

Comparação entre técnicas de transmissão e recepção em canais brasileiros de TV digital

Daniel L. Hatae, Marcio Eisenkraft, Cristiano Akamine,
Carlos E. S. Dantas, Magno T. M. Silva, Maria D. Miranda

Resumo—O Brasil encontra-se em fase de definição do padrão de TV digital. Uma análise comparativa das técnicas de transmissão e recepção é importante para a definição desse padrão. No presente trabalho, considera-se a transmissão simultânea com múltiplas portadoras ortogonais - OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*), usada nos sistemas europeu e japonês, e a transmissão com portadora única com DFE (*Decision Feedback Equalizer*) e sobreamostragem, usualmente empregada nos receptores do sistema americano. A comparação dessas técnicas é feita por simulação com os canais de TV digital Brasil A e Brasil D modelados na região metropolitana de São Paulo.

Abstract—The Brazilian Digital Television Standard is in the definition stage. A comparative analysis among the transmission/reception techniques is important to the standard definition. In this paper, we consider the simultaneous transmission with multiple orthogonal carriers - OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*), used in Europe and Japan; and the single carrier transmission with fractionally DFE (*Decision Feedback Equalizer*), usually employed in the American standard receivers. The comparison among these techniques is done through simulations with two Brazilian digital TV channels: Brazil A and Brazil D, obtained in the São Paulo urban region.

Palavras-Chave—OFDM, Equalizador com realimentação de decisões, TV Digital, Canais Brasileiros de TV Digital, Estimação de Canal.

Keywords—OFDM, Decision Feedback Equalizer, Brazilian Digital Television Channels, Channel Estimation.

I. INTRODUÇÃO

A escolha das técnicas de transmissão e recepção influencia na definição do padrão de transmissão de TV digital adotado em cada país. O ATSC (*Advanced Television Systems Committee*), responsável pela definição do padrão americano de TV digital terrestre, considera o método de modulação conhecido por 8-VSB (*Vestigial Side Band*) [1]. Os padrões europeu e japonês, conhecidos respectivamente como DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*) e ISDB-T (*Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial*), utilizam o método de modulação COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex*) [2], [3]. Esses padrões podem ser classificados em dois grupos: o que utiliza transmissão com portadora única, como no caso americano, e o com múltiplas portadoras ortogonais, como nos casos europeu e japonês.

O Brasil encontra-se em fase de definição do padrão de transmissão de TV digital. No período de 1999 a 2002 o Laboratório de TV Digital da Universidade Presbiteriana

Os autores são da Universidade Presbiteriana Mackenzie, São Paulo, SP, Brasil. E-mails: {daniel.hatae, marcioft, akamine, cdantas, magnotmsilva, mdm}@mackenzie.br.

Mackenzie (UPM) foi responsável por um conjunto de testes, cujo objetivo foi prover elementos técnicos à ABERT/SET (Associação Brasileira das Emissoras de Rádio e Televisão / Sociedade de Engenharia de Televisão) para subsidiar a ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) na tomada de decisão sobre o padrão de TV digital a ser adotado no Brasil [4]. Os padrões analisados foram o definido pelo ATSC, o DVB-T e o ISDB-T. Na ocasião, foram modelados um conjunto de canais característicos para a região metropolitana da cidade de São Paulo. Esses modelos de canais estão servindo de referência em vários estudos para avaliação e melhoramento dos sistemas de transmissão já existentes (veja e.g. [5]-[8]).

