

MINISTÉRIO DA DEFESA
EXÉRCITO BRASILEIRO
DEPARTAMENTO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA
INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
CURSO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Cap ROBERTO CÂMARA GENTIL PORTO

TRANSMISSÃO MULTIPORTADORA EM CANAIS HF DE FAIXA
LARGA

Rio de Janeiro

2019

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

Cap ROBERTO CÂMARA GENTIL PORTO

**TRANSMISSÃO MULTIPORTADORA EM CANAIS HF DE FAIXA
LARGA**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Ernesto Leite Pinto

Rio de Janeiro
2019

c2019

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
Praça General Tibúrcio, 80-Praia Vermelha
Rio de Janeiro-RJ CEP 22290-270

Este exemplar é de propriedade do Instituto Militar de Engenharia, que poderá ser incluído em base de dados, armazenar em computador, microfilmar ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do autor e do orientador.

621.3 Porto, R. C. G.

Transmissão Multiportadora em Canais HF de Faixa
P853t Larga/Roberto Câmara Gentil Porto.– Rio de Janeiro:
Instituto Militar de Engenharia, 2019.
95 p.: il., tab.

Dissertação (Mestrado) – Instituto Militar de Engenharia – Rio de Janeiro, 2019.

1. Curso de Engenharia Elétrica – teses e dissertações.
2. Comunicações. 3. HF – High Frequency. I. Pinto, Ernesto Leite. II. Instituto Militar de Engenharia. III. Título.

Instituto Militar de Engenharia

Cap Roberto Câmara Gentil Porto

Transmissão Multiportadora em Canais HF de Faixa Larga

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Ernesto Leite Pinto

Aprovada em 30 de janeiro de 2019 pela seguinte Banca Examinadora:



Ernesto Leite Pinto, D.C. - IME - Presidente



Alberto Gaspar Guimarães, D.C. - IME



Alexandre Amorim Pereira Júnior, D.C. - IME



Marco Antonio Grivet Mattoso Maia, Ph.D. - PUC-Rio.

Rio de Janeiro
2019

À minha família pela compreensão e apoio incondicional.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, por todo o apoio e base que me proporcionaram durante a minha vida, tornando possível a minha chegada até aqui. Agradeço por toda a paciência, conselhos e por suas experiências, que incentivaram a busca contínua de crescimento.

Ao meu orientador, Dr. Ernesto Leite Pinto, por todo o apoio e incentivo durante todo o curso de mestrado e por todo o ensinamento e o tempo disponibilizado em prol da conclusão deste trabalho.

Ao Elizeu Ferreira Xavier pela companhia e ajuda nas atividades no laboratório.

Ao TC Alberto Mota Simões e à Subdivisão de Cursos de Pós-Graduação, por todo o apoio e suporte.

A todos os meus professores do mestrado, pela convivência e ensinamentos preciosos, que, significativamente, contribuíram para a minha formação profissional.

A todos os amigos e colegas que de uma forma direta ou indireta, contribuíram, ou auxiliaram na elaboração do presente estudo, pela paciência, atenção e força que prestaram.

“A persistência é o menor caminho do êxito.”

CHARLES CHAPLIN

SUMÁRIO

| | |
|--|-----------|
| LISTA DE ILUSTRAÇÕES | 10 |
| LISTA DE TABELAS | 12 |
| LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS | 13 |
| 1 INTRODUÇÃO | 19 |
| 2 OFDM | 23 |
| 2.1 Princípios Gerais | 23 |
| 2.1.1 Transmissão e Recepção OFDM | 23 |
| 2.2 Razão entre Potência de Pico e Potência Média (PAPR) | 26 |
| 2.2.1 Técnica PTS para Redução de PAPR | 27 |
| 2.3 Vantagens e Desvantagens | 28 |
| 3 MODELAGEM DE CANAIS HF | 30 |
| 3.1 Introdução | 30 |
| 3.2 Conceitos Gerais | 31 |
| 3.3 Digital Radio Mondiale | 33 |
| 4 VARIANTES DA TÉCNICA OFDM | 34 |
| 4.1 Introdução | 34 |
| 4.2 Variantes Baseadas na DFT | 35 |
| 4.2.1 OFDM Pré-codificado | 35 |
| 4.2.2 SIM-OFDM | 40 |
| 4.3 Variantes Baseadas na DCT | 43 |
| 4.3.1 DCT-OFDM | 44 |
| 4.3.2 C-OFDM | 45 |
| 4.4 Considerações Finais | 48 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 5 | AVALIAÇÃO DE SISTEMAS OFDM EM CANAIS HFL | 49 |
| 5.1 | Sistema Avaliado | 49 |
| 5.1.1 | Equalização | 50 |
| 5.1.2 | Parâmetros da Transmissão OFDM | 50 |
| 5.1.3 | Desempenho para a Estimação de Canal HFL | 54 |
| 5.2 | Avaliação do Desempenho das Variantes OFDM em canais HFL | 55 |
| 5.2.1 | Desempenho com Prefixo Cíclico | 56 |
| 5.2.2 | Variantes com Extensão Nula | 60 |
| 5.2.3 | PAPR | 62 |
| 5.2.4 | Complexidade Computacional | 63 |
| 5.3 | Conclusão | 64 |
| 6 | MELHORIA DA ROBUSTEZ À AMPLIFICAÇÃO NÃO LINEAR | 65 |
| 6.1 | Introdução | 65 |
| 6.1.1 | Modelos de ANL | 66 |
| 6.1.2 | Emprego das Métricas MSE e CORR | 68 |
| 6.1.3 | Recuo de Potência | 69 |
| 6.2 | Métrica Proposta | 70 |
| 6.2.1 | Ajuste de Parâmetros | 72 |
| 6.3 | Avaliação de Desempenho | 73 |
| 6.3.1 | PAPR | 78 |
| 6.3.2 | Complexidade | 78 |
| 6.3.3 | Conclusão | 79 |
| 7 | CONCLUSÃO | 80 |
| 8 | REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 82 |
| 9 | APÊNDICES | 86 |
| 9.1 | APÊNDICE 1: Simulador de Canal HF | 86 |
| 9.1.1 | Geração de Cada Coeficiente do Canal | 86 |

| | | |
|-------|---|----|
| 9.1.2 | Simulando o Espalhamento de Atraso | 87 |
| 9.1.3 | Validação do Simulador | 87 |
| 9.2 | APÊNDICE 2: Aproximação Associada à Métrica Proposta no Capítu- tulo 6 | 93 |

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | | |
|-----------|--|----|
| FIG. 2.1 | Seletividade em frequência e sub-canais OFDM aproximadamente planos | 24 |
| FIG. 2.2 | Inserção dos intervalos de guarda ZP e CP para evitar a ISI | 25 |
| FIG. 2.3 | Diagrama em blocos de um transmissor/receptor OFDM | 26 |
| FIG. 2.4 | Picos de um símbolo OFDM devido a combinação construtiva dos sinais de cada subportadora | 27 |
| FIG. 2.5 | Diagrama de blocos da técnica PTS convencional | 28 |
| FIG. 4.1 | Diagrama em blocos da transmissão/recepção de uma variante OFDM genérica | 34 |
| FIG. 4.2 | Diagrama em blocos do OFDM pré-codificado convencional | 35 |
| FIG. 4.3 | Transformada $[S_T]^H$ | 37 |
| FIG. 4.4 | Diagrama em blocos da variante X-OFDM | 38 |
| FIG. 4.5 | Diagrama em blocos do receptor T-OFDM | 40 |
| FIG. 4.6 | Exemplo de codificação de informação SIM-OFDM | 41 |
| FIG. 4.7 | Diagrama de blocos para transmissor SIM-OFDM | 41 |
| FIG. 4.8 | Diagrama de blocos do sistema DCT-OFDM | 45 |
| FIG. 4.9 | Diagrama de blocos do transmissor/receptor C-OFDM | 47 |
| FIG. 5.1 | Diagrama em blocos de um sistema OFDM | 49 |
| FIG. 5.2 | Desempenho para as configurações da TAB. 5.1 | 52 |
| FIG. 5.3 | Desempenho para mesma razão $\frac{T_g}{T_s}$ | 53 |
| FIG. 5.4 | Desempenho desconsiderando a inserção do CP e a interferência entre símbolos | 53 |
| FIG. 5.5 | Diagrama e blocos do demodulador OFDM com estimação de canal | 24 |
| FIG. 5.6 | Desempenho com diferentes configurações de pilotos | 55 |
| FIG. 5.7 | Diagrama de bloco das variantes: DFT-OFDM, X-OFDM, T-OFDM e SIM-OFDM. Equalizador no domínio da frequência | 56 |
| FIG. 5.8 | Diagrama de bloco das variantes: DCT-OFDM e C-OFDM. Equalizador no domínio da frequência | 57 |
| FIG. 5.9 | Desempenho de taxa de erro para equalizador ZF no domínio da frequência sobre o canal DRM brando | 57 |
| FIG. 5.10 | Desempenho de taxa de erro para equalizador ZF no domínio da frequência sobre o canal DRM severo | 58 |
| FIG. 5.11 | Desempenho de taxa de erro para equalizador MMSE no domínio da frequência sobre o canal DRM brando | 58 |
| FIG. 5.12 | Desempenho de taxa de erro para equalizador MMSE no domínio da frequência sobre o canal DRM severo | 59 |
| FIG. 5.13 | Desempenho de taxa de erro para equalizador ZF desconsiderado as subportadoras demasiadamente atenuadas | 60 |
| FIG. 5.14 | Diagramas de blocos com extensão nula e equalizador no domínio do tempo | 60 |
| FIG. 5.15 | Desempenho para extensão nula e equalizador MMSE no domínio do tempo sobre o canal DRM brando | 61 |

| | | |
|-----------|--|----|
| FIG. 5.16 | Desempenho para extensão nula e equalizador MMSE no domínio do tempo sobre o canal DRM severo..... | 61 |
| FIG. 5.17 | CCDF da PAPR para $N = 256$ e modulação QPSK..... | 62 |
| FIG. 5.18 | CCDF da PAPR para $N = 256$ e modulação 16-QAM..... | 63 |
| FIG. 6.1 | Características de distorção de amplitude (AM/AM) e de fase (AM/PM) para modelos Rapp e Saleh..... | 67 |
| FIG. 6.2 | Conversão em amplitude para os modelos Rapp e Polinomial com os parâmetros: $A_0 = 1$, $p = 1.64$, $\alpha_1 = 1$, e $\alpha_3 = -0.1769$ | 68 |
| FIG. 6.3 | Métricas de seleção baseados no modelo do amplificador..... | 69 |
| FIG. 6.4 | Curva de potência de entrada versus potência de saída para um amplificador não-linear..... | 70 |
| FIG. 6.5 | Comportamento típico dos termos do lado direito da EQ. (6.13), aproximação afim da primeira parcela e aproximação quadrática da segunda parcela..... | 71 |
| FIG. 6.6 | Diagrama de blocos do sistema OFDM..... | 74 |
| FIG. 6.7 | Diagrama de blocos do emprego das métricas utilizando a técnica PTS..... | 74 |
| FIG. 6.8 | Taxa de erro vs L para o modelo Rapp em um canal AWGN utilizando $V = 4$, $N = 128$ e 1024 , $FDR = 3$ dB, $16QAM$, $SNR = 35$ dB, $p = 1.643$ e $A_0 = 1$ | 75 |
| FIG. 6.9 | Taxa de erro para o modelo Rapp em um canal AWGN, $N=128$, $FDR=3$ dB, $L_{ana} = 1.24$, $L_{emp} = 1.160$, modulação $16QAM$, $p = 1.643$ e $A_0 = 1$ | 76 |
| FIG. 6.10 | Taxa de erro para o modelo Rapp em um canal AWGN, $N=1024$, $FDR=3$ dB, $L_{ana} = 1.24$, $L_{emp} = 1.256$, modulação $16QAM$, $p = 1.643$ e $A_0 = 1$ | 76 |
| FIG. 6.11 | Taxa de erro para o modelo Saleh em um canal AWGN utilizando $V = 4$ and 16 , $N = 128$, $FDR = 4$ dB, $L_{emp} = 0.922$, $L_{ana} = 1.048$ e modulação $QPSK$ | 77 |
| FIG. 9.1 | Diagrama de blocos da geração dos coeficientes do canal..... | 87 |
| FIG. 9.2 | Diagrama de blocos do espalhamento em atraso..... | 88 |
| FIG. 9.3 | Densidade espectral de potência..... | 89 |
| FIG. 9.4 | Histogramas dos coeficientes gerados..... | 89 |
| FIG. 9.5 | Caso 01 - Desempenho de taxa de erro de um sistema OFDM em um canal com ruído AWGN..... | 91 |
| FIG. 9.6 | Caso 02 - Desempenho de taxa de erro de um sistema OFDM em um canal com desvanecimento plano..... | 91 |
| FIG. 9.7 | Caso 03 - Desempenho de taxa de erro de um sistema OFDM em um canal com desvanecimento seletivo..... | 92 |

LISTA DE TABELAS

| | | |
|----------|--|----|
| TAB. 1.1 | Custo computacional da recepção (MIPS). | 20 |
| TAB. 3.1 | Parâmetros dos modelos para canais de HF previstos pelo CCIR. . . | 32 |
| TAB. 3.2 | Canal DRM brando. | 33 |
| TAB. 3.3 | Canal DRM severo | 33 |
| TAB. 4.1 | Comparação de eficiência espectral do SIM-OFDM para mod- ulação QPSK. | 43 |
| TAB. 4.2 | Permutação de linhas realizada pela matriz Φ | 46 |
| TAB. 4.3 | Comparativo das vantagens observadas nas Variantes OFDM. | 48 |
| TAB. 5.1 | Configurações iniciais do sistema OFDM. | 51 |
| TAB. 5.2 | Parâmetros do sistema OFDM. | 54 |
| TAB. 5.3 | Comparativo de complexidade entre as variantes para $N = 256$ e equalização com o emprego do prefixo cíclico. | 63 |
| TAB. 6.1 | Valores do limiar obtidos analiticamente e empiricamente para diferentes modelos de amplificadores. | 75 |
| TAB. 6.2 | Comparativo de custo computacional para $L = 1.24$ e $N = 128$ | 79 |
| TAB. 9.1 | Parâmetros iniciais de avaliação do simulador. | 88 |
| TAB. 9.2 | Parâmetros de avaliação do simulador de um sistema OFDM. | 90 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

ABREVIATURAS

| | |
|------------|---|
| ANL | - Amplificador Não-Linear |
| AWGN | - <i>Additive White Gaussian Noise</i> |
| BER | - <i>Bit Error Rate</i> |
| CANAIS HFL | - Canais HF de faixa larga |
| CCDF | - <i>Complementary Cumulative Distribution Function</i> |
| CFO | - <i>Carrier Frequency Offset</i> |
| CORR | - Correlação |
| CP | - <i>Cyclic Prefix</i> |
| DCT | - <i>Discrete Cosine Transform</i> |
| DFE | - <i>Decision Feedback Equalizer</i> |
| DFT | - <i>Discrete Fourier Transform</i> |
| DHT | - <i>Discrete Hartley Transform</i> |
| DRM | - <i>Digital Radio Mondiale</i> |
| FDR | - Fator de Recuo |
| FFT | - <i>Fast Fourier Transform</i> |
| FHT | - <i>Fast Hartley Transform</i> |
| FIR | - <i>Finite Impulse Response</i> |

| | |
|----------|--|
| HF | - <i>High Frequency</i> |
| ICI | - <i>Interchannel Interference</i> |
| ISI | - <i>Intersymbol Interference</i> |
| ITU-R | - <i>International Telecommunications Union - Radiocommunicaton Sector</i> |
| LLR | - <i>Log-Likelihood Ratio</i> |
| MIPS | - <i>Microprocessor without Interlocked Pipelined Stages</i> |
| MMSE | - <i>Minimum Mean Square Error</i> |
| MSE | - <i>Mean-Square Error</i> |
| OFDM | - <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> |
| PAPR | - <i>Peak-to-Average Power Ratio</i> |
| PTS | - <i>Partial Transmit Sequence</i> |
| QAM | - <i>Quadrature Amplitude Modulation</i> |
| QPSK | - <i>Quadrature Phase Shift Keying</i> |
| RSR | - Razão Sinal Ruído |
| SGIP | - Sequência Gaussiana Inteira Perfeita |
| SIM-OFDM | - <i>Subcarrier Index Modulation-OFDM</i> |
| SLM | - <i>Selective Mapping</i> |
| SSPA | - <i>Solid State Power Amplifier</i> |
| TWH | - Transformada de Walsh-Hadamard |
| TWTA | - <i>Travel-Wave Tube Amplifier</i> |
| WSS-US | - <i>WideSense Stationary - Uncorrelated Scattering</i> |
| ZP | - <i>Zero Padding</i> |

SÍMBOLOS

| | |
|--------------|---|
| \mathbf{d} | - vetor de símbolos |
| Δf | - espaçamento entre subportadoras |
| T_s | - intervalo de símbolo OFDM |
| T_g | - intervalo de guarda |
| R | - taxa de dados |
| $E[.]$ | - valor esperado |
| \mathbf{b} | - vetor de fatores do PTS |
| \mathbf{w} | - vetor gaussiano de ruído branco |
| R_{hh} | - matriz de autocorrelação dos coeficientes do canal |
| S_d | - densidade espectral de potência dos coeficientes do canal |
| f_d | - espalhamento doppler |
| f_{des} | - desvio doppler |
| τ_m | - retardo entre os percursos |
| G | - matriz de pré-codificação |
| N | - número de subportadoras do símbolo OFDM |
| B_T | - bits de informação por símbolo OFDM |
| Γ | - matriz de reordenamento reverso com codificação gray |
| Φ | - matriz de reordenamento reverso em bit |
| Q | - matriz de equalização |

| | |
|---------------|---|
| H | - matriz dos coeficientes do canal |
| Λ | - matriz circulante dos coeficientes do canal |
| F_s | - taxa de amostragem do sinal |
| $A(\cdot)$ | - conversão em amplitude (AM/AM) |
| $\phi(\cdot)$ | - conversão em fase (AM/PM) |

RESUMO

Neste trabalho investigamos o emprego de alternativas originadas da técnica OFDM (do inglês "*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*") convencional, denominadas de variantes OFDM, em canais de HF de faixa larga (HFL). Com o intuito de representar de forma fidedigna os efeitos de um canal HFL e permitir a comparação de desempenho entre técnicas, implementamos um simulador baseado na especificação técnica DRM (do francês "*Digital Radio Mondiale*") que prevê o emprego de modulação multiportadora OFDM em faixas de HF até 20 kHz.

Avaliamos o emprego de cinco variantes em canais HFL, e constatamos um ganho de até 9 dB na razão sinal ruído (RSR) em 10^{-4} de taxa de erro, quando comparada com OFDM convencional. Além disso, observamos uma redução da razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR do inglês "*Peak to Average Power Ratio*") de até aproximadamente 5,5 dB e 8,5 dB quando empregamos modulação 16-QAM e QPSK, repectivamente.

