

Estrutura Semicega de Equalização e Combinação Conjunta Baseada na Projeção de Subespaço para Sistemas WCDMA Empregando Codificação Espaço-Temporal em Blocos no Nível de Chip

Ivan R. S. Casella e Paul Jean E. Jeszensky

Resumo—Neste artigo, é proposta uma nova estrutura de recepção espaço-temporal semicega para sistemas WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*) empregando codificação espaço-temporal em bloco aplicada no nível de chip (CSTBC) para canais seletivos em frequência. Os resultados de simulação mostram que a estrutura semicega proposta requer uma quantidade significativamente menor de símbolos de treinamento que as estruturas baseadas em treinamento empregando os métodos clássicos de LS (Least Squares).

Palavras-Chave—algoritmo semicego, STBC, WCDMA.

Abstract—In this paper, we propose a new semiblind spatial-temporal structure for WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*) systems employing chip-level space-time block coding (CSTBC) for frequency selective fading channels. Simulation results show that the proposed semiblind structure requires a significantly smaller quantity of training symbols than the classical training-based LS (Least Squares) structures.

Keywords—semiblind algorithm, STBC, WCDMA.

I. INTRODUÇÃO

A tecnologia WCDMA tem tido um papel de destaque no desenvolvimento dos chamados sistemas celulares de 3G (terceira geração). Devido às características assimétricas dos novos serviços de alta taxa disponíveis nos futuros sistemas de comunicação sem fio, torna-se necessário um aumento adicional da capacidade do *Downlink*, motivando a utilização de técnicas de diversidade de transmissão como a codificação espaço-temporal em bloco (STBC) [1]. Entretanto, a aplicação da STBC em sistemas WCDMA de alta taxa, sujeitos a ambientes com desvanecimento seletivo em frequência, é bastante desafiadora devido à presença da interferência de múltiplo acesso (MAI) e da interferência intersimbólica (ISI).

Recentemente, foi introduzido em [2], um método de STBC para canais com desvanecimento seletivo em frequência. Esse método, denominado codificação espaço-temporal em bloco por inversão temporal (TR-STBC), é uma versão modificada do método de Alamouti [1] aplicada temporalmente bloco a bloco ao invés de símbolo a símbolo. Em [3], foram propostas novas estruturas de recepção para sistemas de comunicação sem fio usando o método de TR-STBC, considerando que o canal de propagação não é conhecido *a priori* no receptor. Uma dessas estruturas, denominada de equalização

e combinação conjunta de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO-JEC) apresenta a vantagem de não necessitar a estimação do canal no processo de decodificação.

Com o intuito de reduzir os efeitos da MAI e da ISI (acentuados pelo emprego de múltiplas antenas de transmissão) e aumentar a robustez do sistema às variações do canal, é considerado neste artigo, a aplicação do método de TR-STBC após o processo de espalhamento espectral, denominado aqui como CSTBC. No anseio de aumentar o *throughput* do sistema, é proposta uma nova estrutura de recepção de MIMO-JEC, baseada no algoritmo semicego de módulo constante com identificação de canal (SBCMACI) [4]. A estrutura resultante, denominada CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC, requer uma quantidade de símbolos de treinamento muito menor do que a estrutura baseada nos métodos clássicos de LS, possibilitando um aumento do *throughput* e uma melhora significativa do desempenho quando há um número limitado de símbolos de treinamento.

O artigo é organizado como se mostra a seguir: na seção II, é introduzido o modelo do sistema; na seção III, é apresentado o método de CSTBC-MIMO-JEC; na seção IV, é apresentado o algoritmo SBCMACI; na seção V, são apresentados os resultados de simulação e na seção VI, são apresentadas as conclusões finais.

II. MODELO PARA A CODIFICAÇÃO ESPAÇO-TEMPORAL EM BLOCO PARA SISTEMAS WCDMA EM CANAIS COM DESVANECIMENTO SELETIVO EM FREQUÊNCIA

Considera-se o *Downlink* de um sistema WCDMA empregando múltiplas antenas de transmissão e recepção, composto por N_w canais físicos dedicados (DPCH), relativos a M usuários distintos modulados em QPSK. A estação rádio-base (ERB) emprega duas antenas de transmissão ($A_t = 2$) e as estações móveis (EM) empregam duas antenas de recepção ($A_r = 2$). As antenas de transmissão, bem como as de recepção, são suficientemente afastadas para assumir que os sinais transmitidos sofrem desvanecimentos independentes.

