

## DESEMPENHO DE EQUALIZADORES AUTODIDATAS NÃO-LINEARES EM RECEPTORES 8-VSB ATSC PARA TV DIGITAL

Flávia M. Gigli, Lais R. Macêdo, Marcelo A. Fernandes, Dalton S. Arantes e João M. T. Romano  
(flaviag; laism; maugusto; dalton; romano)@decom.fee.unicamp.br

Departamento de Comunicações  
Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação  
Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP  
Caixa Postal 6101, 13083-970, Campinas, SP

### RESUMO

Este artigo tem por finalidade apresentar uma comparação do desempenho de equalizadores adaptativos não lineares com decisão realimentada, aplicados ao sistema de TV digital de alta definição (HDTV) que utiliza o padrão ATSC (Advanced Television System Committee). Duas estruturas de equalizadores são estudadas, ambas utilizando apenas algoritmos de equalização cega. Resultados de simulações para canais de televisão digital, típicos de centros urbanos, são utilizados para estudar a viabilidade do uso de cada equalizador em cada caso.

### 1. INTRODUÇÃO

Em 1996, os Estados Unidos adotaram o padrão ATSC para o sistema de TV digital de alta definição (HDTV). Este sistema usa o MPEG-2 como padrão de compressão de vídeo e os códigos de Reed-Solomon e de treliça (TCM) com modulação 8-VSB (Vestigial Side Band) na transmissão [10][11]. O padrão ATSC propõe também a utilização de um equalizador adaptativo do tipo DFE (Decision Feedback Equalizer), treinado por exemplo com o algoritmo LMS-DD [1][2][6], usando uma seqüência de treinamento repetida a intervalos constantes de 24; 2 ms [10]. Todavia, apesar do padrão ATSC estabelecer critérios rígidos para o sistema de transmissão, o mesmo não acontece com o processo de recepção. Deixa-se livre, por exemplo, a utilização da estrutura e do algoritmo de treinamento do equalizador.

Este artigo tem como proposta apresentar uma validação e uma comparação do desempenho de equalizadores adaptativos não lineares treinados apenas com algoritmos autodidatas (ou cegos), aplicados ao sistema ATSC. Serão abordadas a estrutura clássica do DFE [4][9] e uma estrutura alternativa formada pela cascata de equalizadores de módulo e de fase [14][15]. Dois aspectos motivam o estudo de desempenho proposto e constituem as principais contribuições do trabalho. O primeiro é a utilização de algoritmos cegos na aplicação abordada, onde se mostra que para estes canais não parece ser necessária a transmissão da seqüência de treinamento no sistema ATSC. O outro aspecto importante é o emprego do equalizador com a estrutura Módulo/Fase no sistema ATSC, ilustrando o potencial desta proposta recente numa aplicação concreta de grande interesse prático, particularmente neste momento onde se discute um padrão de TV digital para o Brasil.

O trabalho está organizado da seguinte forma. Na Seção 2 descreve-se o padrão ATSC. Na Seção 3 discute-se a estrutura

de simulação utilizada, apresentando-se as estruturas dos equalizadores DFE e Módulo/Fase. Na Seção 4 apresentam-se os resultados obtidos via simulação para alguns canais típicos de TV digital, viabilizando assim a comparação de desempenho das duas estruturas. Finalmente, na Seção 5 apresentam-se as conclusões.

### 2. SISTEMA ATSC

O sistema ATSC [10][11] transmite um sinal digital utilizando uma modulação 8-VSB e uma estrutura de quadros composta de campos e segmentos. Cada campo de dados possui 313 segmentos, sendo o primeiro um sinal de sincronização de campo, que contém a seqüência de treinamento do equalizador, e os 312 restantes são segmentos de dados. Cada segmento de dados possui 208 bytes (832 símbolos), dos quais o primeiro byte é utilizado para o sincronismo de segmento.

O esquema de transmissão, ilustrado nas Figuras 1 e 2, é composto de um aleatorizador de dados, onde todos os bytes dos dados de entrada são somados (módulo 2) com uma seqüência pseudo-aleatória binária de comprimento máximo de 16 bits. Esta seqüência é inicializada em todo começo de cada um dos campos de dados e é gerada pelo polinômio  $g(x) = x^{16} + x^{13} + x^{12} + x^{11} + x^7 + x^6 + x^3 + x + 1$ .

