

Detecção Multiusuário e Estimação de Canal Conjunta por Grupos em Sistemas DS/CDMA com Codificação Convolutional

Fabian David Backx e Raimundo Sampaio Neto

Resumo—Este artigo examina um receptor multiusuário híbrido para utilização em um sistema DS/CDMA com modulação M-PSK e codificação convolutional. O receptor é composto por um estágio decorrelator ao final do qual é realizada uma decodificação convolutional por grupos. Além disso, os parâmetros de canal, necessários para a decodificação por meio do Algoritmo de Viterbi, são também estimados por grupos, utilizando o Processamento por Percurso Sobrevivente na treliça de decodificação do grupo. Resultados de desempenho obtidos por simulações são apresentados e comparados com o desempenho do receptor decorrelator com decodificação convolutional e estimação de canal utilizando o Processamento por Percurso Sobrevivente na treliça de decodificação individual de cada usuário.

Palavras-Chave—CDMA, Detecção Multiusuário, Detecção por Grupos, Codificação Convolutional, Processamento por Percurso Sobrevivente.

Abstract—This paper examines a hybrid multiuser receiver for a DS/CDMA system with M-PSK modulation and convolutional coding. The receiver is composed by a decorrelating stage followed by a group convolutional decoder. The channel parameters estimation, needed in order to execute the Viterbi Algorithm at convolutional decoding time, is carried out with the use of Per Survivor Processing on the decoding trellis of the group. Performance results obtained by simulation are presented and compared to the performance of the decorrelator receiver with convolutional decoding and channel parameter estimation using Per Survivor Processing on the individual decoding trellis of each user.

Keywords—CDMA, Multiuser Detection, Group Detection, Convolutional Coding, Per Survivor Processing.

I. INTRODUÇÃO

As técnicas de múltiplo acesso mais cogitadas nas propostas para os padrões de terceira geração envolvem alguma forma de DS/CDMA [1], [2] 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. Contudo, sistemas CDMA têm seu desempenho limitado pela interferência de múltiplo acesso (IMA), devido à não ortogonalidade dos sinais dos diferentes usuários na recepção, e pelo efeito *near-far*, caracterizado por sinais chegando ao receptor com níveis de potência diferentes. Essas dificuldades acabaram por motivar o surgimento de uma nova área de pesquisa: a detecção multiusuário [3]. Verdú, em [4], propôs o detector multiusuário ótimo, que padece de uma

complexidade exponencial com o número de usuários ativos no sistema. Vários receptores sub-ótimos foram propostos em seguida, como o decorrelator [5] e o MMSE (*Minimum Mean Square Error*) que pertencem à classe dos receptores lineares e o PIC [6] (*Parallel Interference Canceller*) e o SIC [7] (*Serial Interference Canceller*), que pertencem à classe de receptores não-lineares.

Em [8], é proposto um receptor multiusuário com detecção ótima por grupos para o caso do enlace reverso de um sistema celular DS/CDMA com modulação M-PSK e codificação convolutional. O receptor em [8] é composto por três estágios: banco de filtros casados, estágio decorrelator e estágio de decodificação convolutional conjunta por grupos.

Todavia, os resultados apresentados em [8] são obtidos com o auxílio de um "gênio" no receptor, de modo que os canais afetando os diferentes usuários de cada grupo são perfeitamente conhecidos. O presente artigo propõe estender e adaptar o receptor proposto em [8] para o caso mais realista em que os canais precisam ser estimados, implementando uma estimação conjunta dos canais dos usuários de cada grupo.

Este artigo é organizado da seguinte forma. A seção II descreve o modelo dos sinais DS/CDMA. Na seção III, alguns conceitos preliminares são apresentados. A seção IV enfoca o problema de estimação de canal, para o receptor decorrelator e para o receptor com decodificação convolutional conjunta por grupos. Resultados de simulações são discutidos na seção V. A seção VI apresenta as conclusões.

II. MODELO DOS SINAIS

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 agregado de sinais $x(t)$, presente na entrada do receptor (da ERB) e composto pela superposição dos K sinais transmitidos corrompidos por ruído aditivo gaussiano branco, 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 na transmissão e amostradas à taxa de N chips por símbolo, onde N é o ganho de processamento. Para o caso de recepção síncrona e supondo-se que o desvanecimento é constante durante o intervalo de símbolo, o vetor $\mathbf{x}(i)$ contendo as N amostras da envoltória complexa de $x(t)$ relativas ao i -ésimo intervalo de sinalização é dado por:

$$\mathbf{x}(i) = \mathbf{PA}(i)\mathbf{b}(i) + \mathbf{n}_w(i), \quad (1)$$

Os autores estão com o CETUC/PUC-RIO, 22453-900, Rio de Janeiro - Brasil Fone: +55-21-31141699. E-mails: fdbackx@uol.com.br, raimundo@cetuc.puc-rio.br

