

Equalização adaptativa pré-FFT de baixa complexidade para sistemas OFDM

Marcelo Augusto Costa Fernandes e Dalton Soares Arantes

Resumo—Este artigo propõe um esquema de equalização adaptativa, no domínio do tempo (Pré-FFT), com o objetivo de melhorar o desempenho e a capacidade de sistemas OFDM. A estratégia em questão faz uso de um algoritmo adaptativo supervisionado, utilizando como referência as portadoras pilotos multiplexadas em frequência do sistema OFDM. A simplicidade da estrutura proposta, bem como a forma de obtenção dos sinais de referência para o equalizador, são pontos importantes que diferenciam este trabalho dos demais encontrados na literatura. Outro diferencial é a caracterização discreta do sistema OFDM, que resultou em um modelo mais apropriado para o desenvolvimento desta proposta. Os detalhes de funcionamento do esquema proposto, bem como as curvas de desempenho de BER, são apresentados. A proposta aqui investigada permite uma redução significativa do intervalo de guarda do sistema OFDM, aumentando assim a sua robustez ou sua capacidade de transmissão.

Palavras-Chave—OFDM, Equalização Adaptativa, LMS, Intervalo de Guarda.

Abstract—This article proposes a time-domain (Pre-FFT) adaptive equalization scheme to improve performance and capacity of OFDM systems. The adaptation algorithm is supervised by the frequency multiplexed pilots in the OFDM system. The simplicity of the proposed structure and the way the reference signals are obtained for the equalizer, are important points that differentiate this work from others in the literature. A discrete model for the OFDM system, which simplified the development of this proposal, is also presented. Details of the adaptive scheme and the BER performance curves are presented. The technique here investigated allows a significant reduction in the guard interval of OFDM systems, thereby increasing its robustness or its transmission capacity.

Keywords—OFDM, Adaptive Equalization, LMS, Guard Time.

I. INTRODUÇÃO

Em sistemas de comunicação digital, os sinais são corrompidos por diversos fatores, entre os mais comuns estão o ruído térmico e o multi-percurso [1]. O ruído térmico, que normalmente é modelado por variáveis aleatórias com distribuição gaussiana, pode ser combatido de forma eficiente pelos codificadores de canal [1] [2]. Todavia, o fenômeno do multi-percurso, que é causado pelas diversas reflexões do sinal durante a transmissão, não é tratado de forma eficiente por estes codificadores. Este fenômeno provoca o efeito de

interferência inter-simbólica (ISI) [1] [2], que é caracterizado pela sobreposição de símbolos de uma mesma fonte no domínio do tempo. A ISI limita a capacidade de transmissão do canal e é um dos principais problemas dos sistemas atuais de comunicação digital [1] [2]. Visando minimizar o problema da ISI, podem ser empregados alguns dispositivos no processo de recepção, destacando-se entre eles os equalizadores [2]. Em canais móveis a ISI é dinâmica, sendo necessária a utilização de algoritmos adaptativos aplicados aos equalizadores. Estes algoritmos manipulam dinamicamente os ganhos de filtros digitais, objetivando a redução da ISI [3].

Sistemas OFDM têm sua capacidade de transmissão reduzida devido à utilização do Intervalo de Guarda (IG) que, em alguns casos, aproxima-se de 25% da banda [4]. Por outro lado, ao se utilizar um prefixo cíclico como IG elimina-se, de forma indireta, a ISI, reduzindo-se o problema a variações de fase e amplitude que podem ser resolvidas com estimadores de canal em frequência [5][6]. Estes estimadores, que fazem parte do receptor convencional do sistema OFDM, requerem algoritmos de interpolação adaptativa que trabalham em conjunto com sinais pilotos multiplexados em frequência. Esses sinais pilotos podem ser espalhados, como no caso do ISDB-T, DVB e SBTVD [7][8][9] ou fixos como no caso do padrão IEEE 802.11 [10].

A combinação entre equalizadores e estimadores, em receptores OFDM, tem sido objeto de estudo de diversos trabalhos abordando diferentes técnicas. Algumas destas trabalham com o receptor OFDM convencional e estudam novos algoritmos de interpolação para a estimação de canal [5][6]. Outras diferem entre si quanto ao posicionamento do equalizador, seja com o equalizador pós-FFT ou com o equalizador pré-FFT. No entanto, ambas trabalham com os equalizadores associados aos estimadores, nos quais a informação da estimação de canal é utilizada para adaptar os ganhos do equalizador [11][12][13][14][15][16][17].