Depois do aleatorizador, os dados passam por um codificador Reed-Solomon (207; 187) que pode corrigir até 10 bytes errados. O codificador atua sobre um  $GF(256)$  com um polinômio gerador de paridade  $\sum_{i=0}^{2t-1} x^i$  e um polinômio primitivo  $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ . Segue-se, então, um entrelaçador de byte convolucional (52; 208), utilizado para proteção contra ruídos impulsivos. Os bytes de dados são alimentados do entrelaçador de bytes para 12 codificadores convolucionais (TCM de taxa 2=3) funcionando em paralelo. Cada byte é processado individualmente por um desses codificadores, produzindo assim 4 símbolos na saída. Todos os codificadores utilizam um código em treliça de quatro estados com taxa de 2=3. O fluxo de símbolos resultante do codificador pode ser caracterizado como um sinal PAM em banda base de 8 níveis, operando a uma taxa de 10; 76 Msímbolos/s. Este sinal é então aplicado a um filtro com resposta SQRC (raiz quadrada do cosseno levantado), com *roll-off* de 5; 75%, criando um sinal 8-VSB na faixa de 6 MHz com *roll-off* global de 11; 5%.

A combinação do código de treliça (interno) com o código de Reed-Solomon (externo) entrega uma probabilidade de erro de bit (BER) de  $3 \times 10^{-6}$  a uma relação sinal ruído de aproximada-

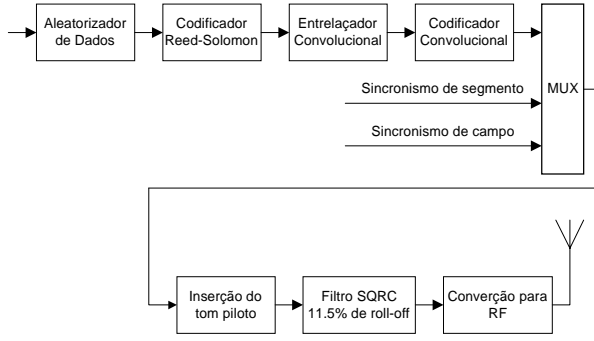


FIGURA 1: Transmissor 8-VSB.

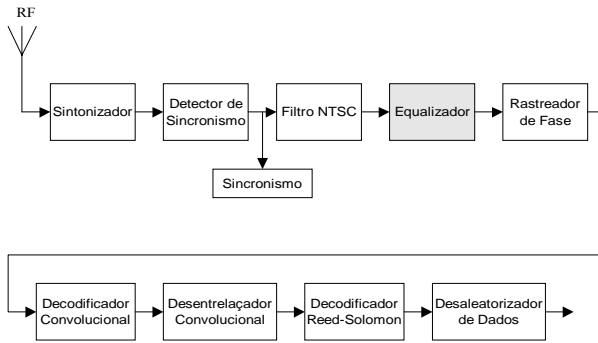


FIGURA 2: Receptor 8-VSB.

mente 14; 8 dB para um canal plano com ruído aditivo gaussiano (AWGN). Essa taxa é tratada como o limite de visibilidade (TOV) para a imagem de televisão de alta definição que utiliza o padrão MPEG2 [10][11]. Convertendo-se essa taxa de erro de bit para uma taxa de erro de símbolo (SER), após o equalizador, obtém-se aproximadamente 0; 2 para a SER do fluxo de símbolos 8-VSB [5].

### 3. ESTRUTURA DE SIMULAÇÃO

#### 3.1. Decision Feedback Equalizer (DFE)

A estrutura DFE é apresentada na Figura 3, onde a seqüência de símbolos  $\{a(n)\}_{n \in \mathbb{Z}}$  pertencentes a um alfabeto finito  $A$ , é transmitida através de um canal linear, invariante no tempo (LTI), com resposta impulsiva finita (FIR)  $h = [h_0; h_1; \dots; h_{L-1}]^T$ ,  $h_i \in \mathbb{R}$ ; e com ruído aditivo Gaussiano branco  $\{o(n)\}_{n \in \mathbb{Z}}$  de média zero e variância  $\sigma_o^2$ . O sinal recebido pelo equalizador é então dado por

$$x(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i a(n-i) + o(n); \quad (1)$$

onde  $L$  é o comprimento da resposta do canal.

