

Método Iterativo de Equalização, Desespalhamento e Decodificação Conjunta para Codificação Espaço-Temporal em Bloco no Nível de Chip em Canais Seletivos em Frequência

I. R. S. Casella e P. J. E. Jeszensky

Resumo—Neste artigo, é apresentada uma nova estrutura espaço-temporal iterativa de recepção 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. A estrutura proposta desempenha conjuntamente os processos de equalização, desespalhamento espectral e decodificação espaço-temporal em bloco. Os resultados de simulação mostram que a estrutura iterativa proposta oferece um ganho significativo de desempenho após poucas iterações.

Palavras-Chave—Receptores iterativos, STBC, WCDMA.

Abstract—In this paper, we present a new iterative spatial-temporal receive structure for WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*) systems employing chip-level space-time block coding (CSTBC) for frequency selective fading channels. The proposed structure performs jointly equalization, spectral despreading and space-time block decoding. Simulation results show that the proposed iterative structure offers significant improvement after few iterations.

Keywords—Iterative receivers, STBC, WCDMA.

I. INTRODUÇÃO

Os novos sistemas de comunicação sem fio oferecem diferentes serviços de alta taxa para atender a crescente demanda por aplicações multimídia. Em função das características assimétricas dos novos serviços, 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].

Na busca por sistemas de comunicação sem fio mais robustos às variações do canal de propagação e que disponibilizem acessos sem fio mais velozes, justifica-se combinar as técnicas de STBC aos sistemas WCDMA. Entretanto, a aplicação da STBC em sistemas WCDMA de alta taxa em ambientes de propagação com desvanecimento seletivo em frequência, é bastante desafiadora devido à presença da interferência de múltiplo acesso (MAI), da interferência inter-antena (IAI), além da interferência intersimbólica (ISI).

Neste artigo, com o intuito de aumentar a robustez do sistema às variações e aos efeitos de seletividade do canal de propagação, a codificação espaço-temporal é realizada pela técnica apresentada em [2] aplicada, entretanto, após o

processo de espalhamento espectral, no nível de chip (CSTBC) [3]. A aplicação da CSTBC para canais com desvanecimento seletivo em frequência normalmente requer a utilização de alguma forma de equalização no receptor para suprimir os vários tipos de interferência (ISI, IAI e MAI) que reduzem o desempenho do sistema. Deste modo, é proposta uma nova estrutura espaço-temporal iterativa de recepção para sistemas WCDMA, empregando métodos de correção de erros direta (FEC) e de CSTBC.

A nova estrutura, denominada de estrutura iterativa de equalização por decisão realimentada e decodificação de FEC conjunta para a CSTBC (CSTBC-IJDFEC), é baseada no método de equalização após combinação com estimativa de canal (EPCCE) proposto em [4], sendo assim, denominada aqui de CSTBC-IJDFEC-EPCCE. A estrutura CSTBC-IJDFEC-EPCCE permite realizar conjuntamente os processos de equalização e decodificação de canal e melhorar significativamente o desempenho do sistema quando associada à CSTBC e apresenta uma baixa complexidade computacional, quando comparada às estruturas espaço-temporais de recepção baseadas no princípio turbo [5].

Nas aplicações em sistemas WCDMA com códigos de canalização e embaralhamento curtos, a estrutura de recepção proposta pode realizar adicionalmente os processos de equalização e desespalhamento espectral conjuntamente, ou seja, realizar o processo de equalização no nível de símbolo (SimbEq), como mostra a figura 1.

