

2

Recepção DS/CDMA Convencional

2.1

Introdução

As técnicas de múltiplo acesso mais cogitadas nas propostas para os padrões de terceira geração envolvem alguma forma de DS/CDMA, na qual os usuários podem transmitir simultaneamente na mesma faixa de frequências, sendo separáveis no receptor pela ortogonalidade, ou quase ortogonalidade, entre os sinais utilizados pelos diferentes usuários para transmissão da informação.

No presente capítulo é apresentado o modelo de comunicação adotado.

O modelo matemático para sinais analógicos M-PSK DS/CDMA transmitidos no enlace reverso de uma célula de um sistema móvel celular é apresentado na Seção 2.2.1.

A caracterização do canal móvel celular utilizado é descrita na Seção 2.2.2.

Na Seção 2.2.3, os sinais são discretizados, obtendo-se um modelo vetorial equivalente para os sinais recebidos no enlace reverso.

A estrutura e o funcionamento do Receptor Convencional, para o modelo vetorial dos sinais, são analisados na Seção 2.3.

Por fim, na Seção 2.3.3, é feita uma discussão sobre os fatores que influenciam o desempenho deste receptor.

2.2 Modelo de Comunicação

O sistema de interesse é o enlace reverso de uma célula, na qual K terminais móveis de usuários transmitem seus respectivos sinais de dados para a estação rádio base (ERB). O modelo adotado para representar o sistema é apresentado na Figura 2.1: K transmissores (terminais móveis) ligados a um receptor (ERB) por um canal de comunicação de múltiplo acesso.

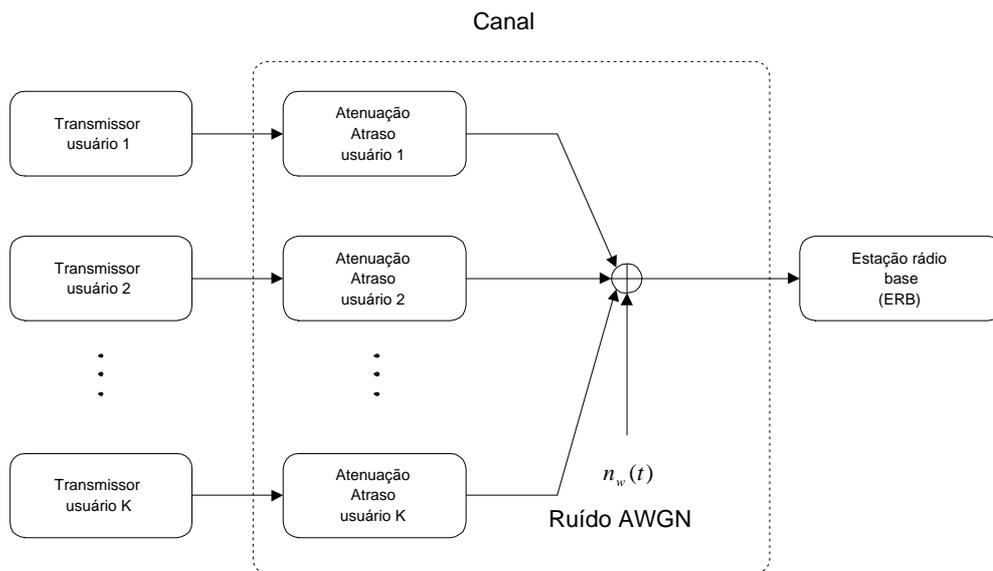


Figura 2.1: Modelo do sistema de comunicação

A cada transmissor é associada uma seqüência, ou código, de espalhamento. Os dois principais propósitos para o uso das seqüências de espalhamento são: permitir a identificação dos usuários na ERB, e espalhar os sinais de dados dos usuários por toda a faixa de freqüências disponível para o serviço. O sinal transmitido é apresentado em mais detalhes na Seção 2.2.1.

O canal de comunicação representa o meio compreendido entre transmissor e receptor. O canal considerado possui resposta não-seletiva (plana) em freqüência e contamina os sinais transmitidos com ruído aditivo gaussiano branco. Outras considerações sobre o canal são feitas na Seção 2.2.2.

O receptor é responsável pela detecção dos sinais de dados dos K usuários, a partir da observação do agregado de sinais presente na saída do canal. A abordagem matemática pertinente à recepção dos sinais de dados é apresentada em detalhes na Seção 2.2.3.

2.2.1 Transmissão de sinais DS/CDMA

Nesta Seção, a representação matemática para o sinal transmitido pelo usuário k , $s_k(t)$, é apresentada.

O modelo adotado para o transmissor de sinais M-PSK DS/CDMA é ilustrado na Figura 2.2.