Diferentemente das propostas observadas na literatura, o esquema proposto neste artigo trabalha independentemente do estimador de canal e diretamente nas amostras do símbolo OFDM no domínio do tempo. Outro ponto importante da proposta é que o sinal estimado para o cálculo do erro é feito no domínio da frequência do símbolo OFDM, dado que neste ponto tem-se a condição de olho aberto [4].

II. DESCRIÇÃO DO PROBLEMA

A Figura 1 apresenta a estrutura de um sistema em banda base discreto com ISI, ruído térmico e com uma fonte de informação transmitindo símbolos $a(m)$, tomados de um alfabeto $A_M = a_0, a_1, \dots, a_{M-1}$ de M símbolos. Os símbolos

Marcelo Augusto Costa Fernandes, Departamento de Engenharia de Computação e Automação, Centro de Tecnologia - CT, Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN, Natal, RN, Brasil, E-mail: mfernandes@dca.ufrn.br.

Dalton Soares Arantes, Departamento de Comunicações, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Campinas, SP, Brasil, E-mail: dalton@decom.fee.unicamp.br.

são transmitidos a um período de T_s segundos e representados por palavras de k bits. T_s é o período de amostragem dos símbolos, ou intervalo de símbolo.

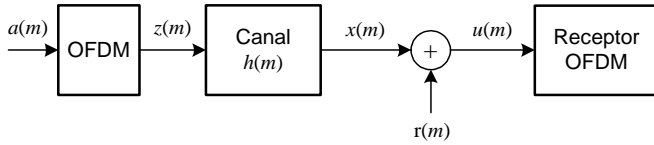


Fig. 1. Sistema de comunicação discreto em banda base com ISI e ruído.

Os símbolos, processados pela técnica de transmissão OFDM, são transmitidos através de um canal, $h(m)$, sujeito ao fenômeno da ISI e a um ruído ruído branco, aditivo e gaussiano (AWGN), $r(m)$. A resposta ao impulso do canal, $h(m)$, com influência do ruído, é dada por

$$h(m) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i(m) \delta[m - \tau_i(m)], \quad (1)$$

onde L é o número de percursos do canal, $\alpha_i(m)$ é o ganho complexo do i -ésimo percurso e $\tau_i(m)$ é um valor inteiro que representa o atraso do i -ésimo percurso no instante m .

O receptor, apresentado na Figura 1, processa o sinal $u(m)$, resultante do canal e expresso por

$$u(m) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i(m) z(m - \tau_i(m)) + r(m), \quad (2)$$

onde $z(m)$ é o símbolo na saída do modulador OFDM. A Equação 2 pode também ser escrita vetorialmente, da seguinte forma

$$u(m) = \mathbf{h}_g^T(m) \mathbf{z}_d(m) + r(m), \quad (3)$$

onde $\mathbf{h}_g(m)$ é a vetor de ganhos complexos do canal, com ISI, de comprimento L , dado por

$$\mathbf{h}_g(m) = \begin{bmatrix} \alpha_0(m) \\ \vdots \\ \alpha_{L-1}(m) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

onde

$$\alpha_i(m) = \rho_i(m) e^{-j\theta_i(m)} \quad (5)$$

e $\mathbf{z}_d(m)$ é o vetor de atrasos do canal aplicado ao sinal transmitido $z(m)$, dado por

$$\mathbf{z}_d(m) = \begin{bmatrix} z(m - \tau_0(m)) \\ \vdots \\ z(m - \tau_{L-1}(m)) \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Um equalizador (linear ou não-linear) [1][3] tem por objetivo reduzir a componente de ISI no sinal $u(m)$ recebido. A Figura 2 representa uma estrutura linear, onde o sinal estimado $\tilde{a}(m)$ é dado por

$$\tilde{a}(m) = \sum_{i=0}^{M-1} f_i u(m - i), \quad (7)$$

sendo f_i é o i -ésimo ganho complexo do equalizador.

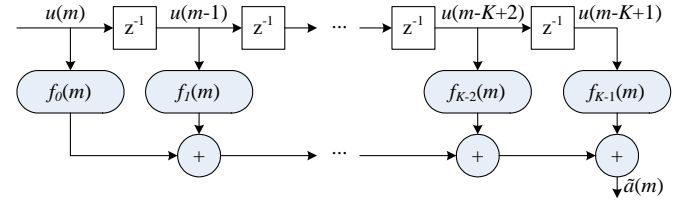


Fig. 2. Estrutura de um equalizador linear de comprimento K .

