

2

Modelo de Sinais DS-CDMA

Neste capítulo é apresentado o modelo de sinal DS-CDMA utilizado ao longo desta tese. Considera-se um sistema SISO (*single input single output*) que consiste de uma antena no transmissor e uma antena no receptor. O modelo apresentado a seguir é facilmente estendido para o caso MISO (*multiple input single output*), SIMO (*single input multiple output*) e MIMO (*multiple input multiple output*). O sistema DS-CDMA considerado nesta tese emprega seqüências de espalhamento curtas, cujo período é igual à duração de um símbolo. Modelos de sistemas que utilizam códigos longos podem ser encontrados na literatura [20, 21, 22, 23, 24].

Existem várias outras formas de modelar um sistema de comunicações DS-CDMA. No trabalho de Tsatsanis e Giannakis [25], por exemplo, os autores colocam o sinal DS-CDMA dentro de uma formulação de filtragem multitaxa/multicanal anteriormente desenvolvida no contexto de equalizadores fracionalmente espaçados. A formulação proposta em [25], da mesma maneira que o modelo apresentado nesta tese, permite a generalização para o caso assíncrono e multipercursos com facilidade.

2.1

Sistema DS-CDMA Assíncrono - Canal Reverso

Nesta seção é considerado um modelo matemático geral que contempla o enlace reverso (dos terminais móveis até a estação rádio-base) ilustrado na Figura 2.1. Considera-se um sistema DS-CDMA síncrono em nível de chip, porém assíncrono em nível de bits, com K usuários ativos. Cada usuário emprega uma seqüência de espalhamento $p_k(t)$. A envoltória complexa do sinal transmitido pelo k -ésimo usuário ($k = 1, 2, \dots, K$) é dada por:

$$s_k(t) = A_k \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) p_k(t - iT - d_k) \quad (2-1)$$

onde:

- $A_k = \sqrt{2E_k}$ é a amplitude e E_k é a energia média por símbolo do k -ésimo usuário,

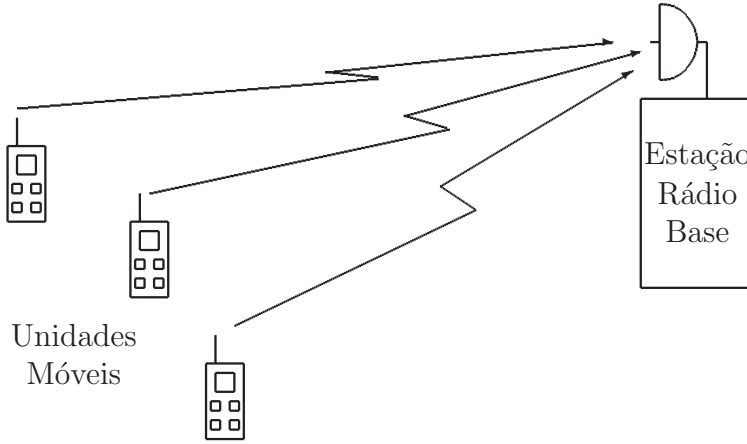


Figura 2.1: Enlace Reverso

- $b_k(i)$ é uma variável aleatória que representa o ponto da constelação de sinais BPSK associado ao i -ésimo símbolo transmitido pelo usuário. O conjunto dos possíveis valores que esta variável aleatória pode assumir é $\{-1, +1\}$. Apesar dos sistemas de telefonia celular de segunda e terceira geração utilizarem sinalização QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*, em razão de uma eficiência espectral maior do que a do BPSK [26,27,28], as técnicas apresentadas neste trabalho podem ser adaptadas para outros esquemas de modulação M-PSK. Além disso, existem outros sistemas DS-CDMA modernos onde a modulação utilizada é o BPSK [29,30].
- $p_k(t)$ representa a seqüência de espalhamento (assinatura) de duração T atribuída ao k -ésimo usuário expressa por:

$$p_k(t) = \sum_{m=1}^N a_k[m] \Psi(t - mT_c) \quad (2-2)$$

sendo N o ganho de processamento, $\{a_k[m]\}_{m=0}^{N-1} = \pm 1/\sqrt{N}$ a seqüência de espalhamento do k -ésimo usuário, T_c o intervalo de *chip* e $\Psi(t)$ é um pulso de energia unitária no intervalo $[0, T_c]$.

