

3 Detecção Multiusuário

3.1 Introdução

As técnicas de múltiplo acesso mais cogitadas nas propostas para os padrões de terceira geração envolvem alguma forma de DS/CDMA. Contudo, essa técnica de múltiplo acesso tem seu desempenho limitado pela interferência de múltiplo acesso, devido à não ortogonalidade dos sinais dos diferentes usuários na recepção, e pelo efeito *near-far*, caracterizado por sinais com níveis de potência diferentes na recepção. Essas dificuldades acabaram por motivar o surgimento de uma nova área de pesquisa: a detecção multiusuário.

O conceito de detecção multiusuário é definido na Seção 3.2.

O Receptor Multiusuário Ótimo é abordado na Seção 3.3.

O Receptor Decorrelator é assunto da Seção 3.4.

O capítulo termina com uma apresentação sucinta de alguns outros receptores multiusuário básicos na Seção 3.5.

3.2 Receptores Multiusuário

Com o objetivo de combater os efeitos nocivos da IMA, acentuados pelo efeito *near-far*, foi introduzido o conceito de detecção multiusuário. De fato, os receptores multiusuário realizam o processamento do sinal desejado conjuntamente com os sinais interferentes, resultando em uma melhora de desempenho em relação ao esquema de detecção convencional, que considera os sinais interferentes como mero ruído de fundo.

Verdú propôs o receptor multiusuário ótimo, que padece de uma complexidade exponencial com o número de usuários ativos no sistema. Vários receptores sub-ótimos foram propostos em seguida. Os receptores sub-ótimos podem ser lineares, como o popular decorrelator e o receptor MMSE (do inglês *Minimum Mean Square Error*) ou não-lineares, como o SIC (*Serial Interference Canceller*) e o PIC (*Parallel Interference Canceller*).

Além dos receptores básicos acima citados, existem também os receptores ditos híbridos, que combinam mais de um esquema de detecção multiusuário.

Os receptores multiusuário podem ser classificados ainda quanto à possibilidade de serem ou não, capazes de rastrear as mudanças das características do canal, sendo respectivamente adaptativos ou fixos.

O Receptor Ótimo é apresentado na Seção 3.3. Mais especificamente, a estrutura e o funcionamento do Receptor Ótimo Original são assuntos abordados na Seção 3.3.1. O Receptor Ótimo para sistemas com codificação convolutacional é detalhado na Seção 3.3.2.

A Seção 3.4 trata do Receptor Decorrelator. Na Seção 3.4.1 constam sua estrutura e seu funcionamento. A Seção 3.4.2 contém considerações relevantes para o uso do Decorrelator em sistemas com codificação convolutacional.

Os receptores MMSE, SIC e PIC acima citados são abordados de forma sucinta na Seção 3.5.

3.3 Receptor Ótimo

A Seção 3.3.1 apresenta o Receptor Ótimo, cujo princípio é o de efetuar uma detecção ótima *one-shot*, ou seja, símbolo a símbolo. Este receptor é apropriado, portanto, para sistemas sem codificação de canal. Isto não quer dizer que ele não seja aplicável, sob certas circunstâncias, à sistemas com codificação de canal.

Já o esquema de recepção ótima introduzido na Seção 3.3.2 é próprio para sistemas que empregam esquemas de codificação convolutacional, uma vez que esses códigos apresentam uma estrutura muito particular, da qual tira-se assumidamente proveito quando da decodificação, utilizando-se o Algoritmo de Viterbi.