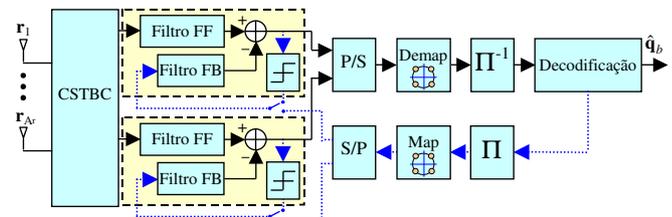


Fig. 1. CSTBC-IJDFEC (SimbEq)

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

II. MODELO DE SISTEMA

Considera-se o *Downlink* de um sistema WCDMA de múltiplas antenas, composto por N_w canais físicos dedicados (DPCH), cada um codificado pelos métodos convencionais de FEC (codificação de bloco ou convolucional). Os DPCH são associados a M usuários distintos, cada um empregando modulação QPSK. O processo de espalhamento espectral é composto por duas etapas, a primeira utiliza códigos de canalização curtos ortogonais e a segunda emprega códigos de embaralhamento curtos ou longos.

Assume-se, sem perda de generalidade, que a estação rádio-base (ERB) emprega duas antenas de transmissão ($A_t = 2$) e que cada estação móvel (EM) usa uma ou duas antenas de recepção ($A_r = 1$ ou 2), ambas utilizando antenas suficientemente afastadas para garantir que os sinais transmitidos sofrem desvanecimentos independentes.

No processo de transmissão, o *stream* de bits de informação de cada DPCH a ser transmitido $\mathbf{q}_{b,w} = [q_{b,w}(1), \dots, q_{b,w}(N_b)]^T$, onde N_b é a quantidade total de bits de informação transmitida, é primeiramente codificado por um método convencional de FEC, resultando num *stream* de bits codificados $\mathbf{q}_{c,w} = [q_{c,w}(1), \dots, q_{c,w}(N_c)]^T$, onde N_c é a quantidade de bits codificados. Em seguida, o *stream* codificado é aplicado a um entrelaçador em bloco [6] de dimensão $\pi_l \times \pi_c$, resultando no *stream* $\mathbf{q}_{e,w} = \Pi(\mathbf{q}_{c,w})$, onde Π representa a operação de entrelaçamento em bloco. Após o entrelaçamento, os bits codificados e entrelaçados são mapeados em QPSK, resultando no *stream* $\mathbf{b}_w = [b_w(1), \dots, b_w(N_s)]^T$, onde N_s é a quantidade de símbolos de informação codificada transmitida. Após o mapeamento, os símbolos são divididos em dois *substreams* $\mathbf{b}_{1,w}$ e $\mathbf{b}_{2,w}$ e cada *substream* é espalhado espectralmente, resultando nos *substreams* \mathbf{d}_1 e \mathbf{d}_2 . Os *substreams* \mathbf{d}_1 e \mathbf{d}_2 são, então, submetidos ao processo de CSTBC, modulados, filtrados e transmitidos pelas antenas de transmissão 1 e 2, respectivamente.

Os elementos que compõem o *substream* $\mathbf{d}_i = [d_i(1), \dots, d_i(N_{cb})]^T$ ($i = 1, 2$), 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

Aplicando o método proposto em [2] para canais com desvanecimento seletivo em freqüência, após o processo de espalhamento espectral, é possível obter uma representação em tempo-discreto dos sinais em banda-base recebidos nos intervalos de bloco 1 e 2, para o caso de um receptor empregando uma antena de recepção ($A_r = 1$), através da seguinte notação vetorial:

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

Onde,

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

$\mathbf{p}_{i,j} = [p_{i,j}(0), \dots, p_{i,j}(L_c - 1)]^T$ representa o vetor de canal, incluindo os efeitos da filtragem de transmissão e de recepção, correspondente a i -ésima antena de transmissão e a j -ésima antena de recepção

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

L_c é a dimensão em chips do vetor de canal de propagação

$\Gamma_{N_{cb}}$ é a matriz de permutação antidiagonal ($N_{cb} \times N_{cb}$)

$*$ representa a operação de convolução

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

Enquanto que, para um receptor empregando duas antenas de recepção ($A_r = 2$), os sinais recebidos nos intervalos de bloco 1 e 2 podem ser representados por:

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

Sejam $\tilde{\mathbf{r}}_1^1 \triangleq \mathbf{r}_1^1$ e $\tilde{\mathbf{r}}_1^2 \triangleq \Gamma_{N_{cb}+L_c-1} \cdot \mathbf{r}_1^{2*}$. O método CSTBC-IJDFEC-EPCCE consiste em, primeiramente, combinar $\tilde{\mathbf{r}}_1^1$ e $\tilde{\mathbf{r}}_1^2$ através da estimativa dos canais de desvanecimento para obter as versões desacopladas \mathbf{y}_1 e \mathbf{y}_2 dos *substreams* \mathbf{d}_1 e \mathbf{d}_2 . Assim, pode-se obter o *substream* \mathbf{y}_1 , através da combinação dos *substreams* modificados $\tilde{\mathbf{r}}_1^1$ e $\tilde{\mathbf{r}}_1^2$ recebidos nos blocos 1 e 2, respectivamente, como apresentado a seguir:

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

De maneira similar, pode-se obter o *substream* \mathbf{y}_2 por:

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

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

Para um receptor empregando duas antenas de recepção, pode-se obter o *substream* y_1 por:

$$y_1 = \Gamma_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{1,1}^* \cdot \tilde{\mathbf{r}}_1^1 + \hat{\mathbf{p}}_{2,1} \cdot \tilde{\mathbf{r}}_1^2 + \Gamma_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{1,2}^* \cdot \tilde{\mathbf{r}}_2^1 + \hat{\mathbf{p}}_{2,2} \cdot \tilde{\mathbf{r}}_2^2 \quad (6)$$

e pode-se obter o *substream* y_2 por:

$$y_2 = \Gamma_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{2,1}^* \cdot \tilde{\mathbf{r}}_1^1 - \hat{\mathbf{p}}_{1,1} \cdot \tilde{\mathbf{r}}_1^2 + \Gamma_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{2,2}^* \cdot \tilde{\mathbf{r}}_2^1 - \hat{\mathbf{p}}_{1,2} \cdot \tilde{\mathbf{r}}_2^2 \quad (7)$$

Onde,

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

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

Após a determinação dos *substreams* y_1 e y_2 , o método CSTBC-IJDFEC-EPCCE inicia um processo iterativo de equalização e decodificação conjunta, associado ao desespalhamento espectral. Para sistemas WCDMA empregando códigos de canalização e embaralhamento curtos, pode-se aplicar um processo de equalização por decisão realimentada (DFE) [7] no nível de símbolo (SimbEq), ou seja, processar y_1 e y_2 símbolo a símbolo, permitindo a unificação dos processos de equalização e desespalhamento espectral. Deste modo, representando o vetor de entrada do processo de DFE do *substream* y_i como:

$$\tilde{\mathbf{y}}_i(k) = [\tilde{\mathbf{y}}_{ff,i}^T(k) \mid \tilde{\mathbf{y}}_{fb,i}^T(k)]^T, \quad i = 1, 2 \quad (8)$$

Onde,

$\tilde{\mathbf{y}}_{ff,i}^T(k) = [y_i(kG), \dots, y_i(kG - N_{ff} + 1)]^T$ é o vetor de entrada do subfiltro de alimentação direta ($N_{ff} \times 1$)

$\tilde{\mathbf{y}}_{fb,i}^T(k) = [\hat{b}_{i,w}(k - \Delta - 1), \dots, \hat{b}_{i,w}(k - \Delta - N_{fb})]^T$ é o vetor de entrada do subfiltro de realimentação ($N_{fb} \times 1$)

$N_{ff,i}$ é a dimensão do subfiltro de alimentação direta

$N_{fb,i}$ é a dimensão do subfiltro de realimentação

$\hat{b}_{i,w}(k)$ é a estimativa do k -ésimo símbolo transmitido pelo w -ésimo canal do i -ésimo *substream*

Δ é o atraso aplicado ao sinal realimentado

Dado o vetor de coeficientes do filtro de equalização, otimizado para o w -ésimo canal do i -ésimo *substream*:

$$\mathbf{z}_{i,w} = [\mathbf{z}_{i,w}^{ffT} \mid \mathbf{z}_{i,w}^{fbT}]^T \quad (9)$$