Supondo que o canal $h(m)$ possua uma função de transferência $C(z)$ e o equalizador seja representado por $F(z)$, o processo de equalização ideal ocorre quando $F(z)$ é o inverso de $C(z)$, ou seja,

$$H(z) = C(z)F(z) = z^{-d}, \quad (8)$$

onde $H(z)$ é a função de transferência conjunta do equalizador e canal no domínio da frequência e d é o atraso de equalização. Analogamente à resposta do canal, os equalizadores lineares são caracterizados como filtros do tipo FIR, necessitando de um comprimento infinito para equalizar completamente o canal $H(z)$. Portanto, equalizadores lineares práticos são geralmente apresentados como soluções sub-ótimas.

III. MODELAGEM DISCRETA DO SISTEMA OFDM

A técnica de transmissão OFDM consiste basicamente em transformar um sinal de portadora única (*single carrier - SC*), de banda B Hz, em um sinal formado por C portadoras de banda B/C Hz. Diferentemente da técnica de FDM, na qual as informações de fontes distintas são multiplexadas em frequência, o OFDM paraleliza uma fonte de dados em várias outras que são transmitidas em sub-portadoras ortogonais[4][18].

Uma das vantagens de se transmitir desta forma é que cada sub-portadora pode vir a ter uma banda menor que a banda de coerência do canal. Em outras palavras, cada símbolo transportado na sub-portadora pode ter um período maior que o *delay spread* do canal, melhorando a robustez do sistema frente ao problema de ISI [4][18]. O período do símbolo, OFDM, T , é dado por

$$T = T_s \cdot C, \quad (9)$$

onde T_s é o período dos símbolos da fonte de dados, que coincide também com o período das amostras do símbolo OFDM.

A técnica de transmissão OFDM poderia teoricamente ser implementada com um banco de osciladores para a geração das sub-portadoras ortogonais, o que seria impraticável para um número grande de sub-portadoras. Entretanto, o transmissor OFDM pode ser implementado de forma discreta com a utilização da Transformada Discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform - DFT*).

O sinal da p -ésima amostra do m -ésimo símbolo OFDM, na saída da IDFT, é dado por

$$b_p(m) = \frac{1}{C} \sum_{k=0}^{C-1} a_k(m) e^{-j \frac{2\pi k}{C} p}, \quad (10)$$

onde C é o número de sub-portadoras e $a_k(m)$ é o k -ésimo símbolo complexo que será transmitido (também chamado de sub-portadora) no m -ésimo símbolo OFDM. Fazendo uma representação vetorial dos sinais do transmissor OFDM, tem-se que a cada instante m o transmissor armazena C símbolos $a_k(m)$ no vetor $\mathbf{a}(n)$, que é dado por

$$\mathbf{a}(n) = \begin{bmatrix} a_0(s) \\ \vdots \\ a_{C-1}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a(s) \\ \vdots \\ a(s-C+1) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

onde $s = n - m$ e n representa o índice das amostras no período do símbolo OFDM, apresentado na Equação 9. Este vetor é então processado pela IDFT gerando um novo símbolo OFDM, $\mathbf{b}(n)$, caracterizado como

$$\mathbf{b}(n) = \mathbf{W}_{IDFT} \mathbf{a}(n), \quad (12)$$

onde \mathbf{W}_{IDFT} é matriz de ganhos da IDFT, que é representada como

$$\mathbf{W}_{IDFT} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{C-1} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

onde

$$\mathbf{w}_p = \left[e^{-j\left(\frac{2\pi 0}{C}\right)p} \quad \dots \quad e^{-j\left(\frac{2\pi(C-1)}{C}\right)p} \right]. \quad (14)$$

O símbolo OFDM pode ser caracterizado como

$$\mathbf{b}(n) = \begin{bmatrix} b_0(s) \\ \vdots \\ b_{C-1}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b(s) \\ \vdots \\ b(s-C+1) \end{bmatrix}. \quad (15)$$

A inserção do IG, que pode ser caracterizado vetorialmente por

$$\mathbf{IG}(n) = \begin{bmatrix} IG(n-C) \\ \vdots \\ IG(n-C-N_{IG}+1) \end{bmatrix}, \quad (16)$$

onde N_{IG} é o comprimento do IG. Combinando as matrizes 15 e 16 tem-se

$$\mathbf{z}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{b}(n) \\ \text{---} \\ \mathbf{IG}(n) \end{bmatrix}, \quad (17)$$

onde $\mathbf{z}(n)$ é o símbolo OFDM composto de $C+N_{IG}$ amostras. A Figura 3 ilustra em diagrama de blocos o transmissor OFDM em banda base.