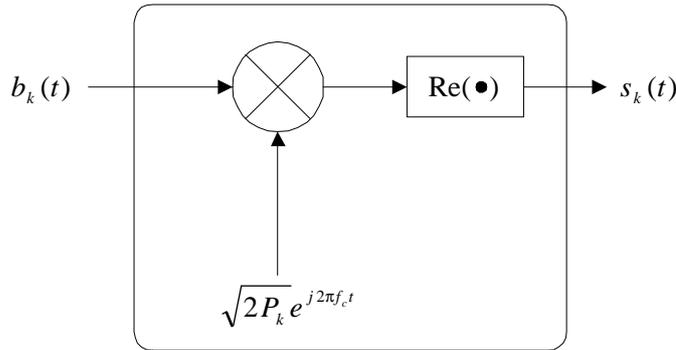


Figura 2.2: Modelo do transmissor M-PSK DS/CDMA

O sinal transmitido pelo usuário k , $s_k(t)$, é obtido a partir da modulação de uma portadora complexa com nível de potência médio P_k e frequência f_c , por um sinal complexo $b_k(t)$. Caso seja adotado algum esquema de codificação de canal, $b_k(t)$ representa o sinal codificado do usuário k . Caso contrário, $b_k(t)$ representa o sinal de dados do usuário k .

$$s_k(t) = \sqrt{2P_k} \Re\{b_k(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ = \sqrt{2P_k} \Re[b_k(t)] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{2P_k} \Im[b_k(t)] \sin(2\pi f_c t). \quad (2-1)$$

O sinal $s_k(t)$ pode ser convenientemente escrito em termos de sua envoltória complexa, $\tilde{s}_k(t)$, com relação a uma frequência de portadora, f_c :

$$s_k(t) = \Re\{\tilde{s}_k(t)e^{j2\pi f_c t}\}, \quad (2-2)$$

com $\tilde{s}_k(t)$ dado por:

$$\tilde{s}_k(t) = \sqrt{2P_k} b_k(t). \quad (2-3)$$

O sinal do usuário k , $b_k(t)$, é dado por:

$$b_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} b_k[i]p_k(t - iT), \quad (2-4)$$

onde

$$b_k[i] = e^{j\phi_k[i]}, i = (0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (2-5)$$

com $|b_k[i]| = 1$ e $\phi_k[i] \in \left\{ \frac{2\pi}{M}(m-1) + \Phi, m = 1, 2, \dots, M \right\}$, é uma variável aleatória complexa que representa o ponto da constelação de sinais M-PSK associado ao i -ésimo símbolo transmitido pelo usuário k . A fase Φ é arbitrária e conhecida.

O sinal $p_k(t)$, Equação (2-4), é o sinal de espalhamento atribuído ao usuário k , dado por:

$$p_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} c_k[j] \Psi(t - jT_c), \quad (2-6)$$

onde $c_k[j]$, com $|c_k[j]| = 1$ e $j = 0, 1, \dots, N-1$, é o j -ésimo chip formador da seqüência de espalhamento atribuída ao usuário k , sendo a seqüência $\{c_k[j]\}_{j=0}^{N-1}$ determinística, não carregando nenhuma informação. O sinal $b_k(t)$ possui portanto um espectro espalhado por toda a faixa de freqüências ocupada pelo sinal $p_k(t)$.

É considerado que cada seqüência de espalhamento se repete durante a transmissão de cada símbolo. Seqüências com essa característica são chamadas de seqüências de espalhamento curtas.

O parâmetro N , dado pela razão entre o período de um símbolo, T , e o período de um pulso de chip, T_c , é chamado de ganho de processamento.

Finalmente, o sinal $p_k(t)$ é formado por versões deslocadas do pulso formador de chip, $\Psi(t)$, dado por:

$$\Psi(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & c.c. \end{cases} \quad (2-7)$$

e possui portanto a seguinte característica:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \Psi(t) \Psi(t - nT_c) dt = 0, \quad n = 1, 2, \dots \quad (2-8)$$

2.2.2

Canal de Comunicação

Esta Seção trata do canal de comunicação, que representa o meio entre transmissor e receptor.

O sinal transmitido sofre uma variedade de alterações até chegar ao receptor.

Algumas dessas variações são provocadas pelas modificações das características do ambiente, tais como: relevo, edificações, vegetação, em função do

deslocamento do móvel, ao longo do tempo. Também é preciso considerar a atenuação sofrida pelo sinal, causada pela distância entre transmissor e receptor.

Em um sistema celular, um terminal móvel raramente tem uma linha de visada direta com a ERB, e em conseqüência o sinal recebido é composto de sinais refletidos, refratados e difratados, que chegam ao receptor por caminhos diferentes, ou multipercursos. O nível do sinal recebido exhibe flutuações profundas devido à propagação por multipercursos.

Além de provocar desvanescimento no nível do sinal recebido, a propagação por multipercursos também introduz distorções no sinal recebido através de interferência entre símbolos (IES).

Porém no modelo do canal adotado, só são levados em conta os efeitos da atenuação e do atraso de propagação. Ademais, a cada usuário do sistema é associado um canal, visto que usuários geograficamente separados podem encontrar condições de propagação diferentes. Assim, a envoltória complexa da resposta impulsional $\tilde{h}_k(t, \tau)$ de um canal linear, variante no tempo, não-seletivo em frequência, correspondente a um único percurso, para o usuário k , é dada por:

$$\tilde{h}_k(t, \tau) = \alpha_k(t)\delta(t - \tau - \tau_k) \quad (2-9)$$

sendo $\alpha_k(t)$ em geral complexo, podendo também ser escrito como:

$$\alpha_k(t) = |\alpha_k(t)|e^{j\theta_k(t)}, \quad \text{com } \theta_k(t) = \angle\alpha_k(t) \quad (2-10)$$

O complexo $\alpha_k(t)$ pode ser caracterizado por uma função determinística ou ainda por um processo estocástico. Contudo, em ambos os casos, é considerado que $\mathbb{E}[|\alpha_k(t)|^2] = 1$ para que os níveis de potência na entrada e na saída do canal sejam iguais.