Apesar da transmissão com OFDM estar sendo amplamente usada em padrões e sistemas na prática, existe na literatura uma quantidade significativa de artigos que propõem formas de melhorar o seu desempenho (veja e.g. [9]-[13]). Depois que a transmissão com OFDM foi proposta, a transmissão/recepção com portadora única evoluiu significativamente. Entre as técnicas de recepção adequadas à portadora única, destaca-se a baseada na equalização com realimentação de decisões passadas, ou seja, o DFE (*Decision Feedback Equalizer*). Este equalizador apresenta um compromisso favorável entre complexidade computacional e desempenho eficiente para canais com interferência intersimbólica elevada [14]. Em comparação com o Equalizador Linear Transversal (LTE - *Linear Transversal Equalizer*), o DFE pode apresentar um desempenho superior com a mesma complexidade, principalmente em canais difíceis de equalizar, como canais com nulos espectrais pronunciados e/ou canais esparsos como os de TV digital [14]. Os algoritmos para adaptação dos coeficientes do LTE e do filtro direto do DFE podem ser implementados na taxa de símbolos, ou de forma fracionária, em que se utiliza uma técnica conhecida como sobreamostragem [15]-[18]. Neste caso, o sinal que chega ao receptor é amostrado com uma taxa superior à dos símbolos. Um resultado importante dos equalizadores fracionários é que, sob certas circunstâncias, eles podem atingir a condição de equalização perfeita (*zero-forcing*) [15]. A superioridade do DFE em relação ao LTE também se estende para o espaço fracionário. A literatura contém alguns trabalhos em que o DFE fracionário apresenta um desempenho superior ao do LTE e o do próprio DFE não-sobreamostrado (veja e.g. [17], [18]). Isso se refletiu na evolução dos receptores do padrão americano definido pelo ATSC, já que a terceira e a quarta gerações de receptores desse padrão utilizam o DFE com o dobro da taxa de transmissão dos símbolos [19].

O presente artigo tem como objetivo comparar a transmissão com OFDM e a transmissão com portadora única usando o DFE com e sem sobreamostragem adaptado de forma supervisionada. O OFDM é avaliado em duas situações. Inicialmente não se utiliza a estimação do canal e em seguida considera-se a estimação, usando interpolação linear por partes. Nas simulações, são utilizados dois modelos de canais brasileiros de TV digital: Brasil A e Brasil D [4], [7]. É importante salientar que não se pretende fazer comparações entre os padrões de TV digital já existentes e sim comparar as técnicas utilizadas por esses padrões. São consideradas situações simplificadas a fim de obter os limites de funcionamento das técnicas, como a importância da estimação de canal no OFDM e da sobreamostragem no DFE para os canais considerados. O artigo está organizado da seguinte forma. Na Seção II são revisitados os aspectos mais relevantes da formulação do problema, considerando transmissão com OFDM e com portadora única usando o DFE. Excelentes textos que descrevem de forma detalhada o modelamento e a implementação em ambos os casos podem ser encontrados na literatura (veja e.g. [9], [11], [12] para o OFDM e [14], [16], [17], [20] para o DFE). Na Seção III são apresentados os resultados da comparação de desempenho entre as duas técnicas. O trabalho termina com as conclusões apresentadas na Seção IV.

II. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

A. Sistemas OFDM

A transmissão com OFDM permite aumentar a duração dos símbolos transmitidos sem alterar a eficiência de transmissão. O fato desses símbolos serem modulados por portadoras ortogonais entre si, permite que essas sejam individualmente recuperadas no receptor apesar da ocorrência de sobreposição em frequência. O método usado na prática para a geração dos símbolos OFDM é a inversa da Transformada de Fourier Discreta (iDFT - *inverse Discrete Fourier Transform*) implementada com algoritmos de iFFT (*inverse Fast Fourier Transform*). A recepção do sinal OFDM é realizada com o algoritmo de FFT. Na Figura 1 é ilustrado o esquema básico da transmissão com o OFDM. Na transmissão com N portadoras, amostras do sinal $x(n)$ são agrupadas em N saídas paralelas usadas para a iFFT. O sinal $x(n)$ pode ser interpretado como um sinal no domínio da frequência. Na saída da iFFT o sinal é serializado formando o símbolo OFDM de comprimento N . Este sinal pode ser interpretado como se estivesse no domínio do tempo. Posteriormente, ele é estendido ciclicamente no bloco PC (Prefixo Cíclico) e em seguida transmitido por um canal $H(z)$. No receptor, o prefixo cíclico é eliminado e o sinal resultante agrupado em N entradas paralelas e demodulado com a FFT. O símbolo é passado da forma paralela para serial resultando em amostras do sinal $y(n)$. Este pode ser interpretado como um sinal no domínio da frequência da mesma forma que o $x(n)$.

