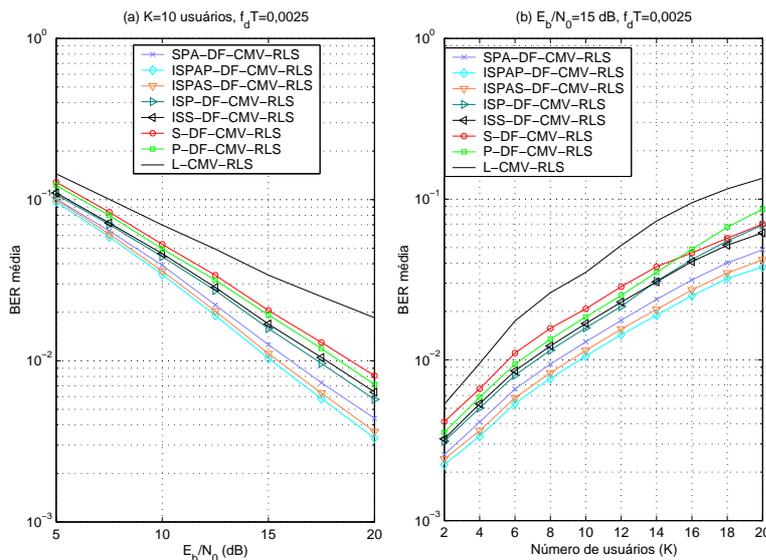


Figura 6.17: Desempenho em BER dos algoritmo CMV-SG em um ambiente dinâmico versus (a) E_b/N_0 com $K = 10$ usuários e (b) número de usuários (K) com $E_b/N_0 = 15$ dB.

resultados que uma desvantagem do S-DF em relação ao P-DF é que o S-DF não produz desempenho uniforme sobre a população de usuários. Nota-se também que para os detectores S-DF o usuário 1 atinge aproximadamente o mesmo desempenho das suas respectivas versões lineares, e à medida que o cancelamento sucessivo é realizado os usuários com índices maiores são beneficiados pelo cancelamento de interferência. O mesmo desempenho

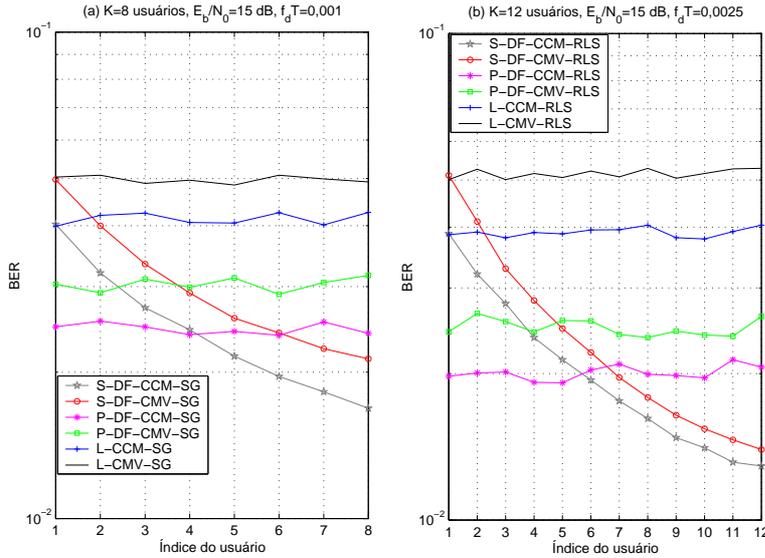


Figura 6.18: Desempenho em BER individual dos receptores em ambiente dinâmico versus índice do usuário para algoritmos (a) SG e (b) RLS.

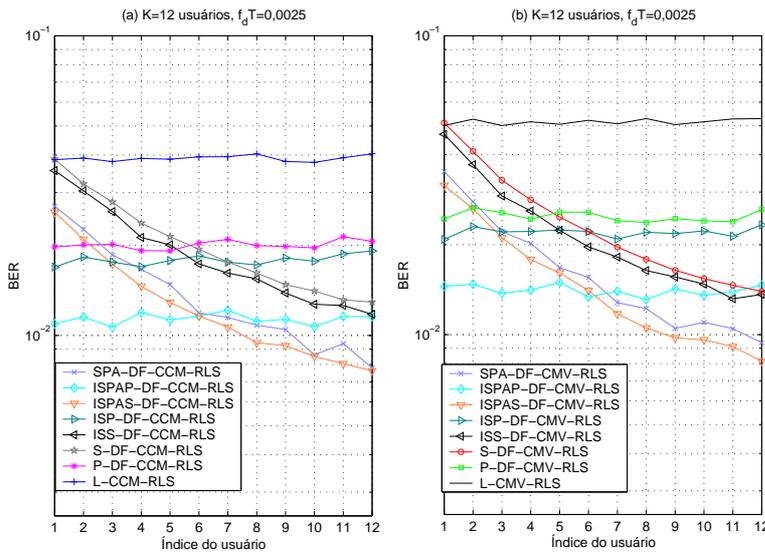


Figura 6.19: Desempenho em BER individual dos receptores iterativos em ambiente dinâmico versus índice do usuário para algoritmos (a) CCM-RLS e (b) CMV-RLS.

não uniforme é verificado para os esquemas SPA-DF, ISS-DF e ISPAS-DF propostos. Por outro lado, a nova estrutura combinada ISPAP-DF, o P-DF e o ISP-DF fornecem desempenho uniforme ao longo dos usuários, que é um objetivo importante para o enlace reverso de sistemas DS-CDMA. Em particular, o novo detector ISPAP-DF consegue o melhor desempenho das estruturas analisadas e é significativamente superior ao ISP-DF e ao P-DF, que sofre com a propagação de erros.