Desempenho de Técnicas OFDM Obtidas por Pré-Codificação em Canais HF de Faixa Larga

Roberto Camara Gentil Porto; Ernesto Leite Pinto

Resumo— Neste trabalho investigamos o emprego de OFDM pré-codificado em canais de HF de faixa larga (HFL). Implementamos um simulador de canais baseado na especificação técnica DRM. Avaliamos o emprego de três técnicas de pré-codificação em canais HFL, e constatamos ganhos de até 9 dB na razão sinal ruído em 10^{-4} de taxa de erro, em relação ao OFDM convencional. Além disso, observamos uma redução de aproximadamente 5,5 dB no valor da PAPR que é superado com probabilidade 10^{-3} quando empregamos modulação 16-QAM nas subportadoras. A redução com modulação QPSK foi de 8,5 dB.

Palavras-Chave—OFDM, pré-codificação, canais HF de faixa larga (HFL), taxa de erro, PAPR.

Abstract—In this work we investigate the use of pre-coded OFDM in wideband HF (WBHF) channels. We implemented a channel simulator based on the DRM technical specification. We evaluated the use of three pre-coded techniques in WBHF channels, and observed a signal-to-noise ratio gain of up to 9 dB at a 10^{-4} bit error rate over conventional OFDM. Furthermore, we observe a reduction of approximately 5.5 dB in the PAPR value which is overcome with a probability of 10^{-3} when employing 16-QAM modulation in the subcarriers. This reduction was 8.5 dB with QPSK modulation.

Keywords—OFDM, pre-coding, wideband HF (WBHF) channels, bit error rate (BER), PAPR.

I. INTRODUÇÃO

Durante décadas a faixa de frequência de HF foi reconhecidamente o principal meio de comunicação sem fio para longo alcance. Esta faixa do espectro é atualmente utilizada como alternativa às comunicações via satélite em sistemas marítimos, estações meteorológicas, comunicações com aeronaves e operações militares, evitando custos, vulnerabilidades e dependências externas [1].

Os sistemas de comunicação em HF são tradicionalmente associados à baixas taxas de transmissão, pois nos canais até hoje usuais de 3 kHz é possível obter taxas de, no máximo, 9600 bps (bits por segundo) [2]. Contudo, no atual cenário de comunicações sem fio este tipo canalização limita drasticamente os serviços disponibilizados.

Dentre as aplicações de interesse viabilizadas pelo aumento da taxa de dados, pode-se citar: transferência de arquivos maiores para usuários em movimento, transmissão de vídeos em tempo real [2] e suporte a protocolos TCP [3]. Para tanto, faz-se necessária a exploração de canais de faixa mais larga, que tem recentemente despertado o interesse de pesquisadores de diferentes países.

Roberto Camara Gentil Porto e Ernesto Leite Pinto, Instituto Militar de Engenharia (IME), Rio de Janeiro-RJ, Brasil, E-mail: camara@ime.eb.br, ernesto@ime.eb.br. Este trabalho foi parcialmente apoiado por CNPq (461895/2014-5).

De maneira diferente do que ocorre em outros casos em que se busca altas taxas de transmissão em condições de desvanecimento seletivo em frequência, a pesquisa e o desenvolvimento de modems para HF tem historicamente se concentrado em alternativas baseadas em modulação de portadora única como proposto em [4] e [5], em detrimento do emprego de técnicas multiportadoras e da técnica OFDM em particular.

Talvez como decorrência deste legado, também se observa hoje uma tendência a aproveitar soluções de portadora única nos primeiros padrões internacionais aprovados recentemente para emprego em canais de HF com larguras de faixa múltiplas de 3 kHz, chegando até 24 kHz [6].

No entanto, dadas as vantagens da transmissão multiportadora já reconhecidas pela sua adoção em diversos sistemas conceituados, a investigação de soluções desta classe para comunicações de faixa larga em HF coloca-se como uma alternativa de interesse e pouco abordada na literatura corrente [7], [8].

