

Algoritmo de Equalização Semi-Cega Concorrente para Sistemas WCDMA/HSDPA

Fabbryccio A. C. M. Cardoso e Dalton S. Arantes

Abstract— This paper proposes an adaptive back-propagation algorithm with concurrent sub-systems for channel equalization aiming at WCDMA/HSDPA downlink receivers. This equalization technique exploits particular characteristics of a WCDMA downlink signal and is based on the concurrent blind equalization technique developed by Castro *et al.*

Resumo— Neste artigo é proposto um algoritmo adaptativo de retro-propagação com subsistemas concorrentes para equalização de canal em receptores de usuários no enlace de descida de sistemas WCDMA/HSDPA. Esta técnica de equalização explora características específicas de um sinal WCDMA e foi inspirada na técnica de equalização cega concorrente desenvolvida por Fernando C. C. de Castro *et al.*

Palavras-Chave— Equalização Concorrente, Equalização Cega, Equalização Semi-Cega, LMS, WCDMA, HSDPA, COST-259

Keywords— Concurrent Equalization, Blind Equalization, Semi-Blind Equalization, LMS, WCDMA, HSDPA, COST-259

I. INTRODUÇÃO

Os sistemas celulares de terceira geração, como o WCDMA (*Wideband Code-Division Multiple Access*) [8][9], foram projetados para uma grande variedade de serviços, incluindo aplicações multimídia (*streaming* de áudio e vídeo) e acesso rápido a internet. Devido às altas taxas de bits necessárias para tais aplicações, torna-se necessário o uso de fatores de espalhamento pequenos (4, 8, 16 e 32) em uma largura de banda relativamente grande (5MHz). Também é comum na extensão do WCDMA, o HSDPA (*High-Speed Data-Packet Access*)[10], serem utilizados múltiplos códigos de canalização para aumentar a taxa efetiva de dados em um acesso por pacotes.

Neste caso, os receptores para tais sistemas devem ser projetados para levar em conta a alta correlação entre as componentes temporais de multipercurso, desvanecimento de amplitude e ISI. A dificuldade no projeto de tais receptores se encontra na integração de tais técnicas em uma estrutura tipo Rake que também explore a estrutura de códigos do sistema WCDMA. Uma das técnicas disponíveis na literatura que pode ser eficiente no combate a tais distorções são os equalizadores de canal.

Neste artigo apresentamos o desenvolvimento de um esquema de equalização concorrente em um receptor WCDMA/HSDPA. Os algoritmos foram validados com um

modelo de canal COST-259 [11] em um cenário intracelular, tipicamente urbano, modulação 16-QAM e com o móvel se deslocando à velocidade de 1km/h, isto é, para aplicações portáteis.

O trabalho desenvolvido e os resultados apresentados neste artigo tiveram suporte do projeto intitulado *Smart Antenna Algorithms for Mobile Station Receivers* (Contrato ERICSSON-UNICAMP UNI.35, Anexo 19/2000) [2]. Os desenvolvimentos realizados e os resultados obtidos também podem ser encontrados na tese de doutorado de Fabbryccio Cardoso [1].

Neste contexto, apresentamos um algoritmo de equalização semi-cego concorrente para canais dinâmicos que explora a estrutura de um sinal WCDMA. Este algoritmo foi baseado nos fundamentos da técnica de equalização cega concorrente desenvolvida por Fernando C. C. de Castro, Maria C. de Castro e Dalton S. Arantes [3] [4] [5], cuja patente está devidamente protegida no Brasil e exterior (BRPI0101198-7, WO02071607, US2004076249, EP1419575, JP570403/2002, CH02805836.4, KO1020037011498).

O equalizador opera à taxa de chip (chip-equalizador) e é guiado por sinais obtidos à taxa de símbolo (erro quadrático do sinal DD e do sinal piloto comum CPICH). O algoritmo retro-propaga estes sinais de erro através de um desespalhador a fim de otimizar os coeficientes do equalizador de forma concorrente.

Além do algoritmo de equalização concorrente semi-cego, também é apresentado neste artigo uma proposta de otimização do algoritmo de equalização concorrente originalmente proposto em [3][4][5]. O resultado desta otimização é a redução pela metade do número de coeficientes utilizados pelo equalizador concorrente original.