onde a matriz \mathbf{P} , de dimensões $N \times K$, é a matriz de espalhamento do sistema tal que $\mathbf{P} = [\mathbf{p}_1 \dots \mathbf{p}_k \dots \mathbf{p}_K]$. O vetor \mathbf{p}_k representa a seqüência de espalhamento normalizada atribuída ao k -ésimo usuário ativo no sistema, com $\|\mathbf{p}_k\|^2 = 1$. Ainda em (1), $\mathbf{A}(i)$ é a matriz de amplitudes dos K sinais recebidos. $\mathbf{A}(i)$ é diagonal e seus elementos são dados por $A_{kk}(i) = a_k(i) = \alpha_k(i)\sqrt{E_k}$, onde E_k representa a energia por símbolo do usuário k . O complexo $\alpha_k(i)$ incorpora um possível desvanecimento plano introduzido pelo canal, sendo que $\mathbf{E}[|\alpha_k(i)|^2] = 1$ para que os níveis de potência na entrada e na saída do canal sejam iguais. As componentes $b_k(i)$ do vetor $\mathbf{b}(i)$ presente em (1) são variáveis aleatórias complexas que representam o ponto da constelação de sinais M-PSK associado ao i -ésimo símbolo transmitido pelo usuário k . Os dados de cada usuário são previamente processados por um codificador convolucional antes de serem modulados. Finalmente, $\mathbf{n}_w(i)$ é vetor gaussiano branco com vetor média nulo e matriz covariância $\mathbf{K}_{\mathbf{n}_w}$ dada por $\mathbf{K}_{\mathbf{n}_w} = N_0\mathbf{I}$, onde \mathbf{I} é a matriz identidade e $N_0/2$ é a densidade espectral de potência bilateral do ruído branco, na recepção.

III. CONCEITOS PRELIMINARES

O receptor convencional utilizado para detecção dos sinais M-PSK DS/CDMA é composto por um banco de filtros casados às seqüências de espalhamento dos usuários ativos no sistema. O banco de filtros casados efetua simultaneamente a correlação do sinal observado, vetor $\mathbf{x}(i)$, com cada uma das K seqüências de espalhamento. O vetor $\mathbf{y}(i)$, presente na saída do banco de filtros casados é dado por:

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{P}^T \mathbf{x}(i) = \mathbf{R}\mathbf{A}(i)\mathbf{b}(i) + \mathbf{n}_{fc}(i)$$

onde $\mathbf{R} = \mathbf{P}^T \mathbf{P}$ é a matriz de correlação normalizada entre as seqüências de espalhamento e $\mathbf{n}_{fc}(i) = \mathbf{P}^T \mathbf{n}_w(i)$ é vetor gaussiano colorido, com matriz covariância $\mathbf{K}_{\mathbf{n}_{fc}}$ dada por $\mathbf{K}_{\mathbf{n}_{fc}} = N_0\mathbf{R}$. Para seqüências de espalhamento não-ortogonais na recepção, $y_k(i)$ depende de $b_k(i)$ e de componentes de $\mathbf{b}(i)$ associadas a outros usuários, caracterizando assim a Interferência de Múltiplo Acesso (ou IMA). O detector convencional tem seu desempenho prejudicado pela IMA presente nas componentes de $\mathbf{y}(i)$ e pelo efeito *near-far*.

Com o objetivo de combater os efeitos nocivos acima citados, foi introduzido o conceito de detecção multiusuário. 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. Uma desvantagem do receptor multiusuário ótimo é que a sua complexidade aumenta exponencialmente com o número de usuários ativos no sistema [4]. Para contornar esse problema, vários receptores multiusuário sub-ótimos foram desenvolvidos, sendo o decorrelator um dos mais populares [5]. 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 a IMA no sistema. Todavia, o nível de potência do ruído no estágio de decodificação é aumentado. O vetor $\mathbf{z}(i)$ na saída do estágio decorrelator é dado por:

$$\mathbf{z}(i) = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{y}(i) = \mathbf{A}(i)\mathbf{b}(i) + \mathbf{n}_d(i),$$

onde $\mathbf{n}_d(i) = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n}_{fc}(i)$ é vetor gaussiano colorido com matriz covariância $\mathbf{K}_{\mathbf{n}_d}$ dada por $\mathbf{K}_{\mathbf{n}_d} = N_0\mathbf{R}^{-1} = N_0\mathbf{H}$. Observa-se que como $\mathbf{A}(i)$ é diagonal, a componente $z_k(i)$ só depende de $b_k(i)$, caracterizando assim a eliminação da IMA. Para sinais codificados convolucionalmente e *soft-decision*, $z_k(i)$ é então encaminhado para o decodificador convolucional do k -ésimo usuário onde os seus dados são decodificados de forma independente dos outros usuários. O Algoritmo de Viterbi [2] pode ser usado para a detecção ótima no sentido de máxima verossimilhança. A métrica de ramo é o quadrado da distância euclidiana, ou seja

$$|z_k(i) - a_k(i)b_k^{(r)}|^2,$$

onde $b_k^{(r)}$ é o símbolo transmitido correspondente à palavra-código do ramo r da treliça associada ao código adotado pelo k -ésimo usuário. Note que as componentes do vetor $\mathbf{z}(i)$ não são estatisticamente independentes uma vez que $\mathbf{n}_d(i)$ é vetor gaussiano colorido.