Considere o mesmo método de modulação para todas as portadoras. Por conveniência representa-se o sinal $x(n)$ a ser transmitido na frequência f_k , com $k = 0, 1, \dots, N - 1$, como $X(f_k)$. Denota-se a resposta do canal na frequência f_k como $H(f_k)$ e o ruído branco aditivo gaussiano como $W(f_k)$. O

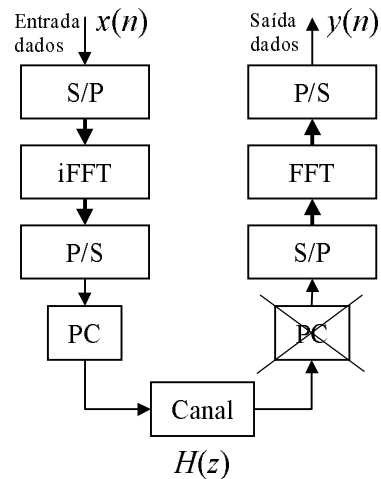


Fig. 1. Diagrama de blocos simplificado da transmissão e da recepção com OFDM.

sinal recebido $y(n)$ demodulado pela portadora de frequência f_k pode ser representado como

$$Y(f_k) = H(f_k)X(f_k) + W(f_k), \quad (1)$$

ou seja, no receptor o dado recebido na k -ésima portadora é o produto do sinal $X(f_k)$ pela resposta do canal $H(f_k)$ adicionado do ruído. Para compensar o efeito da resposta em frequência do canal, é usual considerar técnicas de estimação de canal usando informações das portadoras pilotos [10].

Na Figura 2-(a) é mostrado o módulo da resposta em frequência do canal $H(z) = 0,25 + 0,5z^{-1} + 0,25z^{-2}$ de forma exata e a estimativa dessa resposta usando portadoras pilotos e interpolação linear por partes com uma relação sinal-ruído (SNR - *Signal to Noise Ratio*) de 25dB. Na Figura 2 - (b) é mostrado o sinal que chega com as N portadoras, ou seja, um símbolo OFDM, sem e com estimação do canal. No caso sem estimação, $y(n)$ tem como envoltória o módulo da resposta em frequência do canal. Na Figura 2-(c) é mostrado o erro quadrático médio (MSE - *Mean Square Error*) entre o sinal transmitido e o recebido em ambos os casos. Observa-se que quanto mais distante o módulo da resposta em frequência do canal estiver da unidade, maior é o MSE. Além disso, a diferença entre os MSEs com e sem estimação do canal é mais acentuada nessa situação.

Os bits que formam um símbolo OFDM estão imunes à interferência intersimbólica. Porém, é importante considerar o efeito da interferência entre os símbolos OFDM. Esta pode ser controlada com a inserção do prefixo cíclico [11].

A complexidade computacional do sistema OFDM está diretamente relacionada com o número de portadoras e a quantidade de multiplicações e adições requeridas para o cálculo da DFT. Usando o algoritmo radix-2, a FFT de N pontos requer $(N/2) \log_2(N)$ multiplicações complexas ao contrário de N^2 somas e multiplicações complexas da DFT. Entretanto, o número de multiplicações da FFT pode ser reduzida usando o algoritmo radix-4, sendo que N pontos requerem $(3/8)N(\log_2 N - 2)$ multiplicações complexas e $N \log_2(N)$ somas complexas. Cabe observar que novas propostas de algoritmos para o cálculo da FFT otimizados para operação