II. EQUALIZAÇÃO AUTODIDATA CONCORRENTE MODIFICADA

O esquema de equalização concorrente, originalmente proposto em [3][4][5], é mostrado na Figura 1. Trata-se de um algoritmo cego baseado no gradiente estocástico. A equalização é implementada a partir de dois filtros FIR adaptativos, cujos pesos são corrigidos de forma concorrente. O algoritmo tem um filtro adaptativo dominante que é guiado pelo algoritmo CMA. O segundo filtro é então adaptado pelo algoritmo DD de forma condicionada. Este algoritmo e sua adaptação podem ser descritos pelas seguintes equações:

$$v_1(n) = c_{CMA}^H(n) u(n) + c_{DD}^H(n) u(n) , \quad (1)$$

$$c_{CMA}(n+1) = c_{CMA}(n) + \mu_{CMA} v_1^*(n) e_{CMA}^*(n) u(n) ,$$

Fabbryccio Cardoso e Dalton S. Arantes, Departamento de Comunicações, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, Brasil, E-mails: cardoso@decomm.fee.unicamp.br, dalton@decomm.fee.unicamp.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pela Ericsson Research e pelo CNPq.

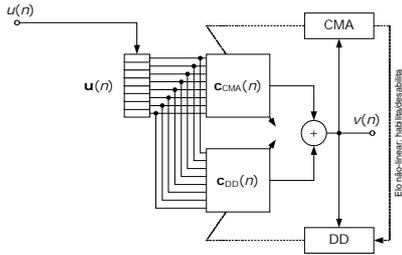


Fig. 1. Diagrama do equalizador concorrente originalmente proposto por Fernando [3].

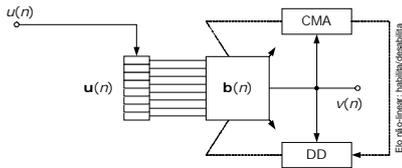


Fig. 2. Diagrama do equalizador concorrente modificado.

$$v_2(n) = c_{CMA}^H(n+1)u(n) + c_{DD}^H(n)u(n),$$

$$D(n) = \begin{cases} 0, & Q\{v_1(n)\} = Q\{v_2(n)\} \\ 1, & Q\{v_1(n)\} \neq Q\{v_2(n)\} \end{cases},$$

$$c_{DD}(n+1) = c_{DD}(n) + \mu_{DD} [1 - D(n)] e_{DD}^*(n) u(n),$$

$$v(n) = v_2(n),$$

onde $e_{CMA}(n) = \gamma - |v_1(n)|^2$, $e_{DD}(n) = Q\{v_1(n)\} - v_1(n)$ e $\gamma = E\{|a_k|^4\} / E\{|a_k|^2\}$, sendo que a_k representa os símbolos da modulação utilizada.

Reescrevendo a Equação 1 como $v(n) = [c_{CMA}(n) + c_{DD}(n)]^H u(n)$ e definindo $b(n) = c_{CMA}(n) + c_{DD}(n)$ de tal modo que $v(n) = b^H(n)u(n)$, então podemos modificar o algoritmo da Figura 1 para o mostrado na Figura 2. Entretanto, é importante destacar neste caso que a adaptação concorrente no algoritmo original atualiza os filtros $c_{CMA}(n)$ e $c_{DD}(n)$ em instantes distintos por funções de custos distintas. Pela definição de um filtro global $b(n)$, resultante da composição dos filtros $c_{CMA}(n)$ e $c_{DD}(n)$, também torna-se necessária a atualização do filtro $b(n)$ em instantes diferentes por funções de custo diferentes. O efeito final é equivalente ao do algoritmo concorrente original, *mas utiliza apenas a metade do número de coeficientes*.

O algoritmo de equalização concorrente modificado e sua adaptação podem então ser descritos pelas seguintes equações:

$$v_1(n) = b^H(n)u(n),$$

$$b(n+1) = b(n) + \mu_{CMA} v_1^*(n) e_{CMA}(n) u(n),$$

$$v_2(n) = b^H(n+1)u(n),$$

$$D(n) = \begin{cases} 0, & Q\{v_1(n)\} = Q\{v_2(n)\} \\ 1, & Q\{v_1(n)\} \neq Q\{v_2(n)\} \end{cases},$$

$$b(n+1) \leftarrow b(n+1) + \mu_{DD} [1 - D(n)] e_{DD}^*(n) u(n),$$

$$v(n) = v_2(n).$$

Observe que esta simples modificação permite economia de memória (apenas um vetor de coeficientes é necessário) e de adições, conforme mostrado na Tabela I.

TABELA I

COMPARAÇÃO DA COMPLEXIDADE COMPUTACIONAL POR ADAPTAÇÃO.