Para o caso aleatório, é comum modelar $\alpha_k(t)$ como um processo gaussiano onde as partes real e imaginária são processos gaussianos independentes e identicamente distribuídos. Assim, decorre que $|\alpha_k(t)|$, amplitude do canal, tem função densidade de probabilidade de Rayleigh, e $\theta_k(t)$, mudança de fase introduzida no sinal transmitido, tem função densidade de probabilidade uniforme no intervalo $(-\pi; \pi]$ (ou $[0; 2\pi)$).

Ainda na Equação (2-9), o parâmetro τ_k representa o atraso de propagação do sinal através do canal. A envoltória complexa do sinal do usuário k na saída do canal, $\tilde{S}_k(t)$, é dada por:

$$\begin{aligned} \tilde{S}_k(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h_k(t, \tau)\tilde{s}_k(\tau)d\tau \\ &= \alpha_k(t)\tilde{s}_k(t - \tau_k) \end{aligned} \quad (2-11)$$

Como é suposto que K usuários estão ativos no sistema, ou seja, transmitindo simultaneamente, então o sinal na entrada do receptor, $x(t)$, é dado pela superposição dos sinais de cada um dos K usuários ativos, corrompida por ruído aditivo gaussiano branco $n_w(t)$. O canal de múltiplo acesso é ilustrado na Figura 2.3. A envoltória complexa do agregado de sinais, $\tilde{x}(t)$, é dada por:

$$\begin{aligned}\tilde{x}(t) &= \sum_{k=1}^K \tilde{S}_k(t) + \tilde{n}_w(t) \\ &= \sum_{k=1}^K \alpha_k(t) \tilde{s}_k(t - \tau_k) + \tilde{n}_w(t),\end{aligned}\quad (2-12)$$

onde $\tilde{n}_w(t)$ é a envoltória complexa, com relação à frequência f_c , do ruído aditivo gaussiano branco presente na entrada do receptor.

O processo $\tilde{n}_w(t)$ é caracterizado a seguir:

$$\mathbb{E}[\tilde{n}_w(t)] = 0 \quad \forall t; \quad (2-13)$$

$$\mathbb{E}[\tilde{n}_w(t_1)\tilde{n}_w^*(t_2)] = 2N_0\delta(t_2 - t_1); \quad (2-14)$$

$$\mathbb{E}[\tilde{n}_w(t_1)\tilde{n}_w(t_2)] = 0, \quad \forall (t_1, t_2), \text{ incluindo } t_1 = t_2, \quad (2-15)$$

As densidades espectrais de potência dos processos $n_w(t)$ e $\tilde{n}_w(t)$ são dadas respectivamente por:

$$\begin{aligned}S_{n_w}(f) &= \sigma^2 \\ &= \frac{N_0}{2}\end{aligned}\quad (2-16)$$

e

$$S_{\tilde{n}_w}(f) = 2N_0 \quad (2-17)$$

2.2.3 Recepção Síncrona de Sinais DS/CDMA

Nesta seção é apresentado o procedimento para obtenção das amostras da envoltória complexa do agregado de sinais presente na entrada do receptor.

O agregado de sinais $x(t)$ é trazido para banda-base, no estágio de R.F., por um demodulador em fase e quadratura. Em seguida, as componentes em fase e quadratura são filtradas por filtros casados ao formato do pulso de chip, $\Psi(t)$, e amostradas à taxa de N chips por símbolo, ou seja, amostradas à taxa $\frac{1}{T_c}$. As amostras são então encaminhadas ao estágio de decisão do receptor, onde

