

# Algoritmo de Retro-propagação Concorrente para Equalização Pré-FFT em Sistemas OFDM

Estevan M. Lopes, Fabbryccio A. C. M. Cardoso e Dalton S. Arantes

**Resumo**—Este artigo apresenta uma solução para aumentar a vazão de dados ou o desempenho de BER versus SNR em sistemas OFDM. O objetivo é realizar esta tarefa empregando um algoritmo de adaptação para os coeficientes do equalizador Pré-FFT, similar à do LMS, porém usando a retro-propagação do gradiente estocástico do erro no domínio da frequência para o domínio do tempo. Essa estratégia possibilita o uso de informações previamente conhecidas sobre a constelação do sinal nas subportadoras, a fim de se minimizar funções de custo como a do CMA e do SDD. Além disso, é proposto um esquema para que os algoritmos CMA e SDD atuem de modo concorrente.

**Palavras-Chave**—Algoritmo de retro-propagação, equalização concorrente, equalização Pré-FFT, OFDM.

**Abstract**—This paper presents a solution to increase data throughput or BER versus SNR performance in OFDM systems. The objective is to realize this task using an LMS-like algorithm to adapt the Pre-FFT equalizer coefficients. The stochastic gradient based on the error signal for each subcarrier in the frequency domain is back-propagated to adapt the filter coefficients in the time domain. This strategy allows the use of *a priori* information about the subcarrier signal constellation to minimize cost functions such as the CMA and SDD. Moreover, we propose a scheme to use CMA- and SDD-like algorithms in a concurrent mode.

**Keywords**—Concurrent equalization, back-propagation, Pre-FFT equalization, OFDM.

## I. INTRODUÇÃO

O avanço nas aplicações envolvendo múltiplas mídias, como áudio e vídeo digital, criaram uma grande demanda por sistemas de comunicação sem fio que transmitam altas taxas de dados.

Este cenário levou à proposição e aplicação de várias tecnologias nas últimas duas décadas. Uma proposta que se destacou foi a técnica de modulação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Este esquema de modulação apresentou-se como uma alternativa eficiente e robusta para a transmissão de dados com altas taxas em ambientes com múltiplos percursos.

O sucesso técnico dos padrões de comunicação como o IEEE 802.16[1], DVB-T[2] e DAB[3] que utilizam a técnica de transmissão OFDM, se deve ao emprego das múltiplas portadoras e de uma extensão cíclica, denominada de prefixo cíclico (PC), em todos os símbolos OFDM. A proteção que o PC realiza, atua no domínio do tempo. Entretanto, o emprego do PC para combater o desvanecimento por múltiplos percursos, provoca a diminuição na vazão dos dados, o que afeta a eficiência de transmissão do sistema.

O objetivo deste artigo é apresentar uma solução para aumentar a vazão dos dados nos sistemas OFDM, pela

possibilidade de encurtar o prefixo cíclico, sem prejudicar o desempenho. Alternativamente, pode-se aumentar a cobertura da transmissão para um mesmo prefixo cíclico pela equalização Pré-FFT do canal. Para atingir essa meta, é proposto um equalizador Pré-FFT com uma estrutura algorítmica concorrente, proposta por De Castro et al. [4], porém com retro-propagação do gradiente estocástico do erro. Este algoritmo permite minimizar o PC para alcançar a máxima vazão.

Existem várias propostas na literatura para minimizar o tamanho do PC. O estudo de Zhang [5] mostra um algoritmo que aumenta a vazão do sistema, porém é necessária uma sequência de treinamento, o que provoca uma diminuição na vazão dos dados. A proposta de Zhu [6] apresenta um equalizador que remove a interferência entre os símbolos, mas à custa de uma lenta convergência. O algoritmo de Toker [7] propõe um equalizador temporal com passo adaptativo para melhorar a convergência, mas o erro residual final após a equalização é alto. O resultado da investigação de Kim [8] mostrou um esquema de equalização temporal usando a técnica baseada no algoritmo LMS. O equalizador foi testado apenas para 64 subportadoras, o que restringe a sua aplicação. Em 2004, Hewavithana [9] apresentou um algoritmo para equalização adaptativa cega de baixa complexidade. Porém, utiliza informação contida no PC, o que provoca uma diminuição na vazão dos dados.