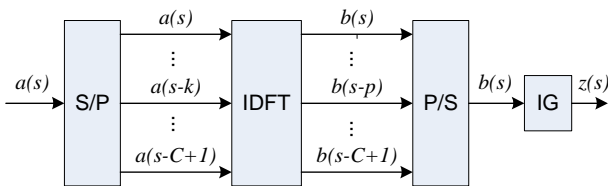


Fig. 3. Diagrama de blocos de um transmissor em banda base OFDM.

O símbolo OFDM é, então, transmitido por um canal com multi-percurso e ruído AWGN, como ilustrado pela Figura

1 e caracterizado pela Equação 3. Supondo que o tamanho do IG, N_{IG} , seja um percentual de C e maior ou igual ao comprimento L do canal, pode-se afirmar que as $C+N_{IG}$ amostras do símbolo OFDM recebido são dadas por

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{h}_g(n)^T \mathbf{Z}_d(n) + \mathbf{r}(n), \quad (18)$$

onde \mathbf{Z}_d é a matriz de atrasos formada pelos vetores apresentados na Equação 6, podendo ser representada por

$$\mathbf{Z}_d(n) = [\mathbf{B}'_d(n) \quad | \quad \mathbf{B}''_d(n) \quad | \quad \mathbf{IG}_d(n)], \quad (19)$$

onde $\mathbf{B}'_d(n)$ é a parcela de ISI dentro do símbolo OFDM, que é caracterizado como

$$\mathbf{B}'_d(n) = \begin{bmatrix} b(s-d_{0,0}) & \cdots & b(s-d_{0,C-L-1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b(s-d_{L-1,0}) & \cdots & b(s-d_{L-1,C-L-1}) \end{bmatrix}, \quad (20)$$

ao passo que $\mathbf{B}''_d(n)$ é a parcela de ISI entre os símbolos OFDM e o IG, sendo descrita como

$$\mathbf{B}''_d(n) = \begin{bmatrix} b(s-d_{0,C-L}) & \cdots & b(s-d_{0,C-1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ IG(s-d_{0,C-L}) & \cdots & IG(s-d_{L-1,C-1}) \end{bmatrix}, \quad (21)$$

e finalmente a matriz $\mathbf{IG}_d(n)$ descreve a interferência dentro do IG. Nas matrizes $\mathbf{B}'_d(n)$ e $\mathbf{B}''_d(n)$ a variável $d_{i,j}$ é caracterizada como

$$d_{i,j} = \tau_i(m) - j. \quad (22)$$

No receptor, apresentado na Figura 4, a matriz $\mathbf{IG}_d(n)$ é descartada, ficando o sinal recebido como

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{h}_g(n)^T [\mathbf{B}'_d(n) \quad | \quad \mathbf{B}''_d(n)] + \mathbf{r}(n). \quad (23)$$

Após a DFT tem-se a recuperação das C portadoras, onde a m -ésima portadora estimada é dada por

$$\tilde{a}(s) = \mathbf{w}_m^*(n)^T \mathbf{x}(n) \quad (24)$$

e o conjunto de C portadoras pode ser representado pelo vetor

$$\tilde{\mathbf{a}}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_0^*(n)^T \mathbf{x}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{C-1}^*(n)^T \mathbf{x}(n) \end{bmatrix}. \quad (25)$$

Reescrevendo a Equação 24, tem-se

$$\tilde{a}(s) = \mathbf{h}_g(n)^T [\mathbf{B}'_d(n) \quad | \quad \mathbf{B}''_d(n)] \mathbf{w}_m^*(n) + (\mathbf{w}_m^*)^T \mathbf{r}(n). \quad (26)$$

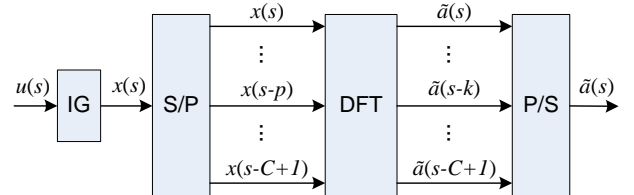


Fig. 4. Diagrama de blocos de um receptor em banda base OFDM.