Por outro lado, tem sido bastante intensa a atividade de pesquisa de alternativas ao OFDM convencional nos últimos anos, particularmente para emprego em comunicações celulares de quinta geração. Cabe ressaltar, em particular, o surgimento de diversas propostas promissoras envolvendo o uso de pré-codificação visando melhoria de desempenho [9], [10] e [11]. Uma questão interessante diz respeito à investigação comparativa de desempenho destas técnicas que, até onde vai o conhecimento dos autores, não foi objeto de publicações anteriores.

O presente artigo se insere neste contexto e tem como foco a avaliação de desempenho de técnicas OFDM précodificadas recentemente propostas em canais HF de faixa larga. A avaliação se baseia em simulação computacional, adotando dois modelos de canais propostos para avaliação do sistema de radiodifusão *Digital radio mondiale* (DRM) [12], os quais contemplam de maneira flexível condições de transmissão de faixa larga em HF.

O artigo está organizado em 5 seções. A seção II descreve os modelos de canais adotados. Na seção III discorre-se sobre as novas técnicas OFDM aqui investigadas. Na seção IV são apresentados os resultados de simulação. Algumas observações finais são feitas na seção V.

II. MODELOS DE CANAL

O padrão aberto DRM especifica um sistema de radiodifusão OFDM que opera em faixas de frequência inferiores a 30 MHz [12], empregando canais com largura de faixa de 4,5 a 20 kHz.

Os modelos de canais estabelecidos para avaliação de desempenho do DRM são da classe GWSS-US ("Gaussian Wide-

1 2 Sense Stationary - Uncorrelated Scattering") com retardos discretos. Desta forma, a saída equivalente em banda básica correspondente à entrada x(t) é dada por:

$$y(t) = \sum_{n} h(t, \tau_n) x(t - \tau_n) + w(t),$$
 (1)

em que τ_n é o atraso associado ao n-ésimo percurso e $h(t, \tau_n)$ é o ganho variante no tempo associado a este percurso, modelado como um processo Gaussiano complexo estacionário com espectro de potência dado pelo espectro Doppler Gaussiano de Watterson [13]. Todos os ganhos são considerados estatisticamente independentes.

Dentre os modelos especificados para o DRM optamos por utilizar neste trabalho dois que a nosso ver refletem bem as condições amenas e severas de desvanecimento, sendo por isso aqui denominados canal DRM brando e canal DRM severo (canal Nº 3 e Nº 6 de [12], respectivamente). Os parâmetros destes dois modelos estão apresentados na Tab. I.

TABELA I Canal DRM

| Canal 3: | Percursos | | | |
|------------------------------|-----------|--------|--------|--------|
| Canal DRM Brando | 1 | 2 | 3 | 4 |
| Atraso (τ_m) | 0 | 0,7 ms | 1,5 ms | 2,2 ms |
| Ganho do percurso (G_m) | 1 | 0,7 | 0,5 | 0,25 |
| Desvio Doppler (f_{des}) | 0,1 Hz | 0,2 Hz | 0,5 Hz | 1,0 Hz |
| Espalhamento Doppler (f_d) | 0,1 Hz | 0,5 Hz | 1,0 Hz | 2,0 Hz |
| Canal 6: | Percursos | | | |
| Canal DRM Severo | 1 | 2 | 3 | 4 |
| Atraso (τ_m) | 0 | 2 ms | 4 ms | 6 ms |
| Ganho do percurso (G_m) | 0,5 | 1 | 0,25 | 0,0625 |
| Desvio Doppler (f_{des}) | 0 Hz | 1,2 Hz | 2,4 Hz | 3,6 Hz |
| Espalhamento Doppler (f_d) | 0,1 Hz | 2,4 Hz | 4,8 Hz | 7,2 Hz |

Baseado em [12], [14] e [15] implementamos um simulador para estes modelos no qual cada coeficiente $h(t, \tau_n)$ da Eq. (1) é gerado com o espalhamento Doppler desejado através da filtragem FIR de um processo Gaussiano complexo branco em tempo discreto.