A motivação aqui é propor um equalizador que apresente um conjunto de requisitos que otimizem o *overhead* do sistema e que as soluções empregadas nos artigos comentados não conseguem atender. Para isto se concretizar, o algoritmo de equalização proposto não deve utilizar a informação contida no PC. O método também não deve empregar qualquer forma de sequência de treinamento. Adicionalmente, é desejável que o algoritmo tenha convergência rápida e baixo erro residual em regime permanente. Deste modo, contribui-se aqui com o estudo dos equalizadores Pré-FFT propondo-se uma solução para aumentar a vazão dos dados sem penalizar o desempenho. A eficiência do equalizador proposto é analisada para cenários com prefixo cíclico insuficiente ou até mesmo inexistente. O perfil do canal ITU Brazil A [10], em ambiente com ruído gaussiano, será usado em simulador desenvolvido na plataforma *Simulink*.

O artigo está estruturado de forma a apresentar na segunda seção o algoritmo proposto, a analisar na terceira seção a metodologia e os resultados de simulação e, finalmente, apresentar na quarta seção as conclusões sobre o estudo.

## II. EQUALIZADOR CONCORRENTE PRÉ-FFT COM RETRO-PROPAGAÇÃO

### A. Algoritmo de Retro-propagação Concorrente

Nesta seção abordamos o desenvolvimento do algoritmo de retro-propagação concorrente. A Figura 1 ilustra o algoritmo proposto, destacando-se os equalizadores Pré-

Estevan M. Lopes, Instituto Nacional de Telecomunicações - INATEL, Santa Rita do Sapucaí, Minas Gerais, e-mail: estevan@inatel.br. Fabbryccio A. C. M. Cardoso e Dalton S. Arantes, Departamento de Comunicações, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Campinas, São Paulo, e-mails: [cardoso, dalton]@decom.fee.unicamp.br.

FFT no domínio do tempo (EDT) e da frequência (EDF). O bloco de retro-propagação usa a informação na frequência para atualizar os coeficientes do equalizador Pré-FFT. Além disso, a concorrência é estabelecida entre os algoritmos CMA (*Constant Modulus Algorithm*) e SDD (*Soft Decision Directed*) aplicados ao sistema OFDM.

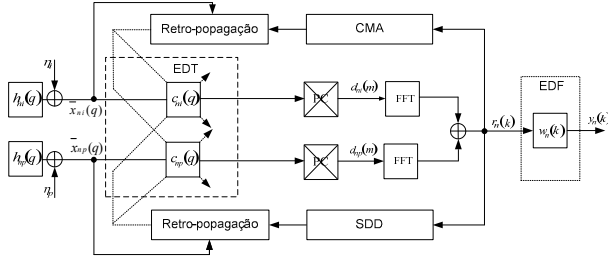


Figura 1 – Estrutura de retro-propagação para o equalizador Pré-FFT.

Para explicar o desenvolvimento do algoritmo de retro-propagação, são realizadas duas abordagens. A primeira usando o algoritmo CMA e a segunda o algoritmo DD.

O sinal na saída do equalizador de retro-propagação concorrente é determinado pelo conjunto de equações

$$\begin{aligned} \bar{d}_{np}(q) &= \bar{x}_{np}(q)c_{np}(q), \\ \bar{d}_{ni}(q) &= \bar{x}_{ni}(q)c_{ni}(q), \end{aligned} \quad (1)$$

onde  $\bar{x}_{np}(q)$  e  $\bar{x}_{ni}(q)$  representam os dados na entrada do equalizador temporal fracionário, sendo  $c_{np}$  e  $c_{ni}$  os coeficientes de índice par e ímpar, respectivamente, do equalizador.

#### A.1.1 Algoritmo de retro-propagação CMA

O modelo matemático para o algoritmo de equalização, usando o algoritmo CMA [11], é desenvolvido derivando-se a saída  $r_n(k)$ , após a FFT, com relação aos coeficientes do equalizador temporal  $c_j$ , onde  $k$  é o coeficiente da  $k$ -ésima subportadora que é recebido pelo EDF e  $n$  o  $n$ -ésimo símbolo OFDM.