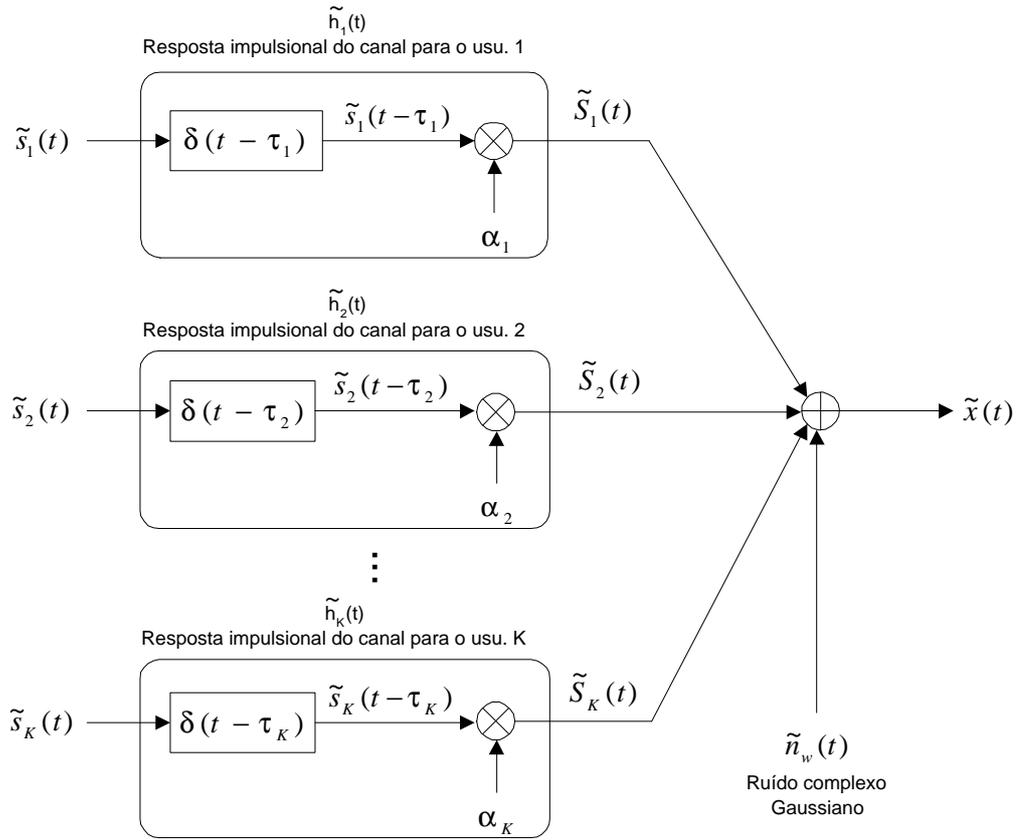


Figura 2.3: Equivalente passa-baixa do canal de múltiplo acesso

os dados dos usuários são detectados. A estrutura do receptor para sinais passa-baixa equivalente é ilustrada na Figura 2.4.

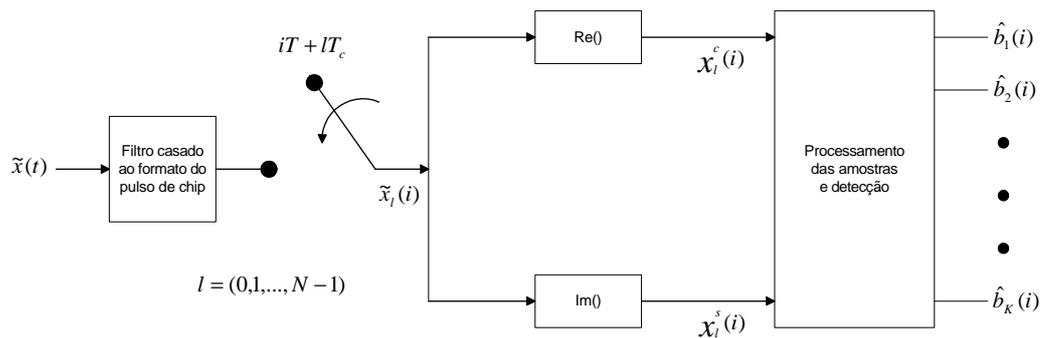


Figura 2.4: Equivalente passa-baixa do receptor M-PSK DS/CDMA síncrono

É suposto que os sinais $s_k(t)$ são recebidos de forma síncrona no receptor. Sendo assim, fazendo $\tau_k = 0 \forall k \in (1, 2, \dots, K)$ na Equação (2-12), a envoltória complexa do agregado de sinais para recepção síncrona tem a seguinte

expressão:

$$\tilde{x}(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_k(t) \tilde{s}_k(t) + \tilde{n}_w(t). \quad (2-18)$$

Supondo que $\alpha(t)$ tem valor constante e igual a $\alpha[i]$, no intervalo $[iT; (i+1)T)$, a l -ésima amostra correspondente ao i -ésimo símbolo do usuário k , na saída do filtro casado, é dada por:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_{l,k}[i] &= \frac{1}{\sqrt{2T_c}} \int_{iT+lT_c}^{iT+(l+1)T_c} \alpha_k(t) \tilde{s}_k(t) \Psi(t - (iT + lT_c)) dt, \quad l = (0, 1, \dots, N-1) \\ &= \alpha_k[i] \frac{\sqrt{2P_k}}{\sqrt{2T_c}} \int_{iT+lT_c}^{iT+(l+1)T_c} b_k(t) \Psi(t - (iT + lT_c)) dt \\ &= \alpha_k[i] \sqrt{\frac{P_k}{T_c}} \int_{iT+lT_c}^{iT+(l+1)T_c} \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} b_k[m] p_k(t - mT) \Psi(t - (iT + lT_c)) dt \\ &= \alpha_k[i] \sqrt{\frac{P_k}{T_c}} \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} b_k[m] \int_{iT+lT_c}^{iT+(l+1)T_c} \sum_{j=0}^{j=N-1} c_k[j] \Psi(t - (mT + jT_c)) \\ &\quad \times \Psi(t - (iT + lT_c)) dt \\ &= \alpha_k[i] \sqrt{\frac{P_k}{T_c}} \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} \sum_{j=0}^{j=N-1} b_k[m] c_k[j] \int_{iT+lT_c}^{iT+(l+1)T_c} \Psi(t - (mT + jT_c)) \\ &\quad \times \Psi(t - (iT + lT_c)) dt \\ &= \alpha_k[i] \sqrt{P_k T_c} b_k[i] c_k[l] \end{aligned} \quad (2-19)$$

Relacionando a energia de chip, E_k^c , com a potência média, P_k , e o período de chip, T_c :

$$E_k^c = P_k T_c, \quad (2-20)$$

e sabendo que a energia de símbolo, E_k , satisfaz:

$$E_k = N E_k^c, \quad (2-21)$$

chega-se a:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_{l,k}[i] &= \alpha_k[i] \sqrt{E_k} b_k[i] \frac{c_k[l]}{\sqrt{N}} \\ &= A_k[i] b_k[i] p_k[l+1], \quad l = (0, 1, \dots, N-1), \end{aligned} \quad (2-22)$$

onde $A_k[i]$, amplitude complexa do sinal do usuário k , é dada por:

$$A_k[i] = \alpha_k[i] \sqrt{E_k}, \quad k = (1, 2, \dots, K) \quad (2-23)$$

com:

$$\mathbb{E}[|A_k[i]|^2] = E_k. \quad (2-24)$$

As N amostras normalizadas de $p_k(t)$, $p_k[l]$, são dadas por:

$$p_k[l] = \frac{c_k[l-1]}{\sqrt{N}}, \quad l = (1, 2, \dots, N) \quad (2-25)$$

e compõem o vetor \mathbf{p}_k :

$$\mathbf{p}_k = \begin{pmatrix} p_k[1] \\ p_k[2] \\ \vdots \\ p_k[N] \end{pmatrix}, \quad (2-26)$$

que satisfaz $\|\mathbf{p}_k\|^2 = 1$, uma vez que $|p_k[l]|^2 = \frac{1}{N}$.