IV. PROPOSTA DE EQUALIZAÇÃO PARA SISTEMA OFDM

De acordo com a matriz de canal $\mathbf{Z}_d(n)$, a ISI correlaciona as portadoras do símbolo OFDM, destruindo a ortogonalidade entre elas. Assim, outra possibilidade de reduzir a ISI é resolvendo o problema diretamente através de equalizadores no domínio do tempo. Esses filtros adaptativos agem como ortogonalizadores que eliminam a correlação entre as portadoras. A grande vantagem desta técnica é o aumento da capacidade de transmissão, que pode ser obtida pela redução ou até mesmo a eliminação do IG.

A Figura 5 ilustra o esquema de equalização para o sistema OFDM, no qual estratégia de adaptação é dada por

$$\hat{a}(s) = \begin{cases} \text{decisor}\{\tilde{a}(s)\}, & \text{se } \tilde{a}(m) \neq a_p(s) \\ a_p(s), & \text{se } \tilde{a}(s) = a_p(s) \end{cases}, \quad (27)$$

sendo $a_p(s)$ um símbolo piloto que encontra-se espalhado ou agrupado dentro de um símbolo OFDM. Esta estratégia é fundamental, pois permite o uso desta nova proposta de recepção sem qualquer alteração no transmissor do sistema. Um exemplo de vetor $\hat{\mathbf{a}}(n)$ para um conjunto de sub-portadoras piloto espalhadas, poderia ser descrita por

$$\hat{\mathbf{a}}(n) = \begin{bmatrix} \text{decisor}\{\tilde{a}(s)\} \\ \vdots \\ a_p(s-j) \\ \vdots \\ \text{decisor}\{\tilde{a}(s-v)\} \\ \vdots \\ a_p(s-i) \\ \vdots \\ \text{decisor}\{\tilde{a}(s-M+1)\} \end{bmatrix}. \quad (28)$$

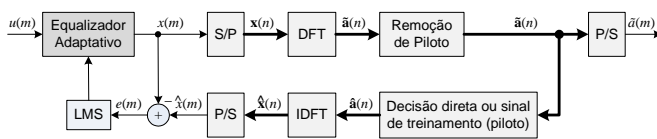


Fig. 5. Diagrama de blocos do esquema de equalização adaptativa proposto para o sistema OFDM.

V. RESULTADOS

Para a realização dos testes de simulação do sistema de recepção apresentado neste artigo, foi utilizado um simulador especialmente desenvolvido para o SBTVD [9], que viabilizou a comparação dos resultados do receptor proposto com o receptor convencional. Os parâmetros de simulação utilizados estão apresentados na Tabela I, observando-se que o sistema OFDM foi simulado com um IG de 1/4 objetivando a análise de desempenho do equalizador frente à melhor parametrização do OFDM em relação ao espalhamento temporal dos canais. Os resultados foram simulados para os canais estáticos, Brasil A, B, C e D, detalhados na Tabela II. Para todos os canais

TABELA I
PARÂMETROS UTILIZADOS NA SIMULAÇÃO.

Sistema	SBTVD
Modo	2k
Modulação	16-QAM
Intervalo de guarda (IG)	1/4
Estimação de Canal	Pilotos Espalhados
Codificação de canal	Nenhuma

TABELA II
PERFIL DE POTÊNCIA DOS CANAIS BRASIL A, B, C, E D SIMULADOS.

Brasil A	μ s	0	0,15	2,22	3,05	5,86	5,93
Brasil A	dB	0	-13,8	-16,2	-14,9	-13,6	-16,4
Brasil B	μ s	0	0,3	3,5	4,4	9,5	12,7
Brasil B	dB	0	-12	-4	-7	-15	-22
Brasil C	μ s	0	0,089	0,419	1,506	2,322	2,799
Brasil C	dB	-2,8	0	-3,8	-0,1	-2,5	-1,3
Brasil D	μ s	0,15	0,63	2,22	3,05	5,86	5,93
Brasil D	dB	-0,1	-3,8	-2,6	-1,3	0	-2,8

foram levantadas as curvas de desempenho da taxa de erro de bit (BER) em função de E_b/N_0 .