A concepção do algoritmo considera a função de custo do algoritmo CMA tradicional, dada por  $\mathfrak{J}_{CMA} = (|r_n(k)|^2 - R_2)^2$ . Para minimizar o erro em todas as portadoras, é necessária uma alteração na função de custo do CMA para contemplar todas as portadoras, levando a  $F_{CMA} = \sum_{k=0}^{M-1} E_{CMA}(k)$ , o que resulta em

$$F_{CMA} = \sum_{k=0}^{M-1} (|r_n(k)|^2 - R_2)^2. \quad (2)$$

Por outro lado, a seguinte expressão é necessária para o cálculo dos valores do gradiente

$$\nabla_{c,n,p} E_{CMA}(k) = \left[ \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} + i \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{I,n,p}(l)} \right], \quad (3)$$

onde  $l \in \{0, 1, \dots, J-1\}$  e  $J$  é o índice que representa o número de coeficientes do equalizador temporal. Os sub-índices  $R$  e  $I$  representam a parte real e imaginária, respectivamente, do coeficiente complexo  $c$ . Os conjuntos de coeficientes de índice par  $\{c_{n,p}(j)\}$  do equalizador são complexos e dados pela expressão  $\{c_{R,n,p}(j) + i c_{I,n,p}(j)\}$ .

Representação semelhante é feita para a parte ímpar. Para simplificar o desenvolvimento é considerada apenas a parte par e no final a expressão alcançada é estendida para a parte ímpar. Os mesmos índices são designados para o desenvolvimento do algoritmo SDD. Para calcular o gradiente, é preciso encontrar as derivadas de primeira ordem em (3). Após uma manipulação matemática trivial, substitui-se o resultado encontrado em (3) e obtém-se

$$4(|r_n(k)|^2 - R_2) \left\{ r_n(k) \sum_{m=0}^{M-1} (b_{n,p}^{*(l)}(q)) e^{i \frac{2\pi m k}{M}} \right\}. \quad (4)$$

Observando o termo  $\sum_{m=0}^{M-1} (b_{n,p}^{*(l)}(q)) e^{i \frac{2\pi m k}{M}}$ , percebe-se que se trata do conjugado da transformada de Fourier. Assim, a Equação 4 pode ser reescrita como

$$4(|r_n(k)|^2 - R_2) \left\{ r_n(k) \mathcal{F}^* \left[ (b_{n,p}^{(l)}(q)) \right] \right\}, \quad (5)$$

onde o termo  $\mathcal{F}$  representa o operador da transformada de Fourier. Considerando o termo  $b_{n,p}^{(l)}(q) = x_{n,p}(l-q)$ , que representa o valores pares dos dados na entrada do equalizador temporal, e empregando a propriedade do deslocamento temporal de Fourier, a expressão (5) pode ser escrita na forma

$$4(|r_n(k)|^2 - R_2) r_n(k) \mathcal{F}^* \left[ (b_{n,p}^{(0)}(q)) \right] e^{-i \frac{2\pi l k}{M}}. \quad (6)$$

Substituindo o termo  $\mathcal{F}^* \left[ (b_{n,p}^{(0)}(q)) \right]$  por  $\mathbf{B}_{M,p}^*(k)$ , que representa uma matriz que contém  $M$  linhas e uma coluna, formada pelos coeficientes de Fourier para cada subportadora, e definindo o vetor  $\mathbf{V}_p^*(k) = 4(|r_n(k)|^2 - R_2) r_n(k) \mathbf{B}_{M,p}^*(k)$ , a Equação 6 se reduz a

$$\begin{aligned} \nabla_{c,n,p} E_{CMA}(k) &= \\ &= \mathbf{V}_p^*(k) \left[ e^{-i \frac{2\pi(0)k}{M}} \dots e^{-i \frac{2\pi(J-1)k}{M}} \right]^T. \end{aligned} \quad (7)$$

O algoritmo final deve levar em consideração que cada coeficiente do equalizador temporal é atualizado pela soma de todas as contribuições das subportadoras. Assim, considerando-se os coeficientes em função de  $\mathbf{V}_p^*(k)$ , a expressão se reduz a

$$c_{p,n+1}(j) = c_{p,n}(j) + \mu_{CMA} \sum_{k=0}^{M-1} \mathbf{V}_p^*(k) e^{-i \frac{2\pi j k}{M}}, \quad (8)$$

que pode ser reescrita na forma compacta utilizando a transformada inversa de Fourier  $\mathcal{F}^{-1}$ , levando a

$$c_{p,n+1}(j) = c_{p,n}(j) + \mu_{CMA} \left\{ \mathcal{F}^{-1} [\mathbf{V}_p^*(k)] \right\}^*. \quad (9)$$

Na expressão (9), o fator  $1/N$ , onde  $N$  é comprimento da FFT, foi omitido por conveniência, não impondo nenhum prejuízo para a implementação do algoritmo.