- $T = NT_c$ o intervalo de símbolo
- $0 \leq d_k < NT_c$ é o atraso relativo do k -ésimo usuário, que neste trabalho é considerado como múltiplo do intervalo de *chip*. Um modelo de sistema DS-CDMA que emprega atrasos como múltiplos não-inteiros do período de chip pode ser encontrado em [25].

Cada usuário transmite em um canal multipercurso, geralmente variante no tempo, composto por L' percursos resolvíveis. A resposta impusional do canal do k -ésimo usuário pode ser escrita como:

$$h_k(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L'-1} h_{k,l}(t) \delta(t - \tau - \tau_{k,l}). \quad (2-3)$$

onde $\tau_{k,l}$ é o atraso associado ao l -ésimo percurso do k -ésimo usuário, que neste trabalho vai ser aproximado como um múltiplo do intervalo de *chip* T_c .

Na entrada do receptor, a envoltória complexa do sinal agregado de todos os usuários, corrompido por ruído aditivo Gaussiano branco é dada por:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L'-1} h_{k,l}(t) s_k(t - \tau_{k,l} - d_k) + n(t) \quad (2-4)$$

onde $n(t)$ é a envoltória complexa do ruído térmico, modelado por um processo estocástico Gaussiano complexo com densidade espectral de potência $S_n(f) = 2N_0$.

No receptor, $r(t)$ é filtrado por um filtro casado ao pulso de *chip* e amostrado a taxa de N chips por símbolo.

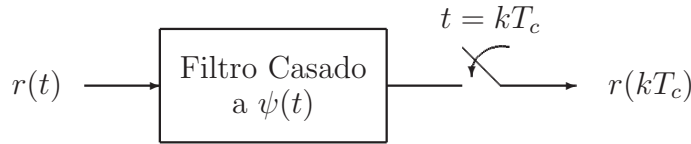


Figura 2.2: Filtro Casado ao Pulso de Chip

Supondo que a resposta impulsional do canal dos usuários não varie dentro do intervalo de um símbolo, a expressão da observação, dada pelo vetor, $\mathbf{r}(i)$ contendo $M = N + L - 1$ amostras¹, onde

$$L = \max_{\substack{1 \leq l \leq L' \\ 1 \leq k \leq K}} \frac{\tau_{k,l}}{T_c},$$

é dada por:

$$\mathbf{r}(i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{c}_{k,1} A_k b_k(i) + \sum_{k=1}^K \mathbf{c}_{k,2} A_k b_k(i-1) + \sum_{k=1}^K \mathbf{c}_{k,3} A_k b_k(i+1) + \mathbf{n}(i) \quad (2-5)$$

onde:

– $\mathbf{c}_{k,1} = [\underbrace{0, \dots, 0}_{d_k \text{ zeros}}, c_k(0), \dots, c_k(M - d_k)]^T$ é o pedaço da assinatura efetiva do k -ésimo usuário relativo ao símbolo transmitido no i -ésimo instante.

¹Após atravessar o canal de comunicações, a duração da sequência de espalhamento do usuário passa de NT_c para $NT_c + \max_{1 \leq l \leq L'} \tau_{k,l}$

- $\mathbf{c}_{k,2} = [c_k(N+1-d_k), \dots, c_k(M), \underbrace{0, \dots, 0}_{M-(L-1+d_k)\text{zeros}}]^T$ é o pedaço da assinatura efetiva do k -ésimo usuário relativo ao símbolo transmitido no $(i-1)$ -ésimo instante.
- $\mathbf{c}_{k,3} = [\underbrace{0, \dots, 0}_{N+d_k\text{zeros}}, c_k(0), \dots, c_k(L-1-d_k)]^T$ é o pedaço da assinatura efetiva do k -ésimo usuário relativo ao símbolo transmitido no $(i+1)$ -ésimo instante.
- $\mathbf{n}(i)$ é um vetor Gaussiano composto pelas amostras do ruído Gaussiano, de média nula e matriz covariância $\mathbf{K}_{\mathbf{n}} = N_0 \mathbf{I}_M = \sigma^2 \mathbf{I}_M$.