Adicionalmente propomos uma nova métrica, simples e eficaz para a escolha do símbolo OFDM modificado dentro de técnicas de sinalização múltiplas, como PTS (do inglês "*Partial Transmit Sequence*") ou SLM (do inglês "*Selective Mapping*"), a fim de reduzir os efeitos deletérios da amplificação não linear na taxa de erro.

ABSTRACT

In this work we investigate the use of alternatives originated from the conventional OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) technique, called here OFDM variants, in wideband HF (WBHF) channels. In order to accurately represent the effects of a WBHF channel and allow a performance comparison between techniques, we implemented a simulator based on the Digital Radio Mondiale (DRM) technical specification that establishes the use of multicarrier modulation OFDM and HF bands up to 20 kHz.

We evaluated the use of five variants in WBHF channels, and we observed a signal-to-noise ratio gain (SNR) of up to 9 dB at a 10^{-4} bit error rate (BER) in comparison to conventional OFDM. Furthermore, there is a reduction of the peak-to-average power ratio (PAPR) by up to 5,5 dB and 8,5 dB when employing 16-QAM and QPSK modulation, respectively.

Additionally, we propose a simple and effective metric to choose the best modified OFDM symbol within multiple signaling techniques such as PTS (Partial Transmit Sequence) or SLM (Selective Mapping), in order to reduce the deleterious effects of nonlinear amplification on the bit error rate.

1 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 pelos sistemas marítimos, estações meteorológicas, comunicações com aeronaves e operações militares como alternativa às comunicações via satélite, evitando desta forma custos, vulnerabilidades e dependências externas (ERIC E. JOHNSON, 2012).

Os sistemas de comunicação em HF são tradicionalmente associados a 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) (JOHNSON, 2009). Contudo, no atual cenário de operações militares este tipo de canalização limita drasticamente os serviços disponibilizados na faixa HF.

Para superar esta limitação, uma das alternativas visadas pelas agências regulatórias consiste nas alocações de faixas HF contíguas maiores que 3 kHz. O estudo apresentado em (JORGENSEN, 2013) já vislumbra a utilização de faixas contíguas múltiplas de 3 kHz (para manter a compatibilidade com o legado do HF), podendo atingir até 48 kHz.

O emprego de modulação de portadora única tem sido historicamente predominante nas comunicações em HF. No entanto, à medida que a largura de faixa aumenta, a complexidade do equalizador utilizado aumenta significativamente. Neste contexto o emprego da modulação multiportadora OFDM (do inglês "*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*") torna-se interessante devido à simplicidade de equalização que proporciona, em relação à transmissão de portadora única.

Em (JOHNSON, 2009) realizou-se uma comparação da complexidade para a recepção de um sinal entre a modulação com portadora única e multiportadora em MIPS (do inglês "*Microprocessor without Interlocked Pipelined Stages*"), em função da largura de banda do canal, apresentada na TAB. 1.1. Nesta avaliação considerou-se um equalizador DFE (do inglês "*Decision Feedback Equalizer*") para a modulação com portadora única, e uma equalização com o emprego do prefixo cíclico para modulação multiportadora OFDM. Esta característica da modulação multiportadora foi um dos motivadores para o seu emprego nesta dissertação.

Apesar de computacionalmente eficiente, a técnica OFDM tem limitações específicas que precisam ser consideradas para operação em canais HF de faixa larga, os quais apresentam interferências em bandas estreitas e seletividades no tempo e na frequência.

TAB. 1.1: Custo computacional da recepção (MIPS).

| Largura de Banda | 3 kHz | 4.5 kHz | 9 kHz | 12 kHz | 20 kHz |
|------------------|-------|---------|-------|--------|--------|
| Portadora Única | 20 | 45 | 180 | 320 | 889 |
| OFDM | 14 | 28 | 50 | 69 | 110 |

*Canal com 5 ms de espalhamento em atraso.

Devido a esta questão, avaliamos no presente trabalhos novas técnicas para modulação multiportadora que possuem características interessantes para o emprego em canais HFL, que denominamos variantes OFDM.

Após uma revisão na literatura, destacamos inicialmente o emprego de pré-codificação, apresentado em (LEFTAH, 2013; WANG, 2015), com o propósito de propiciar uma maior diversidade em frequência. Em (LEFTAH, 2014; PENG, 2006) os autores propõem a utilização da transformada discreta do cosseno para a geração de sinal resiliente ao desvio em frequência. Já em (E. BASAR, 2013) é proposto uma nova modulação multiportadora energeticamente e espectralmente eficiente, inspirada no conceito de modulação espacial (BASAR, 2011). Nesta variante nem todas as subportadoras utilizadas para transmitir informações são moduladas, de modo que a informação de símbolo OFDM também é codificada na configuração do conjunto de índices de subportadoras ativas e inativas.

Com o intuito de avaliar o desempenho das variantes OFDM em canais de HF de faixa larga, realizamos uma revisão da literatura sobre os principais modelos de canais HFL existentes sobre o assunto. Poucos trabalhos foram encontrados no entanto e, além disso, alguns dos modelos observados sobre o assunto (MASTRANGELO, 1997) não se mostraram eficazes para a avaliação em ambientes de simulação.

Para contornar esta questão implementamos neste trabalho um simulador de modelos de canal apresentado na normatização técnica do padrão de radiodifusão DRM (Digital Radio Mondiale, 2014), que prevê a utilização de largura de faixa de até 20 kHz. Cinco variantes OFDM foram avaliadas e analisamos os aspectos positivos e negativos do emprego de cada uma.

Um outro aspecto importante do emprego de sistemas OFDM reside nos elevados valores da razão entre entre pico e média de energia (PAPR do inglês "*Peak to Average Power Ratio*"), gerada por combinações construtivas de sinais das subportadoras, que são potencialmente nocivas na presença de amplificadores não lineares.

Esta questão é bastante relevante para transmissões na faixa HF, uma vez que os amplificadores apresentam características não lineares para operar com alta eficiência

potência (para permitir a comunicação em longas distâncias).

Diversos métodos foram propostos para a redução de PAPR, dentre os quais podemos citar as técnicas de geração de sinalização múltipla, como o PTS (do inglês "*Partial Transmit Sequence*"). Estas técnicas são caracterizadas pela busca dentre várias modificações de um símbolo OFDM, o melhor no contexto de minimização de PAPR.

Métricas alternativas para a seleção de símbolos foram propostas em trabalhos recentes (PARK, 2007; E. AL-DALAKTA, 2012) com o intuito de melhorar o desempenho de taxa de erro em sistemas na presença de amplificadores não lineares. Estas abordagens demonstraram ser eficazes para a melhoria do desempenho, no entanto são computacionalmente complexas e requerem o estabelecimento de um modelo matemático ajustado do amplificador não linear.

Com a finalidade de contornar essas limitações, propomos no presente trabalho uma nova métrica para a seleção do símbolo modificado. Mostramos nesta dissertação que esta métrica é computacionalmente simples, não requer um modelo de amplificador para ser calculada e produz desempenho de taxa de erro comparável ao de (PARK, 2007; E. AL-DALAKTA, 2012).

Desta forma podemos resumir como contribuições deste trabalho:

- Implementação de um simulador de canais HF de faixa larga;
- Avaliação das variantes do OFDM em modelos de canais HF faixa larga;
- Proposta de uma métrica simples para aprimorar técnicas de sinalização múltipla para sistemas transmissão OFDM com amplificadores não-lineares.

O trabalho está dividido em 7 capítulos e um apêndice, conforme descrito a seguir:

No Capítulo 2 descrevemos os princípios básicos referentes à técnica OFDM que são utilizados no decorrer desta dissertação, introduzimos a notação empregada e abordamos algumas técnicas de mitigação de PAPR.

No Capítulo 3 descrevemos os modelos de canais de comunicação adotados no trabalho. Apresentamos as notações utilizadas ao longo do texto e alguns parâmetros dos canais previstos em normas vigentes para transmissão em HF.

No Capítulo 4 discorremos sobre algumas variações do OFDM presentes na literatura, visando solucionar limitações provenientes do OFDM convencional. Neste capítulo, também discutimos o potencial de cada variante para emprego em canais HF de faixa larga.

No Capítulo 5 apresentamos uma proposta de parametrização do sistema OFDM para canais HFL (HF de faixa larga). Além disso, mostramos os resultados das simulações para HF de faixa larga, realizadas para validar as análises das variantes aqui apresentadas.

No Capítulo 6 apresentamos resumidamente as técnicas presentes na literatura para melhoria de desempenho diante da amplificação não linear propostas em (E. AL-DALAKTA, 2012; PARK, 2007). Em seguida, propomos de uma nova métrica de baixo custo computacional e com desempenho semelhante as anteriores.

Por fim, no Capítulo 7 apresentamos as conclusões da dissertação e sugerimos temas para trabalhos futuros. No Apêndice apresentamos detalhes da implementação do simulador de canais HF.

2 OFDM

A técnica OFDM tem sido amplamente utilizada em sistemas de comunicação que exigem eficiência espectral de dados devido às suas características inerentes de alta eficiência espectral, resiliência à interferência inter-símbolo (ISI) e imunidade ao desvanecimento seletivo de frequência.

O OFDM pode ser encontrado em diversos padrões de transmissão sem fio como IEEE 802.11a, IEEE 802.15.3a, IEEE 802.16, DVB-T, DAB, DRM (Digital Radio Mondiale, 2014) e redes telefonia 4G (WANG, 2005; HWANG, 2009). No ramo das comunicações na faixa HF, apesar das primeiras aplicações com modulação multiportadora terem sido propostas em (ZIMMERMAN, 1967), a utilização do OFDM só foi observada em 1991, com o padrão militar (MIL-STD-188-110A, 1991).

Neste capítulo apresentamos os princípios básicos referentes à técnica OFDM que utilizamos no decorrer desta dissertação e está organizado forma descrita a seguir. Na Seção 2.1 apresentamos os conceitos básicos do OFDM. Na Seção 2.2 apresentamos o problema de elevada *PAPR* (do inglês "*Peak-to-Average Power Ratio*") em sinais e abordamos sobre a técnica PTS (do inglês "*Partial Transmit Sequence*") que é bastante utilizada para mitigá-lo. Finalmente concluímos na Seção 2.3 com um resumo das vantagens e desvantagens do OFDM apresentadas neste capítulo.

2.1 PRINCÍPIOS GERAIS

O OFDM é uma modulação multiportadora que consiste em transmitir diversos dados paralelamente, otimizando o espaçamento entre subportadoras. Através do seu emprego é possível trabalhar com canais muito mais estreitos, quando comparado a modulações de portadora única, permitindo que as suas larguras de banda individuais sejam menores do que a banda de coerência do canal. Desta forma, os desvanecimentos sofridos por estes subcanais podem ser considerados planos, reduzindo significativamente a complexidade da equalização na recepção, como ilustrado na FIG. 2.1.

2.1.1 TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO OFDM

Iniciamos considerando uma modulação OFDM com N subportadoras e o vetor de símbolos $\mathbf{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{N-1}]$, onde d_k é um símbolo de dados selecionado a partir de

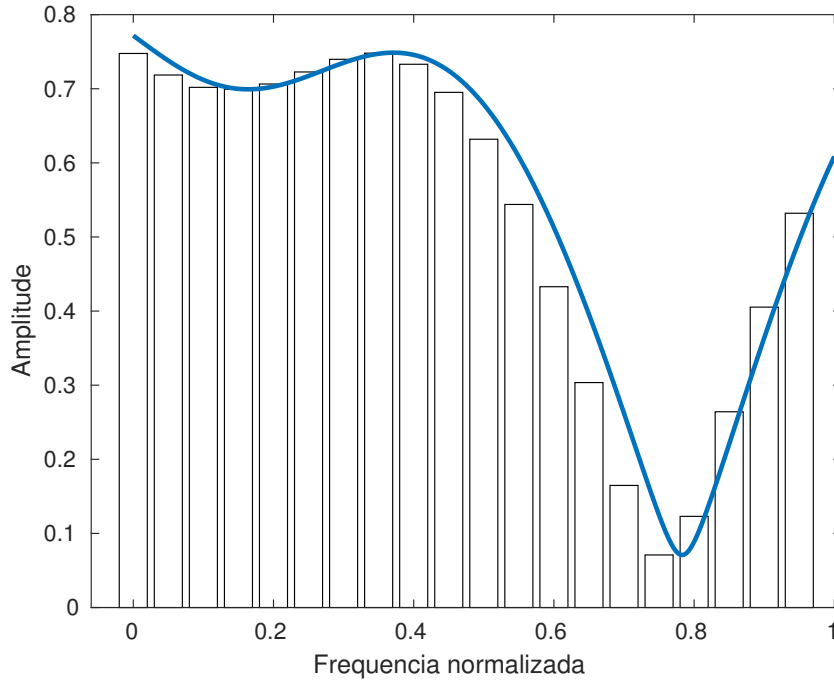


FIG. 2.1: Seletividade em frequência e sub-canalos OFDM aproximadamente planos.

uma constelação M -ária. Podemos representar o sinal equivalente passa-baixas modulado por:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi k \Delta f t}, \quad 0 \leq t \leq T_s. \quad (2.1)$$

onde Δf e T_s representam o espaçamento entre subportadoras e o intervalo do símbolo OFDM, respectivamente. Para garantir a ortogonalidade entre cada subportadora estas duas variáveis precisam atender ao seguinte requisito:

$$T_s \Delta f = 1. \quad (2.2)$$

A representação da EQ. (2.1) discretizada no domínio do tempo pode ser expressa por:

$$x_n = x(t)|_{t=\frac{nT_s}{N}} = \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j\frac{2\pi kn}{N}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (2.3)$$

Notamos nesta equação que o vetor de símbolos \mathbf{d} e o vetor de amostras \mathbf{x} se relacionam pela transformada DFT (do inglês, "*Discrete Fourier Transform*") e sua inversa. Assim sendo, em geral se emprega os algoritmos IFFT (do inglês "*Inverse Fast Fourier Transform*") e FFT (do inglês "*Fast Fourier Transform*") para a implementação eficiente e computacionalmente simples de sistemas OFDM.

Considerando o interesse pelo emprego desta técnica em canais dispersivos no tempo, intervalos de guarda (T_g) são inseridos após a IFFT de forma a evitar a superposição de símbolos OFDM subsequentes. Desta maneira, o intervalo do símbolo OFDM passa a ser $T = T_g + T_s$.

Na literatura observamos dois tipos de intervalos de guarda denominados por extensão nula (ZP do inglês "*Zero padding*") (MUQUET, 2002) e prefixo cíclico (CP do inglês "*Cyclic Prefix*"), os quais estão ilustrados na FIG. 2.2. Na utilização do ZP o intervalo de guarda é composto por amostras nulas, o que acarreta descontinuidade no domínio do tempo e conseqüentemente as suportadoras deixam de ser ortogonais (E. L. PINTO, 2002) devido à interferência entre subportadoras (ICI, de "*Interchannel Interference*").

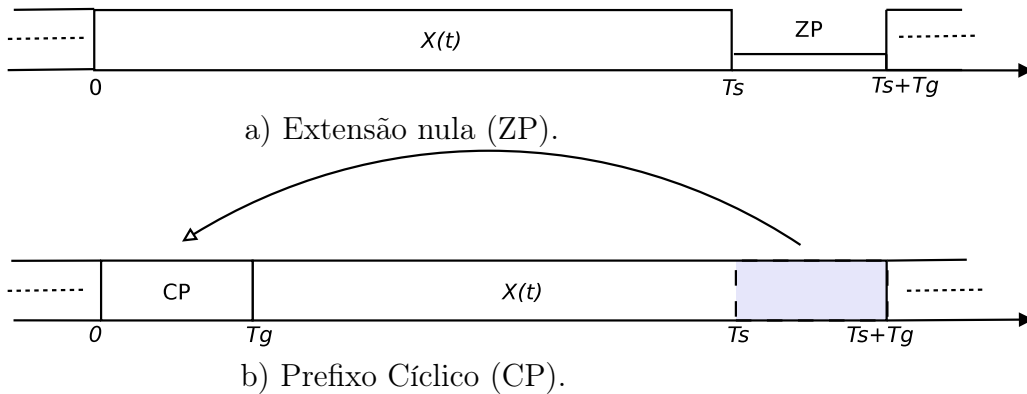


FIG. 2.2: Inserção dos intervalos de guarda ZP e CP para evitar a ISI.

A proposta do CP consiste em replicar no início de cada símbolo OFDM uma quantidade de amostras do final do mesmo. Com o seu emprego, diferentemente do ZP , é possível eliminar completamente o efeito da ICI (HWANG, 2009).

É importante salientarmos que devido à inserção do intervalo de guarda, observamos uma redução da razão sinal ruído (RSR) útil, que pode ser dada por (EDFORS, 1996):

$$(RSR)_{perda} = 10 \log_{10} \left(\frac{T_s}{T_g + T_s} \right) \quad (2.4)$$

Considerando as etapas supracitadas, chegamos ao diagrama de blocos do sistema OFDM ilustrado na FIG. 2.3. Os blocos apresentam as seguintes funções:

- S/P e P/S: realiza a conversão dos dados em serial para paralelo ou vice-versa;
- Canal: insere nas amostras os efeitos do canal;
- AWGN: adiciona ruído gaussiano branco às amostras;

- FFT/IFFT: realiza a transformada de Fourier (ou a sua inversa);
- Add/Remoção CP/ZP: insere ou remove o intervalo de guarda, que pode ser CP ou ZP.

Por fim, definimos a taxa de dados (R) de um modulação M -ária e com N subportadoras por:

$$R = \frac{N \log_2(M)}{T_s + T_g} \quad (2.5)$$

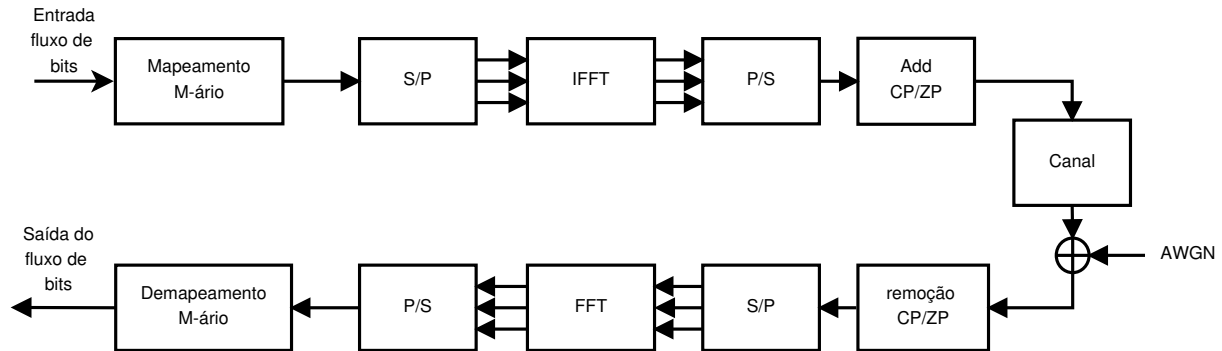


FIG. 2.3: Diagrama em blocos de um transmissor/receptor OFDM.