Considerando todos os coeficientes conforme (8), a equação para atualizar os coeficientes é dada por

$$\mathbf{c}_{p,n+1}(j) = \mathbf{c}_{p,n}(j) + \mu_{CMA} \sum_{k=0}^{M-1} \nabla_{\mathbf{c}_{p,n}} E_{CMA}(k), \quad (10)$$

onde  $\mathbf{c}$  é o vetor para os coeficientes do equalizador temporal.

A IFFT possui M termos e será empregada para atualizar os coeficientes do equalizador temporal que apresenta J termos, onde  $J < M$ . Portanto, é necessário um truncamento na IFFT até o  $J$ -ésimo termo do equalizador, ou seja, é preciso descartar os termos entre  $J+1$  e M coeficientes. Logo, relação é dada por

$$\mathcal{F}^{-1}(j, k) = \left[ e^{i \frac{2\pi j k}{M}} \right]_{j \times M}. \quad (11)$$

Empregando a definição, o vetor  $\mathbf{V}_p^*(k)$  apresenta sua forma vetorial dada por

$$\mathbf{V}_p^*(k) = [4\mathbf{e}_n(k)\mathbf{r}_n(k)\mathbf{B}_{M,p}^*(k)]_{M \times 1}. \quad (12)$$

Logo, a expressão usada na atualização dos coeficientes do ramo par do EDT é dada por

$$\mathbf{c}_{p,n+1}(j) = \mathbf{c}_{p,n}(j) + \mu_{CMA} \mathcal{F}^{-1*}(j, k) \mathbf{V}_p^*(k), \quad (13)$$

e do ramo ímpar é

$$\mathbf{c}_{i,n+1}(j) = \mathbf{c}_{i,n}(j) + \mu_{CMA} \mathcal{F}^{-1*}(j, k) \mathbf{V}_i^*(k), \quad (14)$$

O ramo superior da estrutura de retro-propagação na Figura 1, ilustra a posição no diagrama em blocos do algoritmo CMA empregado no equalizador Pré FFT.

#### A.1.2 Algoritmo de retro-propagação concorrente SDD

A derivação neste algoritmo é feita na saída decidida, após a FFT, denominada de  $r'_n(k)$ , conforme ilustra a Figura 2, com relação aos coeficientes do equalizador temporal  $c_j$ . O objetivo é fornecer ao equalizador um valor que quantize a intensidade da interferência entre os símbolos, antes que seja corrigida a fase e a amplitude de cada subportadora pelo EDF.

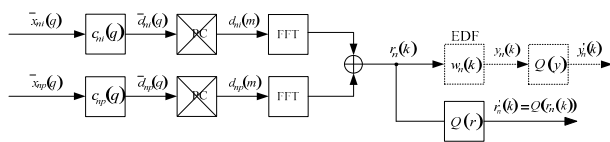


Figura 2 – Sistema de recepção OFDM modificado para a perspectiva da derivação.

A análise do algoritmo é feita de forma semelhante ao realizado para o CMA. A mudança está na função de custo tradicional do algoritmo DD, que é dada por

$$\mathfrak{J}_{DD} = |Q(r_n(k)) - r_n(k)|^2, \quad (15)$$

onde  $Q(r_n(k))$  representa a saída quantizada do equalizador definido por

$$Q(r_n(k)) = \underset{s_{il} \in \mathcal{S}}{\arg \min} |r_n(k) - s_{il}|^2. \quad (16)$$

O termo  $s_{il}$  representa um dos pontos da região de decisão, resultante da divisão do plano complexo em  $M/4$  regiões regulares, ilustrado na Figura 3. Assim, o termo  $s_{il}$  é um símbolo da constelação M-QAM dentro de um conjunto de pontos definidos por  $\mathcal{S} = \{s_{il} = (2i - Q - 1) + j(2l - Q - 1), 1 \leq i, l \leq Q\}$ , onde  $i \geq 0$ ,  $l \geq 0$  e  $Q = \sqrt{M} = 2^L$ , sendo  $L$  um número inteiro.