O sinal equalizado é a soma das saídas dos filtros *forward* e *feedback*. As decisões realizadas são realimentadas através de um segundo filtro transversal. A idéia básica está em supor que os símbolos já detectados foram corretamente decididos, ou seja,  $\hat{a}(n) = a(n)$ . Desta forma, o filtro *feedback* gera em sua saída

uma estimativa da ISI (pós-ecos) contribuída por esses símbolos, a ser subtraída do sinal à saída do filtro *forward*, onde a ISI ainda está presente. Por sua vez, o efeito do filtro *forward* é cancelar apenas a ISI referente aos pré-ecos [1] [9].

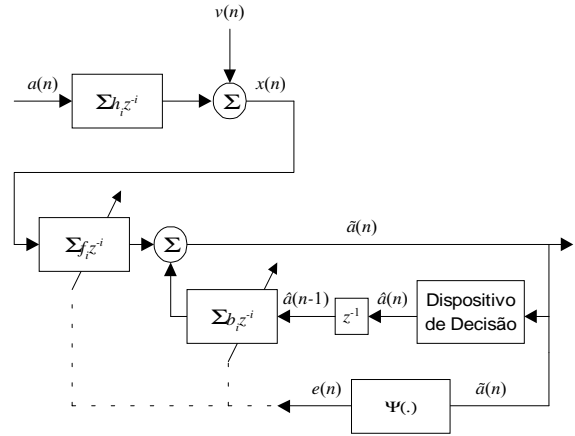


FIGURA 3: Estrutura do DFE.

Assim, através do emprego conjunto dos dois filtros, *forward*,  $f = [f_0; f_1; \dots; f_{L_f-1}]^T; f_i \in \mathbb{R}$  e *feedback*,  $b = [b_0; b_1; \dots; b_{L_b}]^T; b_i \in \mathbb{R}$ ; chega-se a um sinal praticamente equalizado e expresso por

$$a(n) = \sum_{i=0}^{L_f-1} f_i x(n + d_f - i) + \sum_{i=1}^{L_b} b_i \hat{a}(n + d_b - i); \quad (2)$$

onde  $d_f$  é o atraso do equalizador *forward* e  $d_b$  é o atraso do equalizador *feedback*.

Na prática, inicialmente o receptor não tem conhecimento da função de transferência do canal, sendo também possível que este canal varie no tempo. Assim, o DFE deve ser implementado como um filtro adaptativo, sendo os coeficientes dos filtros *forward* e *feedback* ajustados simultaneamente de acordo com um algoritmo de adaptação. Neste trabalho utiliza-se o algoritmo de Godard [13], de forma que o ajuste dos coeficientes do *forward* é dado pela equação

$$f(n+1) = f(n) + \mu e(n) x(n); \quad (3)$$

e o ajuste dos coeficientes do *feedback* por

$$b(n+1) = b(n) + \mu e(n) \hat{a}(n-1); \quad (4)$$

onde  $\mu$  é o passo de adaptação,  $f(n)$  e  $b(n)$  são os vetores de coeficientes dos filtros *forward* e *feedback* no instante  $n$ , respectivamente, e  $e(n)$  é o erro de estimação, que é dado por

$$e(n) = a(n) - \hat{a}(n) = a(n) - \sum_{i=0}^{L_f-1} f_i x(n-i) - \sum_{i=1}^{L_b} b_i \hat{a}(n-i); \quad (5)$$

conforme apresentado nas referências [5][9].

No caso da equalização de um sinal de TV digital, o DFE e o conjunto dos decodificadores podem operar em um meio com baixa SNR, onde o DFE reduz a ISI o suficiente para permitir que os decodificadores façam uma estimativa do sinal com uma taxa de erro de bit muito pequena ( $< 3 \times 10^{-6}$ ). A característica não linear do DFE minimiza o fenômeno de *noise enhancement*, típico dos equalizadores que operam apenas com filtros FIR, sendo portanto adequada às aplicações com alto nível de ruído.