Na CSTBC, o processo de codificação espaço-temporal é aplicado após o espalhamento espectral, como proposto em [5]. Entretanto, para aplicações em canais com desvanecimento seletivo em frequência, o processo de codificação espaço-temporal dos chips de cada *substream* de informação pode ser obtido através da técnica TR-STBC. No processo de

transmissão, o *stream* de símbolos de informação é dividido em dois *substreams* $\mathbf{b}_{1,w}$ e $\mathbf{b}_{2,w}$, que são submetidos ao processo de espalhamento espectral. O processo de espalhamento espectral é realizado em duas etapas. Na primeira, são utilizados códigos de canalização curtos ortogonais (códigos de Walsh), enquanto na segunda são empregados códigos de embaralhamento curtos (códigos de Gold). Após o processo de espalhamento espectral, os *substreams* de todos os DPCH são somados adequadamente, resultando nos *substreams* \mathbf{d}_1 e \mathbf{d}_2 . Em seguida, \mathbf{d}_1 e \mathbf{d}_2 são aplicados ao processo de CSTBC, modulados, filtrados e transmitidos pelas antenas 1 e 2.

Os *substreams* $\mathbf{d}_i = [d_i(1), \dots, d_i(N_{cb})]^T$ ($i = 1, 2$) podem ser representados por:

$$d_i(n) = \sum_{w=0}^{N_w-1} \sum_{k=0}^{N_{sb}-1} b_{i,w}(k) \sum_{g=0}^{G-1} W_w(g) c(g) \delta(n-g-kG) \quad (1)$$

Onde,

G é o ganho de processamento

$W_w(g)$ é o g -ésimo chip da seqüência de espalhamento ortogonal de canalização do w -ésimo canal de transmissão

$c(g)$ é o g -ésimo chip da seqüência de espalhamento complexa de embaralhamento

N_w é o número de canais ortogonais de transmissão

N_{sb} é o número de símbolos transmitidos por bloco que compõem um *substream*

N_{cb} é o número de chips por bloco

$b_{i,w}(k)$ é o k -ésimo símbolo proveniente do i -ésimo *substream* do w -ésimo canal ortogonal de transmissão

$\delta(n)$ é a função delta de Kronecker

Como mencionado, pode-se obter um processo de STBC robusto aos efeitos de desvanecimento seletivo em frequência, realizado no nível de chip (CSTBC), através da aplicação direta do método de TR-STBC aos *substreams* \mathbf{d}_1 e \mathbf{d}_2 . Deste modo, cada quadro transmitido é dividido em dois blocos de chips. Durante o primeiro bloco, \mathbf{d}_1 é transmitido pela antena 1 e \mathbf{d}_2 é transmitido pela antena 2. No segundo bloco, \mathbf{d}_2 sofre uma reversão temporal e uma conjugação complexa antes de ser transmitido pela antena 1 e \mathbf{d}_1 sofre uma reversão temporal, uma conjugação complexa e uma inversão de sinal antes de ser transmitido pela antena 2.

Assumindo a hipótese quase estática, onde os coeficientes dos canais de propagação, a partir das antenas de transmissão 1 e 2, são fixos durante a transmissão de um quadro e considerando que o receptor está em perfeito sincronismo com o primeiro componente de multipercurso de cada canal, pode-se representar o canal de propagação definido entre a i -ésima antena de transmissão e a j -ésima antena de recepção por:

$$\mathbf{p}_{i,j} = [p_{i,j}(0), \dots, p_{i,j}(L_c - 1)]^T \quad (2)$$

Onde,

L_c é a dimensão do canal em chips, sendo $L_c \leq (L - 1)G$

L é um número inteiro

Para o caso de duas antenas de transmissão e duas antenas de recepção ($A_t = 2$ e $A_r = 2$), os sinais recebidos durante os intervalos de bloco 1 e 2 podem ser representados por [3]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^1 \\ \mathbf{r}_1^2 \\ \mathbf{r}_2^1 \\ \mathbf{r}_2^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1 & \mathbf{d}_2 & \mathbf{0} \\ -\Gamma_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_2^* & \Gamma_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_1^* & \\ \mathbf{0} & -\Gamma_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_2^* & \Gamma_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_1^* \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{1,1} \\ \mathbf{p}_{2,1} \\ \mathbf{p}_{1,2} \\ \mathbf{p}_{2,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1^1 \\ \mathbf{v}_1^2 \\ \mathbf{v}_2^1 \\ \mathbf{v}_2^2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Onde,

$\mathbf{r}_j^\beta = [r_j^\beta(1), \dots, r_j^\beta(N_{cb} + L_c - 1)]^T$ é o sinal recebido na j -ésima antena de recepção no intervalo de bloco β

\mathbf{v}_j^β é o sinal de ruído na j -ésima antena de recepção durante o intervalo de bloco β