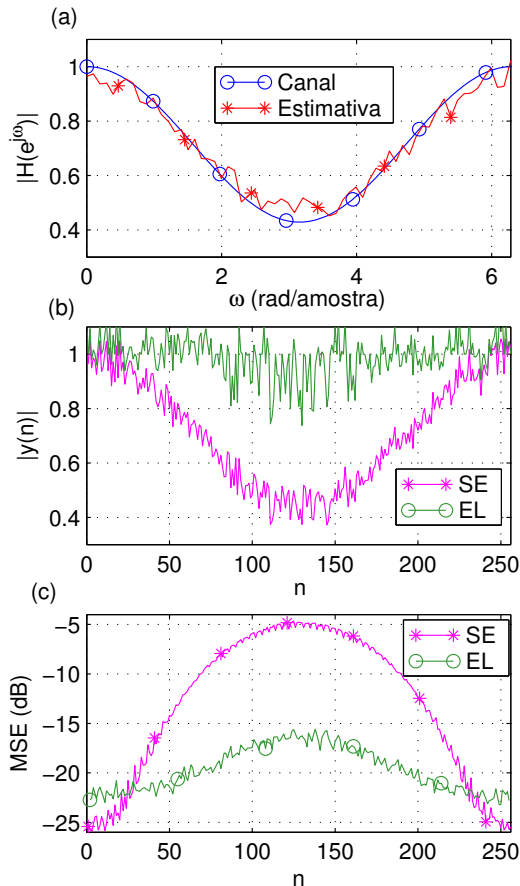


Fig. 2. (a) Resposta em frequência do canal $H(z) = 0,25 + 0,5z^{-1} + 0,25z^{-2}$ e sua estimativa por interpolação linear; (b) Sinal recebido com estimação linear do canal; (c) MSE obtido sem e com estimação linear; $N = 256$ portadoras, sendo 64 pilotos; SE: Sem estimação e EL: Estimação linear.

em *hardware* estão reduzindo a complexidade computacional e tempo de processamento para os receptores OFDM [13]. Quando se faz a estimação linear com portadoras igualmente espaçadas apenas uma adição e duas multiplicações são necessárias para cada portadora [10].

B. Equalizador com realimentação de decisões

Neste trabalho, é considerado o DFE com e sem sobreamostragem, adaptado de forma supervisionada. Na Figura 3 é mostrado um modelo de sistema de comunicação com o DFE sobreamostrado por um fator 2, denotado como DFE- $T/2$. O sinal independente e identicamente distribuído $a(n)$ é transmitido por um canal de comunicação, modelado pelos subcanais $C_p(z)$ e $C_i(z)$, cujas funções de transferência são dadas por

$$C_p(z) = h_0 + h_2z^{-1} + \dots + h_{2N-2}z^{N-1}$$

$$C_i(z) = h_1 + h_3z^{-1} + \dots + h_{2N-1}z^{N-1},$$

sendo $h_0, h_1, \dots, h_{2N-1}$ obtidos da amostragem do modelo de tempo contínuo do canal com o dobro da taxa de símbolos. Os sinais na saída do canal, $u_p(n)$ e $u_i(n)$, sofreram o efeito de interferência intersimbólica e ruído. No receptor, são filtrados por $F_p(z)$ e $F_i(z)$, cada um com $M_f/2$ coeficientes, formando o filtro direto sobreamostrado. A saída do filtro direto $y_f(n)$

é obtida a partir da soma das saídas dos dois subfiltros. As decisões tomadas são realimentadas pelo filtro $B(z)$ com M_b coeficientes, obtendo-se o sinal de saída $y_b(n)$. Então, uma combinação linear das saídas dos filtros direto e de realimentação entra no decisor. O papel do DFE é eliminar os efeitos do canal a fim de recuperar o sinal $a(n)$ com um atraso τ_d . A sobreamostragem é explicada em detalhes em [15] e seu uso no DFE foi considerado, por exemplo, em [17] e [18].

Ao ser adaptado com o algoritmo LMS (*Least-Mean-Squares*), a complexidade computacional na fase de treinamento do DFE é de $2(M_f + M_b)$ somas complexas e $2(M_f + M_b) + 1$ multiplicações complexas.

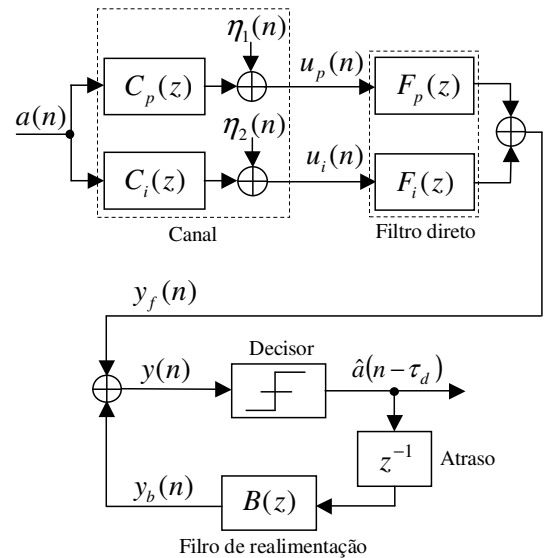


Fig. 3. Modelo de um sistema de comunicação com DFE sobreamostrado com o dobro da taxa dos símbolos.