Em (2-5), as assinaturas efetivas $\mathbf{c}_{k,1}$, $\mathbf{c}_{k,2}$ e $\mathbf{c}_{k,3}$ podem ser escritas como:

$$\mathbf{c}_{k,1}(i) = \mathbf{C}_{k,1} \mathbf{h}_k(i), \quad \mathbf{c}_{k,2}(i) = \mathbf{C}_{k,2} \mathbf{h}_k(i-1), \quad \mathbf{c}_{k,3}(i) = \mathbf{C}_{k,3} \mathbf{h}_k(i+1)$$

onde $\mathbf{h}_k(i) = [h_{k,0}(i), \dots, h_{k,L}(i)]^T$, $\|\mathbf{h}_k\|^2 = 1$, é o vetor com os coeficientes do canal do k -ésimo usuário e as matrizes $\mathbf{C}_{k,1}$, $\mathbf{C}_{k,2}$ e $\mathbf{C}_{k,3}$ são definidas como:

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{k,1} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{d_k \times L} \\ \mathbf{C}_k(1 : M - d_k, :) \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_{k,2} &= \begin{bmatrix} \mathbf{C}_k(N+1-d_k : M, :) \\ \mathbf{0}_{(N-d_k) \times L} \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_{k,3} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(N+d_k) \times L} \\ \mathbf{C}_k(1 : L-1-d_k, :) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

onde $\mathbf{C}_k$ é uma matriz de dimensão $M \times L$ que contém versões deslocadas de 1 chip da seqüência de espalhamento do usuário k .

$$\mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} a_k(0) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & a_k(0) & \ddots & \dots \\ a_k(N-1) & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & a_k(N-1) & \ddots & a_k(0) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & a_k(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_k & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{p}_k & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{p}_k \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

onde $\mathbf{p}_k = [a_k(0), \dots, a_k(N-1)]^T$

Portanto, supondo que o usuário 1 seja o de interesse, $\mathbf{r}(i)$ pode ser escrito de forma a se explicitar as parcelas referentes à interferência de múltiplo acesso

(IMA) e interferência entre símbolos (IES):

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(i) = & \mathbf{C}_{1,1} \mathbf{h}_1(i) A_1 b_1(i) + \underbrace{\sum_{k=2}^K \mathbf{C}_{k,1} \mathbf{h}_k(i) A_k b_k(i)}_{\text{IMA}} + \underbrace{\sum_{k=1}^K \mathbf{C}_{k,2} \mathbf{h}_k(i-1) A_k b_k(i-1)}_{\text{IES}} + \\ & + \underbrace{\sum_{k=1}^K \mathbf{C}_{k,3} \mathbf{h}_k(i+1) A_k b_k(i+1)}_{\text{IES}} + \mathbf{n}(i). \end{aligned} \quad (2-7)$$

2.2

Sistema DS-CDMA Assíncrono - Enlace Direto

No enlace direto, o sinal $\mathbf{r}(i)$ amostrado no receptor é propagado no mesmo canal, desde a estação rádio-base até um dado terminal móvel. Em outras palavras, os sinais dos usuários transmitidos para um dado receptor experimentam o mesmo canal de comunicações, como ilustrado na Figura 2.3. Desta forma $\mathbf{h}_1(i) = \mathbf{h}_2(i) = \dots \mathbf{h}_K(i) = \mathbf{h}(i)$. Assim,

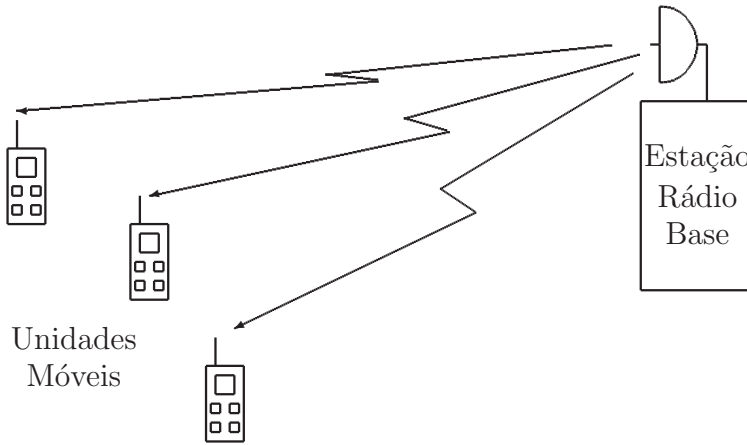


Figura 2.3: Enlace Direto

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(i) = & \mathbf{C}_{1,1} \mathbf{h}(i) A_1 b_1(i) + \underbrace{\sum_{k=2}^K \mathbf{C}_{k,1} \mathbf{h}(i) A_k b_k(i)}_{\text{IMA}} + \underbrace{\sum_{k=1}^K \mathbf{C}_{k,2} \mathbf{h}(i-1) A_k b_k(i-1)}_{\text{IES}} + \\ & + \underbrace{\sum_{k=1}^K \mathbf{C}_{k,3} \mathbf{h}(i+1) A_k b_k(i+1)}_{\text{IES}} + \mathbf{n}(i). \end{aligned} \quad (2-8)$$