$\Gamma_{N_{cb}}$ é a matriz antidiagonal, com dimensão $N_{cb} \times N_{cb}$

$*$ representa a operação de convolução

$(\cdot)^*$ representa a operação de conjugado complexo

Sejam $\tilde{\mathbf{r}}_1^1 \triangleq \mathbf{r}_1^1$ e $\tilde{\mathbf{r}}_1^2 \triangleq \Gamma_{N_{cb}+L_c-1} \cdot \mathbf{r}_1^{2*}$. Pode-se obter as versões desacopladas \mathbf{y}_1 e \mathbf{y}_2 dos *substreams* \mathbf{d}_1 e \mathbf{d}_2 , respectivamente, através da combinação linear de $\tilde{\mathbf{r}}_1^1$ e $\tilde{\mathbf{r}}_1^2$ e da estimativa dos canais como mostrado em [3]. Assim, para obter o *substream* \mathbf{y}_1 , pode-se combinar $\tilde{\mathbf{r}}_1^1$ e $\tilde{\mathbf{r}}_1^2$ recebidos nos blocos 1 e 2, respectivamente, como se mostra a seguir:

$$\mathbf{y}_1 = \Gamma_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{1,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 + \hat{\mathbf{p}}_{2,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 + \Gamma_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{1,2}^* * \tilde{\mathbf{r}}_2^1 + \hat{\mathbf{p}}_{2,2} * \tilde{\mathbf{r}}_2^2 \quad (4)$$

e o *substream* \mathbf{y}_2 pode ser obtido por:

$$\mathbf{y}_2 = \Gamma_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{2,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 - \hat{\mathbf{p}}_{1,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 + \Gamma_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{2,2}^* * \tilde{\mathbf{r}}_2^1 - \hat{\mathbf{p}}_{1,2} * \tilde{\mathbf{r}}_2^2 \quad (5)$$

Onde,

$\hat{\mathbf{p}}_{i,j}$ é a estimativa do canal a partir da i -ésima antena de transmissão para a j -ésima antena de recepção

$\tilde{\mathbf{r}}_2^1 \triangleq \mathbf{r}_2^1$

$\tilde{\mathbf{r}}_2^2 \triangleq \Gamma_{N_{cb}+L_c-1} \cdot \mathbf{r}_2^{2*}$

Devido aos efeitos de seletividade em frequência do canal de propagação, ainda é necessário eliminar a ISI dos *substreams* \mathbf{y}_1 e \mathbf{y}_2 para a perfeita recuperação de \mathbf{d}_1 e \mathbf{d}_2 . Os *substreams* $\hat{\mathbf{d}}_1$ e $\hat{\mathbf{d}}_2$ são então submetidos ao processo de desespalhamento espectral para a determinação dos símbolos transmitidos $\hat{b}_{1,w}(k)$ and $\hat{b}_{2,w}(k)$ que compõem os *substreams* $\hat{\mathbf{b}}_{1,w}$ e $\hat{\mathbf{b}}_{2,w}$, respectivamente.

Para sistemas W-CDMA empregando códigos de canalização e embaralhamento curtos, pode-se aplicar o processo de equalização no nível de símbolo (SimbEq), ou seja, processar os elementos de \mathbf{y}_1 e \mathbf{y}_2 , símbolo a símbolo, ao invés de chip a chip, permitindo a unificação dos processos de equalização e desespalhamento espectral.

III. MIMO FRAMEWORK

Nesta seção, é apresentada uma estrutura de recepção, baseada no método apresentado em [6], que não requer a estimativa direta do canal de propagação. O método modificado é denominado neste trabalho como equalização e combinação conjunta de MIMO para a CSTBC (CSTBC-MIMO-JEC) e realiza adicionalmente o processo de desespalhamento espectral.

De acordo com a metodologia apresentada em [6], os *substreams* y_1 e y_2 podem também ser analisados num *framework* de MIMO. Deste modo, é possível aplicar os processos de decodificação espaço-temporal, equalização e desespalhamento espectral conjuntamente para recuperar os *substreams* de símbolos transmitidos. Para o caso de duas antenas de transmissão e de recepção ($A_t = 2$ e $A_r = 2$), pode-se estender os resultados apresentados em [6] para obter as estimativas $\hat{\mathbf{b}}_{i,w}$ ($i = 1, 2$) através de:

$$\hat{\mathbf{b}}_{i,w} = \mathbf{f}_{i,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 + \mathbf{f}_{i,2}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 + \mathbf{f}_{i,3}^* * \tilde{\mathbf{r}}_2^1 + \mathbf{f}_{i,4}^* * \tilde{\mathbf{r}}_2^2 \quad (6)$$

Na Fig.1 é apresentada a representação do método de CSTBC-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão e de recepção, onde $\tilde{\mathbf{r}}_1^1$ e $\tilde{\mathbf{r}}_1^2$ são os vetores de entrada correspondentes à antena de recepção 1, $\tilde{\mathbf{r}}_2^1$ e $\tilde{\mathbf{r}}_2^2$ são os vetores de entrada correspondentes à antena de recepção 2 e $\hat{\mathbf{b}}_{1,w}$ e $\hat{\mathbf{b}}_{2,w}$ são os vetores de saída.