Equalizador	Coefficientes Complexos	Multiplicações	Adições
CMA	m	$8 \times m + 6$	$8 \times m$
Concorrente	$2m$	$16 \times m + 8$	$20 \times m$
Concorrente otimizado	m	$16 \times m + 8$	$16 \times m$

III. ALGORITMO DE RETRO-PROPAGAÇÃO COM SUBSISTEMAS CONCORRENTES

Em princípio, um chip-equalizador para sistemas WCDMA/HSDPA pode ser treinado utilizando o sinal agregado à taxa de chip antes do desespalhamento, mas isto requer o conhecimento dos códigos de espalhamento e a potência relativa de todos os sinais (pilotos e sinais de dados). Por outro lado, através do desespalhamento, é possível utilizar apenas o sinal piloto comum e um sinal de dados (de usuário). Além disso, não é necessário o conhecimento de suas potências relativas quando é empregado o módulo APMC (Amplitude and Phase Mismatch Control) na configuração concorrente semi-cega.

A configuração básica do chip-equalizador treinado à taxa de símbolo é mostrado na Figura 3, onde o sinal de entrada de valor complexo $u(t)$ é o sinal em banda-básica recebido na saída de um *chip-pulse matched filter* (não mostrado na figura). Supomos que o sinal $u(t)$ é amostrado com o dobro da taxa de chip, o que permite ao equalizador na Figura 3 ser implementado como um filtro FIR transversal fracionário (fracionado de $T/2$). As vantagens e desvantagens de um equalizador fracionário (*fractionally spaced equalizers*, FSE) podem ser encontradas em [12].

O controle adaptativo de descasamento de amplitude e fase que segue o desespalhador na Figura 3 é um esquema, aparentemente novo, que é utilizado aqui para desacoplar a amplitude e fase do sinal piloto com relação a um sinal de interesse (multiplexado em código). Este é um controle importante que permite flutuações na fase e no nível de potência do sinal piloto com relação aos sinais multiplexados em código na estação rádio-base. Estes descasamentos podem ocorrer no receptor devido a imperfeições na formação do feixe de transmissão da antena na estação rádio-base.

As operações básicas do algoritmo concorrente são realizadas sobre um sinal de erro DD, $e_c(n)$, e uma função de comutação abrupta, $D(n)$. Uma função de comutação suave levando informação de confiabilidade nos símbolos detectados, como proposto em Chen [6], poderia substituir a comutação abrupta, $D(n)$, resultando em um algoritmo concorrente com Decisão Direta Suave (*Soft-Decision-Directed*, SDD) mais eficiente.

A seguir apresentamos o algoritmo proposto com o ajuste do APMC. Enfatizamos que este ajuste não é necessário se a potência do sinal CPICH relativa aos sinais de dados é

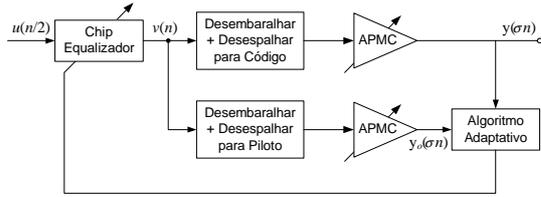


Fig. 3. Um chip-equalizador semi-cego (auxiliado pelo piloto e por um sinal de dados) controlado via retro-propagação por sinais de erro obtidos à taxa de símbolo.

conhecida e se não há descasamento de fase entre piloto e sinais de dados. Para mais detalhes sobre a dedução do algoritmo proposto veja a referência [1].

As amplitudes do APMC são inicializadas em 1 e as fases em 0, tanto para o subsistema de dados quanto para o piloto. Isto significa que $c(0) = c_o(0) = 1$. A matriz $U(\sigma n)$ é definida por $U(\sigma n) \triangleq [u(\sigma n) \ u(\sigma n - 1) \ \dots \ u(\sigma n - \sigma + 1)]_{L \times \sigma}$, onde

$$u(\sigma n) \triangleq \begin{bmatrix} u(\sigma n) \\ u(\sigma n - 1/2) \\ u(\sigma n - 1) \\ \vdots \\ u(\sigma n - L/2 + 1/2) \end{bmatrix}_{L \times 1}$$

O sinal $s(n)$ corresponde a um código de espalhamento periodizado multiplicado por uma versão atrasada da seqüência de embaralhamento (seqüência de Gold), sendo que $s^T(\sigma n) = [s(\sigma n) \ s(\sigma n - 1) \ \dots \ s(\sigma n - \sigma + 1)]$. O algoritmo é apresentado a seguir:

1. Calcule a saída $y_1(\sigma n)$ para o sinal de dados como segue

$$y_1(\sigma n) = c(\sigma n) s^H(\sigma n) U^T(\sigma n) b^*(\sigma n).$$

2. Calcule a saída $y_o(\sigma n)$ para o piloto CPICH do sistema como segue

$$y_o(\sigma n) = c_o(\sigma n) s_o^H(\sigma n) U^T(\sigma n) b^*(\sigma n).$$

3. Calcule a primeira aproximação de $b[\sigma(n+1)]$ para o CPICH da seguinte forma

$$b[\sigma(n+1)] \leftarrow b(\sigma n) + 2\mu_{CPICH} e_b^*(\sigma n) s_o^H(\sigma n) U^T(\sigma n),$$

onde $e_b(\sigma n) = (1 + j) - y_o(\sigma n)$ é a função de erro para o piloto.

