

2

Modelos de Sinais para Sistemas DS-CDMA

Dentre os modelos de sinais de sistemas de múltiplo acesso existem dois cenários de interesse que foram tratados em nosso trabalho: o enlace direto ou *downlink*, onde a fase da portadora é suposta perfeitamente sincronizada e é conhecida a assinatura do usuário desejado; e o enlace reverso ou *uplink*, onde a estação rádio-base conhece a assinatura e a fase da portadora é suposta perfeitamente sincronizada com o receptor, para todos os usuários. As Figuras 2.1 e 2.2 ilustram os enlaces direto e reverso entre os usuários e a estação rádio-base, respectivamente, onde os sinais dos usuários transmitidos para um dado receptor experimentam o mesmo canal de comunicações ($\mathbf{h}_1 = \mathbf{h}_2 = \dots = \mathbf{h}_K$) no *downlink*, enquanto que para o *uplink* os sinais dos usuários se propagam, em geral, de forma diferente ($\mathbf{h}_1 \neq \mathbf{h}_2 \neq \dots \neq \mathbf{h}_K$) até a estação rádio-base.

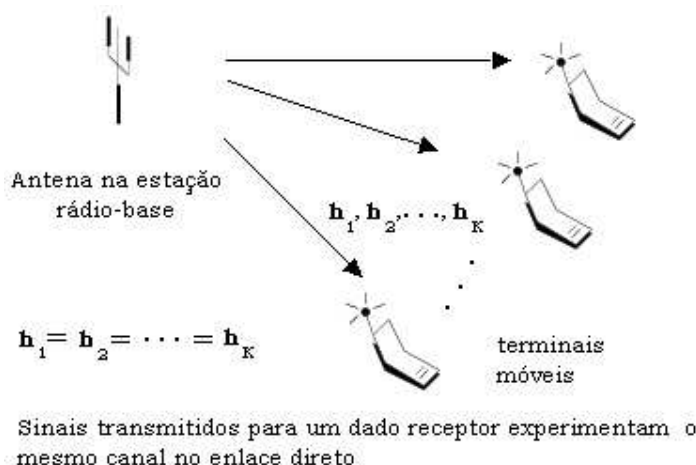


Figura 2.1: Enlace direto.

Para o enlace reverso existem duas possibilidades: um receptor centralizado e um receptor descentralizado. No receptor centralizado, o sinal recebido é demodulado, filtrado por um filtro casado ao pulso do *chip*, amostrado à taxa de *chips*, filtrado por um banco de filtros casados às assinaturas dos

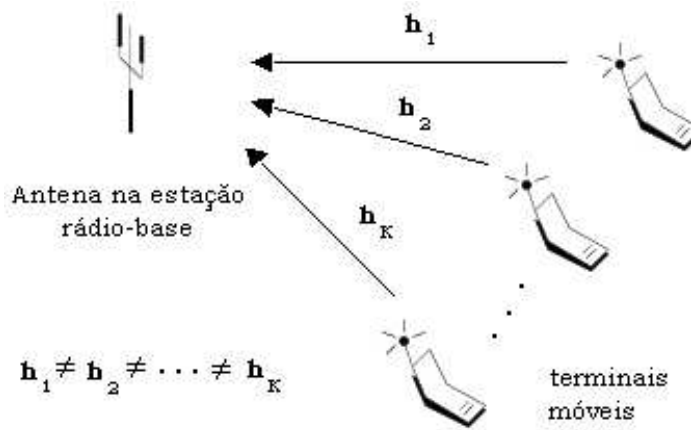


Figura 2.2: Enlace reverso.

usuários e processado à taxa de símbolos, como ilustrado na Figura 2.3. No caso do receptor descentralizado, o sinal recebido é demodulado, filtrado por um filtro casado ao pulso do *chip*, amostrado à taxa de *chips* e processado à taxa de símbolos, como mostrado na Figura 2.4.