### 3.2. Estrutura Módulo/Fase

A estrutura apresentada a seguir também funciona em um modo de decisão realimentada, combatendo o mesmo fenômeno de *noise enhancement*. Daí o interesse numa comparação de desempenho entre os dois equalizadores.

É fato conhecido que os filtros de erro de predição (FEP) correspondem a equalizadores de canais de fase mínima [2]. Assim, quando se coloca um FEP na saída do canal, o módulo da resposta em frequência da saída do FEP é igual ao do sinal transmitido. Realmente, estes sinais só diferem na fase de suas respostas em frequência. Para recuperar o sinal transmitido basta, então, passar o sinal que sai do FEP por um filtro passa-tudo, que não altera sua resposta em amplitude (que já tem a forma correta), mas corrija sua resposta em fase. Pode-se pensar, assim, em um equalizador composto pela cascata de um filtro de erro de predição linear, que pode ser visto como um equalizador de magnitude, e de um filtro passa-tudo, que pode ser visto como um equalizador de fase [14][15]. Seu funcionamento pode ser melhor compreendido quando considerasse a decomposição do canal como um sistema de fase mínima em cascata com um sistema passa-tudo.

A estrutura do equalizador proposto está mostrada na Figura 4. Note que o dispositivo de decisão está introduzido na malha de realimentação do passa-tudo, o que favorece a aplicação deste equalizador em canais com nullos espectrais severos.

Uma propriedade interessante desta estrutura é que os parâmetros do preditor e do filtro passa-tudo podem ser adaptados de maneira independente. Ao filtro de erro de predição cabe apenas branquear o sinal transmitido, de forma que seus parâmetros são adaptados visando minimizar a média quadrática do erro de predição. O algoritmo de adaptação LMS resultante [16] é dado por

$$c(n) = c(n-1) + \mu p(n) p(n-1); \quad (6)$$

onde  $c = [c_1; \dots; c_N]^T$  é o vetor de coeficientes do preditor,  $p(n-1) = [p(n-1); \dots; p(n-N)]^T$  é o vetor de saída do filtro de erro de predição e  $\mu$  é o passo de adaptação. Observe que o algoritmo não envolve nenhuma informação sobre o sinal transmitido. Assim, a equalização com predição linear pode ser considerada uma técnica de equalização cega.

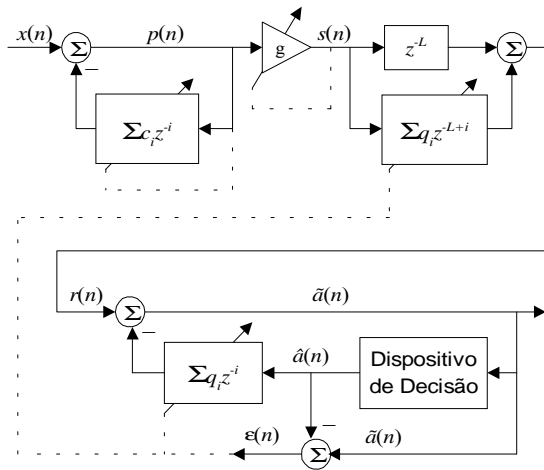


FIGURA 4: Estrutura do equalizador Módulo/Fase.

O ganho do FEP linear (IIR) converge normalmente para valores pequenos, enquanto o do passa-tudo é fixo. Desta forma, para possibilitar a equalização de um canal genérico, restaurando-se os níveis da constelação transmitida, adota-se um CAG em cascata com o FEP. O CAG busca então igualar a energia do sinal em sua saída com a do sinal transmitido. Assim, seu algoritmo de adaptação é dado por

$$G(n) = G(n-1) + \mu E \{ |j a(n)|^2 - |j s(n)|^2 \}; \quad (7)$$

$$g(n) = \frac{\rho}{j G(n)}; \quad (8)$$

onde  $\mu$  é o passo de adaptação do CAG.