Visando explorar esta dependência, um estágio de detecção ótima por grupos é adicionado à saída do estágio decorrelator, dando origem ao receptor proposto. Este estágio organiza os sinais dos usuários em grupos, e para cada grupo formado aplica o esquema de detecção ótima no sentido de máxima verossimilhança, em presença de ruído gaussiano colorido [9]. O receptor proposto realiza assim uma decodificação convolucional ótima por grupos [10]. Obviamente, o compromisso entre complexidade e desempenho está diretamente relacionado com a formação dos grupos. De fato, a complexidade do receptor pode variar desde K vezes a complexidade do decorrelator, para o caso em que são formados K grupos com um único usuário, até a complexidade do detector multiusuário ótimo, para o caso em que apenas um grupo, contendo todos os K usuários do sistema, é formado. Convém frisar que qualquer que seja o agrupamento, o desempenho do k -ésimo usuário na saída do estágio de detecção ótima por grupos é sempre melhor ou igual ao respectivo desempenho na saída do estágio decorrelator. Considere o u -ésimo grupo, composto por K_u usuários, na saída do estágio decorrelator. Define-se $\mathbf{b}_u(i) = [b_{u_1}(i), \dots, b_{u_{K_u}}(i)]^T$, onde $b_{u_1}(i)$ e $b_{u_{K_u}}(i)$ são respectivamente os símbolos transmitidos pelo primeiro usuário e pelo último usuário que compõem o u -ésimo grupo e $\{\cdot\}^T$ denota o vetor transposto. Analogamente define-se $\mathbf{z}_u(i) = [z_{u_1}(i), \dots, z_{u_{K_u}}(i)]^T$, $\mathbf{A}_u(i) = \text{diag}(a_{u_1}(i), \dots, a_{u_{K_u}}(i))$ e $\mathbf{n}_{d_u}(i) = [n_{d_{u_1}}(i), \dots, n_{d_{u_{K_u}}}(i)]^T$, salientando que $\mathbf{n}_{d_u}(i)$ é vetor de ruído colorido, com matriz covariância $\mathbf{K}_{\mathbf{n}_{d_u}}$ (que é uma sub-matriz de $\mathbf{K}_{\mathbf{n}_d}$). O Algoritmo de Viterbi pode ser utilizado para a decodificação conjunta ótima (no sentido de máxima verossimilhança) dos sinais do u -ésimo grupo. A métrica de ramo usada neste caso é da forma

$$\|\mathbf{K}_{\mathbf{n}_{d_u}}^{-1/2}(\mathbf{z}_u(i) - \mathbf{A}_u(i)\mathbf{b}^{(r)})\|^2,$$

onde $\mathbf{b}^{(r)}$ é o vetor associado ao ramo r da supertreliça de decodificação do grupo e $\mathbf{K}_{\mathbf{n}_{d_u}}^{-1/2}$ é a matriz branqueadora do ruído \mathbf{n}_{d_u} [8]. Convém ressaltar que o cálculo da métrica de ramo, tanto para o caso do decorrelator, quanto para o caso do receptor proposto, pressupõe o conhecimento das amplitudes complexas dos canais.

IV. ESTIMAÇÃO DE CANAL POR MEIO DO PROCESSAMENTO POR PERCURSO SOBREVIVENTE

De uma forma geral, estimativas dos parâmetros do canal são obtidas a partir de seqüências de treinamento ou através da realimentação das estimativas dos símbolos recebidos (*data-aided*).

Por outro lado, a métrica utilizada pelo Algoritmo de Viterbi pressupõe o conhecimento das amplitudes complexas do canal ao longo do tempo discreto. Sempre que a presença de parâmetros desconhecidos do canal, como a sua amplitude complexa por exemplo, impede a realização exata do Algoritmo de Viterbi, ou seja, o cálculo exato das métricas de ramo, um processamento conhecido como Processamento por Percurso Sobrevivente (do inglês *Per Survivor Processing*, PSP)[11] oferece um meio eficaz para a sua realização aproximada.

Neste processamento, estimativas dos parâmetros são obtidas utilizando-se a seqüência de símbolos associada ao percurso sobrevivente que leva a cada nó da treliça, de modo que, em um dado instante, cada nó trabalha com estimativas distintas, e sem retardos adicionais. Isso implica que, caso um dado percurso sobrevivente esteja correto, as estimativas a ele associadas terão sido obtidas utilizando a seqüência de símbolos correta.

Todavia, ainda é preciso especificar o modo como essas estimativas locais (uma para cada nó) são obtidas através da seqüência de símbolos associada a um dado percurso sobrevivente. Neste trabalho adota-se um esquema de identificação de canal iterativo baseado no popular LMS (Least Mean Squares) [12]. O LMS pertence à família de algoritmos de gradiente estocástico. Sua marca registrada é a simplicidade de implementação. Assim como outros algoritmos de adaptação, o LMS atualiza suas estimativas através do processamento do sinal recebido.

A. Decorrelator com implementação PSP

Suponha que a seqüência $\{a_k(i)\}_{i=1}^M$, canal do k -ésimo usuário ao longo do tempo discreto, é conhecida. Detectar de forma ótima, no sentido de máxima verossimilhança, a seqüência de símbolos escalares $\{b_k\}_{i=1}^M$ transmitida equivale a escolher a seqüência que minimiza a seguinte função custo:

$$J_1 = \left\{ \sum_{i=1}^M |z_k(i) - a_k(i)b(i)|^2 \right\}, \quad (2)$$

dentre todas as seqüências $\{b(i)\}_{i=1}^M$ possíveis, representadas por percursos na treliça de decodificação do k -ésimo usuário. Esta minimização pode ser implementada de forma ótima utilizando-se o Algoritmo de Viterbi.