III. TÉCNICAS AVALIADAS

A ideia básica da pré-codificação consiste em enviar em cada subportadora OFDM símbolos linearmente combinados através da matriz aqui denotada por G, de forma que o símbolo multiportadora transmitido é dado por:

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}^H \mathbf{G} \, \mathbf{d},\tag{2}$$

em que **F** representa a matriz DFT, $[.]^H$ simboliza o operador hermitiano e **d** = $[d_0, d_1, ..., d_{N-1}]^T$ é o vetor de símbolos, com elementos d_k pertencentes a uma constelação PSK/QAM M-ária.

O emprego da matriz **G** pode propiciar diversidade em frequência, visto que o símbolo PSK/QAM que seria transmitido apenas por uma subportadora no sistema convencional passa a ter sua informação espalhada em várias. Esta propriedade é particularmente interessante em canais com nulos espectrais, pois se a informação for espalhada, a presença dos nulos não acarreta perdas de informação.

Conforme demonstrado em [16], a pré-codificação produz diversidade em frequência ótima quando a matriz de précodificação possui elementos de mesma magnitude.

Além de obter diversidade em frequência, os trabalhos aqui avaliados [9], [10] e [11] buscam explorar a junção de formas mais elaboradas de pré-codificação com uma transformada de multiplexação (IDFT ou IDCT), resultando em uma única transformada, que denominamos de *transformada conjunta*, com o intuito de reduzir a complexidade computacional e a razão entre potência de pico e potência média (PAPR, de "Peak to Average Power Ratio").

Duas alternativas de intervalo de guarda são preponderantes na literatura, a extensão cíclica e a extensão nula. Cabe notar que o uso de extensão cíclica com duração maior que o atraso máximo produzido pelo canal e da IDFT como transformada de multiplexação traduz o efeito do canal no domínio da transformada por uma uma matriz diagonal, facilitando a sua equalização. Esta propriedade é aqui denominada diagonalização do canal.

A. X-OFDM

Esta técnica se origina do emprego da transformada de Hartley (DHT, de "Discrete Hartley Transform") para précodificação, juntamente com a IDFT [9]. Verifica-se que a transformada conjunta possui uma representação em matriz em que no máximo dois elementos por coluna são não-nulos, o que simplifica muito a implementação desta técnica. Além disso, como a geração de cada amostra no domínio do tempo é realizada por no máximo dois símbolos do vetor de entrada, são obtidas reduções significativas de PAPR em relação ao OFDM convencional.

Outra característica interessante está no fato de que os elementos da matriz da transformada Hartley apresentam a mesma magnitude, produzindo diversidade em frequência ótima.

A equalização do canal é realizada após a DFT e antes da DHT, o que é bastante conveniente quando se emprega a extensão cíclica.

B. T-OFDM

Neste caso a matriz de transformada conjunta T^{1} é unitária, circulante e cada uma de suas colunas é composta de uma sequência gaussiana inteira perfeita (SGIP) [17]. A transformada de multiplexação desta pré-codificação é a IDFT.

Um aspecto interessante desta técnica é que a matriz de précodificação correspondente produz diversidade em frequência máxima [16].

Verifica-se também que o cálculo de cada amostra no domínio do tempo envolve apenas quatro símbolos do vetor de entrada, produzindo PAPR significativamente menor do que a de um sinal OFDM convencional.

Para compensar o efeito do canal, o sinal recebido é primeiramente processado por uma transformação \mathbf{T}^{H} e após isto passa por um equalizador de canal no domínio da frequência

 $^{^{1}}$ Considera-se que a transformada **T** se refere à proposta em [10], que é diferente da definida em [18], por exemplo.

através do emprego de um par de IDFT/DFT, conforme proposto em [10].

A transformação conjunta **T** pode ser implementada com apenas 6N adições reais, considerando o vetor de símbolos **d** complexo e de dimensão N [10].

C. C-OFDM

A transformada conjunta C é obtida através da composição da TWH (matriz de pré-codificação com elementos de mesma magnitude), de uma matriz de IDCT e de duas matrizes de reordenação de elementos, conforme detalhado em [11].

Uma de suas propriedades é que 2/3 dos elementos da matriz de transformada são nulos, o que leva a redução de PAPR em relação ao OFDM convencional. Além disso é uma transformação unitária e real.