4. Recalcule a saída do sistema para um sinal de dados como segue

$$y_2(\sigma n) = c(\sigma n) s^H(\sigma n) U^T(\sigma n) b^*[\sigma(n+1)].$$

5. Calcule a função de ativação/desativação do subsistema DD como

$$D(\sigma n) = \begin{cases} 0 & \text{se } \tilde{y}_1(\sigma n) = \tilde{y}_2(\sigma n) \\ 1 & \text{se } \tilde{y}_1(\sigma n) \neq \tilde{y}_2(\sigma n) \end{cases},$$

onde

$$\tilde{y}_1(\sigma n) = Q\{y_1(\sigma n)\} \text{ e } \tilde{y}_2(\sigma n) = Q\{y_2(\sigma n)\}.$$

TABELA II
PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO PARA O ENLACE DE DESCIDA
WCDMA/HSDPA.

Taxa de Chip	3.84Mcps	
Taxa de bits por código	1.92 Mbps	
Taxa de Bits Total	9.6Mbps e 11.52 Mbps,	
Fator de Espalhamento	8	
Número de sinais-código (N)	5 e 6	
Código de espalhamento	Canalização	Orthogonal Variable Length Code
	Embaralhamento	Truncated Gold sequence
Modulação	Dados	16QAM
	Piloto TM	QPSK
Potência de Transmissão do CPICH	1% da potência de transmissão total	
Estimação de Canal	Nenhuma estimação de canal	
Codificação/decodificação de canal	Nenhuma codificação de canal	
Modelo de Canal	COST-259, Tipicamente Urbano, 1 km/h	

6. Calcule a segunda aproximação dos coeficientes do equalizador, fazendo

$$b[(\sigma(n+1))] \leftarrow b[(\sigma(n+1))] + 2\mu_{DD} (1 - D(\sigma n)) e_c^*(\sigma n) s^H(\sigma n) U^T(\sigma n),$$

onde $e_c(\sigma n) = \tilde{y}_2(\sigma n) - y_2(\sigma n)$.

7. Calcule as correções de amplitude

$$\begin{aligned} \alpha_o(\sigma(n+1)) &= \alpha_o(\sigma n) + \\ &\mu_{ganho} (2 - |y_o(\sigma n)|^2), \\ \alpha_{DD}(\sigma(n+1)) &= \alpha_{DD}(\sigma n) + \\ &\mu_{ganho} (P_{ref} - |y_2(\sigma n)|^2). \end{aligned}$$

8. Calcule a correção de fase

$$\begin{aligned} \phi(\sigma(n+1)) &\leftarrow \phi(\sigma n) + \\ &\mu_{fase} (1 - D(\sigma n)) [\text{Re}\{e_c(\sigma n)\} \text{Im}\{y(\sigma n)\} \\ &+ \text{Im}\{e_c(\sigma n)\} \text{Re}\{y(\sigma n)\}]. \end{aligned}$$

9. Calcule o coeficiente do APMC para o sinal de dados, $c(\sigma(n+1))$, e para o CPICH, $c_o(\sigma(n+1))$,

$$\begin{aligned} c(\sigma(n+1)) &= \alpha_{DD}(\sigma(n+1)) e^{-j\phi(\sigma(n+1))}, \\ c_o(\sigma(n+1)) &= \alpha_o(\sigma(n+1)). \end{aligned}$$

10. Faça $y(\sigma n) = y_2(\sigma n)$, $n \leftarrow n + 1$ e volte para o passo 1. Repita este processo até não haver mais amostras de sinal a serem processadas.

IV. CENÁRIOS DE SIMULAÇÃO

Com o objetivo de avaliar o desempenho do receptor proposto, extensas simulações computacionais foram desenvolvidas para o enlace de descida do WCDMA/HSDPA. Na Tabela II mostramos os parâmetros do enlace de rádio utilizados nas simulações. Os resultados apresentados nas próximas seções são curvas de erro quadrático médio de símbolo (MSE) em função do tempo, diagramas de fase e quadratura para os símbolos detectados e curvas de taxa de erro de bit (BER) em função de E_b/N_o . Estes resultados são obtidos para uma dada taxa de dados em Mbits/s.