3.3.1 Receptor Ótimo Original

O receptor ótimo [1] é aquele que, dentre todos os receptores multiusuário possíveis, fornece a menor probabilidade de erro de símbolo. Da Teoria da Detecção, sabe-se que o receptor ótimo para detecção de um vetor $\mathbf{b}(i)$ em presença de ruído aditivo Gaussiano branco $\tilde{\mathbf{n}}_w(i)$ a partir de um vetor observação $\tilde{\mathbf{x}}(i)$ é o receptor de mínima distância. Mais especificamente, caso todos os possíveis vetores $\mathbf{b}(i)$ transmitidos sejam equiprováveis, o receptor de mínima distância é ótimo segundo o critério de Máxima Probabilidade *a posteriori* (ou MAP). Caso os possíveis vetores $\mathbf{b}(i)$ transmitidos não sejam equiprováveis, o receptor de mínima distância é ótimo no sentido de máxima verossimilhança (do inglês *Maximum Likelihood* - ML).

Seja $\mathcal{S} : \{\mathbf{s}_r, r = 1, \dots, M^K\}$, com $\mathbf{s}_r = \mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{b}_r$, o conjunto dos M^K pontos de um espaço vetorial K -dimensional, e $\mathbf{b}_r \in \mathcal{B} : \left\{ \left[e^{j\left(\frac{2\pi}{M}(m-1)+\Phi\right)} \right]^K, m = 1, \dots, M \right\}$ (vide (2-5)). Esses pontos representam todos os possíveis sinais transmitidos. O receptor de mínima distância escolhe o vetor \mathbf{b}_r , associado a $\mathbf{s}_r \in \mathcal{S}$, que está mais próximo (ou de forma equivalente, menos distante), em termos do quadrado da distância euclidiana, do ponto definido pelas componentes de $\tilde{\mathbf{x}}(i)$. A obtenção da estimativa $\hat{\mathbf{b}}(i)$ pode ser descrita matematicamente como segue:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{b}}(i) &= \arg \left\{ \min_{\mathbf{s}_r \in \mathcal{S}} \left[\|\tilde{\mathbf{x}}(i) - \mathbf{s}_r\|^2 \right] \right\} \\ &= \arg \left\{ \min_{\mathbf{b}_r \in \mathcal{B}} \left[\|\tilde{\mathbf{x}}(i) - \mathbf{P}\mathbf{A}(i)\mathbf{b}_r\|^2 \right] \right\} \\ &= \arg \left\{ \min_{\mathbf{b}_r \in \mathcal{B}} \left[\|\tilde{\mathbf{x}}(i)\|^2 - 2\Re \left\{ [\mathbf{P}\mathbf{A}(i)\mathbf{b}_r]^H \tilde{\mathbf{x}}(i) \right\} + \|\mathbf{P}\mathbf{A}(i)\mathbf{b}_r\|^2 \right] \right\} \\ &= \arg \left\{ \max_{\mathbf{b}_r \in \mathcal{B}} \left[\Re \left\{ [\mathbf{P}\mathbf{A}(i)\mathbf{b}_r]^H \tilde{\mathbf{x}}(i) \right\} - \frac{1}{2} \|\mathbf{P}\mathbf{A}(i)\mathbf{b}_r\|^2 \right] \right\} \quad (3-1) \end{aligned}$$

A estrutura que implementa o receptor ótimo está ilustrada na Figura 3.1, onde $\tilde{\mathbf{x}}(i)$ é o vetor de observação presente na entrada do receptor. A matriz \mathbf{P} é a matriz contendo as amostras normalizadas das seqüências de espalhamento dos K usuários do sistema, definida em (2-37). A matriz $\mathbf{A}(i)$ é a matriz de