Onde,

$\mathbf{z}_{i,w}^{ff} = [z_{i,w}^{ff,1}, \dots, z_{i,w}^{ff,N_{ff}}]^T$ é o subfiltro de alimentação direta ($N_{ff} \times 1$)

$\mathbf{z}_{i,w}^{fb} = [z_{i,w}^{fb,1}, \dots, z_{i,w}^{fb,N_{fb}}]^T$ é o subfiltro de realimentação ($N_{fb} \times 1$)

Pode-se obter uma estimativa de $\hat{\mathbf{b}}_{1,w}$ e $\hat{\mathbf{b}}_{2,w}$ através de:

$$\hat{b}_{i,w}(k) = \mathbf{z}_{i,w}^T \cdot \tilde{\mathbf{y}}_i(k) \quad (10)$$

Em seguida, os símbolos $\hat{b}_{1,w}(k)$ e $\hat{b}_{2,w}(k)$ pertencentes aos *substreams* $\hat{\mathbf{b}}_{1,w}$ e $\hat{\mathbf{b}}_{2,w}$, respectivamente, são multiplexados

num único *stream* $\hat{\mathbf{b}}_w$, mapeados em bits, através de um conversor abrupto ou suave (dependendo do decodificador), que são desentrelaçados e decodificados, resultando no *stream* de bits $\hat{\mathbf{q}}_{b,w}$. Como mostrado na figura 1, o *stream* $\hat{\mathbf{q}}_{b,w}$ ou sua versão codificada $\hat{\mathbf{q}}_{c,w}$, quando fornecida pelo decodificador, podem ser aplicados, após serem devidamente processados, ao filtro de realimentação do DFE iterativamente, substituindo o sinal fornecido pelo detector de decisão abrupta e permitindo uma melhora significativa do desempenho a cada iteração.

III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, é investigado o desempenho do *Downlink* de um sistema WCDMA de múltiplas antenas com codificação de FEC, sujeito a canais com desvanecimento seletivo em frequência, empregando o método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE. As simulações são desenvolvidas em função da *SNR* para um número diferente de antenas de recepção (A_r), de iterações (N_{itt}) utilizadas no processo iterativo de equalização e decodificação conjunta, e para diferentes códigos de FEC (Convolutacional e BCH).

Os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal), baseado na realimentação ideal dos símbolos detectados no processo de DFE; CSTBC-IJDFEC-EPC, baseado na estimativa perfeita dos canais de propagação (utilizada na decodificação espaço-temporal em bloco) e CSTBC-IJDFEC-EPC (ideal), baseado na estimativa perfeita dos canais de propagação e na realimentação ideal dos símbolos detectados no processo de DFE, são usados como referência de desempenho.

A ERB é dotada de um arranjo de antenas composto por duas antenas de transmissão ($A_t = 2$) e são analisados os casos em que cada EM emprega uma ($A_r = 1$) e duas antenas de recepção ($A_r = 2$). Considera-se que tanto as antenas da ERB como das EM estão suficientemente espaçadas para garantir que os sinais recebidos pelas antenas de recepção sejam não-correlacionados.

O sistema analisado utiliza 4 DPCH ($N_w = 4$), cada um associado a um usuário específico. Os *streams* de bits transmitidos em cada DPCH são compostos por aproximadamente 1000 bits ($N_b \approx 1000$). O número exato de bits é determinado automaticamente no ambiente de simulação em função dos processos de codificação de FEC, de entrelaçamento e de codificação espaço-temporal, já que o número de bits codificados deve ser múltiplo do número de antenas de transmissão (A_t) e do número de símbolos da constelação de sinais (N_Ω) para permitir o perfeito ajuste do número de símbolos num quadro. O processo de FEC analisado se restringe aos códigos convolucionais com polinômios geradores (2,1,3) e BCH (63,30) e (63,18) [8]. O processo de entrelaçamento emprega um entrelaçador em bloco $N_l \times N_c$ (324×7 e 504×7 para códigos BCH (63,30) e (63,18), respectivamente, e 251×12 para códigos convolucionais). Os bits codificados e entrelaçados são então divididos em dois *substreams* de aproximadamente 250 símbolos mapeados em QPSK ($N_{sb} \approx 250$). Os resultados apresentados são obtidos avaliando 2000 quadros ($N_{fr} = 2000$) para o caso de uma antena de recepção ($A_r = 1$) e 2500 quadros ($N_{fr} = 2500$) para o caso de duas antenas de recepção ($A_r = 2$).