Assim, o conjunto das N amostras do sinal recebido, associadas ao i -ésimo símbolo do usuário k , pode ser representado pelo vetor

$$\mathbf{s}_k[i] = A_k[i]b_k[i]\mathbf{p}_k. \quad (2-27)$$

Por sua vez, o vetor $\tilde{\mathbf{x}}(i)$, utilizado na detecção do i -ésimo símbolo, é formado pelas N amostras da envoltória complexa do agregado de sinais corrompidos por ruído branco, e pode ser escrito como:

$$\tilde{\mathbf{x}}(i) = \mathbf{x}^c(i) + j\mathbf{x}^s(i) = \sum_{k=1}^K A_k[i]b_k[i]\mathbf{p}_k + \tilde{\mathbf{n}}_w(i), \quad (2-28)$$

onde

$$\tilde{\mathbf{n}}_w(i) = \begin{pmatrix} \tilde{n}_1^{(w)}[i] \\ \tilde{n}_2^{(w)}[i] \\ \vdots \\ \tilde{n}_N^{(w)}[i] \end{pmatrix} \quad (2-29)$$

é vetor gaussiano complexo. As componentes de $\tilde{\mathbf{n}}_w(i)$ são as amostras da envoltória complexa do ruído na saída do filtro casado ao formato do pulso de chip. A $(l+1)$ -ésima amostra correspondente ao i -ésimo intervalo de sinalização, para $l = (0, 1, \dots, N-1)$, é dada por:

$$\tilde{n}_{l+1}^{(w)}[i] = \frac{1}{\sqrt{2T_c}} \int_{iT+lT_c}^{iT+(l+1)T_c} \tilde{n}_w(t)\Psi(t - (iT + lT_c))dt \quad (2-30)$$

com a seguinte caracterização:

$$\mathbb{E}[\tilde{n}_l^{(w)}[i]] = 0, \text{ para } l = (1, 2, \dots, N); \quad (2-31)$$

$$\mathbb{E}[\tilde{n}_l^{(w)}[i](\tilde{n}_k^{(w)}[i])^*] = \begin{cases} N_0 & , l = k; \\ 0 & , l \neq k; \end{cases} \quad (2-32)$$

$$\mathbb{E}[\tilde{n}_l^{(w)}[i]\tilde{n}_k^{(w)}[i]] = 0, \forall (l, k), \text{ incluindo } l = k, \quad (2-33)$$

ou seja, $\tilde{\mathbf{n}}_w(i)$ é vetor Gaussiano branco (complexo) com matriz covariância dada por:

$$\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_w} = \mathbb{E}[\tilde{\mathbf{n}}_w(i)(\tilde{\mathbf{n}}_w(i)^*)^T] = N_0\mathbf{I} \quad (2-34)$$

e

$$\mathbb{E}[\tilde{\mathbf{n}}_w(i)\tilde{\mathbf{n}}_w(i)^T] = \mathbf{0}, \quad (2-35)$$

onde o operador $\{\cdot\}^T$ indica a operação de transposição de uma matriz. O operador $\{\cdot\}^*$ retorna o complexo conjugado do argumento sobre o qual ele é aplicado. Caso o argumento seja uma matriz, o operador retorna a matriz cujos elementos são os complexos conjugados da matriz argumento. Finalmente, o operador $\{\cdot\}^H$, equivale a $\{\{\cdot\}^T\}^*$ ou, de forma equivalente a $\{\{\cdot\}^*\}^T$.

A Equação (2-28) pode ser reescrita sob forma matricial como segue:

$$\tilde{\mathbf{x}}(i) = \mathbf{P}\mathbf{A}(i)\mathbf{b}(i) + \tilde{\mathbf{n}}_w(i), \quad (2-36)$$

onde a matriz \mathbf{P} , contendo as amostras normalizadas das seqüências de espalhamento dos K usuários do sistema, é dada por:

$$\mathbf{P} = \left(\mathbf{p}_1 \mid \mathbf{p}_2 \mid \dots \mid \mathbf{p}_K \right) = \begin{pmatrix} p_1[1] & p_2[1] & \cdots & p_K[1] \\ p_1[2] & p_2[2] & \cdots & p_K[2] \\ p_1[3] & p_2[3] & \cdots & p_K[3] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underbrace{p_1[N]}_{\text{seq. usu. 1}} & \underbrace{p_2[N]}_{\text{seq. usu. 2}} & \cdots & \underbrace{p_K[N]}_{\text{seq. usu. K}} \end{pmatrix} \quad (2-37)$$

e a matriz $\mathbf{A}(i)$, representando as amplitudes complexas dos sinais recebidos dos K usuários do sistema é definida como:

$$\mathbf{A}(i) = \begin{pmatrix} \alpha_1[i]\sqrt{E_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \alpha_2[i]\sqrt{E_2} & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \alpha_K[i]\sqrt{E_K} \end{pmatrix}. \quad (2-38)$$

Ainda em (2-36), o vetor $\mathbf{b}(i)$, composto pelas variáveis aleatórias que representam o ponto da constelação de sinais M-PSK associado ao i -ésimo símbolo transmitido por cada um dos K usuários é dado por:

$$\mathbf{b}(i) = \begin{pmatrix} b_1[i] \\ b_2[i] \\ \vdots \\ b_K[i] \end{pmatrix}, \quad (2-39)$$

com $b_k[i]$ definido em (2-5) e lembrando que $|b_k[i]| = 1$.