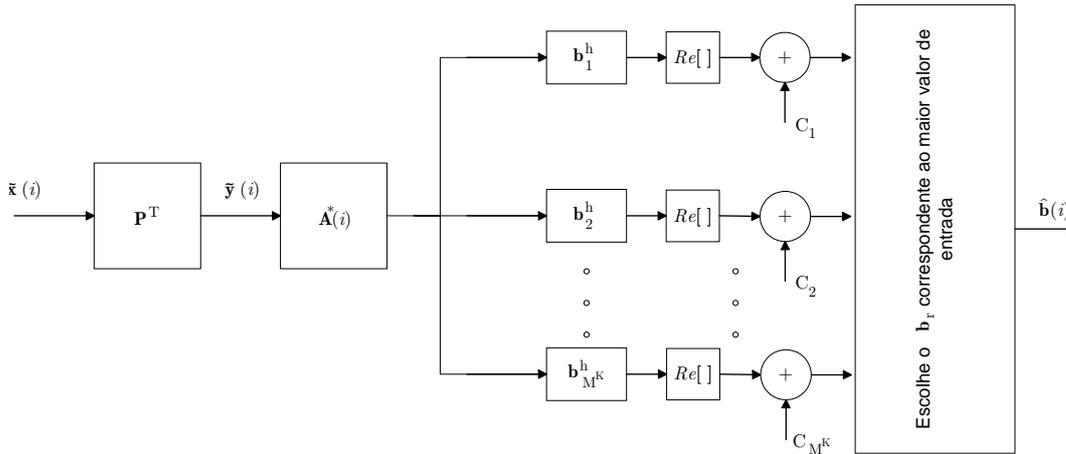


Figura 3.1: Estrutura do Receptor Ótimo

amplitudes complexas dos K usuários, definida em (2-38). O vetor $\mathbf{b}_r \in \mathcal{B}$ representa uma dentre as M^K possíveis combinações para o vetor estimativa $\hat{\mathbf{b}}(i)$. Ainda na figura, $C_r = -\frac{1}{2} \|\mathbf{P}\mathbf{A}(i)\mathbf{b}_r\|^2$.

Nota-se a presença do banco de filtros casados às seqüências de espalhamento na recepção, garantindo assim que a relação sinal ruído será máxima no instante da amostragem. A presença do estágio $[\mathbf{A}(i)]^*$, responsável pelo ajuste das amplitudes e pela compensação da rotação de fase introduzida pelo canal, implica que a matriz $\mathbf{A}(i)$ deve ser conhecida ou estimada pelo receptor.

Quanto à complexidade do receptor ótimo, observa-se que a mesma é exponencial com o número de usuários, uma vez que são necessárias M^K buscas/comparações para determinar o vetor estimativa $\hat{\mathbf{b}}(i)$. Assim, a complexidade envolvida na detecção conjunta torna o seu uso proibitivo para sistemas com muitos usuários.

A seguir estão listados os pontos fortes e os pontos fracos do Receptor Ótimo.

Pontos fortes:

- Minimiza a probabilidade de erro de símbolo.
- Resistente ao efeito *near-far*.

Pontos fracos:

- Complexidade exponencial com o número de usuários ativos no sistema.
- Necessidade do conhecimento/estimação da matriz das amplitudes complexas $\mathbf{A}(i)$.

3.3.2

Receptor Ótimo para Sistemas com Codificação Convolutacional

Nesta seção, é suposto que os dados de cada um dos K usuários sejam processados por um codificador convolutacional antes de serem modulados. Dessa forma, a componente $b_k[i]$ contém um símbolo da constelação que respresenta um conjunto de $\log_2 M$ bits codificados, onde M é a ordem da modulação.

Detectar conjuntamente os sinais dos K usuários equivale a detectar de forma ótima, no sentido de máxima verossimilhança [11], uma seqüência de vetores, $\{\mathbf{b}(i)\}$, em presença de uma seqüência de vetores, $\{\tilde{\mathbf{n}}_w(i)\}$, gaussianos brancos e estatisticamente independentes, cada um com matriz covariância $\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_w}$, definida em (2-34). Nestas condições, a detecção de uma seqüência de $I_2 - I_1 + 1$ vetores, $\{\mathbf{b}(i)\}_{i=I_1}^{i=I_2}$, a partir de uma seqüência de $I_2 - I_1 + 1$ vetores observação, $\{\tilde{\mathbf{x}}(i)\}_{i=I_1}^{i=I_2}$, consiste na escolha da seqüência que minimiza a função custo dada por:

$$J = \sum_{i=I_1}^{I_2} \|\tilde{\mathbf{x}}(i) - \mathbf{PA}(i)\mathbf{b}(i)\|^2 \quad (3-2)$$

dentre todas as seqüências $\{\mathbf{b}(i)\}_{i=I_1}^{i=I_2}$ possíveis. Sabe-se que a seqüência de escalares $\{b_k[i]\}_{i=I_1}^{i=I_2}$ corresponde a um percurso na treliça de decodificação original do k -ésimo usuário. Assim, as seqüências possíveis de vetores $\{\mathbf{b}(i)\}_{i=I_1}^{i=I_2}$ podem ser representadas por percursos em uma supertreliça, obtida a partir de uma composição das treliças individuais que geram as componentes dos vetores $\mathbf{b}(i)$. O Algoritmo de Viterbi [13] pode ser utilizado para a decodificação conjunta ótima. De acordo com (3-2), a métrica de ramo usada neste caso é da forma $\|\tilde{\mathbf{x}}(i) - \mathbf{PA}(i)\mathbf{b}^r\|^2$, onde \mathbf{b}^r é o vetor de símbolos transmitidos associados à palavra-código do ramo r da supertreliça.

Uma forma alternativa de justificar a existência da supertreliça é abordada sucintamente à seguir. Considere, por questões de simplicidade, que todos os K usuários utilizem o mesmo código convolutacional (n, l, m) . É possível representar os K codificadores de l entradas e n saídas cada um, por um codificador equivalente, com Kl entradas e Kn saídas, ou seja, um codificador do tipo (Kn, Kl, m) , que pode ser descrito por uma treliça. A essa treliça dá-se o nome de supertreliça.

A treliça do codificador individual (n, l, m) possui 2^{lm} estados diferentes e 2^l ramos saindo de cada um desses estados. A supertreliça do codificador equivalente a K codificadores individuais em paralelo é composta por 2^{Klm} estados diferentes e de cada estado originam-se 2^{Kl} ramos. Assim, a complexidade envolvida na decodificação conjunta torna o seu uso proibitivo para sistemas com muitos usuários.

O Receptor Ótimo para sistemas com codificação convolutacional tem os mesmos pontos fortes que sua contraparte da seção anterior. Contudo, o desempenho do receptor desta seção é melhor do que o desempenho do receptor da seção anterior, por causa da adoção de um esquema de codificação de canal.

Além dos mesmos pontos fracos do Receptor Ótimo Original e de uma complexidade adicional relativa ao processo de decodificação, o Receptor Ótimo abordado nesta seção apresenta um retardo na emissão dos bits decodificados, característico dos códigos convolucionais, uma vez que a decodificação não é *one-shot*. O retardo adicional (função da profundidade de decisão), garante a eficiência do Algoritmo de Viterbi.

3.4

Receptor Decorrelator

Uma desvantagem do receptor multiusuário ótimo é que a sua complexidade aumenta exponencialmente com o número de usuários ativos no sistema. Para contornar esse problema, vários receptores multiusuário sub-ótimos foram desenvolvidos, sendo o Decorrelator um dos mais populares.

A Seção (3.4.1) apresenta o Receptor Decorrelator: sua estrutura básica bem como seu funcionamento.

A Seção (3.4.2) trata o caso particular de um sistema com codificação convolutacional.

3.4.1

Receptor Decorrelator Original

O Decorrelator pode ser implementado aplicando-se na saída do banco de filtros casados uma transformação linear $\mathbf{T} = \mathbf{R}^{-1}$ com o objetivo de eliminar completamente a IMA no sistema, desconsiderando-se no entanto a presença do ruído gaussiano. O nível de potência do ruído na entrada do estágio de decisão é portanto aumentado. O estágio responsável por efetuar a transformação linear que elimina a IMA é chamado de estágio decorrelator.