2.2 RAZÃO ENTRE POTÊNCIA DE PICO E POTÊNCIA MÉDIA (PAPR)

Uma questão importante nos sistemas OFDM é o surgimento de valores elevados da razão entre entre pico e média de energia (PAPR), gerada pela combinações construtivas de sinais das subportadoras como ilustrado na FIG. 2.4. Este efeito pode causar distorções não-lineares em amplificadores de potência e degradar o desempenho geral. Podemos expressar a PAPR de um símbolo OFDM por:

$$PAPR = \frac{\max[|x_n|^2]}{E[|x_n|^2]}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1, \quad (2.6)$$

onde $E[\cdot]$ é valor esperado.

Vários métodos têm sido propostos para a redução de PAPR (RAHMATALLAH, 2013), dentre eles estão as técnicas como PTS (do inglês "*Partial Transmit Sequence*") e o mapeamento seletivo (SLM, do inglês "*Selective Mapping*"), que são caracterizadas por buscar entre várias modificações de um símbolo OFDM a melhor no sentido de minimização de PAPR.

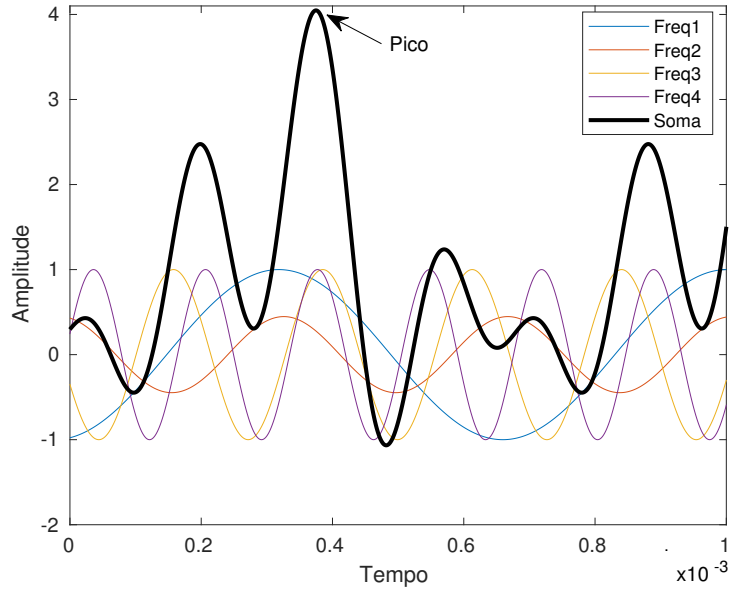


FIG. 2.4: Picos de um símbolo OFDM devido às combinações construtivas dos sinais de cada subportadora.

Neste trabalho, empregamos o PTS (MULLER, 1997) no Capítulo 6, apresentado brevemente a seguir.

2.2.1 TÉCNICA PTS PARA REDUÇÃO DE PAPR

Na FIG. 2.5 apresentamos o diagrama de blocos da técnica PTS convencional. Neste método, o vetor de dados \mathbf{d} é dividido em V sub-blocos disjuntos do símbolo original, de forma que podemos defini-los como $\mathbf{d}^{(v)} = [d_0^{(v)}, d_1^{(v)}, \dots, d_{N-1}^{(v)}]$ para $v \in \{0, 1, \dots, V-1\}$, onde:

$$d_i^{(v)} = \begin{cases} d_i, & \text{se } i = \frac{vN}{V}, \frac{vN}{V} + 1, \dots, \frac{(v)N}{V} + (\frac{N}{V} - 1), \\ 0, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (2.7)$$

Quando aplicamos uma transformada IFFT de tamanho N em cada sub-blocos v , obtemos:

$$\mathbf{x}^{(v)} = IFFT\{\mathbf{d}^{(v)}\}. \quad (2.8)$$

Em seguida, multiplicamos a saída de cada bloco de IFFT por um fator e somamos para produzir um símbolo modificado dado por:

$$\mathbf{x} = \sum_{v=0}^{V-1} b_v \mathbf{x}^{(v)}. \quad (2.9)$$

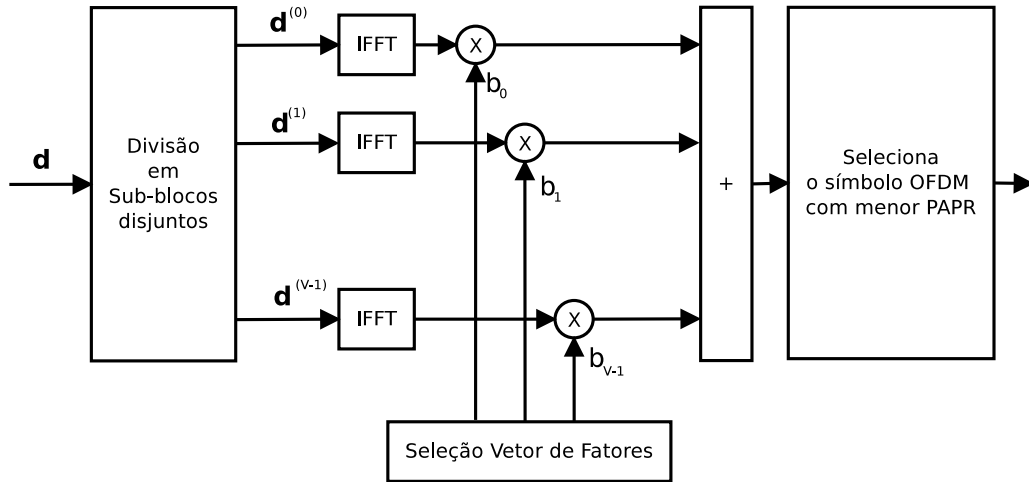


FIG. 2.5: Diagrama de blocos da técnica PTS convencional.

Para geração dos símbolos modificados vetores de fatores $\mathbf{b} = [b_0, b_1, \dots, b_{V-1}]$ com elementos diferentes são empregados. O vetor que gera o símbolo modificado \mathbf{x} com menor PAPR é selecionado. A quantidade de símbolos modificados gerados depende do número de diferentes vetores \mathbf{b} : quanto maior for este número, maior será a redução de PAPR e maior será o custo computacional deste método.

2.3 VANTAGENS E DESVANTAGENS

Podemos citar como vantagens da técnica OFDM:

- a) Maior robustez a canais seletivos em frequência.
- b) Permite equalização do canal mais simples quando comparada as técnicas de equalização adaptativa de sistemas com portadora única.
- c) Flexibilidade no emprego de técnicas específicas do OFDM como alocação de potência em subportadoras adaptativa (IBRAHIM, 2018) e modulação adaptativa de subportadoras (E. BASAR, 2013).

Apesar de apresentar vantagens atrativas, devemos considerar as seguintes desvantagens do OFDM:

- a) Alto valores de PAPR que reduzem a eficiência de amplificadores de potência na transmissão.
- b) Redução de capacidade e potência útil, devido à inserção do intervalo de guarda.

- c) Pode apresentar maior sensibilidade a canais variantes no tempo, devido à duração elevada dos símbolos OFDM em relação aos símbolos de um sinal de portadora única com mesma taxa de bits.

3 MODELAGEM DE CANAIS HF

Neste capítulo descrevemos os modelos de canais de HF adotados no trabalho. Apresentamos também as notações utilizadas ao longo do texto e alguns parâmetros dos modelos recomendados em normas internacionais para a simulação dos canais HF.

3.1 INTRODUÇÃO

O emprego de modelos de canais é um meio eficiente e conveniente para a avaliação de desempenho de sistemas de comunicação. Este modelo deve ser capaz de replicar as condições típicas do meio e permitir o teste de sistemas de transmissão em um ambiente controlado e com repetibilidade.

Com o intuito de representar de forma fidedigna e prática os efeitos de um canal HF, realizamos uma revisão bibliográfica sobre o assunto. Para faixas estreitas, observamos uma grande quantidade de trabalhos que se baseiam no modelo de dispersão proposto por (WATTERSON, 1970). Neste estudo o autor apresentou um modelo estatístico estacionário para canais HF, o qual foi comprovado experimentalmente para intervalos de observações suficientemente pequenos (aproximadamente 10 minutos) e para canais com banda limitada em 10 kHz.

O trabalho desenvolvido por Watterson foi utilizado ao longo dos anos como base para diversas normas e recomendações que são utilizados para a realização de testes de desempenho, os quais podemos citar: (CCIR, 1992), (ITU-R F.1487, 2000) e DRM (do inglês "*Digital Radio Mondiale*"). Nestas normas são apresentados modelos de canais HF para o emprego em faixas de até 12kHz (ITU-R F.1487, 2000) e 20 kHz (Digital Radio Mondiale, 2014).

Outros trabalhos propõem o emprego de um modelo de dispersão voltado para aplicações em faixas estreitas e em largas (MASTRANGELO, 1997). Este modelo, denominado de ITS (do inglês "*Institute for Telecommunication Science*"), também conhecido por Vogler-Hoffmeyer, apesar de conseguir atingir faixas efetivas de 1MHz, não se mostrou prático para simulação devido à grande quantidade de parâmetros e às condições específicas impostas. Neste contexto, optamos por trabalhar com modelos menos restritivos e baseamos este trabalho nas propostas desenvolvidas a partir de (WATTERSON, 1970), em especial a norma DRM que apresenta seis modelos de canais para o emprego na faixa de HF.

A proposta do DRM é substituir a transmissão analógica atual nas bandas AM e FM por um sistema digital de alta qualidade. Sua concepção visa operar nos mesmos canais e alocações de espectro dos sistemas empregados atualmente, ao mesmo tempo que permita a coexistência com estas transmissões analógicas.

3.2 CONCEITOS GERAIS

Um canal HF pode ser caracterizado por um meio multi-percurso variante no tempo que produz seletividade no tempo e na frequência. Esta seletividade em frequência é oriunda majoritariamente das reflexões que ocorrem em diferentes camadas na ionosfera, acarretando em um espalhamento em atraso. Já a seletividade no tempo ocorre devido as próprias características da reflexão ionosférica, que estão em constante movimento.

Devido à natureza aparentemente imprevisível deste canal multi-percurso é usual a utilização de um modelo estatístico para sua caracterização. Neste contexto considera-se que o canal HF se comporta como um sistema linear cuja resposta ao impulso é dada por ganhos variantes no tempo associada a diferentes valores de retardos. Desta forma, a saída correspondente à entrada $x(t)$ é dada por:

$$y(t) = \sum_n h(t, \tau_n)x(t - \tau_n) + w(t), \quad (3.1)$$

onde τ_n é o atraso associado ao n-ésimo percurso e $h(t, \tau_n)$ é o ganho deste percurso.

Usualmente os ganhos $h(t, \tau_n)$ são considerados processos estacionários em sentido amplo e decorrelacionados entre si (WWS-US, do inglês "*wide sense stationary - uncorrelated scattering*"). Desta forma, podemos definir a função de autocorrelação de $h(t, \tau_n)$ por:

$$R_{hh}(\Delta t, \tau) = E[h(t, \tau)h^*(t + \Delta t, \tau)]. \quad (3.2)$$

Aplicando a transformada de Fourier na função de autocorrelação $R_{hh}(t, \tau_n)$, obtemos uma densidade espectral de potência, expressa por:

$$S(\lambda, \tau_n) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{hh}(l, \tau_n)e^{-j2\pi\lambda l} dl, \quad (3.3)$$

que caracteriza o espalhamento de frequência por efeito Doppler associado à variação temporal deste ganho. Este tipo de densidade espectral de potência também recebe a denominação de espectro Doppler associado ao percurso em questão.

Conforme verificado experimentalmente por (WATTERSON, 1970), o espectro Doppler em canais na faixa de HF apresenta formato Gaussiano, sendo aqui expresso por:

$$S_d(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\lambda^2}} e^{-\frac{(\lambda-\bar{\lambda})^2}{2\sigma_\lambda^2}}, \quad (3.4)$$

onde $\bar{\lambda}$ denota a média e σ_λ a variância. Neste contexto, o parâmetro de espalhamento doppler f_d pode ser definido como:

$$f_d = 2\sigma_\lambda \quad (3.5)$$

As especificações técnicas (CCIR, 1992; ITU-R F.1487, 2000) propõem modelos para canais de HF considerando apenas dois percursos de mesma potência média, com espectros Doppler idênticos, gaussianos e de media nula. Desta forma, apenas dois parâmetros são necessários para definição do modelo, são eles: o atraso entre dois percursos (responsável por definir o perfil da seletividade em frequência) e o espalhamento doppler (responsável por definir a velocidade do desvanecimento).

Em (CCIR, 1992) foram previstos três modelos específicos de canal denominados: bom, moderado e ruim. Estes perfis estão detalhados na TAB. 3.1, onde τ_m representa o retardo entre os percursos e f_d o espalhamento doppler. Uma extensão deste conjunto de modelos foi apresentado na especificação técnica (ITU-R F.1487, 2000), que prevê dez canais de teste, adicionando modelos adicionais dependendo da latitude.

TAB. 3.1: Parâmetros dos modelos para canais de HF previstos pelo CCIR.

| Canal | τ_m | f_d |
|----------|----------|--------|
| Bom | 0,5 ms | 0,1 Hz |
| Moderado | 1 ms | 0,5 Hz |
| Ruim | 2 ms | 1 Hz |

Embora estes modelos tenham se mostrado úteis, algumas limitações restringem seu emprego para canais HF de faixa larga (GUO, 2009). A principal restrição para sua utilização neste trabalho é sua eficácia reconhecida apenas para larguras de faixa até 12 kHz. Para contorná-la, apresentamos na próxima seção modelos de uma especificação técnica mais recente que trata de sistemas de comunicações via ionosfera em faixas de até 20 kHz.

3.3 DIGITAL RADIO MONDIALE

O DRM é conjunto de especificações técnicas não proprietárias de um sistema de radiodifusão que opera nas faixas de frequência inferiores a 30 MHz (Digital Radio Mondiale, 2014). Através do emprego de transmissão OFDM, o sistema DRM consegue operar em canais cujas faixas variam de 4,5 a 20 kHz e pode alcançar taxas de transmissão máximas de 72 kbps.

Nosso interesse no sistema DRM advém dos seis perfis de canais apresentados para o emprego na faixa de HF, onde utilizam o modelo de dispersão de Watterson explicitado na seção anterior. Dentre estes perfis, apenas dois se diferenciam expressivamente dos modelos ITU-R e CCIR, pois apresentam desvio doppler não nulo e diferentes valores de espalhamento doppler e ganho para percursos distintos.

Por este motivo optamos por utilizar neste trabalho estes canais que a partir de agora denominamos como canal DRM brando (Canal N°3 - Digital Radio Mondiale, 2014) e canal DRM severo (Canal N°6 - Digital Radio Mondiale, 2014). Os parâmetros destes dois canais estão apresentados na TAB 3.2 e 3.3.

TAB. 3.2: Canal DRM brando.

| Canal 3: Canal DRM Brando | Percursos | | | |
|--------------------------------|-----------|--------|--------|--------|
| | 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 |

TAB. 3.3: Canal DRM severo

| Canal 6: Canal DRM Severo | Percursos | | | |
|--------------------------------|-----------|--------|--------|--------|
| | 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 | 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 |

4 VARIANTES DA TÉCNICA OFDM

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo discorreremos sobre alternativas originadas da técnica OFDM convencional que foram propostas na literatura, visando solucionar limitações desta técnica. Tais alternativas serão doravante denominadas variantes OFDM. Iremos focar particularmente nas variantes que apresentam potencial para o emprego em canais HFL.

Em (LEFTAH, 2013; WANG, 2015) os autores apontam que o emprego de pré-codificação em sistemas OFDM proporciona diversidade em frequência ao mesmo tempo que possibilita a redução de PAPR. Já a proposta de (E. BASAR, 2013) apresenta uma modulação energeticamente e espectralmente eficiente, denominada modulação em índice para sistemas OFDM (SIM-OFDM do inglês "*Subcarrier Index Modulation-OFDM*").

Outros trabalhos mostram a vantagem do emprego de diferentes transformadas para a geração de símbolos OFDM. Em (CHAFII, 2017; PENG, 2006; LEFTAH, 2014) os autores utilizaram a transformada discreta do cosseno (DCT, do inglês "*Discrete Cosine Transform*") para este fim. Ficaram evidentes as vantagens que esta transformada possui na presença de desvio de frequência da portadora (CFO do inglês "*Carrier Frequency Offset*") e em canais seletivos no tempo e na frequência.

Consideramos o emprego do sistema ilustrado na FIG. 4.1, onde a transmissão/recepção do vetor de símbolos \mathbf{d} é realizada conforme previsto em cada variante OFDM. Nas seções subsequentes iremos apresentar apenas os blocos de transmissão e recepção simplificados para cada variante.

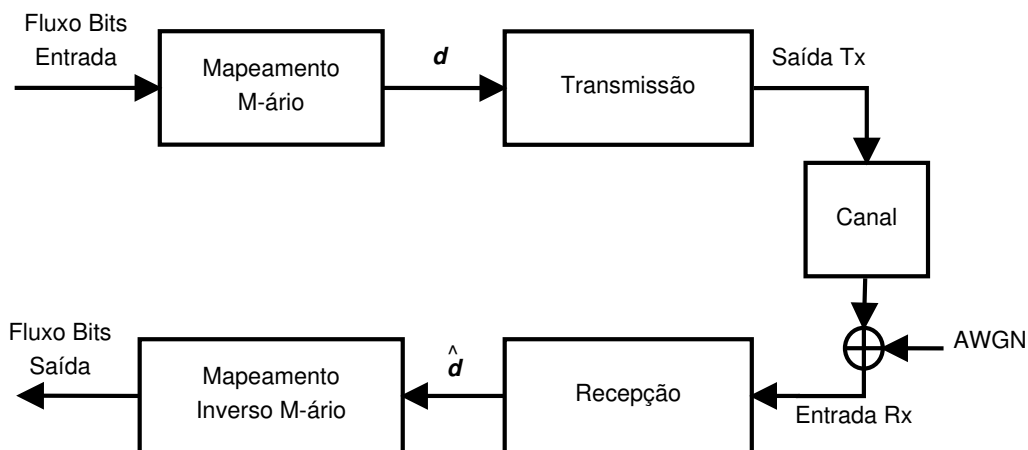


FIG. 4.1: Diagrama em blocos da transmissão/recepção de uma variante OFDM genérica.

Organizamos o capítulo da forma descrita a seguir. Na Seção 4.2 apresentamos as variantes baseadas na transformada de discreta Fourier, que são os sistemas OFDM pré-codificados e o SIM-OFDM. Na Seção 4.3 apresentamos os trabalhos que se baseiam na transformada cosseno para geração do símbolo OFDM. Por fim, na Seção 4.4, realizamos uma breve comparação entre as variantes.

4.2 VARIANTES BASEADAS NA DFT

A escolha destas variantes para o emprego em canais HFL foi motivada pela melhor diversidade em frequência e redução na PAPR (WANG, 2015; LEFTAH, 2013) no OFDM pré-codificado, e devido à maior eficiência energética e espectral (E. BASAR, 2017, 2013) no SIM-OFDM.