O vetor $\tilde{\mathbf{n}}_w(i)$ está definido em (2-29).

O vetor das observações, $\tilde{\mathbf{x}}(i)$, é encaminhado ao estágio de decisão do receptor. O receptor convencional é abordado na próxima seção.

2.3 Receptor Convencional

O Receptor Convencional, ou *Single User Matched Filter*, foi o primeiro receptor a ser usado em sistemas CDMA, devido à seu baixo custo e facilidade de implementação. O Receptor Convencional, Figura 2.5, é composto por um banco de filtros casados às seqüências de espalhamento (na recepção) dos usuários ativos no sistema, seguido de um banco de decisores.

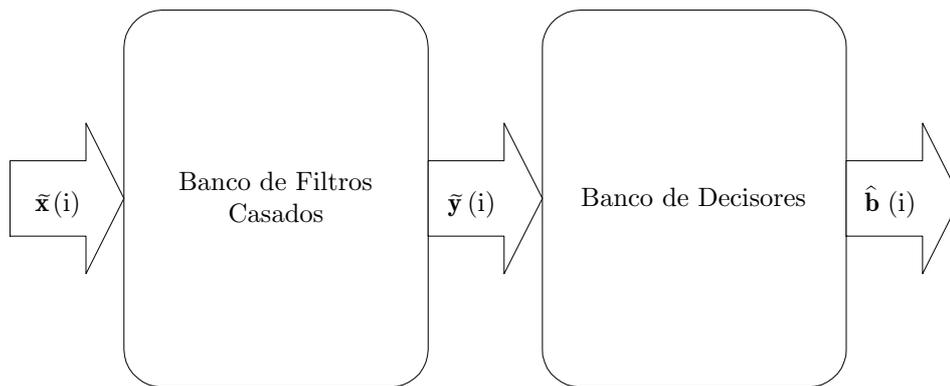


Figura 2.5: Esquema básico do Receptor Convencional

2.3.1 Banco de Filtros Casados

O banco de filtros casados efetua simultaneamente a correlação do sinal observado, vetor $\tilde{\mathbf{x}}(i)$, com cada uma das K seqüências de espalhamento. Supondo

seqüências de espalhamento antipodais, ou seja $c_k[j] = \pm 1$ em (2-6), o vetor $\tilde{\mathbf{y}}(i)$ presente na saída do banco de filtros casados é dado por:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}(i) &= [\mathbf{P}]^T \tilde{\mathbf{x}}(i) \\ &= \mathbf{P}^T [\mathbf{P}\mathbf{A}(i)\mathbf{b}(i) + \tilde{\mathbf{n}}_w(i)] \\ &= \mathbf{P}^T \mathbf{P}\mathbf{A}(i)\mathbf{b}(i) + \mathbf{P}^T \tilde{\mathbf{n}}_w(i) \\ &= \mathbf{R}\mathbf{A}(i)\mathbf{b}(i) + \tilde{\mathbf{n}}_{fc}(i).\end{aligned}\quad (2-40)$$

Na Equação (2-40), a matriz diagonal $\mathbf{A}(i)$ é a matriz de amplitudes complexas, definida em (2-38).

Ainda em (2-40), a matriz \mathbf{R} , matriz de correlação (cruzada) normalizada entre as seqüências de espalhamento, é dada por:

$$\mathbf{R} = \mathbf{P}^T \mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \rho_{13} & \cdots & \rho_{1K} \\ \rho_{21} & 1 & \rho_{23} & \cdots & \rho_{2K} \\ \rho_{31} & \rho_{32} & 1 & \cdots & \rho_{3K} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{K1} & \rho_{K2} & \rho_{K3} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (2-41)$$

com $\rho_{ij} = \mathbf{p}_i^T \mathbf{p}_j$, $\forall (i, j) \in \{[1, 2, \dots, K]^2\}$ e \mathbf{P} dada por (2-37). Como as seqüências de espalhamento estão normalizadas para energia unitária, ou seja, $\|\mathbf{p}_i\|^2 = 1$, resulta que $\rho_{ii} = 1$, com $i \in \{1, 2, \dots, K\}$ e ρ_{ij} ($|\rho_{ij}| < 1$) representa o coeficiente de correlação entre as seqüências de espalhamento atribuídas aos i -ésimo e j -ésimo usuários, com $(i, j) \in \{[1, 2, \dots, K]^2\}$. Em particular, duas seqüências de espalhamento que possuem $\rho_{ij} = 0$ são ditas ortogonais. Para seqüências de espalhamento ortogonais na recepção, a matriz \mathbf{R} é diagonal e assim a componente $\tilde{y}_k[i]$ de $\tilde{\mathbf{y}}(i)$ depende apenas da componente $b_k[i]$ de $\mathbf{b}(i)$. Para seqüências de espalhamento não-ortogonais na recepção, $\tilde{y}_k[i]$ depende de $b_k[i]$ e de componentes de $\mathbf{b}(i)$ associadas a outros usuários, caracterizando a Interferência de Múltiplo Acesso (ou IMA).