O processo de espalhamento espectral é realizado pela aplicação dos códigos ortogonais de canalização, específicos de cada DPCH (W_w), e do código de embaralhamento complexo, específico da ERB (c). O processo de canalização utiliza códigos de Walsh ($G = 8$), enquanto que o processo de embaralhamento emprega códigos de Gold ($G = 7$), onde um chip é adicionado ao final do código ($G = 8$).

O processo de equalização é realizado no nível de símbolo (SimbEq), possibilitando desempenhar a equalização e o desespalhamento espectral conjuntamente, e emprega subfiltros de alimentação direta com dimensão G e subfiltros de realimentação com dimensão unitária (para reduzir os efeitos de propagação de erros). Os coeficientes dos subfiltros são determinados através do algoritmo DFE-RLS [7]. O processo de estimativa dos canais de propagação, obtido pelo algoritmo RLS [7], é feito no nível de chip e considera que a dimensão dos filtros empregados é igual à dimensão máxima dos canais de propagação. Os fatores de esquecimento dos algoritmos DFE-RLS e RLS são iguais a 1 ($\lambda_{dfc-rls} = 1$ e $\lambda_{rls} = 1$).

Assume-se durante as simulações, que o canal de propagação é fixo durante a duração de um quadro (abordagem quase estática) 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.

Nas figuras 2 e 3, são apresentados os desempenhos do método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE e dos métodos de referência, para o caso de duas antenas de transmissão ($A_t = 2$) e uma antena de recepção ($A_r = 1$), utilizando 25 e 50 símbolos de treinamento por antena de transmissão (aproximadamente 10% e 20% do total de símbolos transmitidos por quadro de dados), respectivamente. Os métodos empregam codificação convolucional com polinômios geradores (2,1,3) e o processo de decodificação é realizado por um decodificador de Viterbi de decisão suave [8].

Na figura 2, pode-se verificar que após 1 iteração ($N_{itt} = 1$), o método CSTBC-IJDFEC-EPCCE oferece um ganho de desempenho de aproximadamente 2.5 dB para uma $BER = 5 \cdot 10^{-5}$ em relação ao método convencional, baseado em equalização e decodificação separadas ($N_{itt} = 0$). Após 3 iterações ($N_{itt} = 3$), o método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE atinge o limite de desempenho estabelecido pelo método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal), que emprega um DFE com realimentação ideal. Entretanto, ele apresenta uma perda de desempenho de aproximadamente 1.5 dB para uma $BER = 1 \cdot 10^{-5}$, em relação ao método de CSTBC-IJDFEC-EPC, que emprega estimativas perfeitas dos canais de propagação. Nota-se ainda que o ganho de desempenho obtido após uma iteração ($N_{itt} = 1$) é bastante reduzido.

Na figura 3, pode-se verificar que após 1 iteração ($N_{itt} = 1$), o método de CSTBC-IJDFEC-EPC oferece aproximadamente um ganho de 2 dB para uma $BER = 2 \cdot 10^{-5}$, em relação ao método convencional, empregando equalização e decodificação separadamente ($N_{itt} = 0$). Após 3 iterações ($N_{itt} = 3$), o desempenho obtido atinge o limite estabelecido pelo método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal). Comparando os resultados obtidos com os apresentados na figura 2, pode-

se verificar que o aumento da quantidade de símbolos de treinamento resulta num ganho significativo de desempenho (4 dB para uma $BER = 1 \cdot 10^{-5}$ para CSTBC-IJDFEC-EPCCE).