4.2.1 OFDM PRÉ-CODIFICADO

Iniciamos a nossa análise por um OFDM pré-codificado genérico apresentado em (XIA, 2001). A ideia dessa proposta consiste em enviar, ao invés de símbolos não codificados em cada subportadora do OFDM, símbolos linearmente combinados através de uma matriz G nas subportadoras.

Ilustramos na FIG. 4.2 os diagramas da transmissão e recepção, no qual não definimos a princípio os elementos da matriz de pré-codificação G . Desta forma o símbolo transmitido pode ser expresso por:

$$\mathbf{x} = \text{IFFT}\{G * \mathbf{d}\}. \quad (4.1)$$

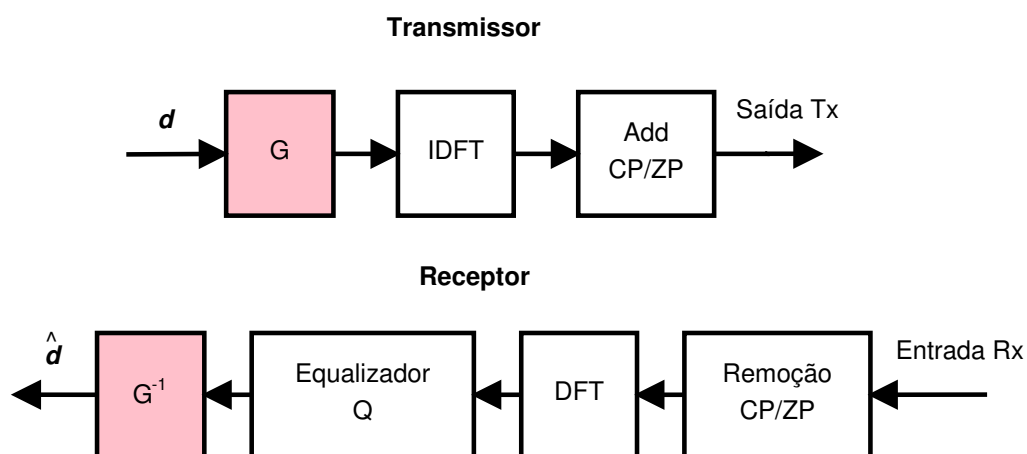


FIG. 4.2: Diagrama em blocos do OFDM pré-codificado convencional.

Com o emprego da matriz G é possível obter uma maior diversidade em frequência, uma vez que o símbolo que antes era transmitido apenas por uma subportadora, passa a ter sua informação dividida em várias. Esta proposta é interessante principalmente em canais seletivos em frequência que apresentam nulos espectrais, pois como a informação é dividida, a presença dos nulos não acarretam na perda total da informação.

Conforme apresentado em (Y.-P. LIN, 2010), a diversidade em frequência ótima é alcançada quando todos elementos de G são não nulos e apresentam a mesma magnitude. Desta forma, o OFDM pré-codificado torna-se computacionalmente complexo, uma vez que apresenta uma multiplicação a mais por uma matriz $[G]_{NxN}$, com elementos não nulos, na transmissão e na recepção. Além disso, dependendo da escolha da matriz G empregada na pré-codificação, valores elevados de PAPR ainda podem ser observados.

Neste contexto, alguns trabalhos (WANG, 2015; LEFTAH, 2013) buscam combinar a transformada IDFT com uma matriz de pré-codificação G em uma única transformada, com o intuito de reduzir a PAPR e a complexidade da geração das amostras no domínio do tempo.

Em (LEFTAH, 2013) os autores propuseram uma variante OFDM pré-codificada denominada de X-OFDM onde foi utilizada a transformada discreta de Hartley (DHT do inglês "*Discrete Hartley Transform*") como matriz de pré-codificação. Podemos definir a representação no formato de matriz desta transformada por:

$$G_{DHT} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & \text{cas}\left(\frac{2\pi}{N}\right) & \text{cas}\left(\frac{2(2\pi)}{N}\right) & \dots & \text{cas}\left(\frac{(N-1)(2\pi)}{N}\right) \\ 1 & \text{cas}\left(\frac{2(2\pi)}{N}\right) & \text{cas}\left(\frac{4(2\pi)}{N}\right) & \dots & \text{cas}\left(\frac{2(N-1)(2\pi)}{N}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \text{cas}\left(\frac{(N-1)(2\pi)}{N}\right) & \text{cas}\left(\frac{2(N-1)(2\pi)}{N}\right) & \dots & \text{cas}\left(\frac{(N-1)(N-1)(2\pi)}{N}\right) \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

onde $\text{cas}(x) = \cos(x) + \sin(x)$. Uma ponto interessante a respeito desta transformada é que ela possui apenas coeficientes reais e além disso, ela é idêntica à sua inversa, ou seja $G_{DHT} * G_{DHT} = I_{NxN}$.

Desta forma, podemos expressar a matriz $[S_T]^H$, que é a combinação da DHT com a IDFT, ilustrada na FIG. 4.3, por:

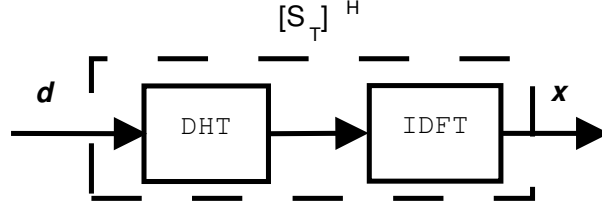


FIG. 4.3: Transformada $[S_T]^H$.

$$[S_T]^H = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1+j1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1-j1 \\ 0 & 0 & 1+j1 & 0 & \dots & 0 & 1-j1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & 0 & 0 & 2 & 0 & \dots & \dots \\ \vdots & \ddots & \dots & 1-j1 & 0 \dots 0 & 1+j1 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & 0 & 1-j1 & \dots & \dots & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 1-j1 & 0 & \dots & 0 & 1+j1 & 0 \\ 0 & 1-j1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1+j1 \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

onde $[\cdot]^H$ simboliza o operador hermitiano.

Observamos pela Eq. (4.3), que a geração de cada amostra no domínio do tempo é realizada por no máximo dois símbolos do vetor \mathbf{d} , uma vez que as colunas da matriz $[S_T]^H$ possuem no máximo dois elementos não nulos. Consequentemente a PAPR do sinal resultante é significativamente menor do que a de um sinal gerado apenas pela IDFT.

Podemos implementar a operação $x = [S_T]^H * \mathbf{d}$ basicamente por adições, uma vez que o fator de escala de $\frac{1}{2}$ pode ser desconsiderado nos cálculos. Desta forma, conforme apresentado em (AL-SODANI, 2013), a quantidade de adições reais para o cálculo de cada $[S_T]^H$ será $A_R = 4(N - 2)$.

Considerando que a recepção da variante X-OFDM é realizada conforme ilustrado na FIG. 4.4, a equalização do canal é realizada após a DFT e antes da DHT. Salientamos que, como a transformada DHT é real, a decodificação dos símbolos recebidos é realizada por duas transformadas DHT (uma para a parte real e outra para a parte imaginária dos símbolos). Comparado com o receptor do OFDM convencional, o receptor X-OFDM requer, portanto, duas transformadas DHT a mais na recepção.

Conforme apresentado em (AL-SODANI, 2013), o cálculo de uma FHT (do inglês "*Fast*

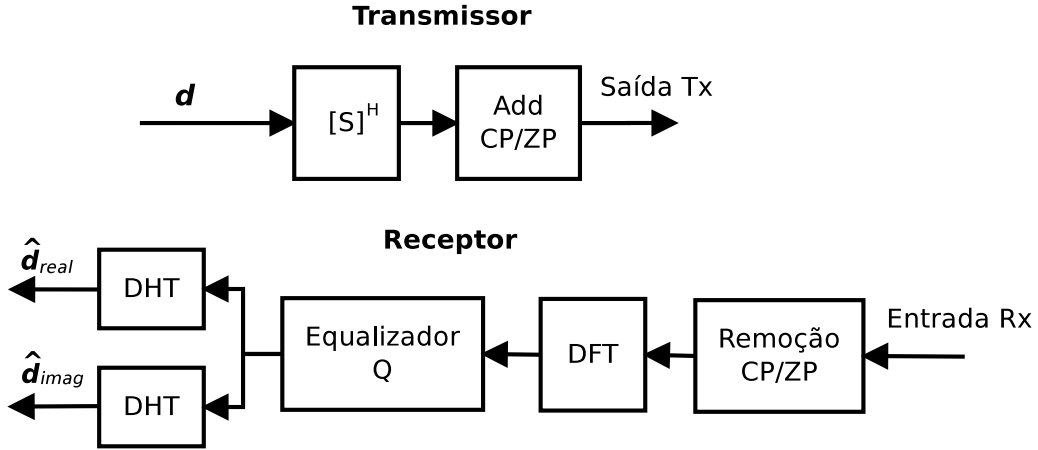


FIG. 4.4: Diagrama em blocos da variante X-OFDM.

Hartley Transform) radix-2, pode ser implementado com $M_R = N \log_2 N$ multiplicações reais e $A_R = \frac{3}{2} N \log_2 N$ adições reais.

Em (WANG, 2015) um novo sistema OFDM pré-codificado, denominando de T-OFDM, foi proposto para a redução de PAPR e da complexidade computacional. Assim como no X-OFDM, a matriz de pré-codificação proposta é combinada com a transformada IDFT no transmissor gerando uma nova transformação que pode ser representada pela matriz $[T]$. A escolha da pré-codificação foi realizada de forma que a matriz resultante $[T]$ fosse unitária, circulante e que cada coluna fosse composta de uma sequência gaussiana inteira perfeita (SGIP) (HU, 2011).

Um ponto interessante das SGIPs é que estas possuem uma função de autocorrelação ideal, desta forma todos os elementos da transformada de Fourier desta sequência possuem a mesma magnitude (WANG, 2015). Como a matriz de pré-codificação pode ser representada por $G_T = [F][T]$, onde $[F]$ simboliza a matriz da transformada discreta de Fourier, todos os elementos de G_T possuem a mesma magnitude e conseqüentemente este sistema OFDM apresenta uma diversidade em frequência ótima (Y.-P. LIN, 2010).

Conforme apresentado em (WANG, 2015), cada coluna é um vetor cujos elementos pertencem a uma SGIP e pode ser gerada pela seguinte expressão:

$$\mathbf{p} = \frac{1}{2}(a_0 \langle \mathbf{s}_0 \rangle_{z_0} + a_1 \langle \mathbf{s}_1 \rangle_{z_1}), \quad (4.4)$$

onde \mathbf{s}_0 e \mathbf{s}_1 simbolizam dois vetores de base, $\langle \cdot \rangle$ simboliza o deslocamento cíclico, z_0 e z_1 o valor desse deslocamento, tal que $|z_0 - z_1| \neq \{0, \frac{N}{2}\}$ e a_0 e a_1 pertencem ao conjunto

$\{\pm 1, \pm j\}$. Podemos expressar os dois vetores base por:

$$\mathbf{s}_0 = [1, \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\frac{N}{2}-1}, 1, \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\frac{N}{2}-1}] \quad (4.5)$$

$$\mathbf{s}_1 = [1, \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\frac{N}{2}-1}, -1, \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\frac{N}{2}-1}], \quad (4.6)$$

Como a matriz $[T]$ é circulante, as demais colunas são deslocamentos cíclicos de \mathbf{p} . Dessa forma:

$$T = [\langle \mathbf{p}^T \rangle_0, \langle \mathbf{p}^T \rangle_1, \dots, \langle \mathbf{p}^T \rangle_{N-1}]. \quad (4.7)$$

Neste trabalho adotamos o exemplo apresentado em (WANG, 2015), que define o conjunto de parâmetros $z_0 = 1$ e $z_1 = 3$, $a_0 = 1$ e $a_1 = -1$. Assim, podemos expressar \mathbf{p} por:

$$\mathbf{p} = \frac{1}{2}[0, 1, 0, -1, \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\frac{N}{2}-3}, 1, 0, 1, \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\frac{N}{2}-4}], \quad (4.8)$$

e exemplificando para $N = 8$, podemos representar T por:

$$T = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Observamos pelas EQ. (4.8) e (4.9) que, independentemente da quantidade de subportadoras N , a composição de cada amostra no domínio do tempo é realizada por apenas quatro símbolos do vetor \mathbf{d} . Conseqüentemente, a PAPR do sinal gerado por esta matriz é significativamente menor do que a de um sinal gerado apenas pela IDFT.

Como o produto de matrizes circulantes é comutativo, é possível obter redução na complexidade computacional quando utilizamos o prefixo cíclico como intervalo de guarda, de modo que o efeito do canal sobre um símbolo OFDM no domínio do tempo possa ser representado por uma matriz circulante.

Considerando que o sinal na entrada do receptor y é expresso por:

$$\mathbf{y} = \Lambda T \mathbf{d} + \mathbf{w} = T \Lambda \mathbf{d} + \mathbf{w}, \quad (4.10)$$

onde Λ é uma matriz circulante cuja primeira coluna é o vetor de coeficientes do canal, w é um vetor gaussiano de ruído branco. Como T é unitária, temos:

$$[T]^H \mathbf{y} = \Lambda \mathbf{d} + [T]^H \mathbf{w}. \quad (4.11)$$

Apresentamos o diagrama de recepção T-OFDM FIG. 4.5. Para compensar o efeito do canal, o sinal recebido é processado por um equalizador de canal no domínio da frequência após a DFT, representado pela matriz $[Q]$.

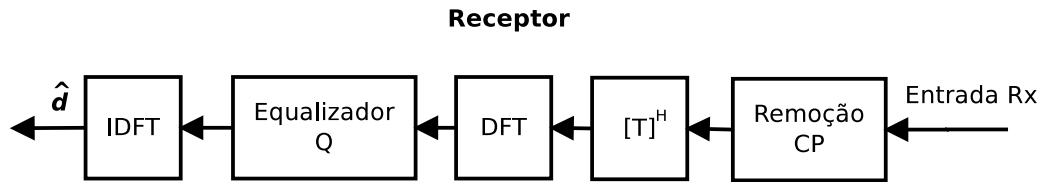


FIG. 4.5: Diagrama em blocos do receptor T-OFDM.

Conforme apresentado em (WANG, 2015), a matriz da transformada $[T]$ pode ser implementada apenas com adições, totalizando $A_r = 6N$ adições reais (considerando o vetor de símbolos \mathbf{d} complexo). Desta forma, realizando um comparativo de complexidade computacional com o OFDM convencional, constatamos que o T-OFDM necessita da mesma quantidade de operações de multiplicações, enquanto que para as adições necessita de $12N$ operações reais adicionais, devido ao par $[T]$ e $[T]^H$ na transmissão e recepção.

4.2.2 SIM-OFDM

Esta modulação multiportadora foi inspirada no conceito de modulação espacial (BASAR, 2011). Neste método nem todas as subportadoras utilizadas para transmitir informações são moduladas, de modo que o símbolo OFDM será composto de subportadoras ativas e inativas.

A principal ideia desta técnica consiste em codificar informações na configuração do conjunto de índices de subportadoras ativas, bem como na modulação de ordem M destas subportadoras.

Uma ilustração da codificação de informação desse método pode ser observada na FIG. 4.6. Nesta figura apresentamos quatro diferentes alocações de três subportadoras ativas

em quatro posições disponíveis, sendo portanto possível mapear 2 bits de informação. Empregando uma modulação BPSK nas portadoras ativas, o total de bits que conseguimos alcançar utilizando SIM-OFDM é de 5 bits, enquanto que com o OFDM convencional, com todas as subportadoras ativas, temos um total de 4 bits. A seguir explicamos detalhes da implementação do SIM-OFDM.

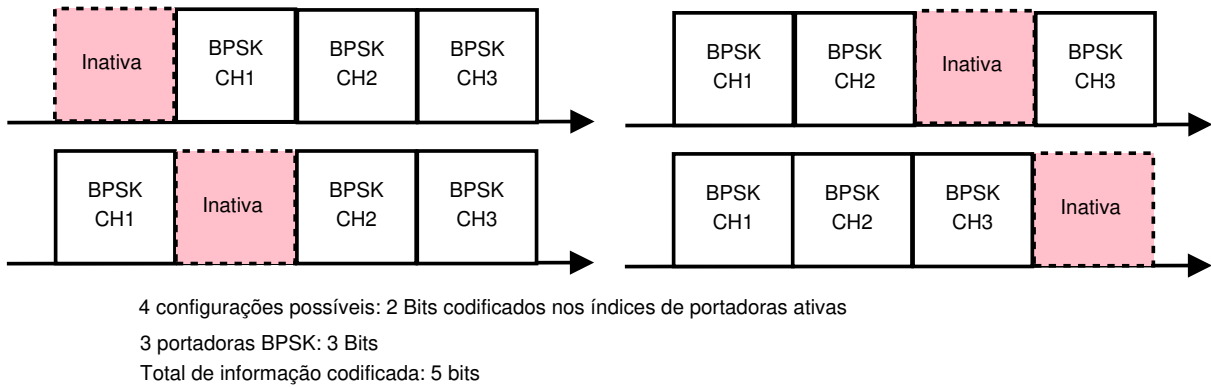


FIG. 4.6: Exemplo de codificação de informação SIM-OFDM.

Num sistema SIM-OFDM com N subportadoras, consideramos como entrada uma quantidade B_T de bits de informação (por símbolo), os quais são divididos em G grupos de $n = N/G$ subportadoras. Cada grupo codifica p_1 bits de informação no conjunto de índices de portadoras ativas e p_2 bits nas portadoras ativas, totalizando $p_1 + p_2$ bits. O diagrama de blocos deste sistema está representado na FIG. 4.7.

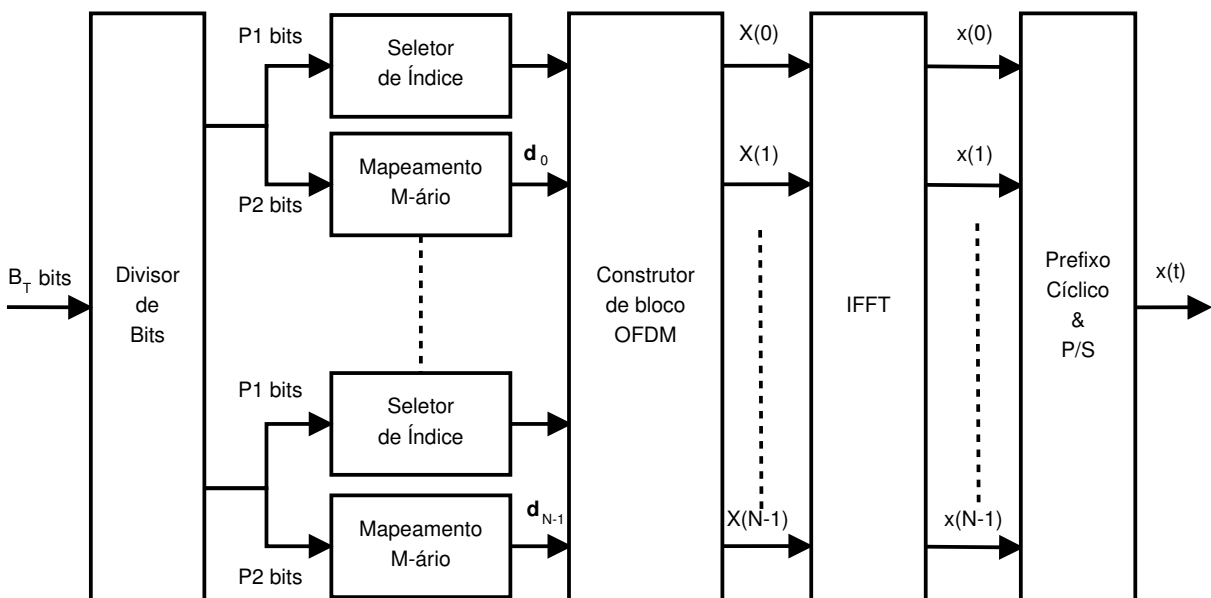


FIG. 4.7: Diagrama de blocos do transmissor SIM-OFDM.