Os resultados de desempenho de BER em função de E_b/N_0 , apresentados nas Figuras 6, 7, 8 e 9, constataam que o desempenho do esquema proposto teve ganhos consideráveis quando comparado aos demais cenários, principalmente nos casos mais complicados como os canais Brasil B e D. Pode-se afirmar ainda que os dados obtidos tenderam ao limiar do cenário do receptor convencional com IG e a estimação de canal ideal, com a ressalva de que o receptor proposto possui uma capacidade de transmissão maior pelo fato de não utilizar o IG. A utilização do equalizador temporal não obriga a eliminação do IG e do estimador de canal, mas pode ser um bom aliado do receptor OFDM frente a canais de transmissão adversos.

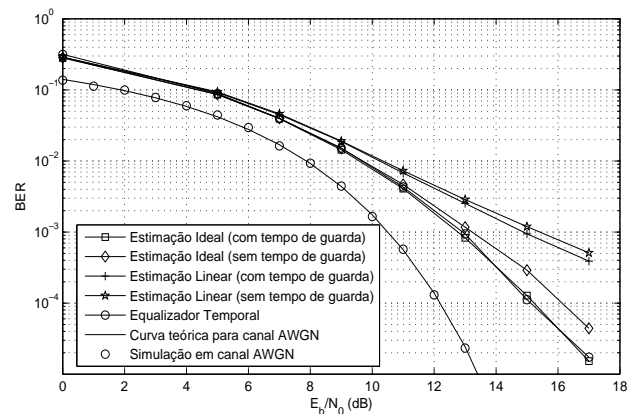


Fig. 6. Curva de desempenho de BER em função de E_b/N_0 para o canal Brasil A. Os pontos desta curva foram obtidos após a recepção de 400 símbolos OFDM com um equalizador de comprimento $K = 256$ coeficientes.

VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou uma proposta de equalização adaptativa para sistemas OFDM, com processamento pré-FFT. O

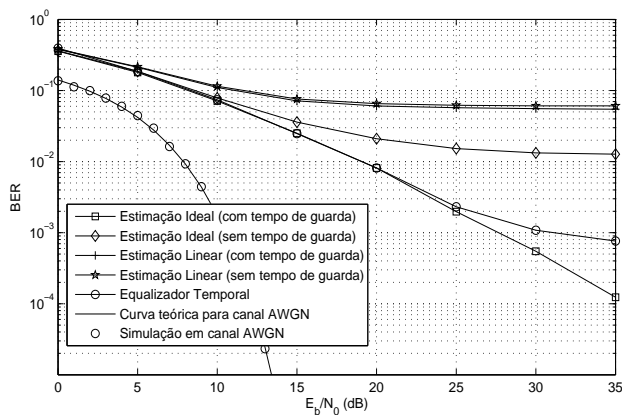


Fig. 7. Curva de desempenho de BER em função de E_b/N_0 para o canal Brasil B. Os pontos desta curva foram obtidos após a recepção de 2000 símbolos OFDM com um equalizador de comprimento $K = 256$ coeficientes.

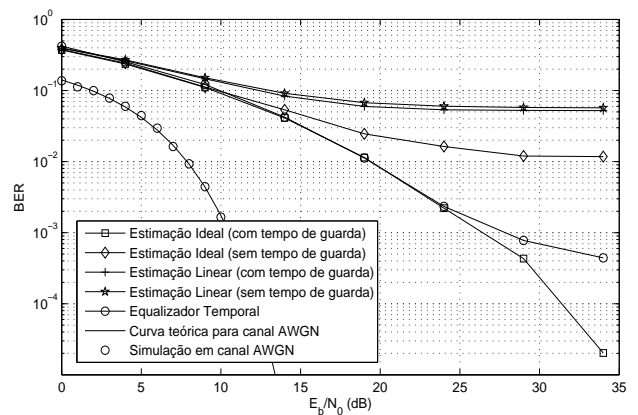


Fig. 9. Curva de desempenho de BER em função de E_b/N_0 para o canal Brasil D. Os pontos desta curva foram obtidos após a recepção de 2000 símbolos OFDM com um equalizador de comprimento $K = 256$ coeficientes.