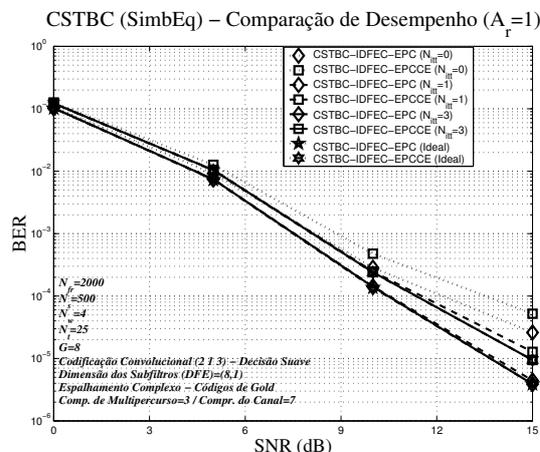


Fig. 2. BER para um sistema WCDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método CSTBC-IJDFEC-EPC (SimbEq) e os métodos de referência com codificação convolucional (2,1,3), em função da SNR ($A_t = 2$, $A_r = 1$, $G = 8$, $N_w = 4$, $N_{fb} = 1$, $N_t = 25$ e $L_c = 7$)

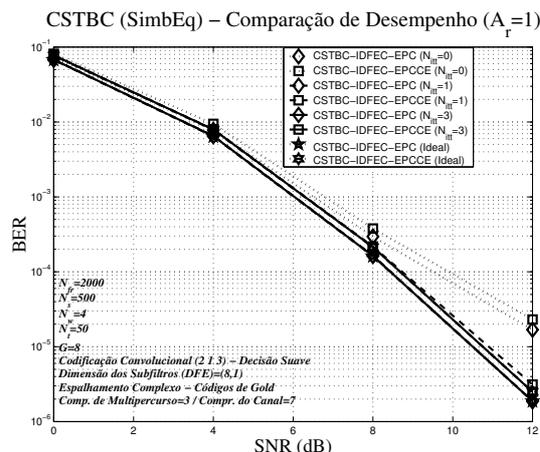


Fig. 3. BER para um sistema WCDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método CSTBC-IJDFEC-EPC (SimbEq) e os métodos de referência com codificação convolucional (2,1,3), em função da SNR ($A_t = 2$, $A_r = 1$, $G = 8$, $N_w = 4$, $N_{fb} = 1$, $N_t = 50$ e $L_c = 7$)

Nas figuras 4 e 5, são apresentados os desempenhos do método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE e dos métodos de referência, para o caso de duas antenas de transmissão ($A_t = 2$) e uma antena de recepção ($A_r = 1$), quando são utilizados os métodos de codificação BCH (63,30) e BCH (63,18), respectivamente. O processo de decodificação é realizado pelo método de síndrome descrito em [9], [8]. Considera-se que são empregados 50 símbolos de treinamento por antena de transmissão.

Na figura 4, pode-se verificar que após 5 iterações ($N_{itt} = 5$), o método CSTBC-IJDFEC-EPCCE oferece um ganho de desempenho de aproximadamente 4.5 dB para uma $BER = 5 \cdot 10^{-4}$ em relação ao método convencional, baseado em equalização e decodificação separadas ($N_{itt} = 0$).

Em função da capacidade limitada de correção de erros do esquema BCH (63,30), o método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE oferece um ganho significativo de desempenho a cada iteração, embora os ganhos proporcionados reduzam a cada iteração. Nota-se ainda que são necessários mais que 5 iterações ($N_{itt} = 5$) para atingir o limite de desempenho estabelecido pelo método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal).