De (2-40) resulta que o vetor $\tilde{\mathbf{z}}(i)$ na saída do estágio decorrelator é dado por:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{z}}(i) &= \mathbf{R}^{-1}\tilde{\mathbf{y}}(i) \\ &= \mathbf{R}^{-1}[\mathbf{R}\mathbf{A}(i)\mathbf{b}(i) + \tilde{\mathbf{n}}_{fc}(i)] \\ &= \mathbf{A}(i)\mathbf{b}(i) + \tilde{\mathbf{n}}_d(i), \end{aligned} \tag{3-3}$$

com

$$\tilde{\mathbf{n}}_d(i) = \mathbf{R}^{-1} \tilde{\mathbf{n}}_{fc}(i). \quad (3-4)$$

Em (3-3), $\tilde{\mathbf{n}}_d(i)$ é vetor gaussiano colorido com matriz covariância $\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_d}$ dada por:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_d} &= \mathbf{R}^{-1} \mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_w} [\mathbf{R}^{-1}]^T \\ &= N_0 \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R} [\mathbf{R}^{-1}] \end{aligned} \quad (3-5)$$

$$= N_0 \mathbf{R}^{-1}, \quad (3-6)$$

sabendo que \mathbf{R}^{-1} é simétrica, em (3-5).

Observa-se que como $\mathbf{A}(i)$ é diagonal, a componente $\tilde{z}_k[i]$ só depende de $b_k[i]$, caracterizando assim a eliminação da IMA. De fato, a componente do vetor $\tilde{\mathbf{z}}(i)$ associada ao k -ésimo usuário, $\tilde{z}_k[i]$, é dada por:

$$\tilde{z}_k[i] = A_k[i] b_k[i] + \tilde{n}_k^{(d)}[i] \quad (3-7)$$

onde $\tilde{n}_k^{(d)}[i]$ em (3-7) é a k -ésima componente do vetor de ruído gaussiano colorido $\tilde{\mathbf{n}}_d(i)$, associada ao k -ésimo usuário, na saída do estágio decorrelator. A componente $\tilde{z}_k[i]$ é então encaminhada para um banco de decisores. O banco de decisores é composto por K decisores que operam de forma independente, ou seja, o sinal do k -ésimo usuário é detectado de forma independente dos sinais dos demais $K - 1$ usuários. Nessas condições, e supondo $A_k[i] = |A_k[i]| e^{j\theta_k[i]}$ conhecido na recepção, o detector de mínima distância efetua, de forma ótima no sentido de máxima verossimilhança, a detecção de um escalar, $b_k[i]$, em presença de ruído gaussiano, $\tilde{n}_k^{(d)}[i]$, a partir de uma observação (escalar), $\tilde{z}_k[i] = |\tilde{z}_k[i]| e^{j\psi_k[i]}$:

$$\begin{aligned} \hat{b}_k[i] &= \arg \left\{ \min_{b_r \in \mathcal{B}} \left[\left| \tilde{z}_k[i] - A_k[i] b_r \right|^2 \right] \right\} \\ &= \arg \left\{ \min_{b_r \in \mathcal{B}} \left[\left| e^{-j\theta_k[i]} \tilde{z}_k[i] - |A_k[i]| b_r \right|^2 \right] \right\} \end{aligned} \quad (3-8)$$

$$= \arg \left\{ \max_{b_r \in \mathcal{B}} \left[\Re \left\{ e^{-j\theta_k[i]} \tilde{z}_k[i] [b_r]^* \right\} \right] \right\} \quad (3-9)$$

$$\hat{\theta}_k[i] = \arg \left\{ \max_{\phi_r \in \Theta} \left[\cos \left((\psi_k[i] - \theta_k[i]) - \phi_r \right) \right] \right\}, \quad (3-10)$$

com b_r e \mathcal{B} definidos na Seção 3.3.1, e $\Theta : \left\{ \frac{2\pi}{M}(m-1) + \Phi, m = 1, 2, \dots, M \right\}$. O decisor do k -ésimo usuário é portanto formado por dois sub-estágios: um primeiro estágio que compensa as alterações de fase introduzidas pelo canal, Equação (3-8), seguido de um estágio de decisão angular, Equação (3-10). De

fato, para sinais M-PSK, o receptor necessita apenas estimar a fase da amplitude complexa $A_k[z]$, como visto em (3-9).