Admitindo que para cada grupo existem k subportadoras ativas, a quantidade máxima de bits que pode ser codificada no conjunto de índices de portadoras ativas é:

$$p_1 = \lfloor \log_2 C_n^k \rfloor, \quad (4.12)$$

onde $C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!}$ é o coeficiente binomial e $\lfloor u \rfloor$ simboliza o maior número inteiro menor ou igual a u . Para as informações codificadas em símbolos das subportadoras ativas, o número de bits é expresso por:

$$p_2 = k \log_2(M), \quad (4.13)$$

onde M é a ordem da modulação empregada.

A modulação multiportadora SIM-OFDM é ajustada por três parâmetros: a quantidade de portadoras ativas em cada grupo, o número de grupos e a configuração de alocação dos conjuntos de índices ativos. Em (CHAFII, 2017) foi avaliado o impacto do ajuste destes parâmetros na eficiência espectral e na complexidade do receptor de um sistema SIM-OFDM.

Salientamos que, além do mapeamento inverso das portadoras ativas, o receptor também precisa identificar quais são as portadoras ativas em cada grupo. Em (E. BASAR, 2013) foi proposto um detetor LLR (do inglês "*Log-Likelihood Ratio*") para a identificação de subportadoras ativas e inativas. Podemos expressá-lo por:

$$\lambda(\alpha) = \ln \frac{\sum_j^M P(x(\alpha) = x_j | y_f(\alpha))}{P(x(\alpha) = 0 | y_f(\alpha))} \quad \alpha = 1 \dots N, \quad (4.14)$$

onde x_j representa os possíveis valores de uma constelação de símbolos de ordem M e os maiores valores de $\lambda(\alpha)$ representam os índices da subportadoras com maior probabilidade de serem ativas. Esta identificação é realizada de forma independente em cada grupo, de forma que um erro de detecção nas portadoras ativas em um dos grupos não afetará os demais.

Com o emprego do SIM-OFDM reduzimos a potência média do sinal transmitido em relação a um OFDM convencional com a mesma modulação e todas as portadoras ativas, devido à existência de portadoras inativas. Desta forma, observamos um ganho na RSR útil, que depende da quantidade de subportadoras ativas e inativas. Podemos expressar esse ganho por (dB):

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{n}{k} \right) \quad (4.15)$$

Além disso, podemos citar como vantagem do emprego do SIM-OFDM o aumento de eficiência espectral em configurações de parâmetros específicas (CHAFII, 2017; E. BASAR, 2017). Na TAB. 4.1 apresentamos uma comparação da eficiência espectral quando utilizamos a modulação QPSK nas subportadoras ativas, considerando grupos com 4, 8, 16 e 32 subportadoras. A quantidade de portadoras ativas foi escolhida conforme apresentado em (CHAFII, 2017).

TAB. 4.1: Comparação de eficiência espectral do SIM-OFDM para modulação QPSK.

| n | k | p_1 | p_2 | Eficiência Espectral | $(\frac{E_b}{N_0})_{ganho}$ (dB) |
|-------------------|-----|-------|-------|----------------------|----------------------------------|
| OFDM convencional | - | 0 | - | 2 bits/s/Hz | 0 |
| 4 | 2 | 2 | 4 | 1.75 bits/s/Hz | 3 |
| 4 | 3 | 2 | 6 | 2 bits/s/Hz | 1.25 |
| 8 | 6 | 4 | 12 | 2 bits/s/Hz | 1.25 |
| 16 | 13 | 9 | 26 | 2.1875 bits/s/Hz | 0.9 |
| 32 | 26 | 19 | 52 | 2.218 bits/s/Hz | 0.9 |

Observamos que dependendo do parâmetro k (quantidade de subportadoras ativas no grupo) e de n (quantidade de subportadoras por grupo) é possível obter diferentes valores de eficiência espectral e de ganhos na RSR.

Por fim, levantamos a possibilidade de se obter com o SIM-OFDM desempenho mais robusto a canais com desvanecimento, uma vez que as subportadoras inativas não sofrem diretamente esse efeito (BASAR, 2017). Para ratificar esta afirmação, avaliamos o desempenho desta variante em canais de HFL no capítulo 5.

4.3 VARIANTES BASEADAS NA DCT

A motivação para a utilização da transformada DCT neste trabalho é oriunda da possibilidade de economia de banda, da menor sensibilidade ao desvio de frequência da portadora e da maior robustez a canais com desvanecimento rápido (PENG, 2006). Por ser a DCT uma transformada com coeficientes reais, é possível uma redução de complexidade em casos específicos (PENG, 2006). Além disso, foi apresentado em (FEIG, 1992) que o cálculo da DCT pode ser realizado com menor custo computacional do que algoritmos FFT.

Apesar destas vantagens, é importante salientar que a utilização do CP não garante a diagonalização do canal pela DCT, como ocorre na DFT. Na literatura existem várias tentativas de tentar contornar este problema. O método proposto em (MANDYAM,

2003) estende o sinal após a DCT simetricamente, duplicando o número de amostras (e reduzindo a taxa de dados pela metade), para garantir a diagonalização da matriz do canal. Já em (HE, 2018), os autores utilizam uma pré-filtragem na entrada do receptor para garantir a simetria do sinal e conseqüentemente a equalização por escalar. Nesta seção optamos pela utilização do método apresentado em (PENG, 2006), que utiliza a extensão nula como intervalo de guarda e uma equalização pré-DCT.

4.3.1 DCT-OFDM

A maior diferença desta variante em relação ao OFDM convencional consiste na utilização do par IDCT/DCT para o processo de modulação e demodulação no lugar das transformadas IFFT/FFT. Assim, as amostras do sinal DCT-OFDM podem ser geradas por uma transformada cosseno discreta inversa (IDCT) e são expressas por:

$$x_{\text{DCT-OFDM}}(n) = \sum_{k=1}^{N-1} d_k \beta_k \cos\left(\frac{2\pi kn}{T}\right) \quad (4.16)$$

onde N é o número de subportadoras do DCT-OFDM, $\mathbf{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{N-1}]^T$ é o vetor de símbolos, $\beta_k = \frac{1}{\sqrt{T}}$ se $k = 0$ e $\beta_k = \sqrt{\frac{2}{T}}$ caso contrário. Assim sendo, os sistemas OFDM baseados na DCT utilizam as seguintes funções como base ortogonal:

$$\phi_n(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi n F_\delta t), 0 \leq t < T, \quad (4.17)$$

Analisando a EQ. 4.17, observamos que, diferentemente do OFDM convencional, a menor distância necessária entre as subportadoras para satisfazer a ortogonalidade é de $F_\delta = \frac{1}{2T}$, uma vez que:

$$\int_0^T \sqrt{\frac{2}{T}} \cos\left(\frac{\pi n t}{T}\right) \sqrt{\frac{2}{T}} \cos\left(\frac{\pi m t}{T}\right) dt = \begin{cases} 1, & n = m \\ 0, & n \neq m \end{cases} \quad (4.18)$$

Devido a esta propriedade, caso uma modulação com símbolos reais (PAM e BPSK) seja utilizada em cada subportadora, o sinal no domínio do tempo será real e a largura de banda necessária para transmissão pode ser reduzida pela metade em relação ao OFDM convencional (XIONG, 2003).

Apresentamos o diagrama de blocos do transmissor e receptor DCT-OFDM na FIG. 4.8. Por ser uma transformada real necessita de duas DCTs na transmissão e na recepção

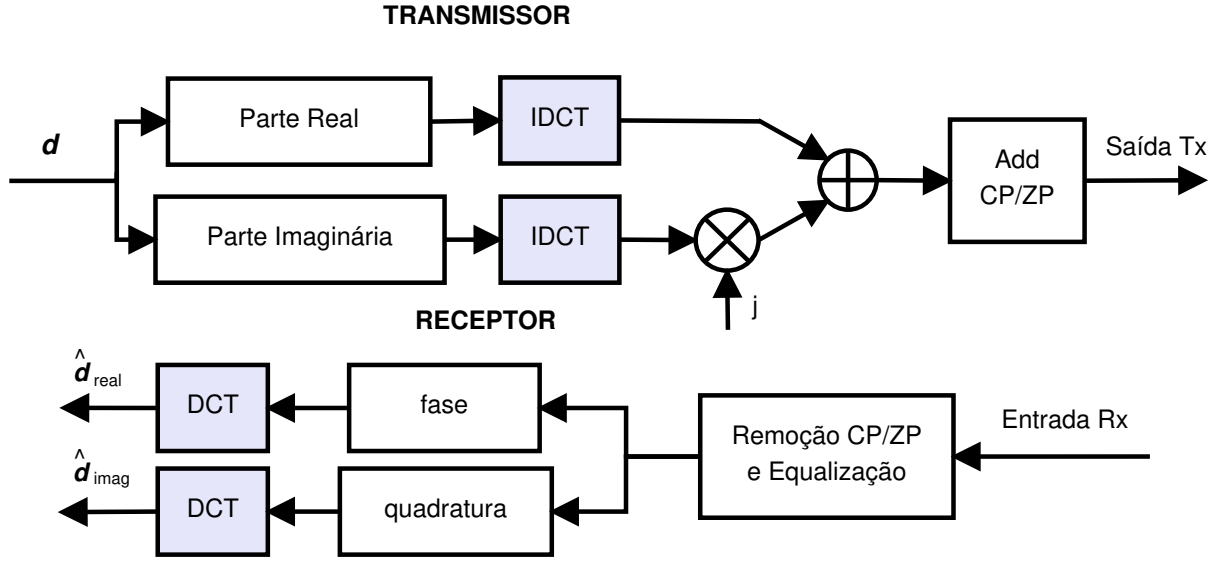


FIG. 4.8: Diagrama de blocos do sistema DCT-OFDM.

quando o vetor de símbolos \mathbf{d} possuem componentes complexas. Conforme indicado anteriormente, empregamos o intervalo de guarda ZP apresentado em (PENG, 2006).

Salienta-se ainda que o emprego da modulação de índice pode ser associada com a utilização de DCT-OFDM para aumento da eficiência espectral conforme demonstrado em (CHAFII, 2017). Este trabalho explora a capacidade de codificar uma maior quantidade de informação no conjunto de índices de subportadoras ativas através da maior quantidade de subportadoras que o DCT-OFDM possibilita.

4.3.2 C-OFDM

A transformada C foi inicialmente proposta em (HEIN, 1978) como uma transformação unitária obtida através da combinação da DCT e da Transformada de Walsh-Hadamard (TWH), voltada para compressão de vídeo/imagens. Esta transformada foi empregada em (LEFTAH, 2014; AL-SODANI, 2013) para a geração de símbolos OFDM, denominada de C-OFDM, onde além reduzir a PAPR, apresentou melhor desempenho de taxa de erro em relação ao OFDM convencional.

Podemos obter a transformada C pela seguinte expressão (AL-SODANI, 2013):

$$C^T = \Gamma([DCT])^T \Phi([TWH]), \quad (4.19)$$

onde $[DCT]$ e $[TWH]$ são as representações em matrizes das transformações DCT e TWH, respectivamente, Φ é a matriz de reordenamento reverso em bit e Γ é a matriz de reordenamento reverso com codificação gray. A matriz Φ é responsável por permutar as linhas

em ordem reversa em bit, conforme ilustrado na TAB. 4.2, e a matriz Γ permuta as linhas seguindo a codificação gray. Podemos expressar estas duas matrizes, considerando $N = 8$, por:

TAB. 4.2: Permutação de linhas realizada pela matriz Φ .

| ordem-bit-original | ordem-bit-reversa | linha original | linha 'reversa' |
|--------------------|-------------------|----------------|-----------------|
| 000 | 000 | 1 | 1 |
| 001 | 100 | 2 | 5 |
| 010 | 010 | 3 | 3 |
| 011 | 110 | 4 | 7 |
| 100 | 001 | 5 | 2 |
| 101 | 101 | 6 | 6 |
| 110 | 011 | 7 | 4 |
| 111 | 111 | 8 | 8 |

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

desta forma, podemos representar a matriz da transformada C por:

$$[C]_{8 \times 8} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.9239 & 0.3827 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.3827 & 0.9239 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.9061 & -0.0747 & 0.3753 & 0.1802 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.2126 & 0.7682 & -0.5133 & 0.3182 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.3182 & 0.5133 & 0.7682 & 0.2126 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.1802 & -0.3753 & -0.0747 & 0.9061 \end{bmatrix}. \quad (4.22)$$

Observamos que aproximadamente $\frac{2}{3}$ dos elementos da matriz C são nulos e, conseqüentemente, apresenta menor sobreposição de símbolos na geração do símbolo OFDM, acarretando em menor PAPR em relação ao OFDM convencional. Além disso, as matrizes C de ordem maiores L diferem da matriz de ordem N apenas pela parte diagonal inferior D , como representamos na EQ. (4.23). Desta forma, a proporção de $\frac{2}{3}$ de elementos nulos é mantida independentemente da dimensão da matriz $[C]$.

$$[C]_L = \begin{bmatrix} [C]_N & [0]_{L-N} \\ [0]_{L-N} & [D]_{L-N} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

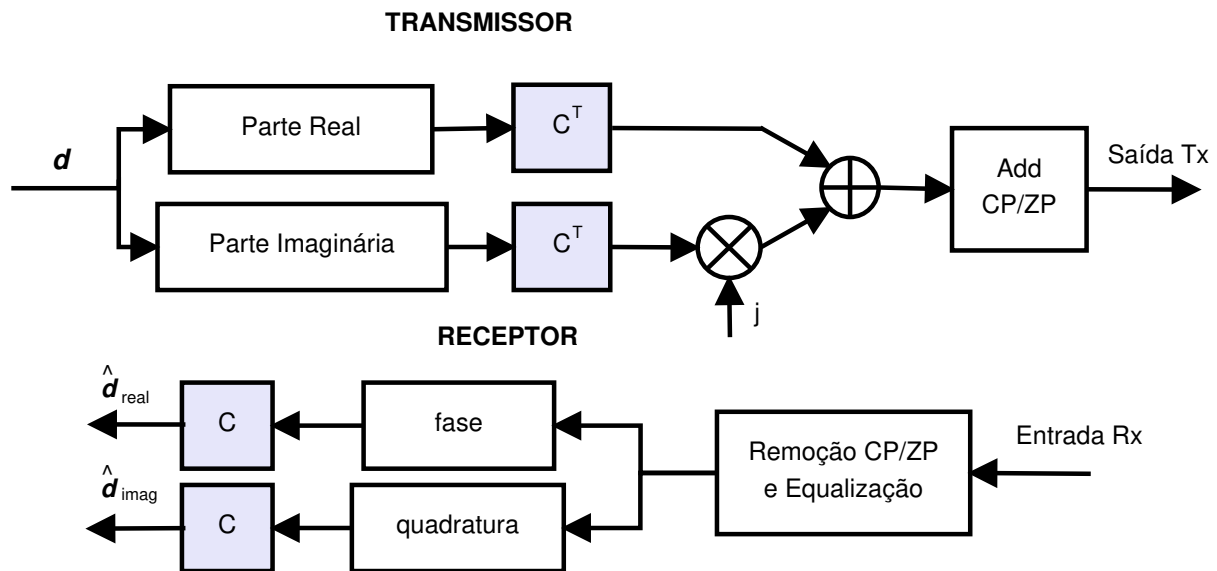


FIG. 4.9: Diagrama de blocos do transmissor/receptor C-OFDM.

Apresentamos o diagrama de blocos do transmissor e do receptor C-OFDM na FIG. 4.9. Semelhante ao caso do DCT-OFDM, por se tratar de uma transformada real, é

necessário o emprego de duas transformadas na transmissão e na recepção quando os símbolos de \mathbf{d} são complexos. Além disso utilizamos o intervalo de guarda ZP, neste caso também não é possível a equalização simplificada (por uma matriz diagonal) quando empregamos o prefixo cíclico.

De forma semelhante ao que observamos na pré-codificação da Seção 4.2.1, a THW distribui os símbolos de informação nas diversas subportadoras do símbolo gerado, provendo diversidade em frequência ao sinal.

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, apresentamos brevemente diferentes variantes do OFDM. Mostramos também as suas principais vantagens e desvantagens, indicando características particulares para cada técnica/transformada utilizada e o seu potencial para emprego em canais HFL. Ilustramos na tabela 4.3 um sumário dos benefícios observados.

TAB. 4.3: Comparativo das vantagens observadas nas Variantes OFDM.

| | Redução de PAPR | Diversidade em frequência | Resiliência à CFO | Aumento da eficiência espectral | Ganho RSR útil | Transf. real | Redução do espaçamento entre subportadoras |
|----------|-----------------|---------------------------|-------------------|---------------------------------|----------------|--------------|--|
| X-OFDM | X | X | | | | | |
| T-OFDM | X | X | | | | X | |
| SIM-OFDM | | | X | X | X | | |
| DCT-OFDM | | | X | | | X | X |
| C-OFDM | X | X | X | | | X | |

Apresentamos no capítulo a seguir uma avaliação de desempenho das variantes aqui apresentadas na presença de canais HFL.

5 AVALIAÇÃO DE SISTEMAS OFDM EM CANAIS HFL

Neste capítulo apresentamos os resultados de avaliação do sistema OFDM e suas variantes apresentadas no capítulo 4 em modelos de canais HFL.

O capítulo foi organizado da seguinte forma, na Seção 5.1 apresentamos o sistema avaliado e a escolha dos parâmetros OFDM. Na Seção 5.2 apresentamos os resultados obtidos. Por fim, na Seção 5.3 apresentamos as conclusões do capítulo.

5.1 SISTEMA AVALIADO

Na FIG. 5.1 apresentamos o diagrama de blocos do sistema OFDM em canais HFL. Admitimos sincronização perfeita e os coeficientes do canal conhecidos pelo receptor, salvo quando informado o contrário.