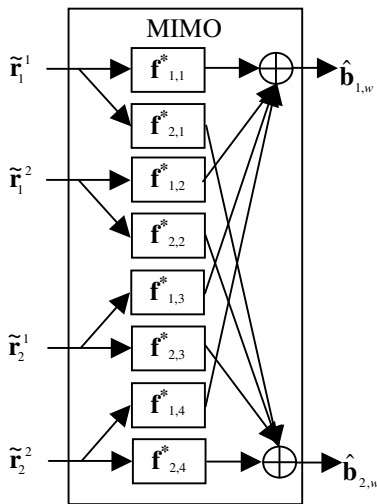


Fig. 1. CSTBC-MIMO-JEC para duas antenas de transmissão e duas antenas de recepção ($A_t = 2$ e $A_r = 2$)

Os coeficientes dos subfiltros $\mathbf{f}_{i,f}^*$ do receptor de CSTBC-MIMO-JEC podem ser obtidos pelo método SBCMCI apresentado em [4] e [7], resultando no método CSTBC-SBCMCI-MIMO-JEC.

IV. SBCMCI

O SBCMCI, originalmente proposto em [4], é um algoritmo semicego para processamento espaço-temporal que requer uma quantidade muito menor de símbolos de treinamento

que os métodos de LS convencionais através da utilização das propriedades de módulo constante do sinal transmitido, da informação do código de espalhamento do sinal desejado e da identificação do canal.

Seja o vetor espaço-temporal ótimo $\mathbf{f}_{i,w}^{ls}$, no sentido LS, correspondente ao w -ésimo canal do j -ésimo *substream* [8]:

$$\mathbf{f}_{i,w}^{ls} = \underbrace{\left[\frac{1}{N_{sb}} \sum_{k=0}^{N_{sb}-1} \mathbf{z}_\mu(k) \mathbf{z}_\mu^H(k) \right]^{-1}}_{\hat{\mathbf{R}}_{N_{sb}}} \cdot \underbrace{\left[\frac{1}{N_{sb}} \sum_{k=0}^{N_{sb}-1} \mathbf{b}_{i,w}^*(k) \mathbf{z}_\mu(k) \right]}_{\hat{\mathbf{p}}_{N_{sb}}^{i,w}} \quad (7)$$

Onde,

$$\mathbf{z}_\mu(k) = [\mathbf{z}_s(k)^T, \dots, \mathbf{z}(k + \mu - 1)^T]^T$$

$$\mathbf{z}_s(k) = [\mathbf{z}(kG)^T, \dots, \mathbf{z}((k+1)G - 1)^T]^T$$

$$\mathbf{z}(k) = [\tilde{r}_1^1(k), \tilde{r}_1^2(k), \tilde{r}_2^1(k), \tilde{r}_2^2(k)]^T$$

$\mathbf{f}_{i,w}^{ls}$ é composto pelos filtros $\mathbf{f}_{i,f}$, ($f = 1, \dots, A_t \cdot A_r$)

μ é o fator de suavização [7]

O vetor de correlação cruzada $\hat{\mathbf{p}}_{N_{sb}}^{i,w}$ também pode ser obtido através da identificação do canal. Como mostrado em [9], é possível fazer a identificação do canal através da decomposição em valores singulares da matriz de correlação $\hat{\mathbf{R}}_{N_{sb}}$ estimada, como se mostra a seguir:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_{N_{sb}} &= \frac{1}{N_{sb}} \sum_{k=0}^{N_{sb}-1} \mathbf{z}_\mu(k) \mathbf{z}_\mu^H(k) \\ &= [\hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{U}}_n] \cdot \begin{bmatrix} \hat{\Lambda}_s \\ \hat{\Lambda}_n \end{bmatrix} \cdot [\hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{U}}_n]^H \end{aligned} \quad (8)$$

Onde,

$\hat{\mathbf{U}}_s = [\hat{\mathbf{u}}_1, \dots, \hat{\mathbf{u}}_\xi]$ é o conjunto de auto-vetores do subespaço de sinal

$\hat{\mathbf{U}}_n = [\hat{\mathbf{u}}_{\xi+1}, \dots, \hat{\mathbf{u}}_{A_t \cdot A_r \cdot G \cdot \mu}]$ é o conjunto de auto-vetores do subespaço de ruído

$\hat{\Lambda}_s$ é o conjunto de autovalores do subespaço de sinal

$\hat{\Lambda}_n$ é o conjunto de autovalores do subespaço de ruído

ξ é a dimensionalidade do subespaço de sinal que pode ser estimada usando o método MDL (minimum description length) [10]