O vetor $\mathbf{b}(i)$, vetor dos símbolos transmitidos pelos K usuários durante o i -ésimo intervalo de sinalização, está definido em (2-39).

O vetor das amostras da envoltória complexa de ruído branco, $\tilde{\mathbf{n}}_w(i)$, é o mesmo definido em (2-29). O vetor $\tilde{\mathbf{n}}_{fc}(i)$, vetor das componentes de ruído gaussiano colorido associadas a cada um dos K usuários na saída do banco de filtros casados às seqüências de espalhamento na recepção é dado por:

$$\tilde{\mathbf{n}}_{fc} = \mathbf{P}^T \tilde{\mathbf{n}}_w(i) = \begin{pmatrix} n_1^{(fc)}[i] & n_2^{(fc)}[i] & \cdots & n_K^{(fc)}[i] \end{pmatrix}^T, \quad (2-42)$$

com matriz covariância $\mathbf{K}_{\hat{n}_{fc}}$ cuja expressão é:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_{\hat{n}_{fc}} &= \mathbf{P}^T \mathbf{K}_{\hat{n}_w} [\mathbf{P}^T]^T \\ &= \mathbf{P}^T N_0 \mathbf{I} \mathbf{P} \end{aligned} \quad (2-43)$$

$$= N_0 \mathbf{R}. \quad (2-44)$$

O esquema do Receptor Convencional, com ênfase no banco de filtros casados às seqüências de espalhamento na recepção, está ilustrado na Figura 2.6.

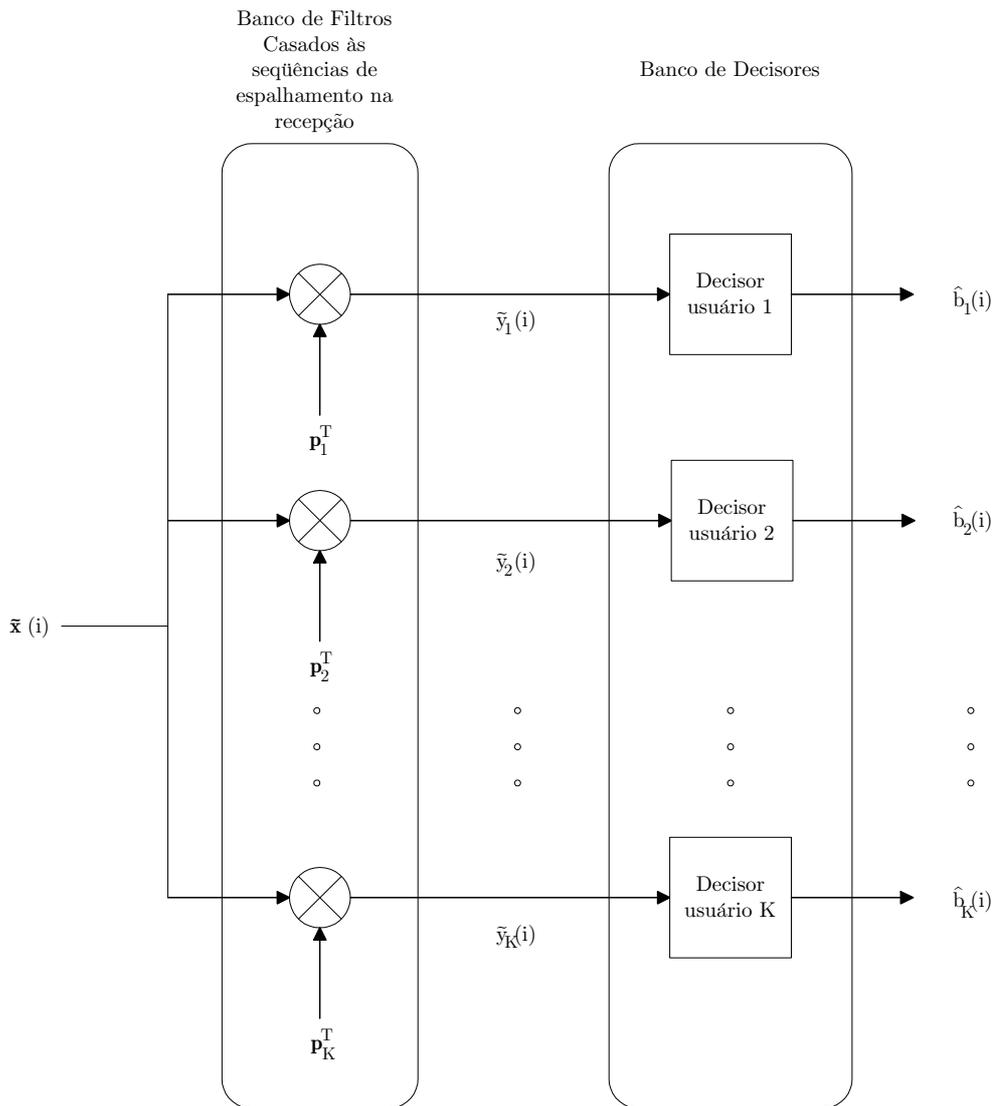


Figura 2.6: Receptor Convencional

2.3.2 Banco de Decisores

O processamento envolvido na determinação do vetor $\hat{\mathbf{b}}(i)$ no estágio de decisão, depende do esquema de modulação utilizado e da adoção ou não de algum tipo de codificação de canal. Todavia, o banco de decisores é composto por K decisores independentes que operam em paralelo.