A estrutura do Receptor Decorrelator está ilustrada na Figura 3.2.

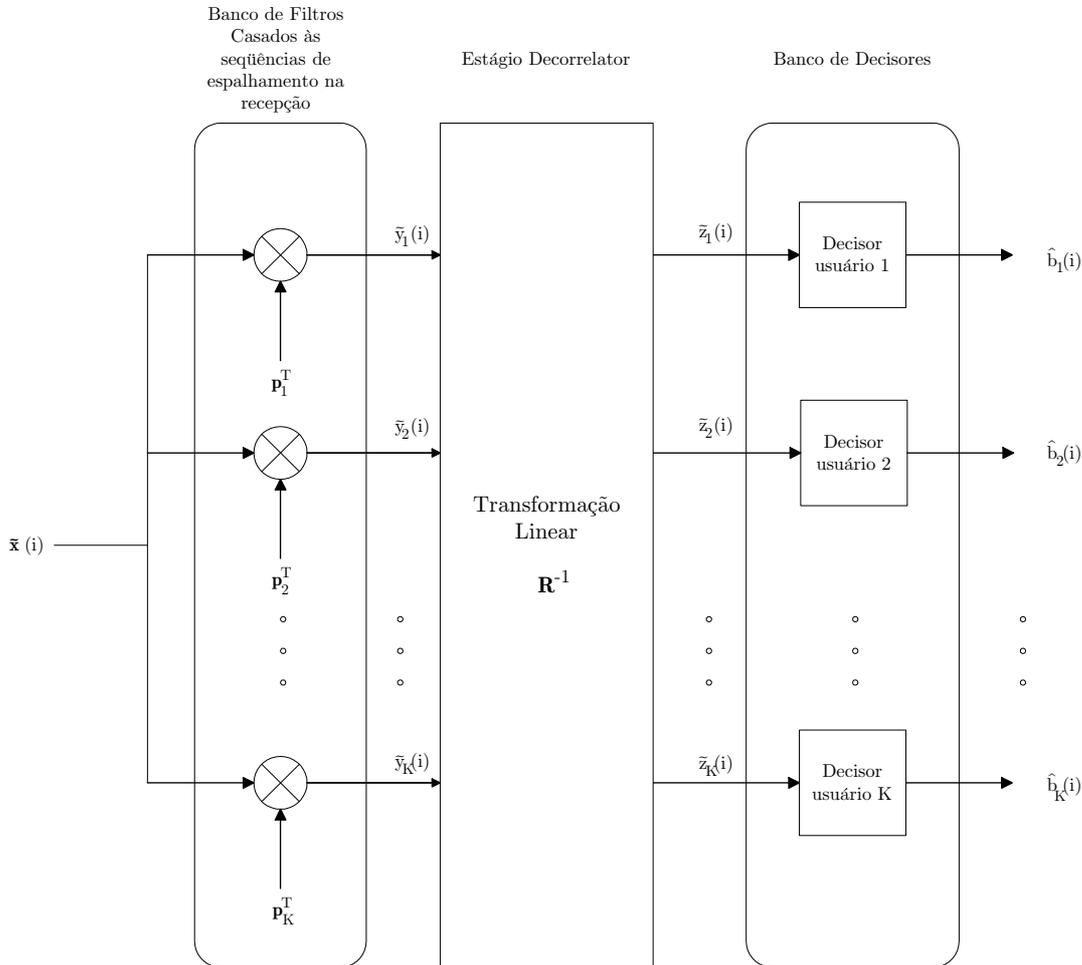


Figura 3.2: Estrutura do Receptor Decorrelator

A seguir estão listados os pontos fortes e os pontos fracos do Receptor Decorrelator.