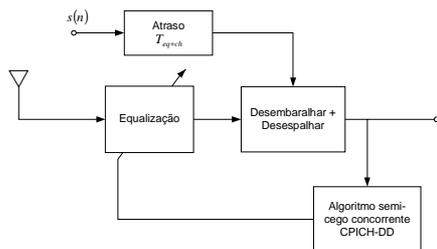


Fig. 4. Alinhamento de quadro do sinal equalizado para desembaralhamento e desespalhamento.

Os traços de canal utilizados na simulação foram obtidos do modelo COST-259 para ambientes tipicamente urbanos com velocidade do móvel de 1 km/h. O móvel parte de uma distância de 300 metros da estação rádio-base e se afasta em linha reta com velocidade constante e direção aleatória. Os traços foram obtidos para recepções com duração de 4 segundos, o que corresponde aproximadamente a 6000 slots WCDMA. A resposta impulsiva instantânea do canal é amostrada a uma taxa de 2 amostras por chip, uma vez que utilizamos um equalizador FIR fracionário com espaçamento $T/2$.

Nenhuma estimação de canal e nenhuma codificação de canal são realizadas. Entretanto, supomos estimação de canal perfeita nos resultados do receptor Rake com quatro *fingers* (usado para comparação).

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção mostramos diversos resultados de simulação para avaliar o desempenho do receptor proposto.

A implementação do CMA ou do CMA Concorrente para o WCDMA *exige* a estimação da informação de atraso devido ao canal. Isto é mandatório porque o equalizador adaptado de forma cega pelo CMA não consegue automaticamente compensar variações de atraso do canal para prover um atraso pré-especificado. A informação do atraso total do sinal recebido é importante para o módulo desembaralhar-desespalhar do receptor.

Por outro lado, ao se utilizar um esquema supervisionado, o atraso total desejado (equalizador + canal) pode ser especificado arbitrariamente no receptor de tal modo que os quadros do sinal equalizado possam ser alinhados com uma seqüência de Gold truncada (que possui comprimento de um quadro WCDMA). Neste caso, o equalizador está apto a compensar automaticamente as variações de atrasos do canal para atender ao atraso especificado. A Figura 4 ilustra como é feito o alinhamento de quadro. O sinal periódico $s(n)$ é gerado a partir do produto de uma seqüência truncada de Gold e de um código de espalhamento cíclico. O parâmetro de atraso equalização-canal, T_{eq+ch} , pode ser escolhido arbitrariamente, de tal forma que o equalizador possa compensar os atrasos do canal e simultaneamente equalizar o canal. Tipicamente, o atraso total T_{eq+ch} equivalente a duas vezes o *delay spread* do canal é suficiente para atender estes requisitos.

O primeiro exemplo de resultados é uma equalização cega baseada apenas na retro-propagação da função custo CMA. Os resultados para este exemplo são comparados com o

obtido pelo algoritmo de retro-propagação com equalização concorrente CMA-DD.

Observe na Figura 5 que o erro residual para o CMA é bastante visível. Por outro lado, a velocidade de convergência é mais rápida e o erro residual é significativamente mais baixo para o CMA-DD. Isto reflete o efeito de “captura de sinal” provida pelo sinal DD.

Na Figura 6 são mostrados diagramas de fase-quadratura. Estes dois diagramas confirmam os resultados de MSE discutidos acima. Em particular, o CMA não consegue recuperar a fase de um sinal de dados, e a variância do erro residual para a retro-propagação concorrente CMA-DD (à direita) é significativamente menor que a do CMA (à esquerda). É importante enfatizar que, como regra prática, a probabilidade de erro de símbolo normalmente decresce exponencialmente com a diminuição da variância dos grupos de símbolo nos diagramas de fase-quadratura.

Nosso segundo exemplo é baseado em um esquema de equalização semi-cega com retro-propagação concorrente CPICH-DD. Os resultados, apresentados na Figura 7, mostram o desempenho do CPICH-DD comparado com o supervisionado puro (CPICH). Observa-se que o algoritmo concorrente converge mais rápido ($1slot = 0,667ms$) do que o CPICH (10slots) e apresenta o mesmo efeito de “captura” observado no resultado anterior.

Na Figura 8 são mostrados diagramas de fase-quadratura. Observe que ambos os algoritmos são capazes de restaurar a fase do sinal, uma vez que ambos são supervisionados. A diferença básica está na velocidade em que a fase é restaurada, que é mais rápida no concorrente pelo auxílio do DD. Estes dois gráficos também confirmam os resultados para a evolução do MSE.