Após a equalização a saída do equalizador contém a versão equalizada da informação transmitida somada a um sinal com características aproximadas de uma distribuição gaussiana. Assim, se os coeficientes do equalizador temporal forem adequadamente configurados, a saída do equalizador pode ser modelada por M clusters com distribuição gaussiana, com cada cluster sendo representado por  $s_{il}$ , onde  $1 < i, l < Q$ .

Segundo as considerações acima, a função de densidade de probabilidade *a posteriori* de  $r_n(k)$  pode ser aproximada por

$$p(\mathbf{c}_{p,i}, r_n(k)) \approx \sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^Q \frac{p_{ql}}{2\pi\rho} \exp\left(-\frac{|r_n(k) - s_{ql}|^2}{2\rho}\right), \quad (17)$$

onde  $p_{ql}$  são as probabilidades *a priori* de  $s_{ql}$ ,  $1 < q, l < Q$ .

Para minimizar a complexidade dos cálculos necessários em (17), é proposta uma divisão local que contemple apenas quatro funções exponenciais. Deste modo, não é preciso investigar todas as regiões da função de densidade, pois isso é feito dividindo o plano complexo em  $M/4$  regiões regulares, conforme ilustra a Figura 3. Cada região contém quatro símbolos da constelação, representada como

$$S_{il} = \{s_{pq}, p = 2i - 1, 2i, q = 2l - 1, 2l\}. \quad (18)$$

Assim, se  $r_n(k)$  está dentro da região  $S_{il}$ , obtém-se uma aproximação da densidade *a posteriori*, dada por

$$\tilde{p}(\mathbf{c}_{p,i}, r_n(k)) \approx \sum_{p=2i-1}^{2i} \sum_{q=2l-1}^{2l} \frac{1}{8\pi\rho} \exp\left(-\frac{|r_n(k) - s_{pq}|^2}{2\rho}\right), \quad (19)$$

onde cada probabilidade foi igualmente ponderada pelo valor  $1/4$ . Porém, esta proposta só seria interessante para uma equalização ótima. Para otimizar este resultado é proposta a solução MAP estudada em [12].

A proposta é projetar um esquema com os algoritmos CMA e SDD operando de forma cooperativa. A função do algoritmo CMA é reduzir o erro para permitir a correta atuação do SDD. O algoritmo SDD é projetado para atender o critério MAP, maximizando o logaritmo da função de densidade de probabilidade local

$$\bar{J}_{LMAP}(\mathbf{c}_{p,i}) = E \left[ J_{LMAP}(\mathbf{c}_{p,i}, r_n(k)) \right]. \quad (20)$$

Ajustando-se os coeficientes do algoritmo do gradiente estocástico, obtém-se

$$J_{LMAP}(\mathbf{c}_{p,i}, r_n(k)) = \rho \log \left( \tilde{p}(\mathbf{c}_{p,i}, r_n(k)) \right). \quad (21)$$

Os coeficientes pares e ímpares de adaptação são dados por

$$\mathbf{c}_{p,i,n+1} = \mathbf{c}_{p,i,n} + \mu_{DD} \frac{\partial J_{LMAP}(\mathbf{c}_{p,i}, \mathbf{r}_n(k))}{\partial \mathbf{c}_{p,i}}, \quad (22)$$

onde

$$\frac{\partial J_{LMAP}(\mathbf{c}_{p,i}, \mathbf{r}_n(k))}{\partial \mathbf{c}_{p,i}} = \frac{\sum_{p=2i-1}^{2i} \sum_{q=2l-1}^{2l} \exp\left(-\frac{|\mathbf{r}_n(k) - s_{pq}|^2}{2\rho}\right) (s_{pq} - \mathbf{r}_n(k)) \mathbf{B}_{M,p,i}^*}{\sum_{p=2i-1}^{2i} \sum_{q=2l-1}^{2l} \exp\left(-\frac{|\mathbf{r}_n(k) - s_{pq}|^2}{2\rho}\right)} \quad (23)$$

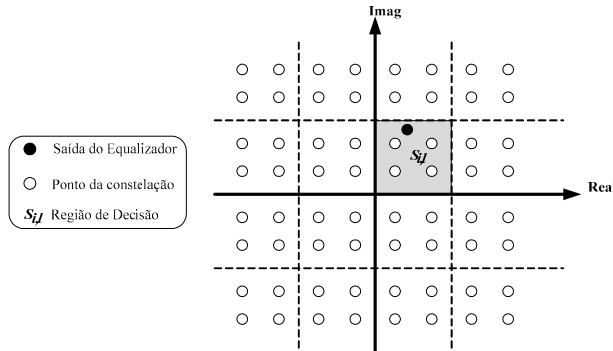


Figura 3 – Região de decisão para o algoritmo SDD.