Caso a perturbação existente na transmissão seja apenas o ruído branco (canal AWGN), isto é, $h_{k,l} = 1$, $\mathbf{C}_{k,1} = \underbrace{[0 \dots, 0]}_{d_k \text{ zeros}}, \mathbf{p}_k(N - d_k + 1 : M)]^T$,

$\mathbf{C}_{k,2} = [\mathbf{p}_k(1 : N - d_k), 0 \dots, 0]^T$, e $\mathbf{C}_{k,3} = \mathbf{0}_{N \times 1}$ tem-se que:

$$\mathbf{r}(i) = \mathbf{C}_{1,1}A_1b_1(i) + \underbrace{\sum_{k=2}^K \mathbf{C}_{k,1}A_kb_k(i)}_{\text{IMA}} + \underbrace{\sum_{k=1}^K \mathbf{C}_{k,2}A_kb_k(i-1)}_{\text{IES}} + \mathbf{n}(i) \quad (2-9)$$

Portanto, sistemas DS-CDMA assíncronos estão sujeitos à interferência de múltiplo acesso e interferência entre símbolos mesmo em canal AWGN.

2.3

Sistema DS-CDMA Síncrono - Enlace Reverso

Neste caso, os usuários estão sincronizados também em nível de símbolo. O retardo relativo $d_k = 0$ para $k = 1 \dots, K$. As matrizes $\mathbf{C}_{k,1}$, $\mathbf{C}_{k,2}$ e $\mathbf{C}_{k,3}$ tornam-se:

$$\mathbf{C}_{k,1} = \mathbf{C}_k, \quad \mathbf{C}_{k,2} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_k(N+1 : M, :) \\ \mathbf{0}_{N \times L} \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{C}_{k,3} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N \times L} \\ \mathbf{C}_k(1 : L-1, :) \end{bmatrix}$$

A parcela de interferência entre símbolos passa a depender exclusivamente do comprimento L do canal equivalente.

2.4

Sistema DS-CDMA Síncrono - Enlace Direto

Novamente tem-se $\mathbf{h}_1 = \mathbf{h}_2 = \dots \mathbf{h}_k = \mathbf{h}$ e $d_k = 0$ para $k = 1 \dots, K$.

Para o caso síncrono, se a transmissão for em canal AWGN, $h_{k,l} = 1$, $\mathbf{C}_{k,1} = \mathbf{p}_k$ e $\mathbf{C}_{k,2} = \mathbf{C}_{k,3} = \mathbf{0}_{N \times 1}$, tem-se que tanto para o enlace direto quanto para o enlace reverso $\mathbf{r}(i)$ livre de IES:

$$\mathbf{r}(i) = \mathbf{p}_1A_1b_1(i) + \underbrace{\sum_{k=2}^K \mathbf{p}_kA_kb_k(i)}_{\text{IMA}} + \mathbf{n}(i) \quad (2-10)$$

A expressão (2-10) pode ser escrita na forma matricial:

$$\mathbf{r}(i) = \mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{b}(i) + \mathbf{n}(i) \quad (2-11)$$

onde $\mathbf{P}$ é a matriz cujas colunas são as seqüências de espalhamento dos K usuários

$$\mathbf{P} = (\mathbf{p}_1 | \mathbf{p}_2 | \dots | \mathbf{p}_K) = \begin{pmatrix} a_1(0) & a_2(0) & \dots & a_K(0) \\ a_1(1) & a_2(1) & \dots & a_K(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underbrace{a_1(N-1)}_{\text{seq.usu.1}} & \underbrace{a_2(N-1)}_{\text{seq.usu.2}} & \dots & \underbrace{a_K(N-1)}_{\text{seq.usu.K}} \end{pmatrix} \quad (2-12)$$

e $\mathbf{A}$ é a matriz das amplitudes, dada por:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} A_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & A_K \end{pmatrix} \quad (2-13)$$

e $\mathbf{b}$ é o vetor com os símbolos transmitidos pelos usuários:

$$\mathbf{b}(i) = \begin{pmatrix} b_1(i) \\ \vdots \\ b_K(i) \end{pmatrix} \quad (2-14)$$