O terceiro exemplo é similar ao segundo discutido acima, exceto que agora foi introduzido um descasamento de fase de $\theta = 20^\circ$ entre o sinal piloto CPICH e os sinais de dados. Os resultados correspondentes são apresentados nas Figuras 9 e 10. É importante enfatizar que o desempenho do algoritmo semi-cego de retro-propagação concorrente CPICH-DD é quase invariante com relação ao descasamento de amplitude e fase. Por outro lado, o esquema supervisionado apenas pelo CPICH *não consegue compensar o descasamento de fase entre o piloto e os sinais de dados, mesmo assintoticamente quando entra em modo de rastreamento*.

Uma questão importante que ainda precisa ser respondida é a validação estatística dos resultados anteriores. Em outras palavras, o segmento do traço de canal (15 slots = 10ms) utilizado nos exemplos anteriores é representativo de um cenário mais geral? Por exemplo, podemos extrapolar estes resultados para um traço mais longo constituído por 6000 slots? Até o ponto em que o MSE e a taxa de erro de bit foram considerados, a resposta é “não”. Se a resposta fosse simplesmente sim, quase todos os problemas da recepção do enlace de descida teriam sido resolvidos.

Por exemplo, se deixarmos o algoritmo concorrente CPICH-DD adaptar ao longo de um traço de 6000 slots, então a evolução do MSE seguiria a curva na Figura 11, que foi obtida de um CPICH com 1% da potência total de transmissão. Esta figura mostra a evolução do MSE para um traço com duração

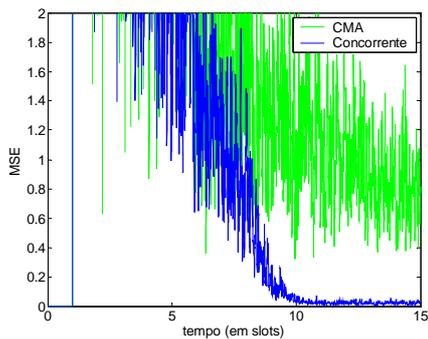


Fig. 5. Evolução do MSE para o CMA (linha verde) e para o concorrente CMA-DD (linha azul).

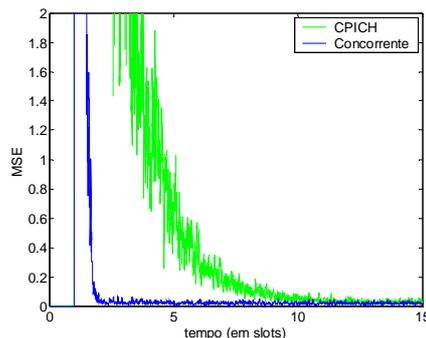


Fig. 7. Evolução do MSE para o CPICH (linha verde) e para o concorrente CPICH-DD (linha azul).

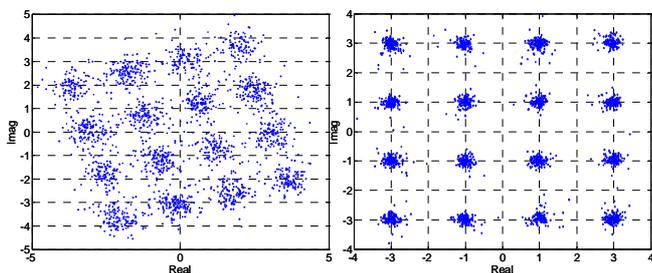


Fig. 6. Diagrama de fase-quadratura: CMA (à esquerda) CMA-DD (à direita).

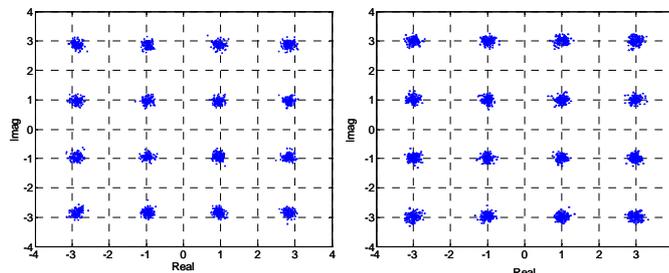


Fig. 8. Diagrama de fase-quadratura: CPICH à esquerda e CPICH-DD à direita.

de 4 segundos (6000 slots). Apesar da grande variação do MSE ao longo do traço, a probabilidade de erro de bit (BER) ao longo de toda excursão foi de apenas 0.0016. Esta taxa de erro pode ser ainda bastante reduzida com a utilização de *interleavers* e códigos corretores de erro.