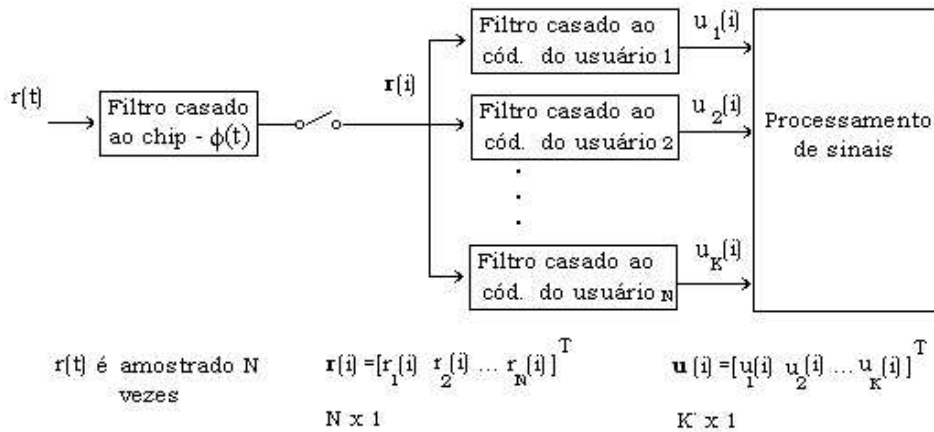


Figura 2.3: Diagrama em blocos do receptor centralizado.

Com relação ao canal de múltiplo acesso DS-CDMA e os usuários nesse sistema, os sinais recebidos em nosso modelo podem ser síncronos ou assíncronos. Na prática, os sinais transmitidos no enlace reverso são assíncronos, resultando em um descasamento entre as amostras de sinal nos receptores. Contudo, um modelo síncrono é capaz de fornecer um ambiente de testes satisfatório e aproximar os sistemas assíncronos para um grande

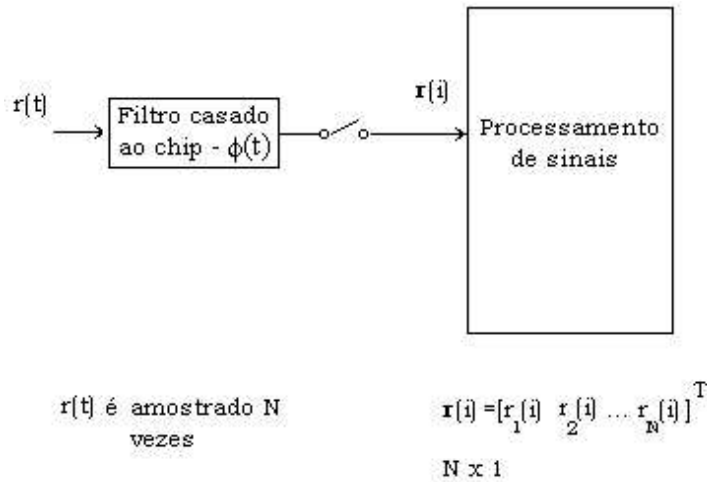


Figura 2.4: Diagrama em blocos do receptor descentralizado.

número de situações. Os sistemas síncronos podem ser divididos em sistemas síncronos no nível do *chip* e do símbolo, e serão descritos neste capítulo.

A modulação adotada nesta tese é a BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) em função de sua simplicidade e bom desempenho em termos de taxa de erro de bits (*Bit Error Rate* - BER) [1]. Apesar dos sistemas de telefonia celular de segunda e terceira gerações utilizarem sinalização do tipo QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), em razão de uma eficiência espectral maior do que a BPSK [4, 6, 26], as técnicas apresentadas neste documento podem ser facilmente adaptadas para diferentes modulações. Além disso, existem outros sistemas DS-CDMA modernos onde a modulação utilizada é a BPSK [33, 34].