A ortogonalidade entre os subespaços de sinal e de ruído pode ser explorada para estimar o canal de propagação. Nos sistemas CDMA, a assinatura (código de espalhamento) de um dado usuário, considerada conhecida e univocamente associada ao usuário, pode ser empregada para fazer a classificação do canal de propagação [11], [4]. Particionando o subespaço de ruído, como se mostra a seguir:

$$\hat{\mathbf{U}}_n^H = [\hat{\mathbf{\Xi}}_1, \dots, \hat{\mathbf{\Xi}}_\mu]_{(A_t \cdot A_r \cdot G \cdot \mu - \xi) \times A_t \cdot A_r \cdot G}^T \quad (9)$$

Onde, $\hat{\mathbf{\Xi}}_i$ é uma partição do subespaço de ruído com dimensão $(A_t \cdot A_r \cdot G \cdot \mu - \xi) \times A_t \cdot A_r \cdot G$

Pode-se definir $\tilde{\Xi}$ como:

$$\tilde{\Xi} = \begin{bmatrix} \hat{\Xi}_\mu & & & \\ \vdots & \ddots & & \\ \hat{\Xi}_1 & & & \\ & & \ddots & \\ & & & \hat{\Xi}_1 \end{bmatrix}_{(A_t \cdot A_r \cdot G \cdot \mu - \xi) \cdot (\mu + L - 1) \times A_t \cdot A_r \cdot G \cdot L} \quad (10)$$

Devido a ortogonalidade entre os subespaços, tem-se que [11], [4]:

$$\tilde{\Xi} \cdot \mathbf{C}_w \cdot \tilde{\mathbf{p}}^i = 0 \quad (11)$$

Onde,

$$\tilde{\mathbf{p}}^i = [\tilde{p}_1^i(0), \dots, \tilde{p}_{A_t \cdot A_r}^i(0), \dots, \tilde{p}_1^i(L_c - 1), \dots, \tilde{p}_{A_t \cdot A_r}^i(L_c - 1)]^T$$

$$\mathbf{C}_w = [\tilde{\mathbf{C}}_w \otimes \mathbf{I}_{A_t \cdot A_r}]_{A_t \cdot A_r \cdot L \cdot G \times A_t \cdot A_r \cdot L_c}$$

$$\tilde{\mathbf{C}}_w = \begin{bmatrix} c_w(0) & & & \mathbf{0} \\ \vdots & c_w(0) & & \\ c_w(G-1) & \vdots & \ddots & c_w(0) \\ & c_w(G-1) & \vdots & \\ & & \ddots & c_w(G-1) \\ \mathbf{0} & \dots & \dots & \mathbf{0} \end{bmatrix}_{L \cdot G \times L_c}$$

$c_w(g)$ é o g -ésimo chip obtido pela combinação do w -ésimo código de canalização com o código de embaralhamento \otimes é o produto de Kronecker

Note que a identificação do canal apresentada, baseada no método de subespaço, segue uma abordagem cega, ou seja, não requer o emprego de símbolos de treinamento (necessário apenas o código de espalhamento do usuário desejado). Uma vez obtido o vetor $\tilde{\mathbf{p}}^i$, é possível determinar o vetor de correlação cruzada apresentado em (7) através de:

$$\hat{\mathbf{p}}_{N_{sb}}^{i,w} = \mathbf{C}_w \cdot \tilde{\mathbf{p}}^i \quad (12)$$

Em [4], foi apresentado um método de identificação de canal semicego que permite eliminar a ambigüidade do método baseado em subespaço que resultou em (12). O método é baseado no seguinte critério de otimização de LS semicego regularizado [12], [9]:

$$\hat{\mathbf{p}}^i = \arg \min_{\mathbf{p}} \frac{1}{A_t A_r G N_t} \|\mathbf{z}_{N_t} - \mathbf{D}_{N_t}^i \mathbf{p}\|^2 + \tilde{\alpha} (\mathbf{p}^H \tilde{\Pi}_w \mathbf{p}) \quad (13)$$

Onde,

$\tilde{\alpha}$ é uma constante positiva

N_t é a quantidade de símbolos de treinamento transmitida

$$\mathbf{z}_{N_t} = [\mathbf{z}(0)^T, \dots, \mathbf{z}((N_t - 1) \cdot G)^T]^T$$

$$\mathbf{D}_{N_t}^i = [\tilde{\mathbf{D}}_{N_t}^i \otimes \mathbf{I}_{A_t \cdot A_r}]_{A_t \cdot A_r \cdot G \cdot N_t \times A_t \cdot A_r \cdot L_c}$$

$$\tilde{\Pi}_w = \mathbf{C}_w^H \cdot \tilde{\Xi}^H \cdot \tilde{\Xi} \cdot \mathbf{C}_w$$

$$\tilde{\mathbf{D}}_{N_t}^i = \begin{bmatrix} d_i(0) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & d_i(0) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_i((N_t - 1)G) & \vdots & \dots & d_i((N_t - 1)G - L_c + 1) \end{bmatrix}$$