2.5

Revisão de Detecção Multiusuário

Nesta seção é feita uma breve revisão das principais técnicas de detecção multiusuário. Inicialmente, a título de motivação, é apresentado o receptor convencional que utiliza um banco de filtros casados às seqüências de espalhamento dos usuários. Mostra-se que o desempenho deste receptor é fortemente afetado pela IMA e também é sensível ao efeito *near-far*. A seguir é apresentado o receptor multiusuário ótimo (de máxima verossimilhança) e as principais técnicas lineares de menor complexidade. As técnicas não-lineares de detecção multiusuário são tratadas com mais detalhes no capítulo 5.

Nesta revisão considera-se o modelo de sinal síncrono para canais planos dado por (2-10).

2.5.1

Receptor Convencional

O receptor convencional corresponde a um banco de filtros casados às seqüências de espalhamento $\mathbf{p}_k$ dos usuários. Neste caso, o sinal da saída do banco de filtros casados às seqüências de espalhamento $\mathbf{p}_k$, isto é, o primeiro estágio de um receptor convencional, pode ser escrito como:

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}(i) &= \mathbf{P}^H \mathbf{r}(i) \\
&= \mathbf{P}^H \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{b}[i] + \mathbf{P}^H \mathbf{n}(i) \\
&= \mathbf{R} \mathbf{A} \mathbf{b}(i) + \mathbf{n}_{fc}(i)
\end{aligned} \tag{2-15}$$

onde $\mathbf{R}$ é a matriz de correlação, de dimensão $K \times K$ das seqüências de espalhamento dos usuários e $\mathbf{n}_{fc}(i)$ é um vetor Gaussiano de média nula e matriz covariância $\mathbf{K}_{\mathbf{n}_{fc}} = \sigma^2 \mathbf{R}$.

Analisando-se, pode-se ver que caso a matriz $\mathbf{R}$ não seja diagonal, as saídas do banco de filtros casados continua contaminada com IMA. O uso de seqüências ortogonais na transmissão solucionaria este problema, porém ao serem transmitidas pelo canal, elas podem perder essa propriedade na recepção. Na prática, são usadas seqüências de espalhamento com baixo coeficiente de correlação cruzada na recepção. O emprego de seqüências de espalhamento com baixa correlação cruzada na recepção, entretanto, ainda não é suficiente para garantir que a IMA presente não seja significativa. De fato, as amplitudes dos sinais interferentes na recepção podem ser eventualmente maiores que a amplitude do sinal desejado, caracterizando um efeito chamado de *near-far*. Torna-se necessário, em sistemas que utilizam receptores convencionais, o uso de um rigoroso controle de potência.

Os receptores multiusuários realizam o processamento do sinal desejado conjuntamente com os sinais interferentes, tratando estes como sinal e não como ruído de fundo. Este tratamento traz como benefícios a redução da taxa de erro de bits do sistema ou o aumento da capacidade do sistema.

A taxa de erro de bits (BER) de um receptor CDMA convencional está relacionada à razão sinal-interferência mais ruído ($BER \simeq Q(\sqrt{SINR})$). O processamento conjunto dos sinais permite que se reduza a potência dos sinais interferentes fazendo com que para o k -ésimo usuário:

$$SINR_{k \text{ após processamento}} > SINR_{k \text{ antes do processamento}} \tag{2-16}$$

Portanto,

$$BER_{k \text{ após processamento}} < BER_{k \text{ antes do processamento}} \tag{2-17}$$

Além da redução da probabilidade de erro, outra consequência da redução da potência dos sinais interferentes é o aumento da capacidade do sistema celular.

2.5.2

Receptor Ótimo

O receptor multiusuário ótimo é aquele que fornece a estimativa de máxima verossimilhança para a sequência de bits transmitida [7]. No caso em que as possíveis sequências são equiprováveis, o receptor reduz-se ao de mínima distância.