2.1

Modelo Assíncrono para os Enlaces Direto e Reverso

Nesta seção é descrito um modelo matemático geral que contempla o enlace reverso, onde os canais são independentes, e se considera que o sistema BPSK DS-CDMA é síncrono no nível do *chip*, porém assíncrono no que diz respeito aos símbolos. Esse modelo apresenta K usuários, N *chips* por símbolo e L_p percursos de propagação. O sinal em banda básica transmitido pelo k -ésimo usuário ativo à estação rádio-base é dado por:

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

onde d_k descreve o atraso entre os chips, $b_k(i) \in \{\pm 1 + j0\}$, onde $j^2 = -1$, denota o i -ésimo símbolo do usuário k , as formas de onda reais de espalhamento e a amplitude associada ao usuário k são $s_k(t)$ e A_k , respectivamente. As formas de onda de espalhamento são expressas por $s_k(t) = \sum_{i=1}^N a_k(i)\phi(t-iT_c)$, onde $a_k(i) \in \{\pm 1/\sqrt{N}\}$, $\phi(t)$ é a forma de onda do *chip*, T_c é a duração do *chip* e $N = T/T_c$ é o ganho de processamento do sistema. Supõe-se que o receptor é sincronizado com o percurso principal e o sinal composto recebido e demodulado de forma coerente é

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L_p-1} h_{k,l}(t)x_k(t - \tau_{k,l}) + n(t) \quad (2-2)$$

onde $h_{k,l}(t)$ e $\tau_{k,l}$ são, respectivamente, o coeficiente do canal e o atraso associado ao l -ésimo percurso e ao k -ésimo usuário, e $n(t)$ é o ruído gerado no receptor. Supondo que $\tau_{k,l} = lT_c$, o número de percursos de propagação L_p é menor ou igual ao ganho de processamento N , resultando em uma ISI com alcance de $L_s = 2$ símbolos e que o canal é constante durante um intervalo de símbolos, o sinal recebido $r(t)$ depois de filtrado por um filtro casado ao pulso de *chip* e amostrado à taxa de *chip* produz o vetor recebido com dimensão $M \times 1$

$$\mathbf{r}(i) = \sum_{k=1}^K A_k \mathbf{H}_k(i) \mathbf{B}_k(i) \mathbf{s}(i) + \mathbf{n}(i) \quad (2-3)$$

onde o vetor de ruído complexo gaussiano é descrito por $\mathbf{n}(i) = [n_1(i) \dots n_N(i)]^T$ com $E[\mathbf{n}(k)\mathbf{n}^H(i)] = \sigma^2 \mathbf{I}$, onde $(\cdot)^T$ e $(\cdot)^H$ denotam os operadores transposto e Hermitiano transposto, respectivamente, a i -ésima

matriz de símbolos do k -ésimo usuário é dada por

$$\mathbf{B}_k(i) = \begin{bmatrix} b_k(i+1) & & & & & & & & & \mathbf{0} \\ & \ddots & & & & & & & & \\ & & \underbrace{b_k(i+1)}_{N-d_k} & & & & & & & \\ & & & b_k(i) & & & & & & \\ & & & & \ddots & & & & & \\ & & & & & \underbrace{b_k(i)}_N & & & & \\ & & & & & & b_k(i-1) & & & \\ & & & & & & & \ddots & & \\ & & & & & & & & \underbrace{b_k(i-1)}_{d_k} & \\ & & & & & & & & & \ddots \\ & & & & & & & & & b_k(i-L_s+1) \\ & & & & & & & & & \ddots \\ & & & & & & & & & \underbrace{b_k(i-L_s+1)}_N \\ \mathbf{0} & & & & & & & & & \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

e o vetor $\boldsymbol{\varsigma} = [\mathbf{s}_k^T \dots \mathbf{s}_k^T]^T$ possui dimensão $(N \times L_s)$ e contém as seqüências de assinatura do usuário k dadas por $\mathbf{s}_k = [\underbrace{a_k(d_k+1) \dots a_k(N)}_{N-d_k} \underbrace{a_k(1) \dots a_k(N-d_k)}_{d_k}]^T$ é a seqüência de assinatura para o k -ésimo usuário, onde d_k é o atraso em *chips* para o k -ésimo usuário descrito por uma variável aleatória discreta uniforme entre 0 e $N-1$, e a matriz de canal $\mathbf{H}_k(i)$ para o usuário k , de dimensão $N \times (L_s \times N)$ e que implementa a convolução do sinal do usuário k com o canal correspondente é expressa por

$$\mathbf{H}_k(i) = \begin{bmatrix} h_{k,0}(i) & h_{k,1}(i) & \dots & h_{k,L_p-1}(i) & & \\ & & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & & & h_{k,0}(i) & h_{k,1}(i) & \dots & h_{k,L_p-1}(i) \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