Para adaptação do equalizador de fase, deve-se escolher um critério a ser otimizado. Simulações deste equalizador utilizando um simples critério de decisão direta com erro quadrático médio (minimizar  $J(q) = E \{ |j^n(n)|^2 \}$ ) mostraram uma ótima velocidade de convergência desta estrutura, além de uma capacidade de equalizar canais com profundos nullos espectrais. Além disso, utilizando-se certas hipóteses simplificadoras, prova-se que este é um critério unimodal [14]. O algoritmo LMS que leva à minimização desta função é dado por

$$q_j(n) = q_j(n-1) + \mu (|j^n(n)|^2 - \hat{q}_j(n)); \quad (9)$$

$$q(n+1) = q(n) + \mu k q(n); \quad (10)$$

onde  $q = [q_1; \dots; q_L]^T$  é o vetor de coeficientes do equalizador de fase,  $k$  é o passo de adaptação do equalizador de fase e  $\mu = [\mu_1; \dots; \mu_L]^T$  é um vetor auxiliar.

## 4. SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Como o objetivo deste trabalho é comparar o desempenho dos equalizadores cegos DFE e Módulo/Fase com o esquema de equalização inicialmente sugerido pelo ATSC, desenvolveu-se um simulador baseado nos sistemas das Figuras 1 e 2. Nele simulou-se três canais com multipercursos e ruído aditivo Gaussiano, descrevendo condições reais de transmissão em sistema de TV digital. Estes canais estão apresentados nas Tabelas 1, 2 e 3, onde  $\lambda$  (1s) é o atraso de cada raio e  $\mu$  sua amplitude.

TABELA 1: Canal com 1 pré-eco e 4 pós-ecos (Canal 1)

$\lambda$ (1s)	$\mu$	1:8	0	0:15	1:8	5:7	18
$\mu$		0:1	1	0:1	0:125	0:199	0:316

TABELA 2: Canal com 1 pré-eco (Canal 2).

$\lambda$ (1s)	$\mu$	1:9	0
$\mu$		0:5	1

TABELA 3: Canal com 1 pós-eco (Canal 3).

$\lambda$ (1s)	$\mu$	0	1:9
$\mu$		1	0:5

Para cada canal simulou-se a estrutura DFE com 64 taps no filtro *forward* e 192 no filtro *backward*, de acordo com o esquema inicialmente sugerido pelo ATSC [10][11]. No caso do equalizador Módulo/Fase, determinou-se através de simulações o número

TABELA 4: Número mínimo de coeficientes para o equalizador Módulo/Fase.

	Canal 1	Canal 2	Canal 3
Taps do filtro Preditor	250	50	50
Taps do filtro Fase	30	100	10

mínimo de *taps* necessário para cada canal estudado, cujos valores estão apresentados na Tabela 4.

Para cada canal foram traçadas as curvas de BER versus relação sinal ruído (SNR) e de BER versus SER. No caso do canal 1, também apresenta-se o gráfico de convergência no TOV. Todas essas curvas de desempenho foram traçadas após a total equalização do canal, ou seja, a verificação da probabilidade de erro de bit e de símbolo só foi iniciada após a convergência do equalizador.

O canal 1 é composto de multipercursos estáticos, no qual as amplitudes dos ecos aumentam conforme se afastam do sinal principal. Neste caso, observa-se a partir do gráfico SNR E BER, apresentado na Figura 5, que os desempenhos dos dois algoritmos cegos foram semelhantes e um pouco superiores ao do algoritmo treinado.

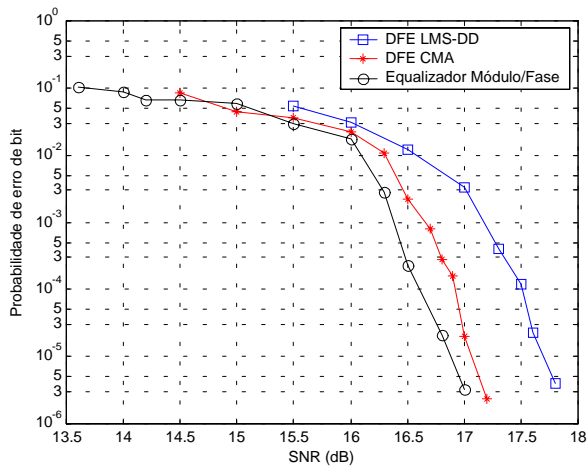


FIGURA 5: Gráfico SNR E BER referente ao canal 1.