Apesar destas vantagens, é importante salientar que a utilização do prefixo cíclico não garante a diagonalização do canal em sistemas OFDM que utilizam uma matriz de IDCT para multiplexação. Na literatura existem várias propostas para contornar este problema, entre elas a de empregar um par DFT/IDFT na equalização, que é aqui considerada parte integrante de um receptor C-OFDM.

IV. RESULTADOS

A. Desempenho de Taxa de Erros

Para avaliação de desempenho consideramos a configuração de parâmetros da técnica OFDM mostrada na Tab. II.

A fim de mitigar o efeito do espalhamento de atrasos são utilizados dois valores para o tamanho do intervalo de guarda, de 3,55 ms e 8,88 ms para os canais DRM moderado e severo, respectivamente.

Além disso, para manter a compatibilidade com o legado dos canais HF optamos pela utilização de 18 kHz para a transmissão (múltiplo de 3 kHz). Maiores detalhes sobre a escolha dos parâmetros da Tab. II podem ser obtidos em [19].

| TABELA II | | | | | |
|------------------|--|--|--|--|--|
| PARÂMETROS OFDM. | | | | | |

| Canal | DRM brando | DRM Severo | |
|---------------------------------|------------|------------|--|
| Modulação | QPSK | | |
| Tamanho FFT (N) | 256 | | |
| Tamanho Prefixo Cíclico | 64 | 128 | |
| Qtd de subportadora de dados | 190 | | |
| Densidade de portadoras pilotos | 1/4 | | |
| Qtd de subportadoras nulas | 2 | | |
| Distância entre subportadoras | 70,3125 Hz | | |
| Duração Intervalo de Guarda | 3,55 ms | 8,88 ms | |
| Duração Símbolo (com CP) | 17,77 ms | 21,33 ms | |
| Largura de Banda | 18 kHz | | |
| Taxa de dados | 19,2 kbps | 16 kbps | |
| Taxa de atualização do canal | 200 Hz | | |

Para a avaliação da taxa de erro, conjuntos de 10^5 símbolos OFDM foram gerados aleatoriamente, o canal foi considerado invariante durante o intervalo de símbolo² e conhecido pelo receptor. Além disso, foi empregado prefixo cíclico como

²Consideramos a média dos coeficientes ao longo da duração de um símbolo multiportadora como estimativa do canal usada no receptor.

intervalo de guarda. Com relação à equalização, foram usados os critérios Zero Forcing (ZF) e MMSE.

Na Fig. 1 apresentamos os resultados referentes à equalização Zero Forcing para um canal DRM brando. Como referência teórica indicamos na curva pontilhada o desempenho teórico do sistema para um canal com desvanecimento plano e distribuição Rayleigh. Observamos que todas as técnicas de OFDM pré-codificado apresentaram desempenho inferior quando comparado ao OFDM convencional. Isto ocorreu porque as subportadoras demasiadamente atenuadas contribuem negativamente para a recuperação do vetor de símbolos após a equalização, a ponto de produzir piora na taxa de erro.



Fig. 1. Desempenho de taxa de erro para equalizador ZF sobre o canal DRM brando.

Para testar esta afirmação realizamos uma avaliação com o emprego da equalização ZF na qual desconsideramos as subportadoras com amplitude abaixo de um limiar ajustado empiricamente, para efeito da recuperação do vetor de símbolos. Conforme podemos observar na Fig. 2, os resultados obtidos não só foram superiores aos mostrados na Fig. 1, como mostram uma clara vantagem frente ao OFDM convencional para valores de $\frac{E_b}{N_0}$ acima de 10 dB.

Os resultados obtidos com equalização MMSE são mostrados nas Fig. 3 e 4. É possível observar que o equalizador MMSE na presença de um canal DRM brando obtém melhorias significativas em comparação com o ZF (Fig. 2), sendo capaz de explorar melhor a diversidade produzida através da pré-codificação.

Em contrapartida, o sistema convencional (DFT-OFDM) apresenta taxa de erro bastante degradada nos canais avaliados, uma vez que nele não há diversidade em frequência.