É importante ressaltar que o modelo desta seção também é útil para descrever o enlace direto de um sistema DS-CDMA. No *downlink*, o sinal composto amostrado no receptor $r(i)$ do receptor móvel é transmitido pela estação rádio-base e propagado pelo mesmo canal até o terminal móvel. Em outras palavras, os sinais dos usuários transmitidos para um dado receptor experimentam o mesmo canal de comunicações. Desta forma, basta fazer com que a matriz de convolução dos sinais pelo canal seja igual para todos

os usuários:

$$\mathbf{H}_k(i) = \mathbf{H}_1(i) = \dots = \mathbf{H}_K(i) = \mathbf{H}(i) \quad (2-6)$$

O aparecimento da IMA tem origem na não-ortogonalidade entre as seqüências de assinatura no receptor, enquanto o alcance da ISI L_s depende do comprimento da resposta do canal, que por sua vez é relacionado ao comprimento da seqüência de *chips*. Para $L_p = 1$, $L_s = 1$ (não há ISI), para $1 < L_p \leq N$, $L_s = 2$, e para $N < L_p \leq 2N$, $L_s = 3$.

No caso de uma detecção multiusuário descentralizada, o receptor emprega o vetor de amostras $\mathbf{r}(i)$ e opera à taxa de chips. Neste cenário, a detecção de cada usuário pode ser desacoplada dos demais, sem contudo, implicar em perda de desempenho [2]. Para uma versão centralizada, como a representada na Figura 2.3, onde o receptor observa e detecta apenas um único símbolo a cada instante, denominada MUD linear do tipo *one shot*, é considerado um vetor de observações $\mathbf{u}(i)$ dado por:

$$\mathbf{u}(i) = \mathbf{S}^H \mathbf{r}(i) = [u_1 \dots u_K]^T \quad (2-7)$$

onde $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1 \dots \mathbf{s}_K]$ é a matriz que representa o banco de filtros casados às assinaturas.

Para um receptor convencional que emprega o filtro casado, os símbolos detectados para esta versão *one-shot* são dados por:

$$\hat{\mathbf{b}}(i) = \text{sgn}(\Re[\mathbf{u}(i)]) \quad (2-8)$$

onde $\hat{\mathbf{b}}(i)$ é o vetor contendo os símbolos detectados do i -ésimo símbolo dos K usuários, $\text{sgn}(\cdot)$ é a função sinal e $\Re(\cdot)$ é o operador que retira a parte real do argumento.

2.2

Modelo Síncrono para o Enlace Direto

Considere o enlace direto de um sistema BPSK DS-CDMA síncrono em símbolos com K usuários, N *chips* por símbolo e L_p percursos de propagação. O sinal transmitido pela estação rádio-base e endereçado ao k -ésimo usuário tem representação em banda básica dada por:

$$x_k(t) = A_k \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) s_k(t - iT) \quad (2-9)$$

onde $b_k(i) \in \{\pm 1 + j0\}$ denota o i -ésimo símbolo para o usuário k , a forma de onda real de espalhamento e a amplitude associada ao usuário k são $s_k(t)$ e A_k , respectivamente. As formas de onda de espalhamento são expressas por $s_k(t) = \sum_{n=1}^N a_k(i)\phi(t - nT_c)$, onde $a_k(i) \in \{\pm 1/\sqrt{N}\}$, $\phi(t)$ é a forma de onda do chip, T_c é a duração do chip e $N = T/T_c$ é o ganho de processamento. Supondo-se que o receptor é sincronizado com o percurso principal e os usuários que formam o sinal composto experimentam as mesmas condições de canal no enlace direto, o sinal composto recebido demodulado de forma coerente é