A título de exemplo, considere um sistema DS-CDMA síncrono que transmite em um canal perturbado apenas por ruído aditivo Gaussiano branco. O sinal amostrado observado na entrada do receptor é dado por:

$$\mathbf{r}(i) = \mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{b}(i) + \mathbf{n}_w(i) \quad (2-18)$$

As possíveis mensagens que poderiam ser recebidas são:

$$\mathbf{s}(\mathbf{b}_j) = \mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{b}_j \quad \mathbf{b}_j \in \{-1, 1\}^K, \quad j = (1, 2, \dots, 2^K) \quad (2-19)$$

A estimativa de máxima verossimilhança é dada por:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{b}}(i) &= \arg \min_{\mathbf{b} \in \{-1, 1\}^K} [\|\mathbf{r}(i) - \mathbf{s}(\mathbf{b})\|^2] \\ &= \arg \min_{\mathbf{b} \in \{-1, 1\}^K} [\|\mathbf{r}(i) - \mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{b}\|^2] \\ &= \arg \min_{\mathbf{b} \in \{-1, 1\}^K} [\|\mathbf{r}(i)\|^2 - 2(\mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{b})^H \mathbf{r}(i) + \|\mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{b}\|^2] \\ &= \arg \max_{\mathbf{b} \in \{-1, 1\}^K} \left[\mathbf{b}^H \mathbf{A}^H \underbrace{\mathbf{P}^H \mathbf{r}(i)}_{\mathbf{y}(i)} - \frac{1}{2} \|\mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{b}\|^2 \right] \end{aligned} \quad (2-20)$$

onde $\mathbf{y}(i) = \mathbf{P}^H \mathbf{r}(i)$ é a saída do receptor convencional.

Com relação à complexidade do receptor ótimo, observa-se de (2-20) que são necessárias 2^K buscas de $\mathbf{b}_j \in \{-1, 1\}^K$ com $j = (1, 2, \dots, 2^K)$ até que $\hat{\mathbf{b}}(i)$ seja encontrado. Isto resulta numa complexidade $\mathcal{O}(2^K/K)$ por símbolo decodificado.

As principais vantagens receptor ótimo são:

- Minimiza a probabilidade de erro de símbolo²;
- É resistente ao efeito *near-far* [31].

As desvantagens do receptor ótimo são:

- Complexidade exponencial com o número de usuários;

²Neste caso um símbolo é igual ao conjunto de símbolos transmitidos pelos K usuários do sistema. Assim, o receptor ótimo não necessariamente irá minimizar a probabilidade de erro de símbolo individual de cada usuário [2]

- Necessário o conhecimento das amplitudes e fases dos sinais recebidos, $\mathbf{A}$, assim como das seqüências de espalhamento dos usuários $\mathbf{P}$.

A complexidade elevada do receptor ótimo levou ao desenvolvimento de receptores multiusuários sub-ótimos.

Os receptores multiusuários lineares aplicam uma transformação linear na saída do banco de filtros casados com o intuito de diminuir a IMA observada por cada usuário. Dentre os receptores lineares vão ser apresentados o decorrelator e o receptor de mínimo erro médio quadrático (MMSE).

2.5.3

Decorrelator e Receptor MMSE

O receptor decorrelator [8] é aquele onde a transformação linear $\mathbf{T}$ aplicada às saídas do banco de filtros casados é igual a matriz inversa da matriz de correlação das seqüências de espalhamento dos usuários do sistema ($\mathbf{T} = \mathbf{R}^{-1} = (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1}$).

Na saída do decorrelator obtém-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(i) &= (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{r}(i) \\ &= (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{b}(i) + (\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{n}(i) \\ &= \mathbf{A} \mathbf{b}(i) + \mathbf{n}_d(i) \end{aligned} \quad (2-21)$$

onde $\mathbf{n}_d(i)$ é um vetor Gaussiano de média nula e matriz covariância $\mathbf{K}_{\mathbf{n}_d} = \sigma^2 \mathbf{R}^{-1}$.

Analisando-se (2-21) pode-se ver que as saídas dos decorrelator estão completamente desacopladas, isto é, a IMA foi eliminada completamente. Pode ser feita uma analogia entre o receptor decorrelator e o equalizador *zero-forcing*, que é utilizado para eliminar completamente a interferência entre símbolos [1].

As principais vantagens do decorrelator são:

- Apresenta desempenho muito superior ao receptor convencional devido a eliminação da IMA e conseqüentemente resistência ao efeito *near-far*.
- Não precisa estimar as amplitudes dos usuários
- Apresenta complexidade inferior ao detector ótimo e desempenho comparável a este em razões sinal-ruído elevadas.