B. PAPR

Os resultados de estimação da função de distribuição acumulada complementar (CCDF do inglês "*Complementary Cumulative Distribution Function*") da PAPR para as técnicas avaliadas estão apresentadas nas Fig. 5 e 6, as quais foram



Fig. 2. Desempenho de taxa de erro para equalizador ZF desconsiderado as subportadoras demasiadamente atenuadas.



Fig. 3. Desempenho de taxa de erro para equalizador MMSE sobre o canal DRM brando.

obtidas considerado N = 256 subportadoras, com o emprego de modulação QPSK e 16-QAM, respectivamente.

Podemos observar que a técnica C-OFDM apresenta desempenho ligeiramente superior ao OFDM convencional, com um ganho de aproximadamente 1 dB para uma CCDF de 10^{-4} , enquanto as técnicas X-OFDM e T-OFDM, observamos um desempenho nitidamente superior.

Em particular a Fig. 5 mostra que o ganho do X-OFDM em relação ao OFDM convencional é de aproximadamente 8,5 dB para uma CCDF de 10^{-4} e modulação QPSK nas subportadoras, enquanto o T-OFDM produz ganho de 5,5 dB nestas condições.

Já na Fig. 6 observamos que o X-OFDM e o T-OFDM produzem ganhos em relação à técnica convencional de 5,5 dB e 2,7 dB, respectivamente, para CCDF de 10^{-4} e modulação 16-QAM.



Fig. 4. Desempenho de taxa de erro para equalizador MMSE sobre o canal DRM severo.



Fig. 5. CCDF da PAPR para N = 256 e modulação QPSK.

C. Complexidade Computacional

A complexidade computacional foi avaliada pela quantidade de operações reais de adição (A) e de multiplicação (M), calculadas em [10], [9] e [11], admitindo N = 256. Nesta avaliação foi desconsiderada a complexidade oriunda da equalização, uma vez que esta foi realizada da mesma forma para todas as técnicas OFDM avaliadas. Na Tab. III apresentamos os resultados assim obtidos.

Podemos concluir que a quantidade de operações reais necessárias considerando transmissor+receptor é ligeiramente superior para X-OFDM e T-OFDM (cerca de 10% e 15% maior, respectivamente), havendo maior complexidade no receptor. Além disso, notamos que a técnica C-OFDM apresenta um custo computacional nitidamente maior que as demais na recepção, devido à necessidade do par adicional de DFT/IDFT.

V. CONCLUSÕES

Avaliou-se através de simulação em computador o emprego de sistemas OFDM pré-codificados em canais HF faixa larga,



Fig. 6. CCDF da PAPR para N = 256 e modulação 16-QAM.

TABELA III Comparativo de complexidade para ${\cal N}=256$

| | Transmissor | | Receptor | |
|-------------------|-------------|------|----------|-------|
| | A | M | A | M |
| OFDM Convencional | 6144 | 4096 | 6144 | 4096 |
| X-OFDM | 1016 | 0 | 11288 | 8192 |
| T-OFDM | 1536 | 0 | 13824 | 8192 |
| C-OFDM | 4614 | 4614 | 16902 | 12806 |

utilizando dois modelos de canais incluídos na especificação do padrão de radiodifusão DRM.

Foram apresentados diversos resultados numéricos que indicam ser de grande valia o emprego de técnicas OFDM pré-codificadas em canais HF faixa larga, tendo sido obtidas reduções significativas de taxa de erro de bit e de PAPR em relação ao OFDM convencional ao custo de incrementos moderados de complexidade computacional. Com base nestes resultados, as técnicas avaliadas podem ser colocadas em ordem decrescente de interesse para aplicação visada da seguinte forma: X-OFDM, T-OFDM e C-OFDM.

Em trabalhos futuros, pretende-se estender a avaliação de desempenho para incluir técnicas de portadora única previstas em normas internacionais vigentes para HF de faixa larga.