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L_p-1} h_l(t)x_k(t - \tau_l) + n(t) \quad (2-10)$$

onde $h_l(t)$ e τ_l são, respectivamente, o coeficiente do canal e o atraso associado ao l -ésimo percurso. Supondo-se que $\tau_l = lT_c$ e o canal de comunicações é constante durante cada intervalo de símbolos, o sinal recebido $r(t)$ depois de filtragem por um filtro casado ao pulso do chip e amostrado à taxa dos chips resulta no vetor recebido

$$\mathbf{r}(i) = \mathbf{H}(i) \begin{bmatrix} \mathbf{SA} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{SA} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{SA} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{b}(i) \\ \mathbf{b}(i-1) \\ \vdots \\ \mathbf{b}(i-L_s+1) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(i) \quad (2-11)$$

onde L_s é o alcance em símbolos da interferência entre símbolos, o vetor de ruído gaussiano $\mathbf{n}(i) = [n_1(i) \dots n_N(i)]^T$ com $E[\mathbf{n}(k)\mathbf{n}^H(i)] = \sigma^2\mathbf{I}$, o vetor de símbolos dos usuários é dado por $\mathbf{b}(i) = [b_1(i) \dots b_K(i)]^T$, a matriz das seqüências das assinaturas dos usuários é descrita por $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1 \dots \mathbf{s}_K]$, onde $\mathbf{s}_k = [a_k(1) \dots a_k(N)]^T$, a matriz diagonal das amplitudes dos usuários é representada por $\mathbf{A} = \text{diag}\{A_1 \dots A_K\}$, e a matriz $\mathbf{H}(i)$ do canal de dimensão $N \times (L_s \times N)$ é expressa por

$$\mathbf{H}(i) = \begin{bmatrix} h_0(i) & h_1(i) & \dots & h_{L_p-1}(i) \\ & & \ddots & \ddots & \ddots \\ & & & h_0(i) & h_1(i) & \dots & h_{L_p-1}(i) \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

2.3 Modelo Síncrono para o Enlace Reverso

Para descrever o enlace reverso considera-se um sistema BPSK DS-CDMA síncrono em símbolos com K usuários, N *chips* por símbolo e L_p percursos de propagação. O sinal em banda básica transmitido pelo k -ésimo usuário ativo à estação rádio-base é dado por (2-9). Supõe-se que o receptor é sincronizado com o percurso principal, o sinal composto recebido e demodulado de forma coerente é

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L_p-1} h_{k,l}(t)x_k(t - \tau_{k,l}) \quad (2-13)$$

onde $h_{k,l}(t)$ e $\tau_{k,l}$ são, respectivamente, o coeficiente do canal e o atraso associado ao l -ésimo percurso e ao k -ésimo usuário. Supondo que $\tau_{k,l} = lT_c$ e que o canal é constante durante um intervalo de símbolos, o sinal recebido $r(t)$ depois de filtrado por um filtro casado ao pulso de *chip* e amostrado à taxa de *chip* produz o vetor recebido com dimensão $N \times 1$

$$\mathbf{r}(i) = \sum_{k=1}^K A_k \mathbf{H}_k(i) \mathbf{S}_k \mathbf{b}_k(i) + \mathbf{n}(i) \quad (2-14)$$

onde o vetor de ruído gaussiano é $\mathbf{n}(i) = [n_1(i) \dots n_N(i)]^T$ com $E[\mathbf{n}(k)\mathbf{n}^H(i)] = \sigma^2 \mathbf{I}$, o k -ésimo vetor de símbolos do k -ésimo usuário é dado por $\mathbf{b}_k(i) = [b_k(i) \dots b_k(i - L_s + 1)]^T$, a matriz dos códigos de espalhamento do usuário k \mathbf{S}_k de dimensão $(L_s \times N) \times L_s$ é descrita por

$$\mathbf{S}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_k & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{s}_k & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \mathbf{s}_k \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

onde L_s é o alcance da ISI, $\mathbf{s}_k = [a_k(1) \dots a_k(N)]^T$ é a seqüência de assinatura para o k -ésimo usuário, e a matriz de canal $\mathbf{H}_k(i)$ para o usuário k , de dimensão $N \times (L_s \times N)$ e que corresponde à convolução do sinal do usuário k com o canal k é expressa por (2-5).