Pontos fortes:

- Apresenta total robustez quanto ao efeito *near-far*, por causa da eliminação da IMA na saída do estágio decorrelator.
- A detecção dos dados do k -ésimo usuário é realizada de forma independente da detecção dos dados dos demais $K - 1$ usuários ativos.
- Aumento da capacidade, com relação ao número de usuários comportados simultaneamente pelo sistema.
- Apenas a estimação das fases das amplitudes complexas dos sinais são necessárias.

Pontos fracos:

- A eliminação da IMA é conseguida às custas da inversão da matriz \mathbf{R} , de dimensões $K \times K$.
- Aumento do nível de potência do ruído, na saída do estágio decorrelator.

3.4.2

Receptor Decorrelator para Sistemas com Codificação Convolutiva

O Receptor Decorrelator próprio para sistemas que empregam codificação convolutiva apresenta uma estrutura análoga à do Receptor Decorrelator abordado na seção anterior, Figura 3.2. De fato, a eliminação da IMA é transparente à adoção ou não de um esquema de codificação de canal. Assim, o Receptor Decorrelator para sistemas com codificação convolutiva também é composto por um banco de filtros casados, seguido de um estágio decorrelator. As componentes $\tilde{z}_k[i]$ são encaminhadas aos seus respectivos decisores. Todavia, os decisores são agora decodificadores convolutivos, pertinentes ao código convolutivo utilizado na transmissão.

Para sinais codificados convolutivamente e *soft-decision*, $\tilde{z}_k[i]$ é então encaminhado para o decodificador convolutivo do k -ésimo usuário onde os seus dados são decodificados de forma independente dos outros usuários. O Algoritmo de Viterbi pode ser usado para detectar de forma ótima, no sentido de máxima verossimilhança, uma seqüência de escalares, $\{b_k[i]\}$, em presença de ruído gaussiano, $\{\tilde{n}_k^{(d)}(i)\}$, de variância $N_0(\mathbf{R}^{-1})_{kk}$. A métrica de ramo é o quadrado da distância euclidiana, ou seja $|\tilde{z}_k[i] - A_k[i]b^r|^2$, onde b^r é o símbolo transmitido correspondente à palavra-código do ramo r da treliça associada ao código adotado pelo usuário k . Convém observar que o termo $A_k[i]$ presente na métrica de ramo permite o ajuste da amplitude, bem como a compensação da rotação de fase introduzida pelo canal. Uma vez que a métrica é acumulada ao longo de vários intervalos de sinalização, o conhecimento do módulo da amplitude complexa $A_k[i]$ também é necessário.

Exceto pela necessidade do completo conhecimento das amplitudes complexas dos sinais recebidos (módulo e fase), o Receptor Decorrelator para sistemas que empregam códigos convolutivos apresenta os mesmos pontos fortes que o Receptor Decorrelator Original.

Além dos mesmos pontos fracos do Receptor Decorrelator Original e de uma complexidade adicional relativa ao processo de decodificação, o Receptor Decorrelator abordado nesta seção apresenta um retardo na emissão dos bits decodificados, característico dos códigos convolutivos, uma vez que a decodifi-

cação não é *one-shot*. O retardo adicional (profundidade de decisão), garante a eficiência do Algoritmo de Viterbi.

3.5 Outros Receptores Multiusuário

Nesta seção são apresentados de forma sucinta alguns outros receptores multiusuário básicos citados no início do capítulo.