Considere agora que a seqüência de símbolos $\{b_k(i)\}$ é conhecida. A solução ótima, no sentido de máxima verossimilhança, para o problema de estimação do canal $\{a_k(i)\}$ equivale a minimizar a mesma função custo dada por (2). Uma vez que $\{a_k(i)\}$ é uma seqüência de escalares complexos assumindo valores contínuos, uma solução iterativa aproximada pode ser obtida utilizando-se o LMS:

$$\hat{a}_{k+1}(i) = \hat{a}_k(i) - \frac{1}{2} \mu_k \nabla_{a_k(i)} \{|e(i)|^2\}, \quad (3)$$

onde $e(i) = z_k(i) - \hat{a}_k(i)b_k(i)$. Aplicando a definição de gradiente de uma função real com argumentos complexos [12], chega-se a:

$$\hat{a}_k(i+1) = \hat{a}_k(i) + \mu_k b_k^*(i) \left\{ z_k(i) - b_k(i)\hat{a}_k(i) \right\}, \quad (4)$$

onde μ_k é um parâmetro a ser dimensionado e $\{\cdot\}^*$ denota o complexo conjugado.

Os resultados previamente apresentados nesta seção são agora incorporados ao PSP. Considere a treliça de decodificação do k -ésimo usuário. O índice k é omitido para facilitar a notação. Considere o l -ésimo estado $\sigma^{(l)}(i)$ e sua estimativa de canal associada, $a^{(l)}(i)$. A métrica para cada ramo sainte do estado $\sigma^{(l)}(i)$ é calculada utilizando-se a estimativa $a^{(l)}(i)$. A métrica calculada, obtida a partir de (2), é dada por $|z(i) - a^{(l)}(i)b|^2$, onde b é o símbolo transmitido associado ao ramo cuja métrica está sendo calculada. Seja $\sigma^{(m)}(i+1)$ o estado sucessor de $\sigma^{(l)}(i)$ no percurso sobrevivente. Se $b^{(r)}$ é o símbolo associado à transição do estado $\sigma^{(l)}(i)$ para o estado $\sigma^{(m)}(i+1)$, então de acordo com (4), a estimativa $a^{(m)}(i+1)$ a ser associada ao estado $\sigma^{(m)}(i+1)$ é obtida por meio de:

$$a^{(m)}(i+1) = a^{(l)}(i) + \mu (b^{(r)})^* \{z(i) - b^{(r)}a^{(l)}(i)\}. \quad (5)$$

B. Detecção por grupos com implementação PSP

Uma vez, que, em geral, sinais dos diferentes usuários na saída do estágio supressor de IMA (estágio decorrelator) são correlatados, surge então a seguinte pergunta: Seria possível tirar proveito desta dependência estatística uma vez mais, com vistas a obter estimativas de canal mais confiáveis, através da adoção do esquema de detecção por grupos e da aplicação do Processamento por Percurso Sobrevivente (ou PSP) na supertreliça equivalente do grupo?

Admitindo-se agora que a seqüência de matrizes $\{A_u(i)\}$ é conhecida, detectar de forma ótima, no sentido de máxima verossimilhança, a seqüência de vetores $\{\mathbf{b}_u\}_{i=1}^M$ transmitida em presença de ruído gaussiano colorido equivale a escolher a seqüência que minimiza a seguinte função custo:

$$J_2 = \sum_{i=1}^M \|\mathbf{K}_{\mathbf{n}_{a_u}}^{-1/2} (\mathbf{z}_u(i) - \mathbf{A}_u(i)\mathbf{b}(i))\|^2 \quad (6)$$

dentre todas as seqüências $\{\mathbf{b}(i)\}_{i=1}^M$ possíveis, representadas por percursos na supertreliça de decodificação do u -ésimo grupo. Esta minimização pode ser implementada de forma ótima utilizando o Algoritmo de Viterbi.

Seja $\mathbf{a}_u(i)$ o vetor contendo as amplitudes complexas dos sinais dos K_u usuários que compõem o u -ésimo grupo, tal que: $\mathbf{a}_u(i) = [a_{u1}, \dots, a_{uK_u}]^T$ e a matriz diagonal $\mathbf{B}_u(i)$, suposta conhecida (seqüência de treinamento) ou estimada (*data-aided*), e contendo os símbolos transmitidos pelos usuários que formam o grupo, no i -ésimo intervalo de sinalização, tal que: $\mathbf{B}_u(i) = \text{diag}(b_{u1}, \dots, b_{uK_u})$. A solução ótima, no sentido de máxima verossimilhança, para o problema de estimação conjunta das amplitudes complexas dos canais dos dois usuários que compõem o u -ésimo grupo é obtida

minimizando-se a mesma função custo de (6), reescrita como segue:

$$J_2 = \sum_{i=1}^M \left\| \mathbf{K}_{\mathbf{n}_{d_u}}^{-1/2} (\mathbf{z}_u(i) - \mathbf{B}_u(i)\mathbf{a}(i)) \right\|^2 \quad (7)$$