As desvantagens do decorrelator são:

- Aumento da potência do ruído. A potência do ruído na saída do decorrelator $\mathbf{n}_d(i)$ é sempre maior ou igual a potência do ruído na saída do banco de filtro casados $\mathbf{n}_{fc}(i) = \mathbf{P}^H \mathbf{n}(i)$. Quando o ruído predomina

sobre a IMA o decorrelator pode apresentar desempenho inferior ao receptor convencional.

- Apresenta aumento de computação para efetuar a inversão da matriz de correlação $\mathbf{R}$ a medida em que o número de usuários no sistema aumenta. Este problema torna-se mais relevante quando o sistema em questão é assíncrono.

O receptor MMSE [9] aplica a transformação linear $\mathbf{T}$ que minimiza o erro médio quadrático entre a sequência de bits desejada e a saída da transformação. Isto é, deseja-se minimizar:

$$E[\|\mathbf{b}(i) - \mathbf{T}\mathbf{y}(i)\|^2] \quad (2-22)$$

Para o caso de canal AWGN e modulação BPSK, a transformação linear $\mathbf{T}$ que minimiza (2-22) é dada por:

$$\mathbf{T} = [\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \quad (2-23)$$

Pode ser visto em (2-23) que o detector MMSE implementa uma matriz inversa modificada da matriz correlação. Esta modificação é diretamente proporcional ao nível de ruído presente. Quanto mais alto o nível de ruído mais a matriz $\mathbf{T}$ aproxima-se de uma diagonal e o desempenho aproxima-se do receptor convencional. Quando o nível de ruído é baixo, o receptor MMSE aproxima-se do decorrelator. O receptor MMSE equilibra o desejo entre eliminar completamente a IMA e não aumentar tanto a potência do ruído. Novamente pode-se ver uma analogia com o equalizador MMSE que em presença de muito ruído reduz-se ao filtro casado e em presença de pouco ruído aproxima-se do *zero-forcing* [1].

Uma desvantagem do detector MMSE com relação ao decorrelator reside no fato de que é necessária a estimativa das amplitudes dos usuários. Outra desvantagem é que seu desempenho depende da potência dos usuários interferentes, já que não há o desacoplamento total dos usuários.

2.5.4

Detecção Multiusuário por Grupos

Receptores híbridos, que combinam mais de um esquema de detecção multiusuário também foram propostos como alternativas ao receptor ótimo.

Em [32] foi proposta uma estrutura de recepção multiusuário híbrida, síncrona e fixa com um estágio decorrelator, seguido por um estágio onde são formados grupos de usuários para serem, posteriormente, detectados de forma ótima. O estágio de agrupamento funciona como uma espécie de seletor de complexidade do receptor, podendo ser um simples decorrelator, onde existem

K grupos de 1 usuário até o receptor ótimo global, com 1 grupo de K usuários. Desta maneira, quando as estatísticas do vetor $\mathbf{z}(i)$ ao final do estágio decorrelator forem confiáveis, não há a necessidade de grupos de mais de um elemento. Quando as estatísticas não forem confiáveis, existe a necessidade de formar grupos maiores, aumentando-se a complexidade. Portanto, em [32, 33] tem-se uma estrutura que combina a simplicidade do decorrelator e o excelente desempenho do receptor ótimo.

Foram também analisadas estratégias, critérios e métricas para a formação dos grupos. O critério proposto e explorado em [32] foi o de minimizar a probabilidade de erro de bit do usuário com pior desempenho.

O trabalho de [34, 35] propõe estender e adaptar o receptor apresentado em [32, 33] para o caso do enlace reverso de um sistema celular DS/CDMA com modulação M-PSK e codificação convolucional. Cada um dos grupos é encaminhado para um estágio de detecção ótima por grupos, ou decodificação convolucional conjunta (por grupos), uma vez que a estrutura em treliça dos códigos convolucionais é explorada neste estágio. De fato, para cada grupo, pode-se associar um supercodificador equivalente, que tem associado a ele uma supertreliça. O problema de estimação de canal foi abordado. O processamento por percurso sobrevivente (PSP) [36] foi incorporado aos receptores utilizados, para lidar com as incertezas introduzidas pelo desconhecimento do canal, na métrica do Algoritmo de Viterbi.