3.5.1 Receptor MMSE

O Receptor MMSE (do inglês *Minimum Mean Square Error*) [4, 9] pertence à classe dos receptores lineares. Uma transformação linear \mathbf{M} é aplicada na saída do banco de filtros casados, no intuito de minimizar os efeitos conjuntos da IMA e do ruído Gaussiano presente, segundo o critério de mínimo erro médio quadrático. A matriz \mathbf{M} é portanto a matriz que, dentre todas as matrizes de dimensões $K \times K$ possíveis, minimiza o erro médio quadrático dado por: $\mathbb{E}[\|\mathbf{b}(i) - \mathbf{M}\tilde{\mathbf{y}}(i)\|^2]$. Para canal AWGN e modulação BPSK, a matriz \mathbf{M} que minimiza a expressão acima é dada por: $\mathbf{M} = (\mathbf{R} + (\frac{A}{\sigma})^{-2})^{-1}$. Após a transformação linear, os sinais dos K usuários são detectados de forma independente.

Nota-se que este receptor necessita o conhecimento das amplitudes, ou pelo menos a relação sinal ruído $\frac{A}{\sigma}$. Outra observação interessante é que para relações $\frac{A}{\sigma}$ elevadas, o desempenho do Receptor MMSE tende ao desempenho do Receptor Decorrelator, uma vez que \mathbf{M} tende a \mathbf{R}^{-1} . Por levar em conta a presença de ruído, no procedimento de minimização, o Receptor MMSE tem desempenho superior ao Receptor Decorrelator, para relações $\frac{A}{\sigma}$ mais baixas.

3.5.2 Receptores Canceladores de Interferência Subtrativos

Os receptores canceladores de interferência, Figura 3.3, tentam obter, a partir do sinal recebido, uma estimativa da IMA. Em seguida, a IMA estimada é subtraída do sinal recebido. Caso a estimativa da IMA seja confiável, o sinal resultante será o sinal desejado (sem IMA). O sinal resultante é então encaminhado para o estágio responsável pela detecção dos dados.

Existem dois tipos básicos de canceladores de interferência subtrativos: são eles o SIC (do inglês *Serial Interference Canceller*) e o PIC (*Parallel Interference Canceller*), abordados sucintamente a seguir.

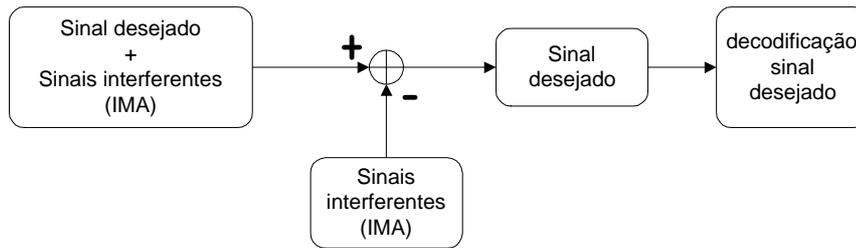


Figura 3.3: Princípio de funcionamento dos Canceladores de Interferência Subtrativos

No SIC [7], a estimativa da IMA bem como seu cancelamento são feitos de forma serial. Na saída do banco de filtros casados, os sinais são ordenados do mais interferente para o menos interferente. Dois critérios de ordenação são possíveis, a saber: energia do sinal ou correlação. Procede-se então à detecção do sinal de dados do usuário mais interferente. Este sinal de dados é reconstruído no receptor e subtraído do sinal recebido (agregado de sinais). Caso as estimativas tenham sido feitas corretamente, haverá o cancelamento total do efeito interferente do sinal detectado no agregado de sinais recebido. O mesmo procedimento de detecção, reconstrução e subtração é repetido para os demais usuários (do mais interferente para o menos interferente).

No PIC [5, 6], os sinais interferentes são conjuntamente estimados e, em seguida, são subtraídos do sinal recebido. Caso a estimativa tenha sido feita corretamente, o sinal resultante da subtração estará livre de IMA. Em geral, o PIC é formado por alguns poucos estágios de estimação conjunta e subtração, sendo a IMA estimada ponderada por um fator entre zero e um.

Estes receptores apresentam bom desempenho, mas necessitam de estimadores de amplitude confiáveis.