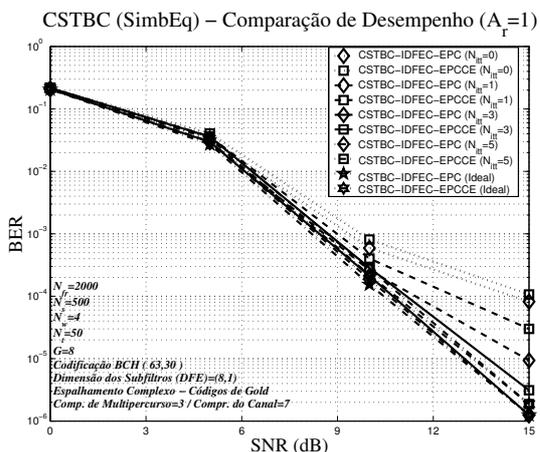


Fig. 4. BER para um sistema WCDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC (SimbEq) e os métodos de referência com codificação BCH (63,30), em função da SNR ($A_t = 2, A_r = 1, G = 8, N_w = 4, N_{fb} = 1, N_t = 50$ e $L_c = 7$)

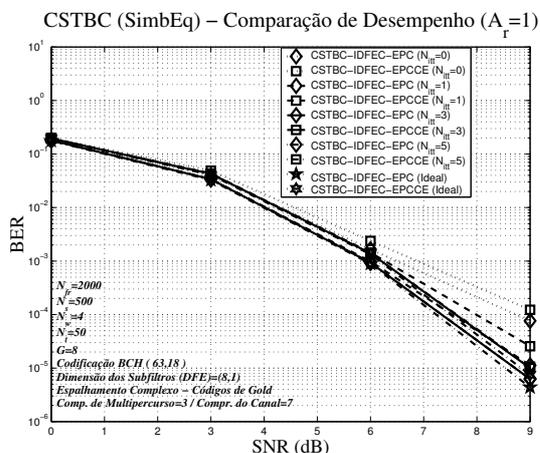


Fig. 5. BER para um sistema WCDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC (SimbEq) e os métodos de referência com codificação BCH (63,18), em função da SNR ($A_t = 2, A_r = 1, G = 8, N_w = 4, N_{fb} = 1, N_t = 50$ e $L_c = 7$)

Na figura 5, pode-se verificar que após 5 iterações ($N_{itt} = 5$), o ganho de desempenho obtido pelo método CSTBC-IJDFEC-EPCCE, em relação ao método convencional ($N_{itt} = 0$) é de aproximadamente 1.5 dB para uma $BER = 1 \cdot 10^{-4}$. Devido a melhor capacidade de correção de erros do esquema BCH (63,18), em relação ao esquema BCH (63,30), o ganho de desempenho oferecido pelo método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE a cada iteração é menor (para uma dada figura de desempenho).

Nas figuras 6 e 7, são apresentados os desempenhos do método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE e dos métodos de referência, para o caso de duas antenas de transmissão ($A_t = 2$) e duas antenas de recepção ($A_r = 2$), utilizando 25 e 50 símbolos de treinamento por antena de transmissão, respectivamente. Os métodos empregam codificação convolucional com polinômios geradores (2,1,3) e o processo de decodificação é realizado por um decodificador de Viterbi de decisão suave.

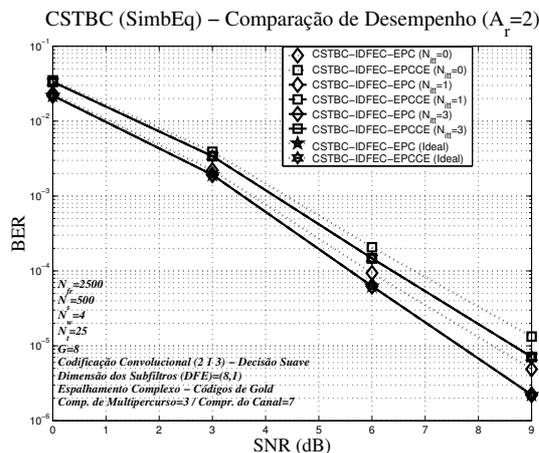


Fig. 6. BER para um sistema WCDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método CSTBC-IJDFEC-EPC (SimbEq) e os métodos de referência com codificação convolucional (2,1,3), em função da SNR ($A_t = 2, A_r = 2, G = 8, N_w = 4, N_{fb} = 1, N_t = 25$ e $L_c = 7$)