Objetivando a análise da propagação de erro na saída dos equalizadores, devido à sua estrutura realimentada, elaborou-se o gráfico da Figura 6, que apresenta a probabilidade de erro de símbolo (SER) após o equalizador versus a probabilidade de erro de bit (BER) após o decodificador de Reed-Solomon, para o canal 1. Através dele conclui-se que a propagação de erro foi irrelevante, pois todos os equalizadores tiveram um SER aproximadamente de 0,2 no TOV, ou seja, possuem a mesma SER que um canal AWGN no TOV, indicando que os dados na saída dos equalizadores estão pouco correlacionados.

A Figura 7 ilustra o tempo de convergência dos três equalizadores, apresentando a SER média em função do campo de dados. Observa-se claramente que os algoritmos cegos apresentam um tempo de convergência reduzido em relação ao algoritmo treinado, sendo, portanto, mais eficientes.

O canal 2 possui um único pré-eco com amplitude igual à metade do sinal principal, sendo mais severo do que os outros ca-

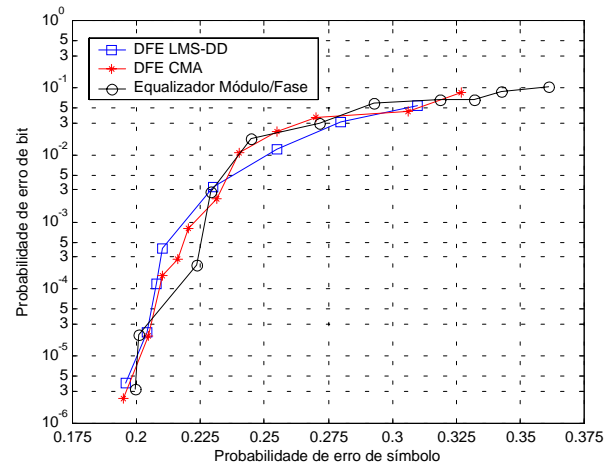


FIGURA 6: Gráfico SER E BER referente ao canal 1.

nais simulados. No gráfico SNR E BER, apresentado na Figura 8, observa-se que os desempenhos dos algoritmos cegos foram também semelhantes e superiores ao do algoritmo treinado, havendo entretanto uma perda de quase 2 dBs em relação aos outros canais. Este caso também não apresentou propagação de erros relevante, conforme está apresentado na Figura 9

O canal 3, com um pós-eco de amplitude igual à metade do sinal principal, teve um comportamento muito semelhante ao do canal 1, ou seja, os desempenhos dos algoritmos cegos foram superiores ao treinado, como mostrado na Figura 10. Observou-se também, como mostrado na Figura 11, que não houve propagação de erros significativa.

## 5. CONCLUSÕES

Neste trabalho, modelou-se o sistema ATSC e comparou-se o desempenho das estruturas Módulo/Fase com algoritmos cegos e DFE com algoritmos cegos e treinados.

Analisando os gráficos da relação sinal ruído (SNR) versus probabilidade de erro de símbolos depois do equalizador (SER), percebe-se que os algoritmos cegos obtiveram melhor desempenho que o LMS-DD sugerido pelo ATSC, especialmente no canal 2 onde só havia um pré-eco.

Comparando os desempenhos dos equalizadores Módulo/Fase e DFE, observa-se que ambos apresentaram comportamentos similares para os canais simulados.

De acordo com os gráficos das probabilidades de erro de símbolo (SER) versus probabilidades de erro de bit (BER), verifica-se que o TOV ( $BER = 3 \times 10^{-6}$ ) foi atingido a uma SER de aproximadamente 0,19, que está bem próxima da SER do TOV alcançado no canal AWGN ( $SER = 0,2$ ). Portanto, pode-se concluir que o problema da propagação de erro não foi tão relevante para esses canais. Conforme esperado, o TOV foi atingido a uma SNR maior que a ideal, dada pelo canal AWGN, devido ao fenômeno de *noise enhancement*.