A variação da taxa de erro de bit com E_b/N_0 é mostrada na Figura 12, juntamente com os resultados de um receptor Rake com 4 *fingers*. Aparentemente, os picos de MSE na Figura 11 não representam uma séria ruptura na operação do equalizador, mas apenas um desvio temporário que não tem um efeito de longo prazo sobre a taxa de erro de bit. Estes picos ocorrem devido a variações de atraso no tap principal do canal que precisam ser compensados pelo equalizador. Obviamente, estes picos correspondem a surtos de erro nos símbolos de dados detectados (especialmente para MSE maior que aproximadamente 0,6), porém uma investigação mais criteriosa é necessária. Simulações extensivas também indicaram que o traço com 6000 slots utilizado é de algum modo representativo de outros traços obtidos com COST-259 para ambientes tipicamente urbanos com velocidade do móvel de 1 km/h (supondo normalização da potência total recebida).

VI. CONCLUSÕES

O algoritmo de equalização concorrente proposto originalmente por Castro foi otimizado obtendo-se uma estrutura ainda mais leve, utilizando-se apenas a metade dos coeficientes do algoritmo original. Destaca-se o fato de que esta otimização não degrada o desempenho do equalizador proposto que apresenta o mesmo desempenho do equalizador concorrente

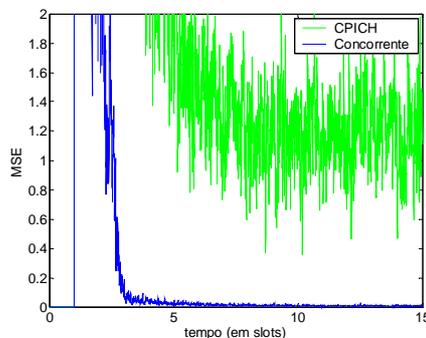


Fig. 9. Evolução do MSE para o CPICH e para o concorrente CPICH-DD. Foi introduzido um descasamento de fase de 20° entre o piloto CPICH e os sinais de dados.

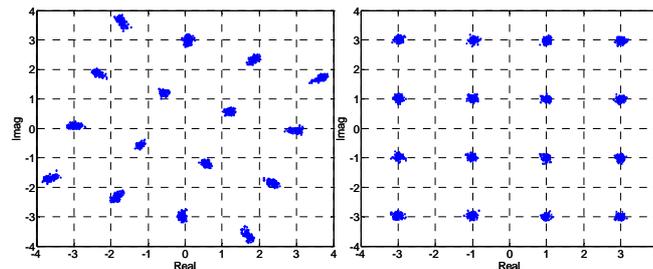


Fig. 10. Diagrama de fase-quadratura: CPICH à esquerda e CPICH-DD à direita.

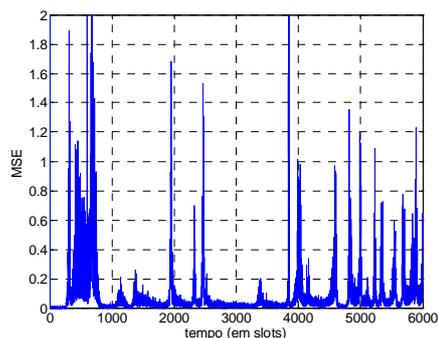


Fig. 11. Evolução do MSE sobre um intervalo de tempo de 4 segundos (6000 slots).

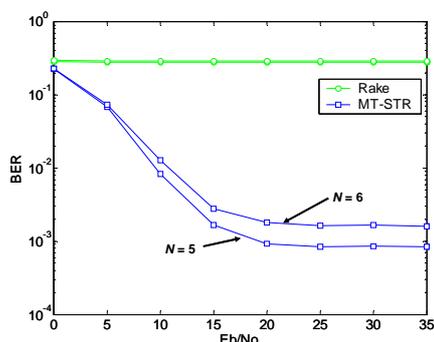


Fig. 12. BER como função de E_b/N_0 para $N = 6$ sinais-código e um piloto CPICH (taxa de bit alvo = 11.52 Mbit/s), e para $N = 5 +$ CPICH (taxa de bit alvo = 9.6 Mbit/s). Resultados para o receptor Rake com 4 fingers e com estimação perfeita de canal são mostrados para comparação.

original. A adaptação deste algoritmo para seu uso otimizado em sistemas WCDMA em um esquema de retro-propagação também é uma contribuição importante deste trabalho. O resultado é um esquema de retro-propagação concorrente semi-cego CPICH-DD que explora características específicas do WCDMA e do algoritmo concorrente original.

Este algoritmo de retro-propagação concorrente foi concebido a partir de um LMS modificado. O algoritmo foi projetado para resolver o problema de adaptar um chip-equalizador a partir de sinais obtidos à taxa de símbolo, após o desespalhamento do sinal equalizado.