Assim, a expressão geral para o vetor estimativa das amplitudes complexas dos usuários que constam do grupo formado, no $(i+1)$ -ésimo intervalo de sinalização, $\hat{\mathbf{a}}_u(i+1)$, é obtida por meio de:

$$\hat{\mathbf{a}}_u(i+1) = \hat{\mathbf{a}}_u(i) - \frac{1}{2} \mu_u \hat{\nabla}_{\mathbf{a}_u(i)} \{ \|\mathbf{e}(i)\|^2 \}, \quad (8)$$

onde $\mathbf{e}(i) = \mathbf{K}_{\mathbf{n}_{d_u}}^{-1/2} (\mathbf{z}_u(i) - \mathbf{B}_u(i)\hat{\mathbf{a}}_u(i))$.

Aplicando a definição de gradiente de uma função real e argumentos complexos, com relação a um vetor complexo [12], chega-se à expressão final para a estimativa conjunta das amplitudes complexas dos sinais dos usuários que compõem o u -ésimo grupo:

$$\hat{\mathbf{a}}_u(i+1) = \hat{\mathbf{a}}_u(i) + \mu_u \mathbf{B}_u^H(i) \mathbf{K}_{\mathbf{n}_{d_u}}^{-1} \left\{ \mathbf{z}_u(i) - \mathbf{B}_u(i)\hat{\mathbf{a}}_u(i) \right\}, \quad (9)$$

onde μ_u é um parâmetro a ser dimensionado e $\{\cdot\}^H$ equivale a $\{\{\cdot\}^T\}^*$. Os resultados acima são incorporados ao PSP de forma análoga à implementação apresentada na Seção IV-A. Convém ressaltar que as estimativas de todos os usuários do grupo são acopladas umas às outras por meio da matriz $\mathbf{K}_{\mathbf{n}_{d_u}}^{-1}$, como pode ser constatado em (9). Ou seja, em geral, o LMS "conjunto" da Equação (9) não pode ser separado em K_u LMS "individuais" (um para cada usuário do grupo).

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Nesta seção, são avaliados os desempenhos do receptor decorrelator e do receptor proposto para um canal com desvanecimento de Rayleigh, tal como descrito na Seção II, além do ruído aditivo. O sistema CDMA compreende $K = 6$ usuários ativos. O espalhamento espectral é realizado utilizando-se seqüências de assinatura normalizadas, com componentes independentes $\pm \frac{1}{\sqrt{N}}$ geradas aleatoriamente, e de comprimento $N = 6$. O sistema pode ser portanto considerado bastante carregado. A matriz \mathbf{R} de correlação dos sinais é dada por:

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} 1.0 & 0.33 & 0 & 0.33 & 0.67 & 0 \\ 0.33 & 1.0 & 0.67 & -0.33 & 0 & 0 \\ 0 & 0.67 & 1.0 & 0 & -0.33 & 0.33 \\ 0.33 & -0.33 & 0 & 1.0 & 0 & 0 \\ 0.67 & 0 & -0.33 & 0 & 1.0 & 0.33 \\ 0 & 0 & 0.33 & 0 & 0.33 & 1.0 \end{pmatrix} \quad (10)$$

e sua inversa, $\mathbf{H} = \mathbf{R}^{-1}$ dada por:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 6.0 & -3.0 & 0.0 & -3.0 & -4.5 & 1.5 \\ -3.0 & 6.0 & -4.5 & 3.0 & 0.0 & 1.5 \\ 0.0 & -4.5 & 6.0 & -1.5 & 3.0 & -3.0 \\ -3.0 & 3.0 & -1.5 & 3.0 & 1.5 & 0.0 \\ -4.5 & 0.0 & 3.0 & 1.5 & 6.0 & -3.0 \\ 1.5 & 1.5 & -3.0 & 0.0 & -3.0 & 3.0 \end{pmatrix}. \quad (11)$$

O esquema de modulação QPSK é utilizado. É suposto também que os sinais de todos os 6 usuários têm mesma potência na recepção. Todos os 6 usuários utilizam o mesmo código convolucional (2,1,2) "bem conhecido" e todos os decodificadores operam com *soft-decision* e profundidade de decisão igual a 40. O particionamento é formado por 3 grupos de $K_1 = K_2 = K_3 = 2$ usuários a saber: [(1,5);(2,3);(4,6)], como em [8]. Da observação da matriz \mathbf{H} , conclui-se que os usuários 1, 2, 3 e 5 são estocasticamente equivalentes ($\mathbf{H}_{11} = \mathbf{H}_{22} = \mathbf{H}_{33} = \mathbf{H}_{55}$). O mesmo pode ser dito a respeito dos usuários 4 e 6. Ademais, os usuários que formam o grupo (4,6) são decorrelatados ($\mathbf{H}_{46} = 0$) e portanto os desempenhos (detecção e estimação) dos usuários 4 e 6 na saída do receptor decorrelator são iguais aos seus respectivos desempenhos na saída do receptor proposto. Os grupos (1,5) e (2,3) por sua vez são estocasticamente equivalentes uma vez que $\mathbf{H}_{15} = \mathbf{H}_{23}$ e apresentam portanto mesmo desempenho na saída do receptor proposto, em termos de detecção e estimação.