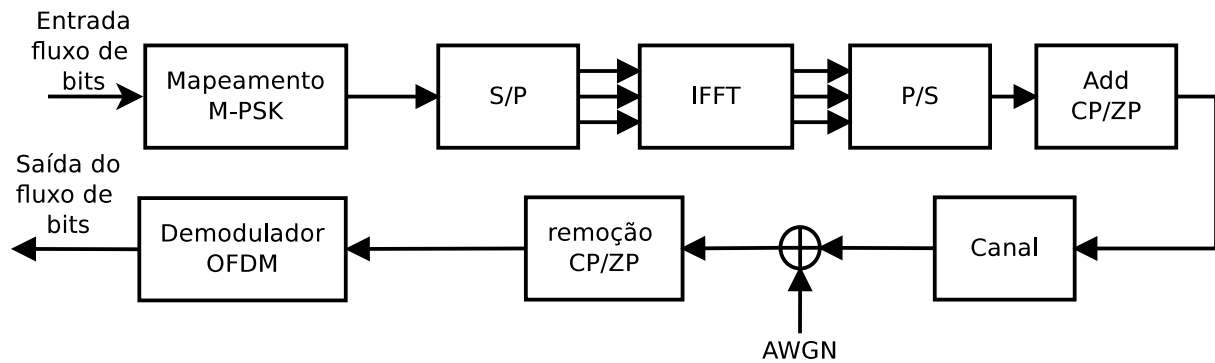


FIG. 5.1: Diagrama em blocos de um sistema OFDM.

Para manter a compatibilidade com o legado dos canais HF é de interesse escolher uma largura de faixa múltipla de 3 kHz, dessa forma optamos pela utilização de 18 kHz para a transmissão.

A simulação do canal HFL foi realizada conforme descrito no apêndice 9.1. Para representar com maior fidedignidade o modelo do canal, utilizamos um filtro FIR de ordem elevada (2500 coeficientes) com uma taxa de atualização dos coeficientes de desvanecimento do canal (f_{filt}) de 200 vezes por segundo, atendendo os requisitos de (MIL-STD-188-110C, 2012) ($f_{filt} \geq 7f_d$) para os canais previstos em (Digital Radio Mondiale, 2014).

5.1.1 EQUALIZAÇÃO

Consideramos dois critérios de equalização: *Zero Forcing* (ZF) e *Mínimo Erro Médio Quadrático* (MMSE). O critério ZF realiza a equalização sem considerar a potência do ruído. Os coeficientes de equalização são o inverso da resposta em frequência do canal dado por:

$$Q_{ZF,k} = \frac{1}{H_K} \quad (5.1)$$

É importante salientar que caso alguma subportadora esteja demasiadamente atenuada, observaremos uma elevada amplificação do ruído. Para contornar este problema, podemos utilizar o equalizador MMSE.

O critério MMSE considera a potência do ruído no cálculo dos coeficientes de equalização. Seu equacionamento fornece uma relação entre a mitigação do desvanecimento plano e a minimização da amplificação em excesso do ruído. O equalizador MMSE é dado por:

$$Q_{MMSE,k} = \frac{H_K^*}{|H_K|^2 + \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}} \quad (5.2)$$

Podemos observar que para canais onde temos uma elevada RSR, o equalizador MMSE se aproxima do resultado do ZF.

5.1.2 PARÂMETROS DA TRANSMISSÃO OFDM

Um dos principais parâmetros para a definição de um sistema OFDM é a duração do símbolo e, conseqüentemente, o espaçamento entre subportadoras EQ. (2.2). Ao reduzir o espaçamento entre as subportadoras, aumentamos a probabilidade da ocorrência de um desvanecimento plano em cada uma. No entanto, quando maior for a duração do símbolo, maiores serão as variações do canal ao longo do símbolo ocasionadas pelo espalhamento doppler do canal, acarretando em ICI.

Para realizar uma boa parametrização do sistema, o tempo de coerência do canal, bem como a dispersão de atrasos, devem ser considerados. De acordo com (HWANG, 2009), para reduzir o efeito do desvio doppler (f_{des}) é interessante que a duração de símbolo seja escolhida de forma que:

$$T_s \ll \frac{1}{f_{des}}, \quad (5.3)$$

Em relação ao espalhamento de retardo, adotamos $T_g > \tau_{max}$ (espalhamento de retardo máximo) para evitar a interferência entre símbolos OFDM. No entanto, a definição de T_g

está inerentemente ligada à escolha de T_s , pois quanto maior for a razão $\frac{T_g}{T_s}$, maior será a perda de RSR útil devido à inserção do intervalo de guarda, conforme apresentado na EQ. (2.4), e menor será a taxa de transmissão do sistema EQ. (2.5).

Podemos concluir que o efeito produzido pelo deslocamento Doppler apresenta um impacto contrário ao produzido pelo espalhamento de retardo, no sentido de que obtemos uma boa tolerância em relação a este último aumentando o intervalo de símbolo, enquanto que uma maior robustez em relação ao primeiro poderá ser conseguida reduzindo este intervalo. Para resolver este dilema, definimos diferentes valores de intervalo de símbolo a partir da escolha do número de subportadoras.

Realizamos a seleção do número de subportadoras de dados (N) buscando utilizar o máximo de subportadoras na largura de faixa disponível (aproximando N de N_{FFT}). Para escolha de T_g priorizamos evitar que ocorra ISI, impondo dois limites da razão entre T_g/T_s , de 1/1 e 1/4.

Para a validação dos parâmetros selecionados, realizamos simulações de taxa de erro utilizando os modelos de canais DRM brando (TAB. 3.2) e DRM severo (TAB. 3.3), que apresentam seletividades no tempo e na frequência moderado e severo, respectivamente. Observando os valores de τ_{max} de 2.2ms e 6ms para estes canais, podemos definir inicialmente os parâmetros indicados pela TAB. 5.1.

TAB. 5.1: Configurações iniciais do sistema OFDM.

| N | T_s | Canal DRM Brando | | | Canal DRM Severo | | |
|-----|---------|------------------|-----------|------------|------------------|-----------|------------|
| | | T_g | T_g/T_s | Degradação | T_g | T_g/T_s | Degradação |
| 64 | 3.6 ms | 3.6 ms | 1/1 | 3 dB | 3.6 ms * | 1/1 | 3 dB |
| 128 | 7.2 ms | 3.6 ms | 1/2 | 1.76 dB | 7.2 ms | 1/1 | 3 dB |
| 256 | 14.4ms | 3.6 ms | 1/4 | 0.96 dB | 7.2 ms | 1/2 | 1.76 dB |
| 512 | 28.8 ms | 7.2 ms | 1/4 | 0.96 dB | 7.2 ms | 1/4 | 0.96dB |

(* ocorre ISI)

Para avaliar o desempenho de cada configuração, conjuntos de 50000 símbolos OFDM com modulação QPSK foram gerados aleatoriamente e foi utilizada a equalização ZF. Os resultados estão ilustrados na FIG. 5.2.

Como referência teórica indicamos na curva azul o desempenho do sistema para um canal com desvanecimento seletivo, invariante no tempo durante o intervalo de símbolo e conhecido pelo receptor. Para o canal DRM brando, observamos basicamente apenas o efeito da redução na relação RSR devido à inserção do intervalo de guarda (T_g), com exceção do cenário com $N = 512$, que apresenta um pior desempenho para valores elevados

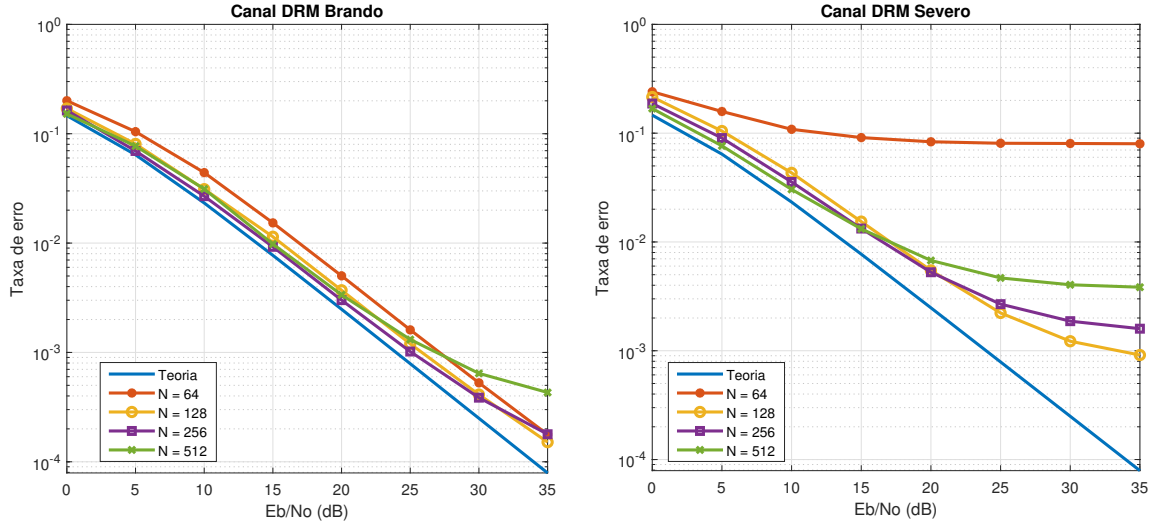


FIG. 5.2: Desempenho para as configurações da TAB. 5.1.

de RSR. Esta piora de desempenho ocorre devido a maior duração do símbolo que ocasiona ICI devido à variação dos coeficientes do canal.

Para o canal DRM severo, observamos que a configuração com $N = 64$, apresenta elevada taxa de erro. Isto ocorre devido a menor duração do intervalo de guarda em relação ao espalhamento de retardo máximo, conforme indicado na TAB. 5.2. Para as demais configurações podemos observar o efeito da variação dos coeficientes do canal durante o intervalo de símbolo, no qual quanto maior a duração do símbolo maior é a taxa de erro. Nesta comparação a configuração com $N = 512$, que possui o maior intervalo de símbolo ($T_s = 28.8ms$), apresenta taxa de erro superior as configurações $N = 128$ e 256 .

Convém avaliar a redução da taxa de transmissão devido à razão T_g/T_s apresentada na EQ. (2.5). Caso se opte por utilizar razões de $1/1$ ou $1/2$, será observado uma redução da taxa de transmissão (de 50% e 33%, respectivamente).

Com a finalidade de evitar uma redução significativa, consideramos como regra geral que o comprimento do intervalo de guarda seja no máximo $\frac{T_s}{4}$ e $\frac{T_s}{2}$ para os canais DRM brando e severo, respectivamente. Atendendo a estes requisitos realizamos uma nova avaliação das configurações indicadas na TAB. 5.1 e os resultados estão ilustrados na FIG. 5.3.

Podemos observar que não é possível evitar ISI nas configurações com $N = 64$ e $N = 128$, para ambos os canais avaliados. Em relação às demais configurações, observamos uma evidente vantagem quando utilizado $N = 256$, mesmo diante de maior redução de

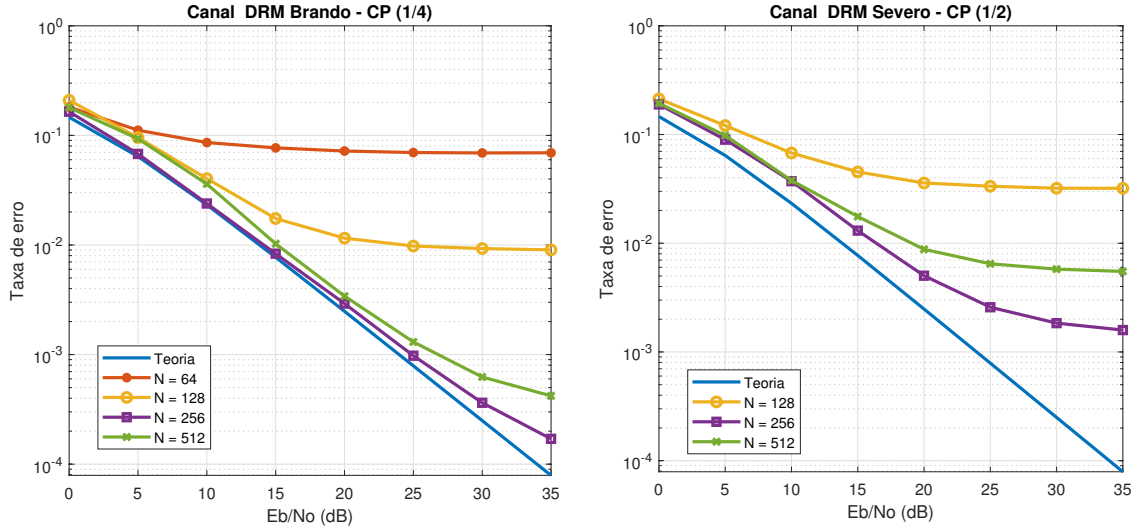


FIG. 5.3: Desempenho para mesma razão $\frac{T_g}{T_s}$.

RSR útil representada pela Eq. (2.4), em comparação com $N = 512$.

Como última avaliação buscamos examinar a sensibilidade da escolha do intervalo de símbolo em relação ao desvio e ao espalhamento doppler. Para isto realizamos uma simulação na qual a redução na RSR devido à inserção do CP e a interferência entre símbolos foram desconsideradas. Como observado na FIG. 5.4, o desempenho de taxa de erro piora sensivelmente à medida que aumentamos o número de subportadoras e, conseqüentemente, aumentamos a duração do símbolo.

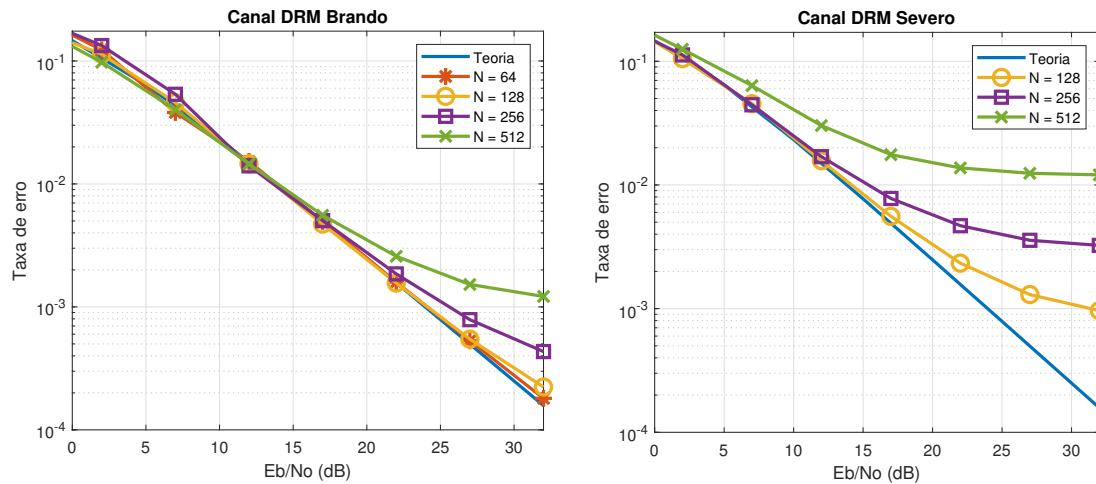


FIG. 5.4: Desempenho desconsiderando a inserção do CP e a interferência entre símbolos.

A partir desses resultados chegamos à seguinte definição de parâmetros do sistema OFDM. Optamos por escolher 256 subportadoras, devido à boa relação de duração do símbolo e distância entre subportadoras, e por utilizar dois tamanhos de prefixo cíclico, de 64 e 128, para os canais DRM brando e severo, respectivamente, para evitar ISI. Os demais parâmetros foram definidos conforme apresentado na TAB. 5.2.

TAB. 5.2: Parâmetros do sistema OFDM.

| Parâmetro | Canal Moderado | Canal Severo |
|---|----------------|--------------|
| Modulação | QPSK | |
| Tamanho FFT (N) | 256 | |
| Tamanho Prefixo Cíclico (CP) | 64 | 128 |
| Qtd de subportadora de dados (N_d) | 190 | |
| Densidade de portadoras pilotos ($\frac{N_p}{N_d}$) | 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 | |
| Razão Frame (Frame dados/Frame Total) | 0.9 | |
| Taxa de dados | 19.2 kbps | 16 kbps |
| Taxa de atualização do canal | 200 Hz | |

5.1.3 DESEMPENHO PARA A ESTIMAÇÃO DE CANAL HFL

Nesta subsecção avaliamos o desempenho do sistema caso o canal seja estimado pelo receptor. Para a estimação do canal utilizamos um estimador de mínimos quadrados (LS, do inglês "*Least Squares*") e as configurações de pilotos do tipo *Comb type* e *Block type* apresentados em (HWANG, 2009). O diagrama de blocos do demodulador OFDM com a estimação do canal está representado na FIG. 5.5

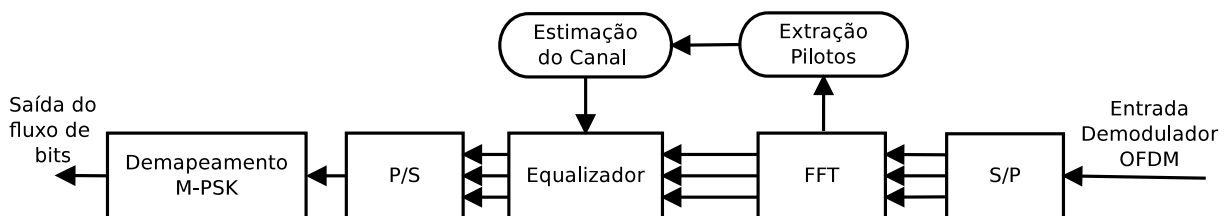


FIG. 5.5: Diagrama e blocos do demodulador OFDM com estimação de canal.

Na FIG. 5.6 comparamos os resultados quando empregada uma equalização ZF, dada pela EQ. (5.1) considerando o canal conhecido estimado com diferentes configurações de

portadoras pilotos. Podemos observar que a configuração *Block type* não é eficaz para estimação de canal HFL brando, pois não consegue acompanhar a variação no desvanecimento, por este motivo observamos uma taxa de erro constante para valores de $\frac{E_b}{N_0}$ superiores a 20 dB.

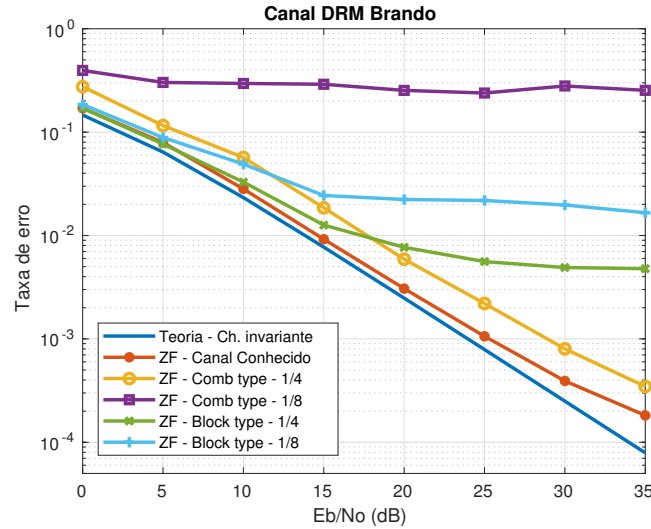


FIG. 5.6: Desempenho com diferentes configurações de pilotos.