Para sistemas DS/CDMA M-PSK sem esquema de codificação, o vetor $\hat{\mathbf{b}}(i)$ é o vetor estimativa do vetor $\mathbf{b}(i)$. Portanto a componente $\hat{b}_k[i]$ corresponde ao ponto da constelação escolhido pelo decisor, para o usuário k , relativo ao i -ésimo intervalo de sinalização. O decisor do k -ésimo usuário decide pelo ponto da constelação que está mais próximo (no sentido de mínima distância euclidiana) do ponto transmitido pelo k -ésimo usuário. Em particular, para sinais BPSK, para os quais $b_k[i] = \pm 1$, o estágio de decisão pode ser implementado por um *hard limiter* e um decisor de polaridade.

Para sistemas com códigos corretores de erro, o estágio de decisão na verdade é o decodificador correspondente ao codificador utilizado na transmissão. Portanto, o vetor $\hat{\mathbf{b}}(i)$ contém os bits de informação transmitidos pelos K usuários. A complexidade deste estágio varia grandemente com o tipo de esquema de codificação adotado.

2.3.3 Análise Qualitativa do Desempenho do Receptor Convencional

A k -ésima componente, $\tilde{y}_k[i]$, do vetor $\tilde{\mathbf{y}}(i)$, presente na entrada do decisor associado ao k -ésimo usuário pode ser reescrita de forma mais explícita como a soma de três parcelas, a saber: o sinal desejado, a Interferência de Múltiplo Acesso (IMA) e o ruído Gaussiano colorido:

$$\tilde{y}_k[i] = \underbrace{A_k[i]b_k[i]}_{\text{Sinal desejado}} + \underbrace{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \rho_{kj}A_j[i]b_j[i]}_{\text{IMA}} + \underbrace{n_k^{(fc)}[i]}_{\text{ruído Gaussiano}}, \quad (2-45)$$

onde ρ_{kj} é o coeficiente de correlação entre as seqüências de espalhamento associadas aos k -ésimo e j -ésimo usuários, como definido em (2-41).

O banco de filtros casados faz com que a relação sinal ruído no instante de amostragem seja máxima. Supondo a matriz $\mathbf{A}(i)$ conhecida ou estimada pelo receptor, este é um detector de máxima verossimilhança, uma vez que trata a IMA como mero ruído de fundo (ruído Gaussiano). Porém, como a IMA de

fato não é um ruído Gaussiano, a detecção não é ótima no sentido de máxima verossimilhança.

O desempenho do Receptor Convencional é afetado pelas parcelas relativas à IMA e ao ruído Gaussiano, apontadas na Equação (2-45). Convém lembrar que, caso o modelo incorpore possíveis desvanecimentos, estes também tendem a degradar o desempenho do receptor. O ruído Gaussiano não pode ser eliminado, pois está associado ao ruído térmico (entre outros) presente na entrada do receptor. Assim, somente os efeitos nocivos da IMA podem ser (parcialmente) inibidos.

De fato, nota-se que é possível eliminar a IMA utilizando seqüências ortogonais entre si, na recepção. Porém, a propagação através do canal de comunicação faz com que seqüências ortogonais na transmissão percam essa propriedade na recepção. Na prática, são usadas seqüências de espalhamento com baixo coeficiente de correlação cruzada na recepção. Exemplos deste tipo de seqüências são as seqüências de Gold e as seqüências de Kasami. Todavia, o uso de um conjunto de seqüências de espalhamento com baixa correlação cruzada na recepção não elimina, mas atenua, os efeitos nocivos da IMA.

Somente o emprego de seqüências de espalhamento com baixa correlação cruzada na recepção 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*. Uma vez que os usuários estão distribuídos em posições geográficas diferentes dentro da célula, com relação à ERB, os sinais transmitidos encontram condições de propagação diferentes, ou seja, atenuações diferentes, entre outros efeitos. Para contornar este problema, é necessário o uso de um rigoroso controle de potência, para assegurar que todos os sinais transmitidos cheguem com mesmo nível de potência na entrada do receptor.

A não-ortogonalidade das seqüências de espalhamento na recepção, assim como a dificuldade de se realizar um esquema de controle de potência perfeito, fazem com que os sistemas DS/CDMA com receptores convencionais apresentem baixa capacidade com relação ao número de usuários simultaneamente ativos.

A seguir, estão sintetizados os principais pontos fortes e pontos fracos do Receptor Convencional.

Pontos fortes:

- A detecção dos dados do k -ésimo usuário é realizada de forma independente da detecção dos dados dos outros $(K - 1)$ usuários ativos.
- O baixo custo decorrente da baixa complexidade de implementação.

Pontos fracos:

- Extremamente sensível ao efeito *near-far*.
- A baixa capacidade com relação ao número de usuários comportados pelo sistema.

Como foi visto, o uso de um conjunto de seqüências de espalhamento com baixo coeficiente de correlação cruzada na recepção, bem como o emprego de um esquema satisfatório de controle de potência, melhoram o desempenho do sistema. Porém, todas essas medidas são tomadas no lado do transmissor. A possibilidade de empregar alguma técnica de processamento de sinais no lado do receptor, visando um melhor desempenho do sistema, motivou o aparecimento de uma nova área de pesquisa: a detecção multiusuário, abordada no próximo capítulo.