O canal de interesse é um canal com desvanecimento Rayleigh, cujas amostras, para um mesmo usuário, estão correlatadas no tempo discreto e têm potência média unitária. As amplitudes complexas do sinal de um mesmo usuário são modeladas por uma seqüência de variáveis aleatórias gaussianas complexas, obtida a partir da filtragem de ruído complexo gaussiano branco por um filtro com função de transferência aproximada $\beta / \sqrt{1 - (f/f_d)^2}$, onde β é uma constante de normalização, $f_d = v/\lambda_{fc}$ é o máximo deslocamento Doppler, λ_{fc} é o comprimento de onda da frequência da portadora e v é a velocidade do móvel [13]. A frequência da portadora foi escolhida como 1900MHz. Para o sistema simulado, a razão frequência Doppler normalizada (produto $f_d T$) vale 0.001.

A. Dimensionamento do parâmetro do LMS

O parâmetro μ para cada usuário no receptor decorrelator, e para cada grupo no receptor com detecção por grupos é dimensionado. O dimensionamento é feito de tal forma que o erro médio quadrático em estado estacionário seja o mesmo, para todos os usuários, tanto para estimação "individual" quanto para estimação "conjunta". A relação $\frac{E_B}{N_0}$ escolhida para efetuar o dimensionamento é de 10dB, onde E_B é a energia por bit de informação. Para o dimensionamento, é utilizada uma seqüência de treinamento de 500 símbolos. Os experimentos são repetidos 800 vezes. As figuras 1-(a) e 2-(a) ilustram o desempenho do LMS "individual" (ou "simples") (cf. Eq. (4)), no estágio de treinamento, equivalente ao que seria utilizado no receptor decorrelator, em termos do erro médio quadrático, para os usuários 1 e 4 respectivamente, para $f_d T = 0.001$. As figuras 1-(b) e 2-(b) apresentam o desempenho do LMS "conjunto" (cf. Eq. (9)), no estágio de treinamento, equivalente ao que seria utilizado no receptor proposto, em termos do erro médio quadrático, para os usuários 1 (grupo (1,5)) e 4 (grupo (4,6)) respectivamente, para $f_d T = 0.001$.

Os parâmetros μ são escolhidos de forma a se obter um erro médio quadrático em regime permanente da ordem de 0.05. Assim, para estimação individual, atribui-se aos parâmetros dos usuários 1, 2, 3 e 5 o valor 0.15. Já para os usuários

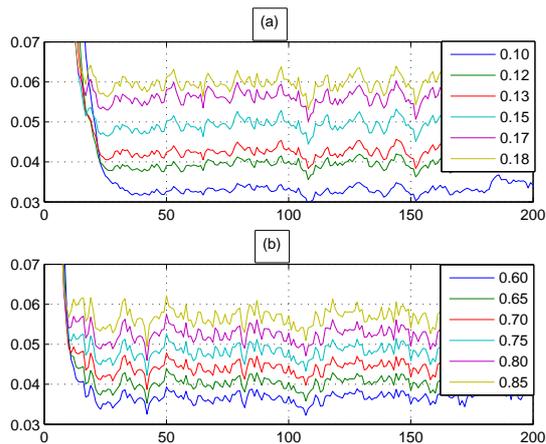


Fig. 1. Erro médio quadrático para estimativa da amplitude complexa do canal versus número de símbolos da seqüência de treinamento, usuário 1: (a) LMS simples e (b) LMS conjunto, para vários valores de μ com $f_d T = 0.001$ e $E_B/N_0 = 10\text{dB}$.

4 e 6, o parâmetro para estimação individual vale 0.28. Em termos de estimação conjunta, atribui-se aos parâmetros dos grupos (1,3) e (2,5) o valor 0.75. Já o parâmetro do LMS para estimação conjunta dos usuários do grupo (4,6) é 0.84. A escolha deste valor não é empírica, visto que os usuários 4 e 6 são decorrelatados. De fato, é possível mostrar que, para usuários decorrelatados, a expressão do LMS conjunto fica reduzida a duas expressões de LMS individuais (estimação de escalares), com parâmetro μ equivalente. Comparando agora (9) com a expressão para estimação individual em (4), e observando que para sinais decorrelatados a matriz $\mathbf{K}_{\hat{\mathbf{a}}_u}^{-1}$ é diagonal, chega-se à conclusão que o parâmetro de estimação individual é igual ao parâmetro de estimação conjunta (do grupo) dividido pela covariância do ruído associado ao usuário em questão, na saída do estágio decorrelator (matriz \mathbf{H}). Assim, observando-se essa relação entre os parâmetros, obtém-se curvas de erro médio quadrático para o LMS individual que são iguais às do LMS conjunto, para o usuário 4 (vide figuras 2-(a) e 2-(b)). Das figuras apresentadas, nota-se que em geral, para um mesmo erro médio quadrático em regime permanente, estimativas obtidas conjuntamente tendem a convergir mais rápida do que as estimativas obtidas individualmente. Comparando-se as figuras 1-(a) e 1-(b), observa-se que a estimação por grupos consegue mesmo valor de erro médio quadrático com convergência mais rápida, ou com mesma velocidade de convergência consegue-se menor erro médio quadrático em estado estacionário. Assim, por exemplo, na Figura 1-(a), para um erro médio quadrático de 0.05, a convergência requer mais de 20 símbolos, enquanto que na Figura 1-(b) tem-se convergência com aproximadamente 10 símbolos.