### III. METODOLOGIA DE SIMULAÇÃO E ANÁLISE DE RESULTADOS

A metodologia de simulação usada no artigo mostra o desempenho do sistema OFDM equipado com o algoritmo de retro-propagação concorrente. A proposta da simulação é verificar qual é o desempenho do sistema quando o PC é reduzido para valores menores do que a dispersão temporal do canal, deixando o trabalho de mitigar a ISI (*Inter Symbol Interference*) para o equalizador Pré-FFT. Os resultados de simulação são gerados de forma a se comparar o desempenho do sistema proposto, em termos de  $BER \times E_b/N_0$ , com o esquema tradicional de equalização no domínio da frequência com PC insuficiente. O desempenho do algoritmo de retro-propagação concorrente também é comparado com o desempenho de um equalizador temporal ideal, que tem disponível durante toda a simulação uma sequência de treinamento conhecida. Esse sistema com supervisão plena não transmite informação útil, mas serve como uma referência de desempenho superior para se avaliar o desempenho do algoritmo proposto. O equalizador temporal supervisionado utiliza o tradicional algoritmo LMS para atualização dos seus coeficientes. Também são apresentados resultados teóricos e de simulação para canal AWGN com o propósito de enfatizar a coerência dos resultados de simulação.

O equalizador no domínio da frequência, que foi empregado nas simulações, utiliza a conhecida Interpolação Linear para a estimação do canal. Esse processo estima o canal em portadoras pilotos fixas e igualmente espaçadas de cada símbolo OFDM, a partir da expressão  $\hat{\Gamma}_n(k) = \frac{\hat{P}_n(k)}{P(k)}, \forall k \in \text{pilotos}$ . Para as portadoras de dados, a estimativa de canal é obtida pela interpolação linear das estimativas obtidas nos tons pilotos vizinhos.

Os resultados de simulação no artigo foram obtidos para um sistema OFDM com 2048 portadoras. Os símbolos OFDM, incluindo o PC, possuem um período de amostragem de  $T_s = 63/(512 \times 10^6) \sim 123,05 \text{ ns}$ . Para formatação do espectro de frequências, foram utilizadas, entre as 2048 portadoras, 158 portadoras nulas, restando 1890 para dados e pilotos. As portadoras de dados são moduladas com 64-QAM e os tons pilotos com BPSK. Os parâmetros do equalizador usados na simulação são apresentados na Tabela 1.

Para se verificar o aumento na vazão dos dados que se consegue obter com o equalizador Pré-FFT, o sistema com o estimador linear é configurado com os tons pilotos espaçados entre si de cinco portadoras, resultando em 378 pilotos e 1512 portadoras de dados, em cada símbolo OFDM. Neste caso, a vazão do sistema  $R_{\text{interp}}$  é dada pelo inverso de  $T_s \times 2048 \times (1 + PC)/(1512 \times 6)$ . Para o equalizador concorrente, a configuração dos tons pilotos é idêntica à do estimador por Interpolação Linear.

A Tabela 2 resume os valores de vazão sistêmica para uma transmissão OFDM, em função do cenário proposto. Observe pela Tabela 2 que o cenário que usa o canal Brazil A, com o equalizador Pré-FFT concorrente e  $PC = 0$ , possibilita uma economia superior a 1 Mbit/s, frente a uma configuração que utiliza estimador convencional com o PC suficiente para prevenir a ISI.

O esquema para a equalização proposta foi testado para valores de PC iguais a 1/64 e zero. A motivação para a escolha desses valores foi estabelecida pelo perfil do canal apresentado na Tabela 3. A duração do PC em  $\mu\text{s}$  é dada, para o sistema aqui considerado, por  $2048 \times PC \times T_s$ . Isto corresponde, para  $PC = 1/64$  e  $PC = 0$ , a durações de 3,9375  $\mu\text{s}$  e 0  $\mu\text{s}$ , respectivamente. Portanto, como o atraso do canal Brazil A é de 5,93  $\mu\text{s}$ , conclui-se que valores de PC iguais a 1/64 e zero não previnem a ISI no canal Brazil A.