Para o arranjo *Comb type*, observamos que é possível realizar a estimação do canal quando $\frac{N_p}{N_d} = \frac{1}{4}$, enquanto que quando temos uma razão de $\frac{N_p}{N_d} = \frac{1}{8}$ não é suficiente para garantir uma boa equalização canal. É importante salientar que os resultados obtidos ainda estão distantes (cerca de 3 dB) do caso quando os coeficientes do canal são conhecidos pelo receptor. Este resultado motiva a busca por novas configurações de tons pilotos para canais HFL, como o apresentado em (YLI-KAAKINEN, 2016). Para o canal DRM severo, nenhuma das alternativas acima se mostraram eficazes para a estimação do canal HF de faixa larga.

5.2 AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DAS VARIANTES OFDM EM CANAIS HFL

Nesta seção avaliamos o desempenho das variantes do OFDM (X-OFDM, T-OFDM, SIM-OFDM, DCT-OFDM e C-OFDM) em canais HFL, utilizando os parâmetros definidos na seção anterior. Adotamos dois indicativos de desempenho: taxa de erro e PAPR. No final realizamos uma comparação de complexidade computacional entre as variantes OFDM avaliadas.

Para a avaliação da taxa de erro, dividimos a análise entre o emprego dos intervalos

de guarda Prefixo Cíclico (CP do inglês "*Cyclic Prefix*") e a Extensão Nula (ZP do inglês "*Zero Padding*"). Para simulações como o CP utilizamos equalização no domínio da frequência ZF e MMSE, enquanto que para ZP adotamos como padrão a equalização MMSE no domínio do tempo.

5.2.1 DESEMPENHO COM PREFIXO CÍCLICO

Nesta subsecção avaliamos o desempenho das variantes com o emprego do prefixo cíclico e equalização no domínio da frequência. Neste contexto é importante destacar que as variantes que se originam da DFT (X-OFDM, T-OFDM e SIM-OFDM) permitem a equalização simplificada, o que não é válido para as variantes baseadas na DCT (DCT-OFDM e C-OFDM), uma vez que a propriedade da convolução cíclica não é válida diretamente. Para lidar com esta questão utilizamos uma abordagem semelhante a adotada para o SC-FDM (HWANG, 2009), onde emprega-se duas FFTs no receptor para equalização. Os diagramas dos demoduladores das variantes estão indicados na FIG. 5.7 e 5.8

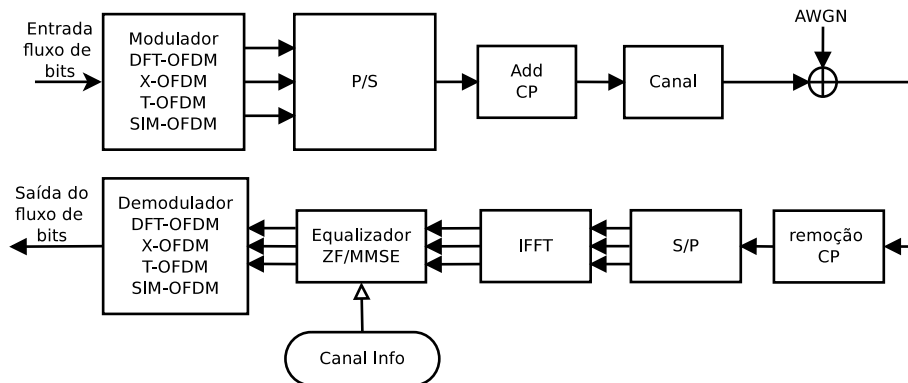


FIG. 5.7: Diagrama de bloco das variantes: DFT-OFDM, X-OFDM, T-OFDM e SIM-OFDM. Equalizador no domínio da frequência.

Nas FIG. 5.9 e 5.10 apresentamos os resultados referentes à equalização *Zero Forcing* para os canais DRM brando e severo. Para ambos os canais observamos que a técnica SIM-OFDM apresentou um desempenho melhor que as demais técnicas, sendo ligeiramente pior do que o OFDM convencional para valores baixos de $\frac{Eb}{N_0}$ devido à maior dificuldade em diferenciar as portadoras ativas das inativas. Em relação às demais variantes, todas apresentaram desempenho inferior quando comparado ao DFT-OFDM.

Cabe observarmos que no canal DRM severo as curvas atingem um valor limite de taxa de erro mínimo em decorrência do espalhamento Doppler, no entanto as diferenças

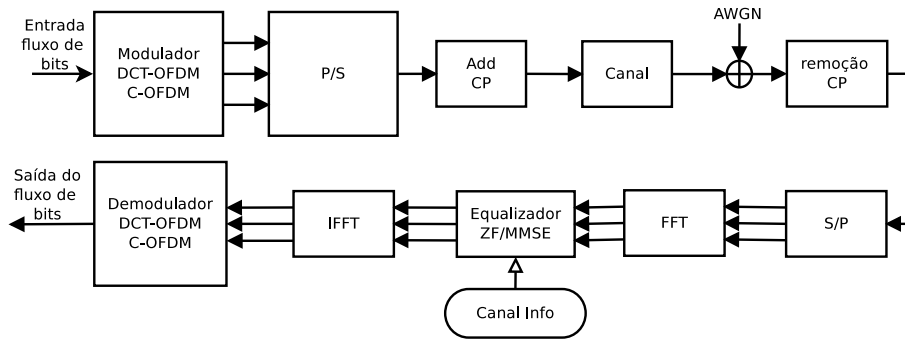


FIG. 5.8: Diagrama de bloco das variantes: DCT-OFDM e C-OFDM. Equalizador no domínio da frequência.

de desempenho observadas entre as técnicas se mantém para valores de $\frac{E_b}{N_0}$ elevados.

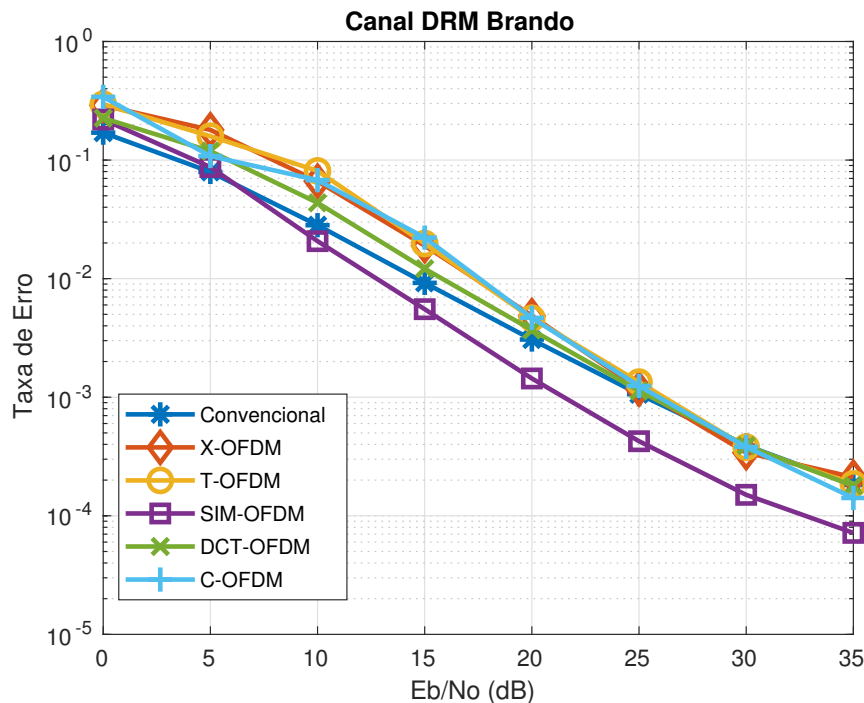


FIG. 5.9: Desempenho de taxa de erro para equalizador ZF no domínio da frequência sobre o canal DRM Brando.

Em seguida, avaliamos o desempenho com equalização MMSE, os resultados podem ser observados nas FIG. 5.11 e 5.12. É possível observar uma nítida melhoria do desempenho de T-OFDM, X-OFDM e C-OFDM em relação às demais. Esta melhoria é atribuída ao fato destas variantes distribuírem a informação entre as subportadoras conforme apresentado nas Seções 4.2.1 e 4.3.2. Desta forma, caso haja a presença de nulos espectrais no canal, a informação não será completamente perdida, uma vez que também

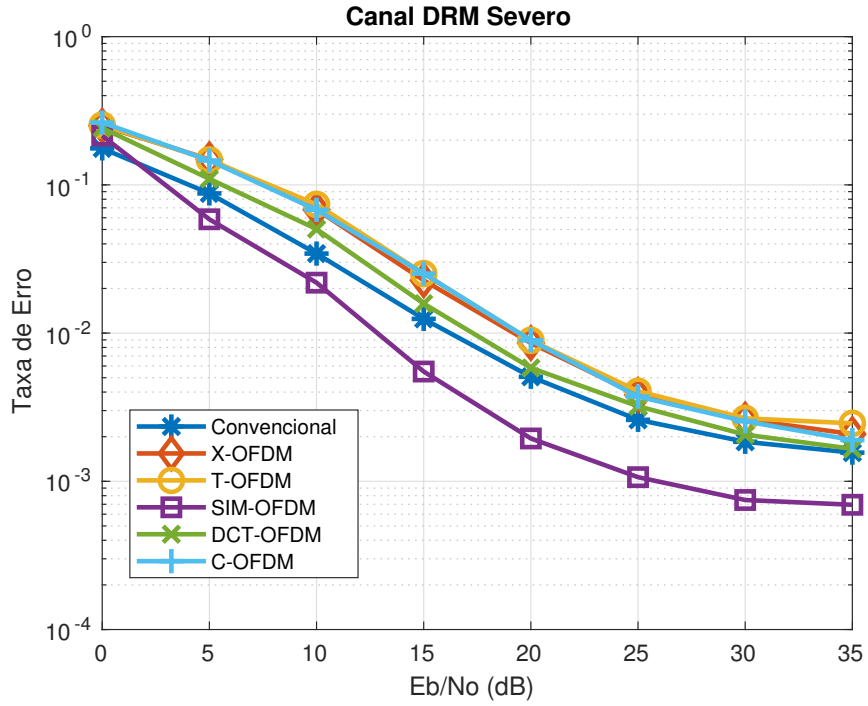


FIG. 5.10: Desempenho de taxa de erro para equalizador ZF no domínio da frequência sobre o canal DRM severo.

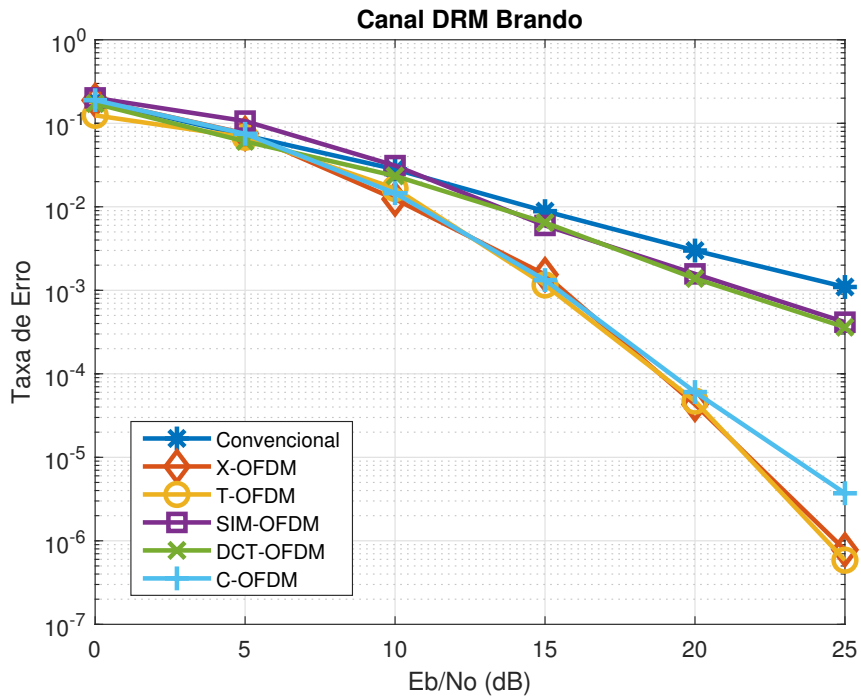


FIG. 5.11: Desempenho de taxa de erro para equalizador MMSE no domínio da frequência sobre o canal DRM brando.

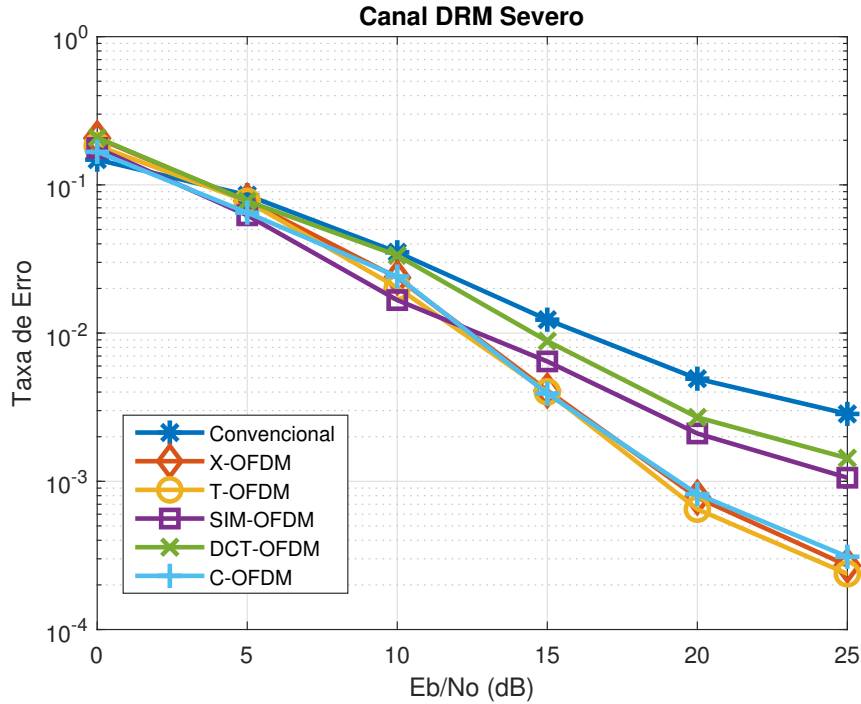


FIG. 5.12: Desempenho de taxa de erro para equalizador MMSE no domínio da frequência sobre o canal DRM severo.

estará alocada nas outras subportadoras.

Em contrapartida a diversidade em frequência não ocorre em DFT-OFDM, DCT-OFDM e SIM-OFDM, que distribuem os dados transmitidos em subportadoras únicas e em regiões específicas do espectro.

É importante salientar que a diversidade em frequência obtida com o emprego de pré-codificação só proporciona redução na taxa de erro quando empregamos a equalização MMSE. Para o caso da equalização ZF, as subportadoras demasiadamente atenuadas contribuem negativamente para a recuperação do vetor de símbolos $\hat{\mathbf{d}}$ a ponto de produzir piora na taxa de erro, conforme observado nas FIG. 5.9 e 5.10.

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 a recuperação do vetor de símbolos. Conforme podemos observar na FIG 5.13, os resultados obtidos foram superiores aos mostrados na Fig. 5.9, confirmando estar correta a afirmação feita acima.

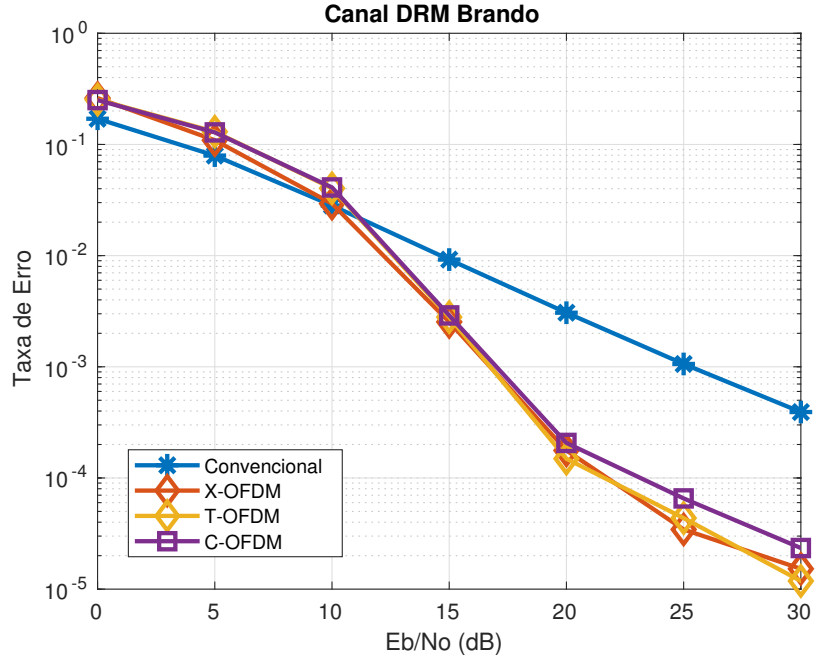


FIG. 5.13: Desempenho de taxa de erro para equalizador ZF desconsiderado as subportadoras demasiadamente atenuadas.

5.2.2 VARIANTES COM EXTENSÃO NULA

Nesta subsecção avaliamos o desempenho das variantes com o emprego de Extensão Nula (ZP) e equalização no domínio do tempo. O diagrama de bloco está representado na FIG. 5.14.

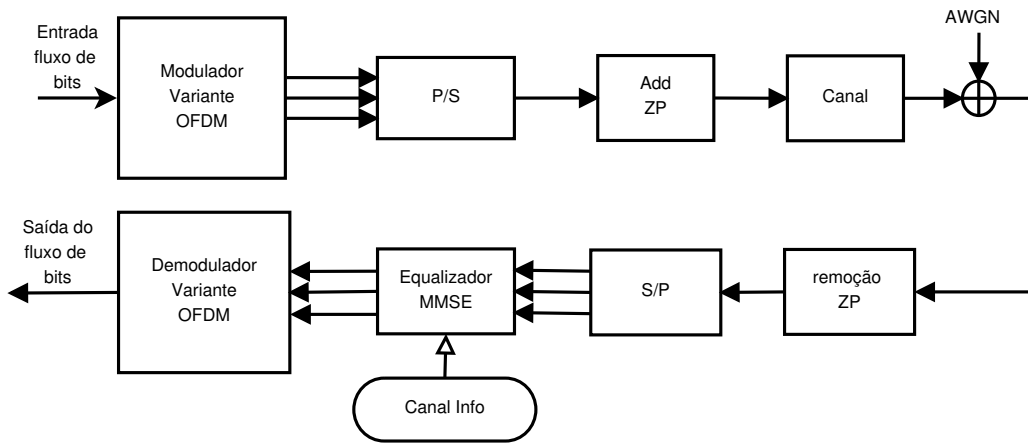


FIG. 5.14: Diagramas de blocos com extensão nula e equalizador no domínio do tempo.