B. Desempenho com implementação PSP

Uma vez os parâmetros dos diversos LMS dimensionados, estes são incorporados ao Processamento por Percurso Sobre-vivente, nos receptores decorrelator e de detecção por grupos.

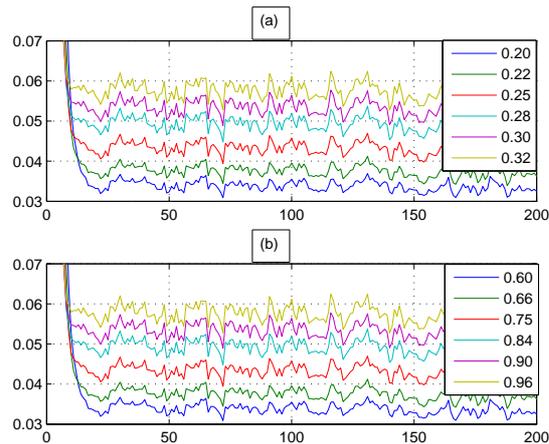


Fig. 2. Erro médio quadrático para estimativa da amplitude complexa do canal versus número de símbolos da seqüência de treinamento, usuário 4: (a) LMS simples e (b) LMS conjunto, para vários valores de μ com $f_d T = 0.001$ e $E_B/N_0 = 10\text{dB}$.

O desempenho do sistema é medido em termos da Taxa de Erro de Bit (TEB) média, tirada ao longo de 800 experimentos independentes, versus razão $\frac{E_B}{N_0}$. Seqüências independentes e aleatórias de 1000 bits de informação são geradas para cada usuário. Convém frisar que a estimação dos parâmetros do canal é feita *sem* seqüência de treinamento (ou seja, o tipo de estimação é *data aided*).

A Figura 3 ilustra o desempenho dos usuários 1 e 5, tanto na saída do receptor decorrelator quanto na saída do receptor proposto. Resultados obtidos com o auxílio de um gênio (pleno conhecimento do canal) (linha tracejada) são confrontados aos obtidos através do uso conjunto do PSP e das estimativas de canal (tanto individuais, na saída do receptor decorrelator, quanto conjunta, na saída do receptor de detecção por grupos) (linha cheia). Observa-se da figura que o emprego da detecção por grupos continua fornecendo ganhos da ordem de 2 a 3dB. Todavia, com a introdução de um esquema de estimação do canal, o desempenho do sistema apresenta perdas da ordem de 6dB, com relação ao sistema operando com gênio.

Por motivos de espaço a figura apresentando o desempenho dos usuários 4 e 6 foi omitida. O desempenho dos usuários 4 e 6 na saída do receptor decorrelator é idêntico ao desempenho na saída do receptor proposto uma vez que não existe ganho de desempenho ao se agrupar os dois usuários, visto que estes são decorrelatados.

Uma vez que o sistema apresentou queda de desempenho quando da introdução dos estimadores de canal, faz-se necessário verificar até que ponto o esquema de estimação conjunta apresenta vantagens sobre o esquema de estimação individual. Estas podem ser apreciadas observando-se as linhas traço-pontilhadas na Figura 3. De fato, as curvas traço-pontilhadas representam o desempenho de um receptor hipotético operando com decodificação convolucional por grupos, mas com estimadores de canal individuais. Ou seja, os estimadores agem na supertreliça de decodificação (tirando proveito das estimativas de dados de melhor qualidade), mas não são acoplados uns aos outros. Os parâmetros utilizados

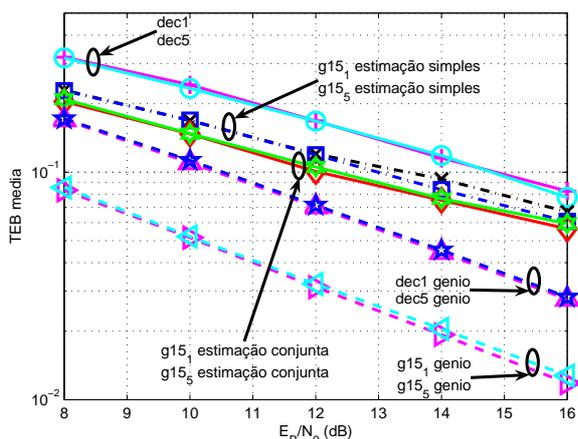


Fig. 3. Desempenho médio dos receptores decorrelator (gênio, PSP) e proposto (gênio, PSP-LMS "simples", PSP-LMS "conjunto"), para os usuários do grupo (1,5) [denotado g15]; sistema DS/CDMA QPSK síncrono com codificação convolucional, canal com desvanecimento Rayleigh (módulo e fase), $f_d T = 0.001$.

neste caso são os mesmos que para o receptor decorrelator. Verifica-se que o esquema de estimação conjunta fornece um ganho adicional da ordem de 1dB.