TABELA 1  
PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO

PARÂMETROS		
FFT/IFFT	Passo de Equalização	Coefficientes do Equalizador
2048	0,005 – CMA 0,001 - DD	55

TABELA 2  
VAZÃO LÍQUIDA DE DADOS PARA O CENÁRIO CONSIDERADO

Receptor	Prefixo Cíclico	Vazão (Mbits/s)
Concorrente	Brazil A PC = 0	36
Interpolação Linear	Brazil A PC = 1/32	34,91

TABELA 3  
PERFIL DOS CANAIS DE COMUNICAÇÃO

ITU BRAZIL A			
COEFICIENTE	ATRASO( $\mu\text{s}$ )	GANHO(DB)	FASE(RAD)
1	0	0	0
3	0.15	-13.8	0
20	2.22	-16.2	0
26	3.05	-14.9	0
49	5.86	-13.6	0
50	5.93	-16.4	0

Os resultados de simulação foram obtidos para cada ponto de  $E_b/N_0$  pela estimativa da média  $\xi$  da BER em  $L = 25$  realizações do experimento (simulação), como

mostrado na equação  $\overline{BER} = 1/L \sum_{l=1}^L BER_l$ . Nos cálculos, supõe-se que  $\overline{BER}$  tem distribuição gaussiana.

No cálculo do IC (*Intervalo de Confiança*) de 95%, o parâmetro  $c$  é dado pela função inversa de distribuição acumulada *t-student* avaliada em 0,95, ou seja,  $S^2 = \frac{1}{L-1} \sum_{l=1}^L (BER_l - \overline{BER})^2$ ,  $\Pr\left\{-c < \frac{\overline{BER} - \xi}{S\sqrt{L}} < c\right\} = 0,95$  e  $IC = [\overline{BER} - cS\sqrt{L}; \overline{BER} + cS\sqrt{L}]$ .

As curvas de desempenho de  $BER \times E_b/N_0$  são então apresentadas com linha sólida para a estimativa da média  $\overline{BER}$  e com linha tracejada para os limites superior e inferior do IC.

As Figura 4 e Figura 5 ilustram os resultados do desempenho alcançado com a simulação para o canal Brazil A. Os resultados mostram que o algoritmo proposto resulta em um canal equivalente encurtado e melhora o desempenho do sistema em cenários com PC insuficiente. Na prática, esse ganho de desempenho pode possibilitar aumentos de capacidade ou de melhoria da cobertura de sistemas OFDM. O algoritmo de retro-propagação concorrente ainda conta com as características inerentes à cooperação entre o CMA e o DD. Esta cooperação, como mostram De Castro et al. [4] e Chen [13], melhora a velocidade de convergência e minimiza o erro residual da equalização.

#### IV. CONCLUSÕES

Foi proposto neste artigo um algoritmo para a equalização Pré-FFT cega em sistemas OFDM. A motivação para desenvolver o algoritmo foi alcançar duas metas. A primeira é maximizar a vazão sem comprometer o desempenho de sistemas OFDM, pois o método possibilita operar o sistema com duração mínima de prefixo cíclico. Nesse sentido, o emprego de um algoritmo cego também ajuda a melhorar essa meta, uma vez que não há necessidade de enviar seqüências de treinamento. Outro desdobramento importante é a possibilidade de se aumentar a sensibilidade dos receptores e a extensão da cobertura nos padrões OFDM atuais.

O algoritmo de adaptação dos coeficientes do equalizador pré-FFT possibilita empregar informações previamente conhecidas sobre a constelação do sinal nas subportadoras, a fim de se minimizar as funções de custo dos algoritmos CMA e DD.

Os resultados são mostrados para cenários onde o PC é insuficiente para evitar a ISI. O desempenho do sistema é satisfatório, levando-se em conta que nenhum processo de correção de erro foi aplicado.

Os resultados de simulação para o canal AWGN utilizado estão coerentes com os resultados teóricos, mostrando que a simulação está devidamente calibrada. Finalmente, os resultados de simulação para o método proposto mostraram que é possível melhorar significativamente os resultados de desempenho de sistemas OFDM nos cenários em que o prefixo cíclico é insuficiente.