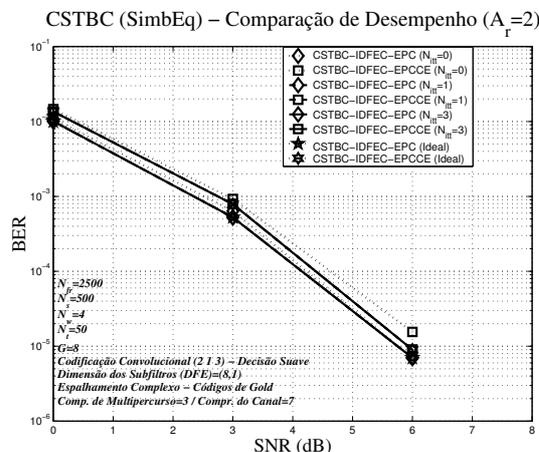


Fig. 7. BER para um sistema WCDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método CSTBC-IJDFEC-EPC (SimbEq) e os métodos de referência com codificação convolucional (2,1,3), em função da SNR ($A_t = 2, A_r = 2, G = 8, N_w = 4, N_{fb} = 1, N_t = 50$ e $L_c = 7$)

Pode-se verificar que com apenas 1 iteração ($N_{itt} = 1$), o desempenho obtido pelo método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE atinge o limite de desempenho estabelecido pelo métodos de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal), tanto para 25 como para 50 símbolos de treinamento por antena de transmissão. Considerando a utilização de 25 símbolos de treinamento, o método de CSTBC-IJDFEC-EPC oferece um ganho de desempenho em relação ao método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE de aproximadamente 1 dB para uma $BER = 1 \cdot 10^{-5}$.

Para 50 símbolos de treinamento, a diferença de desempenho entre os dois métodos se reduz a aproximadamente 0.2 dB para a mesma *BER*. O aumento da quantidade de símbolos de treinamento, de 25 símbolos para 50 símbolos, resulta num ganho significativo do desempenho do sistema. Pode-se verificar ainda que os ganhos de desempenho obtidos após a primeira iteração ($N_{itt} = 1$) são bastante reduzidos para as *BER* analisadas.

IV. CONCLUSÕES

Neste artigo, foi proposta uma estrutura espaço-temporal iterativa de equalização por decisão realimentada e decodificação de FEC conjunta de baixa complexidade, baseada no método de equalização após combinação com estimativa de canal, para aplicações em sistemas WCDMA empregando a CSTBC. A nova estrutura, denominada, CSTBC-IJDFEC-EPCCE, permite realizar conjuntamente os processos de equalização, desespalhamento espectral e decodificação de canal e melhorar significativamente o desempenho do sistema.

A CSTBC-IJDFEC-EPCCE pode ser associada a diferentes tipos de codificação de FEC, como a codificação convolucional e a codificação BCH. Os resultados de simulação mostram que a estrutura conjunta de CSTBC-IJDFEC-EPCCE, oferece um ganho adicional de desempenho em relação às estruturas que executam separadamente os processos de equalização e decodificação à medida que a SNR aumenta.

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, "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.
- [4] —, "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.
- [5] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near shannon limit error-correction coding and decoding: Turbo codes," *IEEE International Conference on Communications*, pp. 1064–1070, 1993.
- [6] J. S. Lee and L. E. Miller, *CDMA Systems Engineering Handbook*, 1st ed. Artech House Publishers, 1998.
- [7] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed. Prentice-Hall, 1996.
- [8] R. E. Ziemer and R. L. Peterson, *Introduction to Digital Communication*, 2nd ed. Prentice Hall, 2001.
- [9] S. Lin and D. J. Costello, *Error Control Coding*, 1st ed. Prentice Hall, 1983.