Conseguiu-se assim estabelecer resultados que sugerem a viabilidade da implementação da estrutura Módulo/Fase na equalização de sinais de TV digital ATSC com modulação 8-VSB.

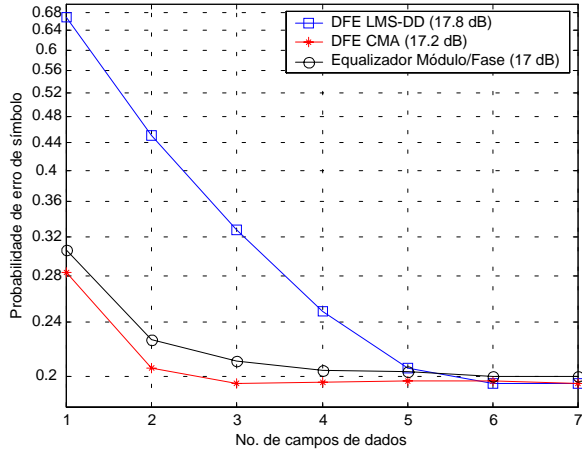


FIGURA 7: Gráfico de convergência referente ao canal 1.

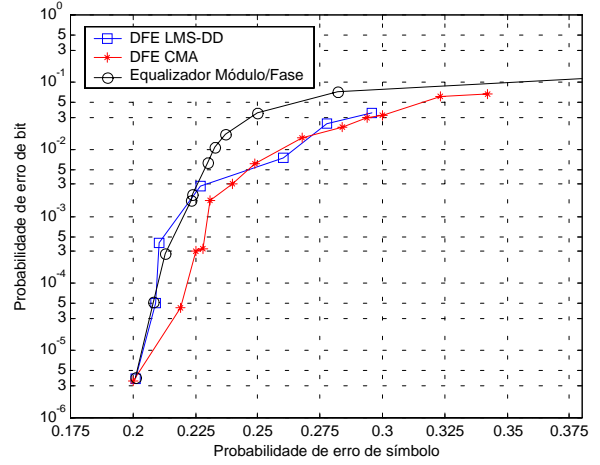


FIGURA 9: Gráfico SER E BER referente ao canal 2.

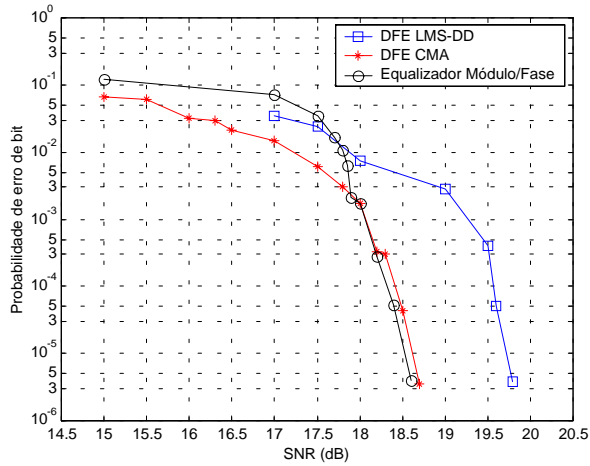


FIGURA 8: Gráfico SNR E BER referente ao canal 2.

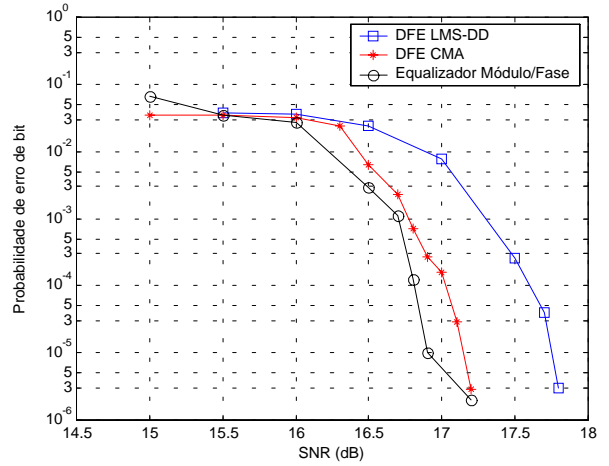


FIGURA 10: Gráfico SNR E BER referente ao canal 3.