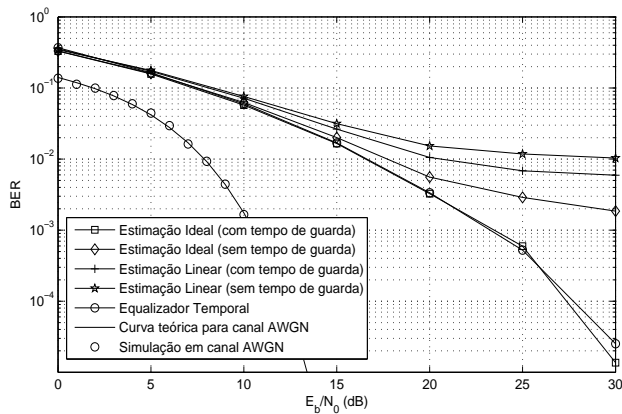


Fig. 8. Curva de desempenho de BER em função de E_b/N_0 para o canal Brasil C. Os pontos desta curva foram obtidos após a recepção de 1600 símbolos OFDM com um equalizador de comprimento $K = 256$ coeficientes.

esquema com equalização permite que o OFDM trabalhe com um Intervalo de Guarda (IG) bastante reduzido ou praticamente nulo, e ainda assim obtendo um desempenho semelhante ao do receptor ideal com IG. Esta estratégia permite obter uma solução simples e eficiente para o receptor OFDM, quando comparada com as estruturas de equalização Pré-FFT encontradas na literatura.

Os resultados obtidos sugerem a viabilidade da implementação do esquema proposto em diferentes receptores OFDM, como por exemplo, nos padrões de TV Digital e de redes locais sem fio. Outro ponto importante é a simplicidade da estrutura de adaptação que não altera os algoritmos convencionais, viabilizando ainda mais o esquema proposto.

REFERÊNCIAS

[1] John Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2000.
 [2] Simon Haykin. *Communication Systems*. fourth edition.
 [3] Simon Haykin. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, fourth edition, 2001.

[4] L. Hanzo, M. Münster, B.J. Choi and T. Keller. *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*. Wiley-IEEE Press, 2003.
 [5] S. Colieri, M. Ergen, A. Puri and A. Bahai. A study of channel estimation in OFDM systems. In *IEEE 56th Vehicular Technology Conference, VTC 2002-Fall*, volume 2, pages 894–898, Vancouver, British Columbia, Canada, 2002.
 [6] S. G. Kang, Y. M. Ha and E. K. Joo. A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 49(2):142–149, June 2003.
 [7] International Telecommunication Union. Channel Coding, Frame Structure and Modulation Scheme for Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T). Technical Report ITU-R 205/11, ITU, 1999.
 [8] International Telecommunication Union. European Broadcasting Union, Digital Video Broadcasting (DVB): Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial. Technical Report ETSI EN 300 744 V1.4.1, ETSI, 2001.
 [9] Norma Brasileira ABNT NBR 15601. Televisão digital terrestre - Sistema de transmissão. Technical Report ABNT NBR 15601:2007, ABNT, 2008.
 [10] Savo G. Glisic. *Advanced Wireless Networks: 4G Technologies*. Wiley, 2006.
 [11] X. Yue and H. H. Fan. Linear smoothing method for blind equalization of OFDM systems without cyclic prefix. In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC 2004*, volume 4, pages 2313–2316, Atlanta, GA, USA, March 2004.
 [12] Luís Carlos Lorenzo Acácio. Equalização pré-FFT de sistemas baseados em orthogonal frequency-division multiplexing. Tese de doutorado, Escola Politécnica, USP, 1996.
 [13] A. Nix S. Armour and D. Bull. Pre-FFT equalizer design for OFDM. *Electronics Letters*, 35(7):539–540, 1999.
 [14] S. Armour and A. Nix and D. Bull. Complexity evaluation for the implementation of a pre-FFT equalizer in an OFDM receiver. 43(3):428–437, 2000.
 [15] S. Armour, A. Nix and D. Bull. A pre-FFT equalizer design for application to Hiperlan/2. In *52nd Vehicular Technology Conference, IEEE VTS-Fall VTC 2000*, volume 4, pages 1690–1697, Boston, USA, 2000.
 [16] S. Armour, A. Nix and D. Bull. Performance analysis of a pre-FFT equalizer design for DVB-T. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 45(3):544–552, August 1999.
 [17] S. Kunaruttanapruk and S. Jitapunkul. The Novel Decision Feedback Equalizer for OFDM System with Insufficient Cyclic Prefix. In *Annual Conference on Communication Networks and Services Research*, pages 19–24, Los Alamitos, CA, USA, May 2004.
 [18] K. Fazel and S. Kaiser. *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. Wiley, 2003.