REFERÊNCIAS

- E. E. Johnson, W. N. Furmanand, M. Jorgenson e J. Nieto, "Third-Generation and Wideband HF Radio Communication", 2012.
- [2] E. E. Johnson, "Performance envelope of broadband HF data waveforms,"in *MILCOM 2009 - 2009 IEEE Military Communications Conference*, Boston, MA, 2009, pp. 1-7.
- [3] T. Erpek et al., "Routing, Network Coding and TCP Support for Wideband HF Communications,"*MILCOM 2018 - 2018 IEEE Military Communications Conference*, Los Angeles, CA, 2018, pp. 157-162.
- [4] E. Koski, J. Nieto, M. Thompson e J. Russell, "RF Performance Implications of Wideband HF Waveforms,"*MILCOM 2014 - IEEE Military Communications Conference*, Baltimore, MD, 2014, pp. 1491-1497.
- [5] J. W. Nieto e W. N. Furman, "Improved data rate robustness of U.S. MIL-STD-188-110C appendix D wideband HF waveforms,"12th IET International Conference on Ionospheric Radio Systems and Techniques (IRST 2012), York, 2012, pp. 1-5.
- [6] MIL-STD-188-110D: Interoperability and Performance Standards for Data Modems, Maio 2017.

- [7] J. Yli-Kaakinen, J. Alhava, M. Renfors e H. Tuomivaara, "Multicarrier waveform processing for HF communications,"2018 International Conference on Military Communications and Information Systems (ICM-CIS), Warsaw, 2018, pp. 1-8.
- [8] A. A. Ibrahim, A. M. Abdelaziz e M. M. Salah, "OFDM over wideband ionospheric HF channel: Channel modelling & optimal subcarrier power allocation,"2018 35th National Radio Science Conference (NRSC), Cairo, 2018, pp. 300-308.
- [9] H. A. Leftah e S. Boussakta, "Efficient modulation scheme for OFDM system with ZP and MMSE equalizer,"2013 IEEE International Conference on Communications (ICC), Budapest, 2013, pp. 4703-4707.
- [10] S. Wang, C. Li, K. Lee e H. Su, "A Novel Low-Complexity Precoded OFDM System With Reduced PAPR,"*IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 63, no. 6, pp. 1366-1376, Março, 2015.
- [11] H. A. Leftah e S. Boussakta, "Novel OFDM Based on C-Transform for Improving Multipath Transmission,"*IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 62, no. 23, pp. 6158-6170, Dezembro 2014.
- [12] Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification ETSI ES 201 980 V4.1.1, Jan. 2014, [online] Disponível: http://www.drm.org/wpcontent/uploads/2014/01/drm-System-Specification-ETSI-ES-201=980-V4.1.1-2014-01.pdf.
- [13] C. Watterson, J. Juroshek and W. Bensema, "Experimental Confirmation of an HF Channel Model,"*IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 18, no. 6, pp. 792-803, Dezembro 1970.
- [14] C. D. Iskander, "A matlab-based object-oriented approach to multipath fading channel simulation". *White paper*, (169), Fev. 2008.
 [15] W. N. Furman e J. W. Nieto, "Understanding hf channel simulator
- [15] W. N. Furman e J. W. Nieto, "Understanding hf channel simulator requirements in order to reduce hf modem performance measurement variablity". *Proc. 6th Nordic Shortwave Conference HF*, 2001.
- [16] Y. P. Lin, S. M. Phoong, e P. P. Vaidyanathan, *Filter bank transceivers for OFDM and DMT systems*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2010.
- [17] W. Hu, S. Wang e C. Li, "Gaussian Integer Sequences with Ideal Periodic Autocorrelation Functions,"*IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 11, pp. 6074-6079, Novembro 2012.
- [18] M. S. Ahmed, S. Boussakta, B. S. Sharif e C. C. Tsimenidis, "OFDM Based on Low Complexity Transform to Increase Multipath Resilience and Reduce PAPR,"*IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 12, pp. 5994-6007, Dezembro 2011.
- [19] R. C. Porto, "Transmissão Multiportadora em Canais HF de Faixa Larga". Dissertação de Mestrado - *Instituto Militar de Engenharia - IME*, Rio de Janeiro, 2019.