A solução de (13) é dada por [9]:

$$\hat{\mathbf{p}}^i = \left(\frac{1}{A_t A_r G N_t} \mathbf{D}_{N_t}^{iH} \mathbf{D}_{N_t}^i + \tilde{\alpha} \tilde{\Pi}_w \right) \cdot \left(\frac{1}{A_t A_r G N_t} \mathbf{D}_{N_t}^{iH} \mathbf{z}_{N_t} \right) \quad (14)$$

Uma vez estimado $\tilde{\mathbf{p}}^i$, pode-se obter o vetor de coeficientes do filtro espaço-temporal $\mathbf{f}_{i,w}^{sub}$ para desempenhar a equalização espaço-temporal do sinal do usuário de interesse m , através do método de subespaço [13]:

$$\mathbf{f}_{i,w}^{sub} = \hat{\mathbf{U}}_s \cdot \hat{\Lambda}_s^{-1} \cdot \hat{\mathbf{U}}_s^H \cdot \mathbf{C}_w \cdot \hat{\mathbf{p}}^i = \Gamma \cdot \mathbf{C}_w \cdot \hat{\mathbf{p}}^i \quad (15)$$

O SBCMCI utiliza, então, $\mathbf{f}_{i,w}^{sub}$ como inicialização de um processo iterativo de LS regularizado semicego e emprega uma quantidade limitada de símbolos de treinamento e as propriedades de módulo constante (CM) do sinal transmitido através da função não linear de Godard $\frac{\mathbf{f}_{i,w}^{(\zeta)H} \cdot \mathbf{z}_\mu(N_t)}{|\mathbf{f}_{i,w}^{(\zeta)H} \cdot \mathbf{z}_\mu(N_t)|}$ para criar $N_{sb} - N_t$ pseudo-símbolos, aumentando o conjunto de símbolos de treinamento disponíveis. O algoritmo resultante pode ser descrito por:

- 1) Inicializar

$$\mathbf{f}_{i,w}^{(0)} = \mathbf{f}_{i,w}^{sub} \quad (16)$$

- 2) Gerar $\tilde{b}_f^{(\zeta)}$, uma seqüência composta por N_t símbolos de treinamento e $N_{sb} - N_t$ símbolos estimados:

$$\tilde{\mathbf{b}}_{i,w}^{(\zeta)} = \{b_{i,w}(0), \dots, b_{i,w}(N_t - 1), \frac{\mathbf{f}_{i,w}^{(\zeta)H} \cdot \mathbf{z}_\mu(N_t)}{|\mathbf{f}_{i,w}^{(\zeta)H} \cdot \mathbf{z}_\mu(N_t)|}, \dots, \frac{\mathbf{f}_{i,w}^{(\zeta)H} \cdot \mathbf{z}_\mu(N_{sb} - 1)}{|\mathbf{f}_{i,w}^{(\zeta)H} \cdot \mathbf{z}_\mu(N_{sb} - 1)|}\} \quad (17)$$

- 3) Calcular

$$\mathbf{f}_{i,w}^{(\zeta+1)} = \Gamma \left[\frac{1}{N_{sb}} \sum_{k=0}^{N_{sb}-1} \tilde{\mathbf{b}}_{i,w}^{(\zeta)*}(k) \mathbf{z}_\mu(k) \right] = \Gamma \hat{\mathbf{p}}_{N_{sb}}^{i,w^{(\zeta)}} \quad (18)$$

- 4) Determinar

$$\varepsilon(\zeta) = \frac{\|\mathbf{f}_{i,w}^{(\zeta+1)} - \mathbf{f}_{i,w}^{(\zeta)}\|^2}{\|\mathbf{f}_{i,w}^{(\zeta)}\|^2} \quad (19)$$

- 5) Repetir (17) a (19) até $\varepsilon(\zeta) < \varepsilon_w$

Onde, ε_w é o erro desejado para interromper o processo iterativo

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, são apresentados os resultados de simulação para o *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono empregando o método de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC para canais com desvanecimento seletivo em frequência. O método CSTBC-RLS-MIMO-JEC, que emprega o método RLS (Recursive Least Squares) no processo adaptativo de obtenção dos coeficientes do filtro espaço-temporal de recepção é utilizado como referência de desempenho.