III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nas simulações, considerou-se a transmissão de sinais binários (BPSK - *Binary Phase Shift Keying*) por dois canais, cujos coeficientes não-nulos da resposta impulsiva e respostas em módulo são mostrados respectivamente na Tabela I e Figura 4. O canal Brasil A representa uma típica configuração de recepção de sinais de TV por antena externa e o canal Brasil D por antena interna, apresentando maior dificuldade de equalização, o que pode ser observado na Figura 4 através de seus nulos espectrais pronunciados. Os símbolos OFDM são constituídos de $N = 2^{13}$ portadoras, sendo que um quarto destas foram utilizadas como pilotos igualmente espaçadas para estimação linear do canal. Apesar de excessivo, este número de pilotos pode ser alcançado de forma equivalente na prática, utilizando-se entrelaçamento temporal [9]. Considerou-se ainda um intervalo de guarda de $1/16$, que é um valor utilizado em situações práticas. No caso da portadora única com o DFE, foram utilizados $M_f = 16$ coeficientes no filtro direto (sem ou com sobreamostragem) e $M_b = 48$ coeficientes no filtro de realimentação. Tais coeficientes foram adaptados de forma supervisionada com o algoritmo LMS, assumindo-se um passo de adaptação $\mu = 0,001$.

TABELA I
RESPOSTA IMPULSIVA DOS CANAIS BRASIL A E BRASIL D.

Brasil A	ℓ	0	2	25	34	66	67
	h_ℓ	1,0000	0,2042	0,1549	0,1799	0,2089	0,1514
Brasil D	ℓ	2	7	25	34	66	67
	h_ℓ	0,9886	0,6457	0,7413	0,8610	1,0000	0,7244

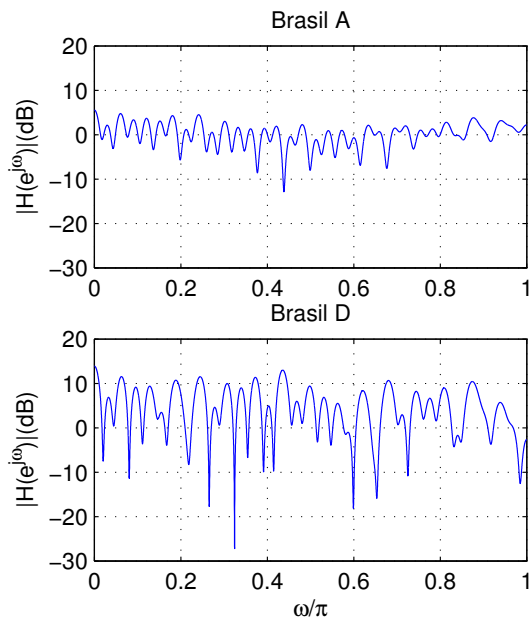


Fig. 4. Resposta em módulo dos canais Brasil A e Brasil D.

Nas figuras 5-(a) e 5-(b) são mostradas quatro curvas de MSE para os canais Brasil A e D respectivamente, utilizando-se o DFE com e sem sobreamostragem (portadora única) e o OFDM com e sem estimação de canal. Considera-se uma SNR de 25dB. Para facilitar a visualização, os sinais de erro foram filtrados com um filtro média móvel de 16 coeficientes. É possível observar para ambos os canais que tanto o DFE sobreamostrado quanto o OFDM com estimação linear diminuem consideravelmente o erro na recepção, atenuando o efeito do canal. Deve-se ressaltar, no entanto, que o OFDM apresenta erro na detecção de algumas portadoras devido à amplificação do ruído causada pela estimação do canal próximo de nulos espectrais. Estes erros não aparecem nas figuras 5-(a) e 5-(b) devido à média móvel. Nas Figuras 6-(a) e 6-(b) são mostrados os MSEs para apenas um símbolo OFDM e os dois canais sem a média móvel, ficando clara a presença dos picos de erro em algumas portadoras, em especial no caso do Brasil D.

Curvas de taxa de erro de bit (BER - *Bit Error Rate*) para os canais Brasil A e D são mostradas na Figura 7. Em ambos os canais, para valores de SNR acima de 15dB, o DFE sobreamostrado apresenta um desempenho bem superior aos demais. Porém, em situações em que a relação sinal-ruído é menor, o OFDM com estimação linear do canal parece oferecer alguma vantagem no caso do canal Brasil D, cuja equalização é notadamente mais difícil. Nem o DFE nem o OFDM sem estimação apresentam resultados satisfatórios para este canal.