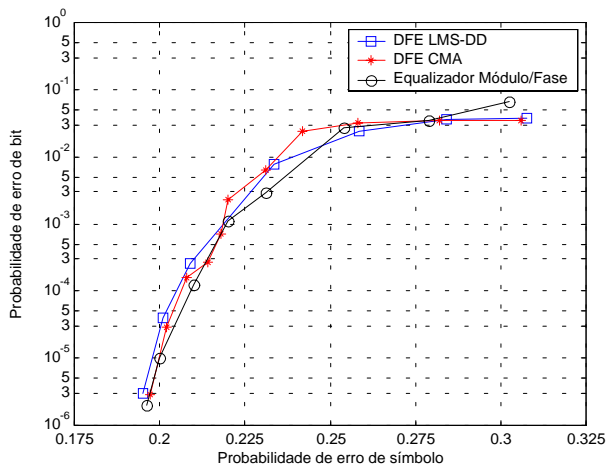


FIGURA 11: Gráfico SER e BER referente ao canal 3.

## 6. AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio e suporte financeiro recebidos da CAPES - Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, CNPq - Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, FAPESP - Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo e CPqD - Fundação Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações. Agradecem também aos Profs. José Geraldo Chiquito e João Batista Destro, do Departamento de Comunicações da FEEC, UNICAMP, pelas estimulantes discussões sobre o assunto.

## 7. BIBLIOGRAFIA

- [1] J. Proakis, *Digital Communications*, Mc Graw Hill, New York, 3<sup>a</sup> edição, 1995.
- [2] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, New Jersey, 3<sup>a</sup> edição, 1996.
- [3] S. Haykin, *Blind Deconvolution*, Prentice Hall, New Jersey, 1994.
- [4] S. U. H. Qureshi, "Adaptive equalization", *Proceedings of the IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349-1387, setembro 1985.
- [5] M. Ghosh, "Blind Decision Feedback Equalization for Terrestrial Television Receivers", *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, n<sup>o</sup>. 10, pp. 2070-2081, outubro 1998.
- [6] P. S. R. Diniz, *Adaptive Filtering - Algorithms and Practical Implementation*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
- [7] C.M Zhao, X.Y. Hu and X.H. Yu, "Block Sequential Least Squares Decision Feedback Equalization to Terrestrial HDTV Transmission", *Proceedings of the IEEE*, vol. 44, no. 3, pp. 78-285, setembro 1998.
- [8] N. Deshpande, "Fast Recovery Equalization Techniques for DTV Signals", *Proceedings of the IEEE*, vol. 3, n<sup>o</sup>. 4, pp. 370-377, dezembro 1997.
- [9] R. A. Casas, P. B. Schniter, J. Balakrishn and C.R. Johnson, *DFE Tutorial*, Cornell University BERG, julho 1998.

- [10] *ATSC Digital Television Standard*, Doc. A/53 [online]. Disponível em [www.atsc.org/stan&rps.html](http://www.atsc.org/stan&rps.html).
- [11] *Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard*, Doc. A/54 [online]. Disponível em [www.atsc.org/stan&rps.html](http://www.atsc.org/stan&rps.html).
- [12] Y. Wu, "Performance Comparison of ATSC 8-VSB and DVB-T COFDM Transmission Systems for Digital Television Terrestrial Broadcasting", Invited paper, Communications Research Center, Canada, pp. 1-9, 1999.
- [13] D. N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-28, pp. 1867-1975, novembro 1980.
- [14] C. A. F. da Rocha, *Técnicas Preditivas para Equalização Autodidata*, Tese de Doutorado, DECOM/FEEC/ UNICAMP, 1996.
- [15] R. R Lopes, *Desenvolvimento e Análise de Novos Algoritmos Preditivos para Equalização Cega*, Tese de Mestrado, DECOM/ FEEC/ UNICAMP, 1997.
- [16] C. A. F. da Rocha e J. M. T. Romano, "Equalização Autodidata: Fundamentos, Novas Propostas e Perspectivas", *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, vol. 10, no. 1, pg. 25-36, dezembro de 1995.