Considera-se que o sistema analisado é composto por 4 DPCH ($N_w = 4$), cada um associado a um usuário específico. Os *streams* de dados transmitidos em cada DPCH são compostos por 500 símbolos ($N_s = 500$), divididos em dois *substreams* de 250 símbolos ($N_{sb} = 250$). Os resultados apresentados são obtidos avaliando 2500 quadros ($N_{fr} = 2500$). Os símbolos de treinamento estão presentes nos dois blocos que compõem o *stream* de dados.

O processo de espalhamento espectral ortogonal para a canalização é feito através da utilização de códigos de Walsh ($G = 8$) e o processo de embaralhamento é obtido através do uso de códigos curtos de Gold ($G=7$). Um chip é adicionado ao final do código de embaralhamento para permitir um ajuste perfeito entre a duração dos códigos de canalização e de embaralhamento ($G = 8$).

O processo de equalização e decodificação espaço-temporal utiliza o método SBCMACI implementado a nível de símbolo (SimbEq). Os parâmetros utilizados pelo método são $\mu = 1$, $L = 2$, $\hat{\alpha} = 0.04$ e $\varepsilon_w = 10^{-5}$ e os subfiltros empregados têm dimensões igual a G .

Assume-se durante as simulações, que o canal de propagação é fixo durante um quadro e pode ser representado por um filtro de FIR de dimensão 7 ($L_c = 7$). A cada quadro transmitido, é gerado um novo canal de propagação, composto por 3 componentes de multipercurso independentes, cujas envoltórias e fases apresentam distribuições de Rayleigh e uniforme, respectivamente. Cada componente de multipercurso é alocado aleatoriamente num dos coeficientes do filtro de FIR que representa o canal.

Nas Fig.2 e Fig.3 são apresentadas comparações de desempenho entre os métodos de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ($A_t = 2$) e duas antenas de recepção ($A_r = 2$) variando a quantidade de símbolos de treinamento por antena de transmissão para uma SNR de 10 dB e de 15 dB, respectivamente. Analisando os resultados obtidos, verifica-se que o método de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC apresenta um ganho significativo de desempenho em relação ao método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC para toda a faixa de símbolos de treinamento analisada.

Nas Fig.4 e Fig.5 são apresentadas comparações de desempenho entre os métodos de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ($A_t = 2$) e duas antenas de recepção ($A_r = 2$) em função da SNR para 10 e 50 símbolos de treinamento por antena de transmissão, respectivamente. Verifica-se que o método de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC apresenta um ganho expressivo de desempenho em relação ao método

de CSTBC-RLS-MIMO-JEC para quantidades reduzidas de símbolos de treinamento.

VI. CONCLUSÕES

Neste artigo, foi apresentada uma nova estrutura de recepção semicega, denominada CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC, para sistemas WCDMA empregando CSTBC sujeitos a canais com desvanecimento seletivo em frequência. O método CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC desempenha conjuntamente os processos de decodificação espaço-temporal, equalização e desespalhamento espectral. Os resultados de simulação mostraram que a estrutura proposta requer uma quantidade significativamente menor de símbolos de treinamento em relação a estrutura de recepção CSTBC-RLS-MIMO-JEC, baseada em treinamento, oferecendo um ganho expressivo de desempenho a sistemas que tenham um número reduzido de símbolos de treinamento.

REFERÊNCIAS

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, October 1998.
- [2] E. Lindskog and A. Paulraj, "A transmit diversity scheme for channels with intersymbol interference," *IEEE International Conference on Communications*, pp. 307–311, 2000.
- [3] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky, "Equalization pos-combining with channel estimation and mimo joint equalization combining receivers for space-time block coding in frequency selective channels," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, pp. 1317–1321, 2003.
- [4] R. A. Pacheco and D. Hatzinakos, "Semi-blind spatial temporal equalization and multi-user detection for ds-cdma systems," *IEEE Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp. 126–129, 2001.
- [5] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky, "Evaluation of chip space-time block coding for ds-wcdma in time-varying channels," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, pp. 1588–1592, 2003.
- [6] F. Meshkati and E. S. Sousa, "Combined chip equalization and transmit diversity for the downlink of ss/tm systems," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, pp. 16–20, 2001.
- [7] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky, "Semi-blind beamspace-time interference cancellation using subspace channel identification for ds-wcdma systems," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, pp. 1972–1976, 2002.
- [8] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed. Prentice-Hall, 1996.
- [9] E. Moulines, P. Duhamel, J. Cardoso, and S. Mayargue, "Subspace methods for the blind identification of multichannel fir filters," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 43, no. 2, pp. 516–525, February 1995.
- [10] M. Wax and I. Ziskind, "Detection of the number of coherent signals by the mdl principle," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 37, no. 8, pp. 1190–1196, August 1989.
- [11] X. Wang and H. V. Poor, "Blind equalization and multi-user detection in dispersive cdma channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 1, pp. 91–103, January 1998.
- [12] A. M. Kuzminskiy, L. Féty, P. Forster, and S. Mayrargue, "Regularized semi-blind estimation of spatial-temporal filter coefficients for mobile radio communications," *GRETSI Symposium on Signal and Image Processing*, pp. 127–130, 1997.
- [13] A. van der Veen, S. Talwar, and A. J. Paulraj, "A subspace approach to blind space-time signal processing for wireless communications systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 1, pp. 173–190, January 1997.