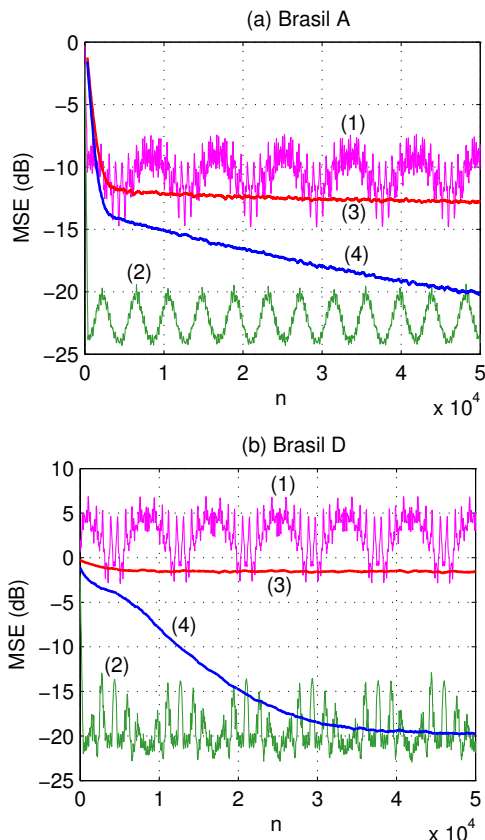


Fig. 5. Erro quadrático médio para os canais: (a) Brasil A e (b) Brasil D; (1) OFDM sem estimação; (2) OFDM com estimação linear; (3) DFE; (4) DFE com sobreamostragem; média de 80 realizações; SNR = 25dB.

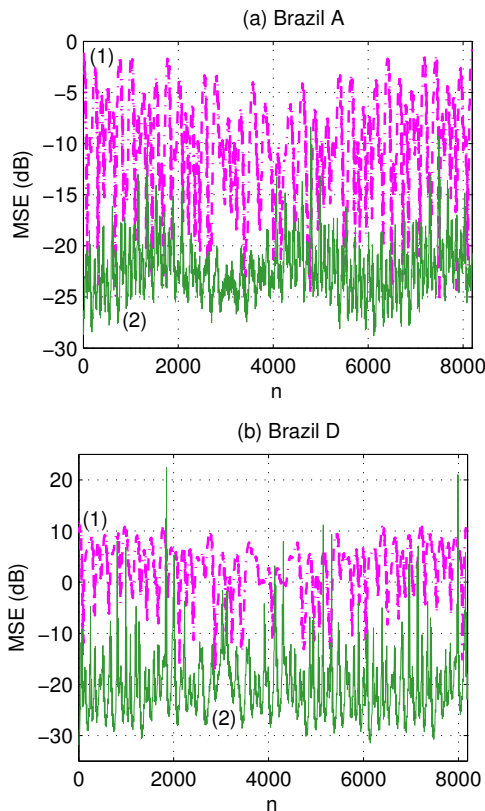


Fig. 6. Erro quadrático médio de um símbolo OFDM para os canais: (a) Brasil A e (b) Brasil D; (1) sem estimação; (2) com estimação linear do canal; média de 80 realizações; SNR = 25dB.