Por ser derivado de um algoritmo LMS, a retro-propagação concorrente semi-cega CPICH-DD apresenta propriedades de estabilidade, robustez e baixa complexidade computacional. Com este algoritmo é possível explorar as mesmas características de convergência rápida do esquema de equalização concorrente original. Outra propriedade é a definição inerente ao algoritmo de retro-propagação concorrente de como ativar e desativar o DD dentro de um esquema semi-cego. Com a adição do APMC adaptativo, a robustez do algoritmo é aumentada para poder aceitar certos níveis de descasamento de fase entre piloto e dados. Além disso, com o APMC não é necessário o conhecimento das potências relativas entre piloto e dados.

Tipicamente, um algoritmo LMS supervisionado apenas

por um sinal piloto CPICH de baixa potência relativa não é suficientemente rápido na equalização de um canal rádio móvel. O algoritmo proposto resolve eficientemente este ponto crítico, possibilitando utilizar o piloto CPICH com potência relativa muito pequena (cerca de 1% da potência total de transmissão). Como referência, o padrão WCDMA prevê a transmissão do piloto CPICH com até 20% da potência total de transmissão. Entretanto, ainda é necessário investigar as implicações do uso de baixa potência do CPICH nas demais funcionalidades sistêmicas, como por exemplo no sincronismo inicial do terminal de usuário.

Por outro lado, o algoritmo proposto demonstrou grande robustez com relação a variações de potência do piloto. Para valores superiores a 25% da potência de transmissão o desempenho do equalizador concorrente é o mesmo do supervisionado pelo piloto. Porém, à medida que a potência do piloto cai, até um valor de $\sim 1\%$, o resultado do algoritmo supervisionado piora enquanto a do concorrente mantém a mesma eficiência.

VII. AGRADECIMENTOS

Aos pesquisadores da Ericsson Research Dr. Sören S. Andersson, Mikael Hook e Henrik Asplund pelas sugestões, comentários e pelos programas em Matlab do modelo de canal COST-259.

Aos pesquisadores do Departamento de Comunicações, FEEC-UNICAMP, Professores José G. Chiquito, Max H. M. Costa, Michel Yacoub, João M. T. Romano e Dr. Ernesto Luiz de Andrade Neto, pelas discussões nos tópicos deste artigo.

Ao colega Marcelo Augusto Fernandes Costa com quem trabalhei mais ativamente para o desenvolvimento do simulador SimMT-STR versão 1.0 e pelas valiosas contribuições e sugestões a este trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] Fabbryccio Cardoso, "Aplicações de Antenas Inteligentes e Equalização Concorrente em Sistemas WCDMA/HSDPA, Tese de Doutorado, FEEC-UNICAMP, Dezembro de 2004.
- [2] Fabbryccio Cardoso, M. Fernandes, F. Lisboa, M. Costa, J. Chiquito and D. Arantes, "Fourth Report on Smart Antenna Algorithms for Mobile Station Receivers", Technical Report No. 3, ERICSSON-UNICAMP Contract UNL35, Amendment 19/2000, February 2003.
- [3] F. Castro, "Desconvolução Autodidata Concorrente para Equalização de Canais de Comunicações", Tese de Doutorado, UNICAMP, março, 2001.
- [4] F. Castro, M. Castro and D. Arantes, "Concurrent Blind Deconvolution for Channel Equalization", IEEE Intern. Conf. on Comm. - ICC'2001, Helsinki, 2001.
- [5] F. Castro, M. C. Castro and D. Arantes, "Concurrent Process for Blind Deconvolution of Digital Signals", Patent Pending, Patent Cooperation Treaty - PCT, 2002.
- [6] S. Chen, "Low complexity concurrent constant modulus algorithm and soft decision directed scheme for blind equalization", IEE Proceedings - Vision, Image and Signal Processing, 2003.
- [7] Fabbryccio Cardoso, M. Fernandes and D. Arantes, "Space-Time Processing for Smart Antennas in Advanced Receivers for the User Terminal in 3G WCDMA Systems", IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. 48, No. 4, pp. 1082-1090, November, 2002.
- [8] 3GPP TS 25.201, "Physical layer - General description", Release 5, v. 5.2.0, 2002-09
- [9] 3GPP TS 25.211, "Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)", Release 5, v. 5.3.0, 2002-12
- [10] 3GPP TR 25.858, "High Speed Downlink Packet Access: Physical Layer Aspects (Release 5)", Technical Report, v. 5.0.0, 2002-03
- [11] L. Correa, "Wireless Flexible Personalised Communications; COST-259: European Co-Operation in Mobile Radio Research", John Wiley & Sons, March 2001.
- [12] E. A. Lee and D. G. Messerschmitt, *Digital Communication*, Kluwer Academic Publisher, Boston, USA, 1988.