O desempenho dos estimadores individuais e conjuntos, para cada usuário, é medido em termos de erro médio quadrático versus tempo discreto para uma relação $\frac{E_B}{N_0} = 10\text{dB}$ e pode ser observado nas figuras 4-(a) e 5 para os usuários 1 e 4 respectivamente. Na verdade, o erro médio quadrático medido é o erro entre o canal verdadeiro e as estimativas de canal associadas ao percurso sobrevivente de menor métrica, ao longo do tempo discreto. Observa-se que as estimativas obtidas conjuntamente são superiores às estimativas obtidas de forma separada, exceto para os casos em que os usuários são decorrelatados (Figura 5), casos estes em que as estimativas são iguais. A velocidade de convergência superior para o caso das estimativas obtidas conjuntamente pode ser apreciada na Figura 4-(b). Assim, é possível tirar proveito da correlação entre os sinais para obter estimativas de canal e de dados, mais confiáveis.

VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi examinado um receptor composto por 3 estágios, a saber: banco de filtros casados, estágio decorrelator e estágio de decodificação convolucional por grupos. O caso em que o canal não é conhecido pelo receptor foi abordado. Um esquema de estimação de canal conjunta, por grupos, por meio de implementação do processamento por percurso sobrevivente na supertreliza do grupo em questão, foi proposto. Através de simulações, o desempenho deste receptor foi comparado ao receptor decorrelator, também com estimação do canal por meio do processamento por percurso sobrevivente. Os resultados mostraram que o esquema de detecção ótima e estimação conjunta, por grupos, oferece duplo benefício: as estimativas de dados obtidas (e realimentadas com o objetivo de obter novas estimativas de canal, melhorando as mesmas) são mais confiáveis (graças à detecção ótima por grupos),

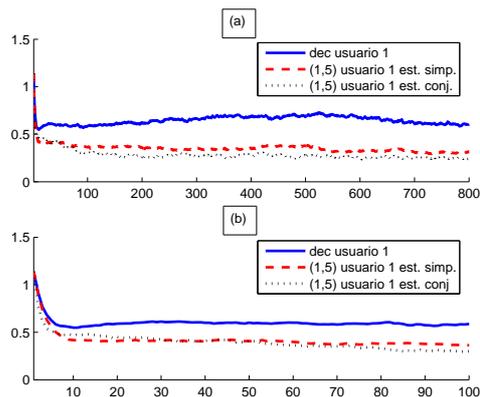


Fig. 4. Erro médio quadrático das estimações simples e conjunta versus número de símbolos recebidos: (a) para o usuário 1 e (b) respectiva ampliação para os primeiros 100 símbolos. $\frac{E_B}{N_0} = 10\text{dB}$, $f_d T = 0.001$.

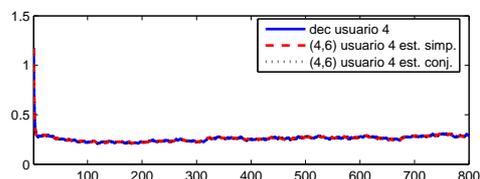


Fig. 5. Erro médio quadrático das estimações simples e conjunta versus número de símbolos recebidos, para o usuário 4. $\frac{E_B}{N_0} = 10\text{dB}$, $f_d T = 0.001$.

assim como a estimação de canal conjunta fornece por si só estimativas de melhor qualidade.

REFERÊNCIAS

- [1] M. Zeng and V. Bhargava, "Recent advances in cellular wireless communications", *IEEE Commun. Mag.*, pp. 128-138, Sept 1999.
- [2] A. J. Viterbi, *CDMA - Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley, 1995.
- [3] S. Verdú, *Multuser Detection*, Cambridge, 1998.
- [4] S. Verdú, "Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-32, pp.85-89, Jan. 1986.
- [5] R. Lupas e S. Verdú, "Linear multiuser detectors for synchronous cdma channels", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 35, pp. 123-36, January 1986.
- [6] M. K. Varanasi e B. Aazhang, "Multistage detection in asynchronous cdma communications", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 38, pp. 509-19, April 1990.
- [7] P. Patel e M. Holtzman, "Analysis of a single successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA system", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 12, pp.796-807, June 1994.
- [8] F. D. Backx e R. S. Neto, "Detecção Multiusuário Ótima por Grupos em Sistemas DS/CDMA com Codificação Convolucional", XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Belém, 2004.
- [9] M. F. Marçal, *Recepção Multiusuário com Detecção Ótima por Grupos em Sistemas de Acesso CDMA*, Dissertação de Mestrado, CETUC/PUC-Rio, 2002.
- [10] F. D. Backx, *Detecção Multiusuário Ótima por Grupos em Sistemas DS/CDMA M-PSK com Codificação Convolucional*, Dissertação de Mestrado, CETUC/PUC-Rio, 2004.
- [11] R. Raheli, A. Polydoros, "Per-survivor processing: A general approach to MLSE in uncertain environments", *IEEE. Trans. on Comm.*, 43(2/3/4):354-364, Fevereiro/Março/Abril 1995.
- [12] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory, Fourth Edition*, Prentice Hall Information and System Sciences Series, 2002.
- [13] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: principles and practice*, Prentice Hall, 1999.