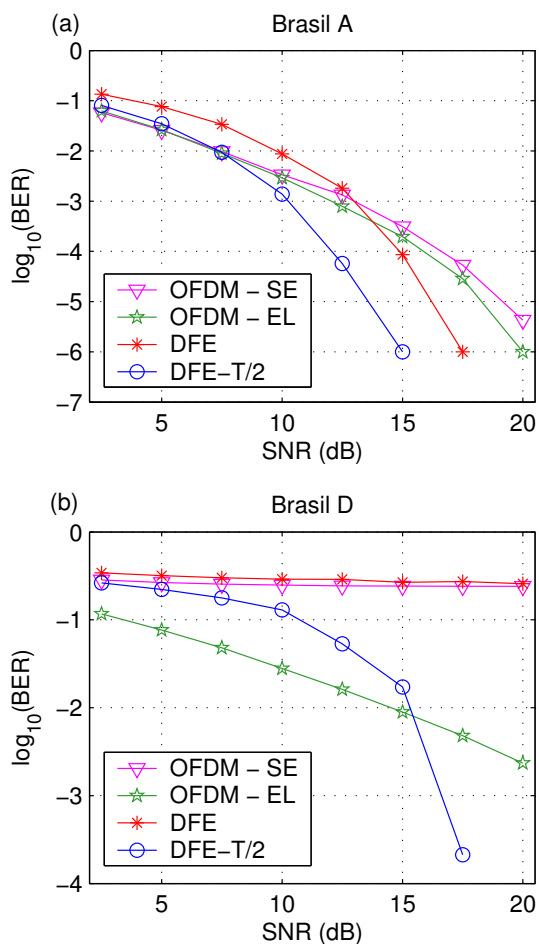


Fig. 7. Logaritmo decimal da taxa de erro de bits em função da relação sinal-ruído: (a) canal Brasil A; (b) canal Brasil D; SE: Sem estimação e EL: Estimação linear.

As curvas da Figura 8 mostram que um aumento do número de pilotos pode melhorar o desempenho do OFDM até um certo limite. Ao se considerar um número de pilotos acima de $N/4$, não ocorre uma melhora significativa em termos de MSE ao longo do símbolo, o que justifica a utilização desse número nas simulações anteriores.

IV. CONCLUSÕES

Foi feita uma comparação entre o DFE sobreamostrado, que é usado nas gerações três e quatro dos sistemas de TV digital com portadora única, e o OFDM, que é usado nos sistemas de transmissão com múltiplas portadoras. Na avaliação consideraram-se os modelos de canais de TV digital Brasil A e Brasil D que caracterizam a região metropolitana de São Paulo.

Das simulações efetuadas pode-se concluir que:

- tanto na recepção com DFE sobreamostrado como na transmissão/recepção com o OFDM e estimação linear, os MSEs convergem em média para valores semelhantes. Porém, com o OFDM, o MSE apresenta uma variância maior, o que ocasiona erros em algumas portadoras, como pode ser verificado nas figuras 6-(a) e 6-(b);

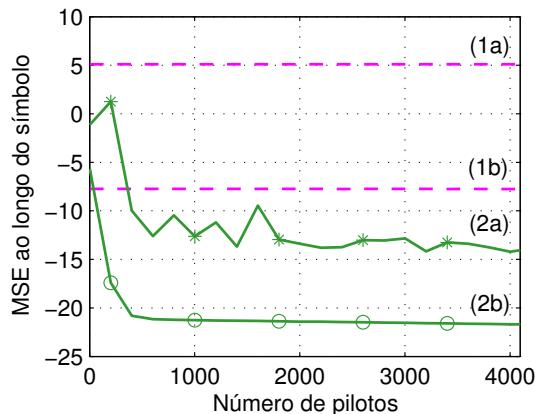


Fig. 8. Erro quadrático médio ao longo do símbolo OFDM: (1a) Sem estimação do canal para o Brasil A; (2a) Com estimação linear para o Brasil A; (1b) Sem estimação do canal para o Brasil D; (2b) Com estimação linear para o Brasil D.

- em termos de BER, para o canal Brasil D, o esquema OFDM testado apresenta resultados interessantes, principalmente se a relação sinal-ruído é inferior a 15dB. Entretanto, este não corresponde a um caso realista, pois na prática, o limiar de funcionamento dos sistemas de TV digital é superior a 15dB. Para o canal Brasil A, o DFE sobreamostrado apresentou melhores resultados em toda a faixa de SNR analisada.

Além disso, cabe observar que:

- no modo supervisionado, o padrão definido pelo ATSC só emite a seqüência de treinamento a cada 24 ms, o que torna inconveniente a recepção com eco dinâmico. Isto sugere que nesse sistema, é importante considerar o DFE adaptado de forma autodidata. Entretanto, o limite superior do DFE autodidata é o mesmo obtido com o supervisionado, quando adequadamente implementado;
- as potencialidades do OFDM não foram totalmente exploradas nessas simulações. Utilizou-se a interpolação linear por partes que é a mais simples. O emprego de interpolação spline-cúbica ou filtros de Wiener, possivelmente devem trazer melhores resultados [10]. Outra questão a ser considerada é a posição das portadoras piloto que pode, eventualmente, ser otimizada para os canais utilizados. Esquemas de equalização para o OFDM também podem ser considerados [12], [21];
- a atuação em conjunto com técnicas de codificação de canal e a implementação do filtro direto do DFE no domínio da frequência [22] também devem ser analisadas.