#### VI. REFERÊNCIAS

- [1] IEEE 802.16-2004, *IEEE Standards for Local and Metropolitan Area Networks - Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*, Work Group IEEE 802.16, Jun 2004.
- [2] ETSI ETS 300 744: Digital Video Broadcasting (DVB-T).
- [3] ETSI 300 401: Radio broadcasting systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers. ETSI, February 1995.
- [4] F. C. C. de Castro, Maria C. F. de Castro and Dalton S. Arantes, "Concurrent Blind Deconvolution for Channel Equalization", IEEE

International Conference On Communications ICC2001, pp. 366-371, Helsinki, Finland, June 2001.

[5] J. Zhang and Wee Ser, "A new Algorithm for time domain equalization in the OFDM Systems", in Proc. IEEE 56<sup>th</sup> Vehicular Technology Conference, VTC 2002.

[6] J. Zhu, W. Ser and A. Nehorai, "Channel equalization for DMT with insufficient cyclic prefix," in Proc. IEEE 34<sup>th</sup> Asimolar Conference on Signals, Systems and Computers, vol. 2, pp. 951-995, Oct. 2000.

[7] C. Toker and Gökhan Atin, "Blind, Adaptive Channel Shortening Equalizer Algorithm which can Provide Shortened Channel State Information (BASC-SI)", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol 57, No. 4, April 2009.

[8] S. Wook Kim, Kyun Hyon Tchah, "Performance Analysis of Adaptive Equalizer Design for OFDM Wireless LAN, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 50, no. 2, May 2004.

[9] T. C. Hewavithana and D. M. Brooks (2004). "Blind Adaptive Channel Equalization for OFDM Using the Cyclic Prefix Data", IEEE Communications Society, Globecom 2004, 29, Nov. - 3, Dec. 2004.

[10] ITU Radiocommunication Study Groups: Document 6E/TEMP/131-E, "Guidelines and Techniques for the Evaluation of DTTB Systems", March 19, 2003.

[11] C. R. Johnson, Jr. et al., "Blind Equalization Using Constant Modulus Criterion: A review", Proceedings of the IEEE, Vol. 86, No. 10, October 1998.

[12] S. Chen, S. McLaughlin, P.M. Grant and B. Mulgrew, "Reduced-complexity multi-stage blind clustering equaliser," in Proc. ICC'93 (Geneva, Switzerland), 1993, Vol.2, pp.1149-1153.

[13] S. Chen, E. S. Chng, "Concurrent Constant Modulus Algorithm and Soft Decision Directed Scheme for Fractionally-Spaced Blind Equalization", Proc. of IEEE Int. Conf. on Communications, Vol. 4, pp. 2342-2346, 2004.

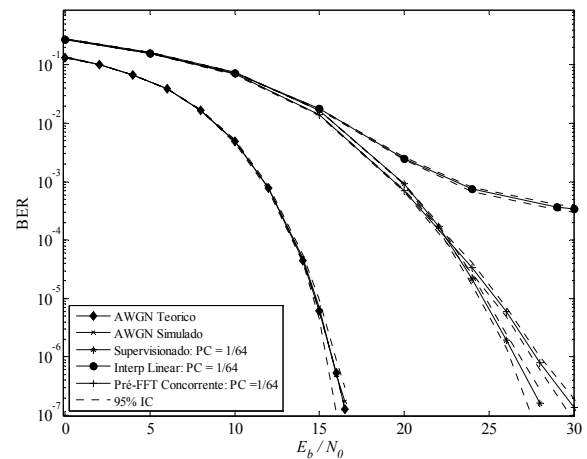


Figura 4. Desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o cenário de transmissão com PC = 1/64 e canal ITU Brazil A.

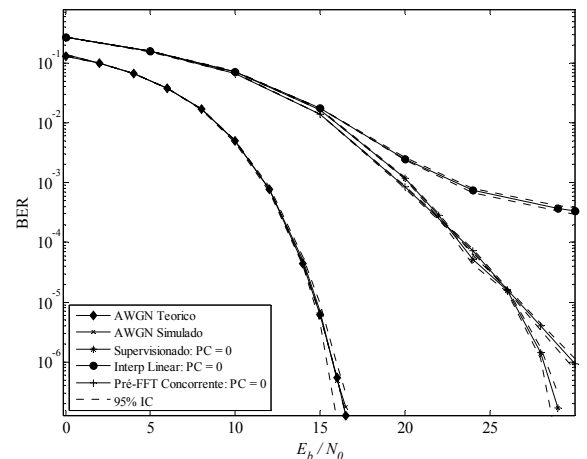


Figura 5. Desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o cenário de transmissão com PC = 0 e canal ITU Brazil A.