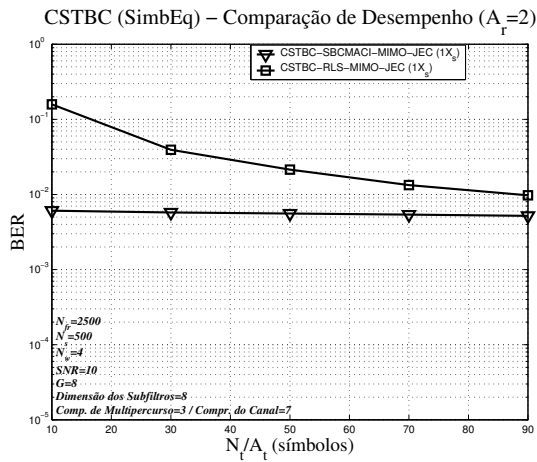


Fig. 2. BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do número de símbolos de treinamento (N_t) para um canal com 3 multipercursos ($A_t = 2$, $A_r = 2$, $G = 8$, $N_w = 4$, $SNR = 10$ e $L_c = 7$)

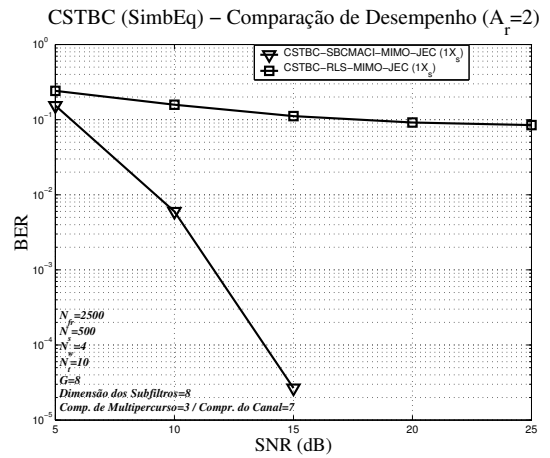


Fig. 4. BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função da SNR para um canal com 3 multipercursos ($A_t = 2$, $A_r = 2$, $G = 8$, $N_w = 4$, $N_t = 10$ e $L_c = 7$)

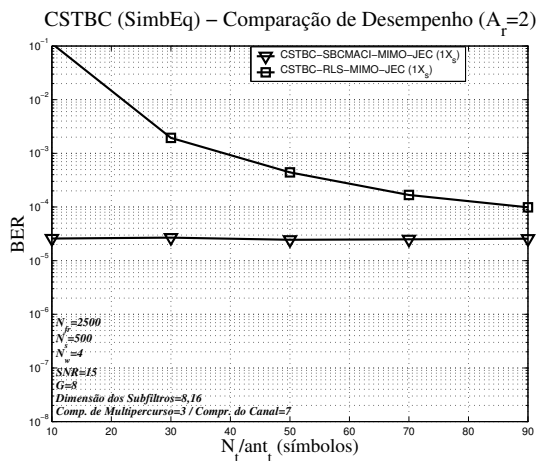


Fig. 3. BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do número de símbolos de treinamento (N_t) para um canal com 3 multipercursos ($A_t = 2$, $A_r = 2$, $G = 8$, $N_w = 4$, $SNR = 15$ e $L_c = 7$)

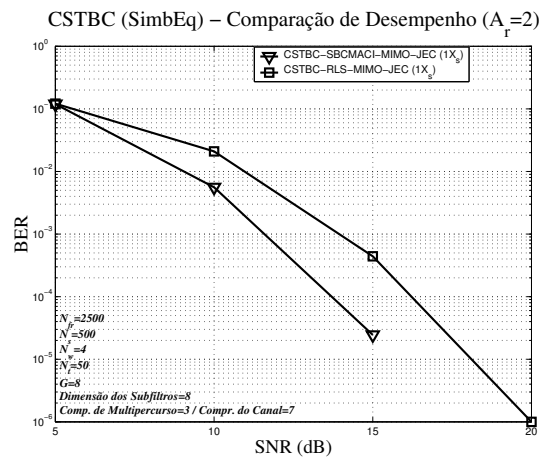


Fig. 5. BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função da SNR para um canal com 3 multipercursos ($A_t = 2$, $A_r = 2$, $G = 8$, $N_w = 4$, $N_t = 50$ e $L_c = 7$)