REFERÊNCIAS

- [1] ATSC Digital Television Standard, *ATSC Standard A/53*, May 21th, 2004.
- [2] ETSI, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television," *Standard ETSI EN 300 744 v1.4.1*, European Telecommunications Standards Institute, Jan. 2001.
- [3] ARIB STD-B31 V. 1.2, "Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting ARIB Standard," *Association of Radio Industries and Businesses*, Jan. 24th, 2002.

- [4] SET/ABERT, "Digital Television Systems - Brazilian tests - Final Report Part 1," *Relatório de Testes do Grupo SET/ABERT*, ANATEL, São Paulo, May 2000.
- [5] Y. Wu *et al.*, "An ATSC DTV receiver with improved robustness to multipath and distributed transmission environments," *IEEE Transactions on Broadcasting*, p. 32-41, Mar. 2004.
- [6] Z. Yang *et al.*, "A coding and Modulation scheme for HDTV services in DMB-T," *IEEE Transactions on Broadcasting*, p. 26-31, Mar. 2004.
- [7] ITU Radiocommunication Study Groups, "Guidelines and techniques for the evaluation of DTTB systems," *ITU-R Document 6E/TEMP/131-E*, Mar. 2003.
- [8] S. Moon, J. Kim, and D. Han; "Spatial diversity technique for improvement of DTV reception performance", *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, p. 958-964, Nov. 2003.
- [9] C. Akamine, *Análise de desempenho do sistema DVB-T com entrelaçador temporal em canais com ruído impulsivo*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, DECOM - UNICAMP, nov. de 2004
- [10] S. G. Kang, Y. M. Ha, E. K. Joo, "A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications," *IEEE Trans. On Broadcasting*, p. 142-149, June 2003.
- [11] O. Edfors, "Low-complexity algorithms in digital receivers," *Doctoral Thesis*, Lulea University of Technology, Lulea, Sept. 1996.
- [12] L. C. L. Acácio, V. H. Nascimento, "Pre-FFT equalization in DVB-T systems," *Proc. of International Workshop on Telecommunications - IWT 2004*, p. 25-31, Santa Rita do Sapucaí, Aug. 2004.
- [13] Y. Jung, H. Yoon, J. Kim, "New efficient FFT algorithm and pipeline implementation results for OFDM/DMT applications," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, v. 49, n. 1, p. 14-20, Feb. 2003
- [14] M. Ghosh, "Blind decision feedback equalization for terrestrial television receivers," *Proc. IEEE*, p. 2070-2081, Oct. 1998.
- [15] J. R. Treichler, I. Fijalkow, C. R. Johnson Jr. "Fractionally spaced equalizers," *IEEE Signal Processing Magazine*, p. 65-81, May 1996.
- [16] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3th ed., Prentice Hall, New Jersey, 1996.
- [17] L. L. Szczecinski, A. Gei, "Blind decision feedback equalisers, how to avoid degenerative solutions," *Signal Processing*, p. 1675-1693, 2002.
- [18] L. Qin *et al.*, "Fractionally Spaced Adaptive Decision Feedback Equalizers with Applications to ATSC DTV Receivers," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, p. 999-1003, Nov. 2004.
- [19] R. A. Casas, "An integrated VSB/QAM/NTC/BTSC receiver: recent advanced in television designed", *Proceedings of the 53th Annual IEEE Broadcast Symposium*, Oct. 2003.
- [20] S. Haykin, *Communication Systems*, 4th ed., John Wiley & Sons, New York, 2001.
- [21] S. Armour, A. Nix, D. Bullm, "Complexity evaluation for the implementation of a pre-FFT equaliser in an OFDM receiver", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, p. 428-437, Aug. 2000.
- [22] N. Benvenuto, S. Tomasin, "On the comparison between OFDM and single carrier modulation with a DFE using a frequency-domain feed-forward filter", *IEEE Transactions on Communications*, p. 947-955, June 2002.