Podemos observar pelas FIG. 5.15 e 5.16 que as curvas de desempenho para a equalização no domínio do tempo e ZP se assemelham às apresentadas com o emprego do

prefixo cíclico (FIG. 5.11 e 5.12). O maior diferencial observado entre estes métodos de equalização é a complexidade computacional, dadas pelas EQ. (5.1) e (5.2), que avaliamos nas seções seguintes.

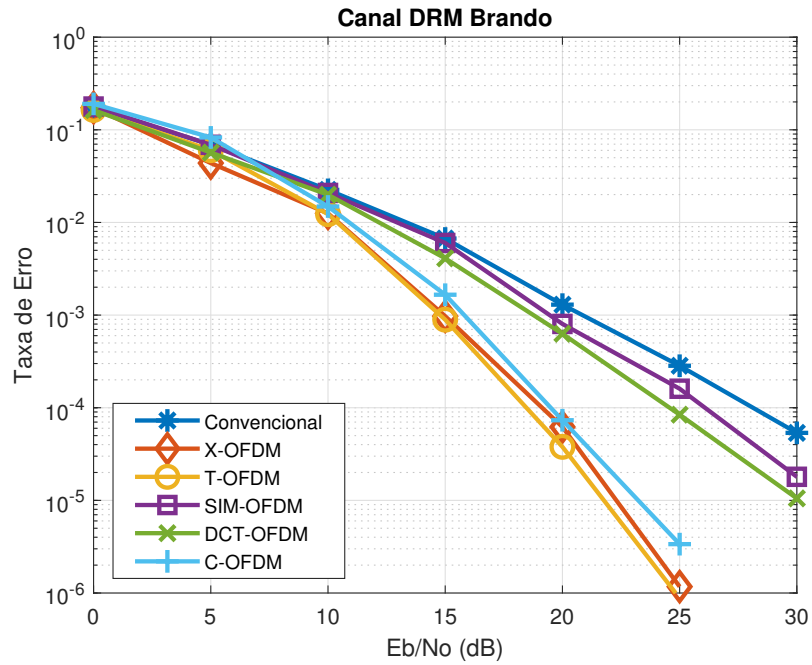


FIG. 5.15: Desempenho para extensão nula e equalizador MMSE no domínio do tempo sobre o canal DRM brando.

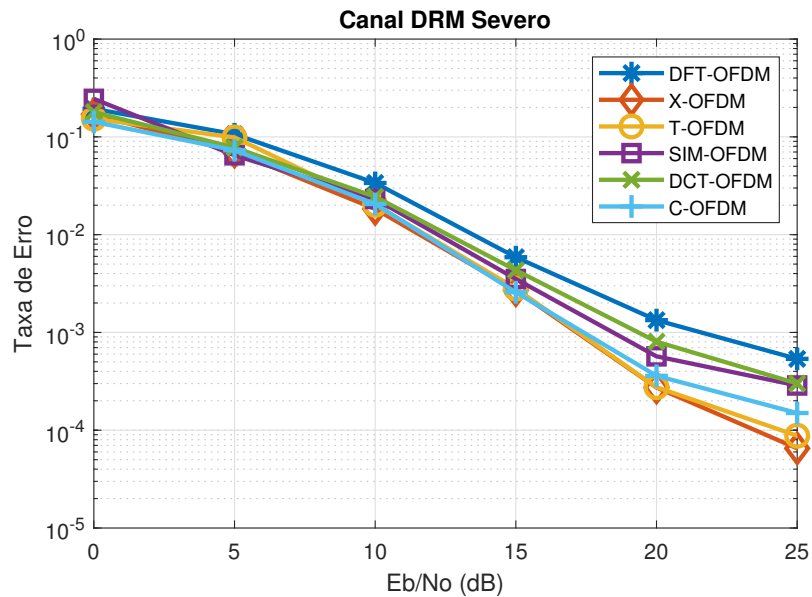


FIG. 5.16: Desempenho para extensão nula e equalizador MMSE no domínio do tempo sobre o canal DRM severo.

5.2.3 PAPR

Os resultados da função de distribuição acumulada complementar (CCDF do inglês "*Complementary Cumulative Distribution Function*") da PAPR para as variantes avaliadas estão apresentadas nas FIG. 5.17 e 5.18 para modulação QPSK e 16-QAM, respectivamente. Podemos observar que o desempenho do SIM-OFDM e DCT-OFDM são próximos ao OFDM convencional enquanto que o C-OFDM apresenta um desempenho ligeiramente superior, com um ganho de aproximadamente 1 dB para uma CCDF de 10^{-4} .

Em relação às variantes X-OFDM e T-OFDM, observamos um desempenho nitidamente superior quando comparadas às demais variantes. Elas apresentaram um ganho em relação ao OFDM convencional de aproximadamente 8,5 dB (X-OFDM) e 5,5 dB (T-OFDM) para uma CCDF de 10^{-4} e uma modulação QPSK nas subportadoras. Já na FIG. 5.18, observamos um ganho de 5.5 dB (X-OFDM) e 2.7 dB (T-OFDM) para uma CCDF de 10^{-4} e uma modulação 16-QAM.

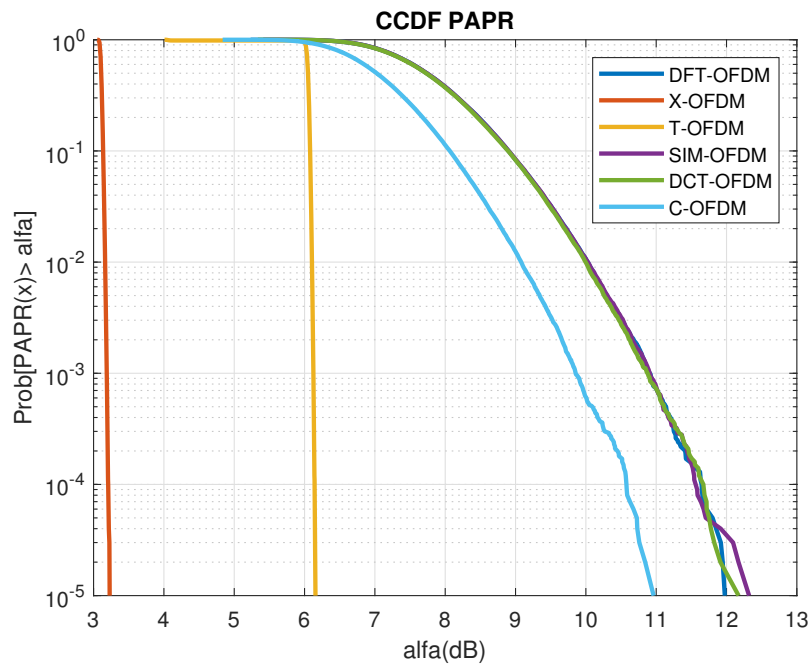


FIG. 5.17: CCDF da PAPR para $N = 256$ e modulação QPSK.

Esta melhoria se deve a redução da superposição de apenas dois e quatro símbolos (ao invés de N do OFDM convencional) como pode ser observado pelas EQ. (4.9) e (4.3).

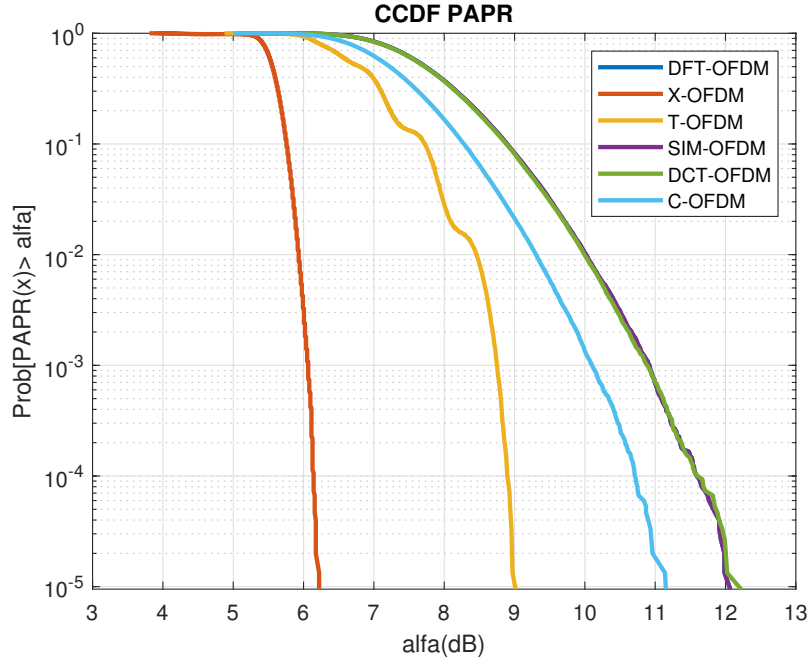


FIG. 5.18: CCDF da PAPR para $N = 256$ e modulação 16-QAM.

5.2.4 COMPLEXIDADE COMPUTACIONAL

Nesta subsecção apresentamos o comparativo de complexidade das variantes, em quantidade de operações reais de adição (A_R) e de multiplicação (M_R), calculada em (LEFTAH, 2014; WANG, 2015). Na TAB. 5.3 indicamos a complexidade da transformada empregada em cada variante OFDM.

| | Transmissor | | Receptor (CP) | |
|-------------------|-------------|-------|---------------|-------|
| | A_R | M_R | A_R | M_R |
| OFDM Convencional | 6144 | 4096 | 6144 | 4096 |
| X-OFDM | 1016 | 0 | 11288 | 8192 |
| T-OFDM | 1536 | 0 | 13824 | 8192 |
| SIM-OFDM | 6144 | 4096 | 6144 | 4096 |
| DCT-OFDM | 4096 | 2048 | 16384 | 10240 |
| C-OFDM | 4614 | 4614 | 16902 | 12806 |

TAB. 5.3: Comparativo de complexidade entre as variantes para $N = 256$ e equalização com o emprego do prefixo cíclico.

Podemos concluir que a quantidade de operações reais necessárias considerando transmissor+receptor é semelhante para as técnicas OFDM Convencional e SIM-OFDM, e ligeiramente superior para X-OFDM e T-OFDM (cerca de 10% e 15% maior, respectivamente), com uma maior complexidade no receptor. Além disso, notamos que as variantes

C-OFDM e DCT-OFDM apresentam um custo computacional nitidamente maior que as demais na recepção, devido à necessidade do par adicional de FFT/IFFT.

Caso a equalização seja realizada no domínio do tempo utilizando a Extensão Nula, não serão necessárias as transformadas IFFT/FFT na recepção para equalização para DCT-OFDM e C-OFDM (conforme ilustrado na FIG. 5.14). Conseqüentemente, a complexidade do receptor (ZP) para cada variante será a mesma do transmissor indicado na TAB. 5.3. Neste contexto visualizamos uma clara vantagem para as técnicas X-OFDM e T-OFDM que em relação ao OFDM Convencional, com uma redução de operações de 90% e 85%, respectivamente.

Cabe salientar que a equalização no domínio do tempo, com o emprego da Extensão Nula, requer inversão de matrizes (com uma complexidade $O(n^3)$), o que acarreta em um custo computacional consideravelmente superior à equalização realizada no domínio da frequência com o prefixo cíclico. Como última observação, caso sejam utilizados símbolos reais, teremos uma redução de complexidade 50% menor nas variantes DCT-OFDM e C-OFDM, por serem transformadas reais. Entretanto, suas complexidades ainda serão superiores quando comparadas às variantes X-OFDM e T-OFDM.

5.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo avaliamos o desempenho das variantes OFDM em canais HFL. Chegamos à conclusão que todas as variantes OFDM alcançam uma melhoria de desempenho em relação ao OFDM convencional para o emprego em canais HFL. Neste quesito focamos nas variantes que apresentam maior ganho, com a menor oneração da complexidade computacional.

Como destaque temos as variantes T-OFDM e X-OFDM, que permitem equalização no domínio da frequência e apresentam desempenho nitidamente superior às demais em relação à taxa de erro e PAPR. Cabe salientar que o emprego destas variantes pode ser aliada ao SIM-OFDM, promovendo eventualmente uma melhoria adicional de desempenho em canais HFL.

6 MELHORIA DA ROBUSTEZ À AMPLIFICAÇÃO NÃO LINEAR

Neste capítulo discorreremos acerca de métricas para o aperfeiçoamento do desempenho de técnicas para sistemas OFDM na presença de amplificação não linear (ANL) e apresentamos uma das contribuições originais desta dissertação. Este assunto é de interesse deste trabalho, uma vez que é habitual o emprego de amplificadores de potência em sistemas de comunicação na faixa de HF.

O capítulo será organizado segundo a seguinte forma. Na Seção 6.1 iremos realizar uma breve introdução ao assunto, apresentando dois modelos clássicos de ANL utilizados na literatura. Na Seção 6.2 apresentamos uma nova proposta para a melhoria da robustez à ANL. Por fim, na Seção 6.3 apresentamos as avaliações de desempenho.

6.1 INTRODUÇÃO

Com base nas técnicas de geração de sinalização múltipla retratadas na Seção 2.2, abordaremos inicialmente a respeito de métricas que usam prioritariamente o conhecimento das características e modelos da ANL para prever sua saída e, dessa forma, auxiliar na escolha entre os símbolos OFDM modificados.

Na literatura observamos dois trabalhos que seguem esta linha e utilizam como métrica de seleção o mínimo erro quadrático médio (MSE) (PARK, 2007) e a máxima correlação (CORR) (E. AL-DALAKTA, 2012) entre a entrada e saída da ANL. A partir do emprego destas métricas obtemos uma notável redução da taxa de erro, no entanto para que seu emprego seja eficaz, necessitam de um modelo matemático ajustado da ANL para prever a saída amplificada instantânea e, portanto, são mais complexas.

Para suprir estas deficiências, neste capítulo apresentamos uma nova métrica considerando apenas as amostras de maior potência do sinal. Esta proposta apresenta uma complexidade significativamente menor, requer muito menos conhecimento da ANL e alcança uma redução de taxa de erro comparável as de (PARK, 2007; E. AL-DALAKTA, 2012).

6.1.1 MODELOS DE ANL

Assumindo um modelo genérico de amplificador não linear, sem memória, a saída do amplificador pode ser definida por:

$$y_n = A(\rho_n)e^{j[\theta_n + \phi(\rho_n)]}, \rho_n \triangleq |x_n|, \theta_n \triangleq \arg(x_n), \quad (6.1)$$

onde x_n representa o sinal de entrada e os operadores $A(\cdot)$ e $\phi(\cdot)$ representam as conversões em amplitude (AM/AM) e fase (AM/PM), respectivamente. A seguir apresentamos alguns modelos de ANL comumente utilizados na literatura.

6.1.1.1 MODELO RAPP

Este modelo é amplamente utilizado para representar os efeitos de Amplificadores de Potencia de Estado Sólido (SSPA de "*Solid State Power Amplifier*"). A distorção de fase é considerada suficientemente pequena, portanto, pode ser desconsiderada. Os operadores de conversão são dados por (SANTELLA, 1998):

$$A_{Rapp}(\rho_n) = \rho_n \left[1 + \frac{\rho_n^{2p}}{A_0} \right]^{\frac{-1}{2p}} \quad (6.2)$$

$$\phi_{Rapp}(\rho_n) = 0, \quad (6.3)$$

onde o parâmetro p controla a suavidade da transição da região linear para a saturação e A_0 é amplitude de saturação na saída saturada. Utiliza-se este modelo regularmente para emular o comportamento de amplificadores em comunicações móveis e celulares (ALDALAKTA, 2012).

6.1.1.2 MODELO SALEH

Este modelo é bem conhecido por representar amplificadores de tubo de onda progressiva (TWTA de "*Travelling Wave Tube Amplifier*") sendo apresentado em (SALEH, 1981). Este modelo inclui as conversões AM/AM e AM/PM, respectivamente dadas por:

$$A_{Saleh}(\rho_n) = \frac{\alpha_1 \rho_n}{1 + \beta_1 \rho_n^2} \quad (6.4)$$

$$\phi_{Saleh}(\rho_n) = \frac{\alpha_2 \rho_n^2}{1 + \beta_2 \rho_n^2}, \quad (6.5)$$

onde o parâmetro α_1 controla o ganho do amplificador e α_2 , β_1 e β_2 controlam as não-linearidades. Dentre as aplicações do amplificador TWTA, pode-se citar seu emprego em radar e comunicações via satélite.

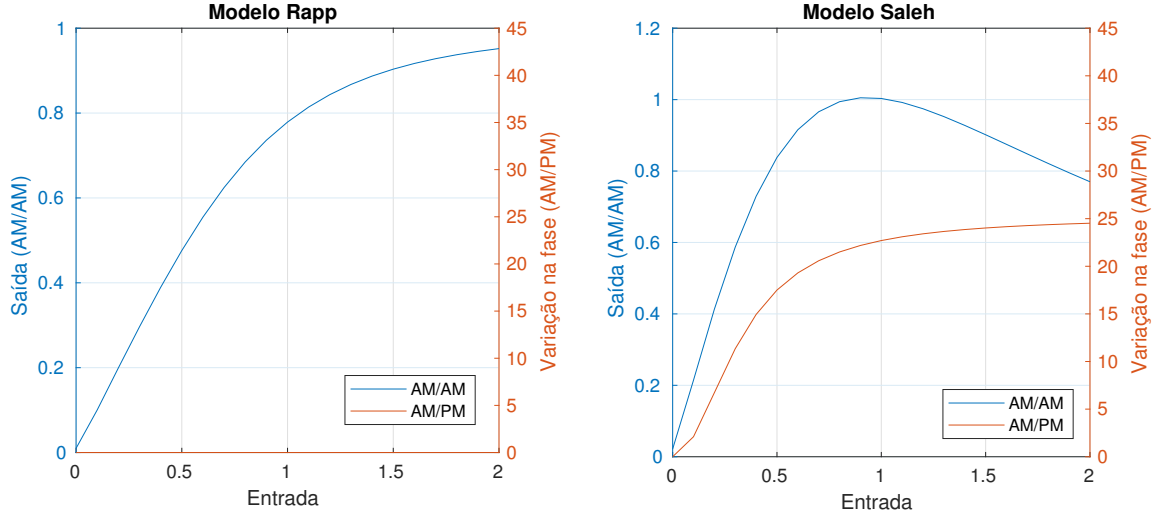


FIG. 6.1: Características de distorção de amplitude (AM/AM) e de fase (AM/PM) para modelos Rapp e Saleh. Foram utilizados os seguintes parâmetros:

Rapp: $p = 1.386$ e $A_0 = 1$;

Saleh: $\alpha_0 = 2.1587$, $\beta_0 = 1.1517$, $\alpha_1 = 4.0033$ e $\beta_2 = 9.1040$.

6.1.1.3 MODELO POLINOMIAL

Devido à sua versatilidade, o modelo polinomial apresenta um potencial para emular diversos tipos amplificadores não lineares. O modelo em sua forma mais genérica pode ser descrito por:

$$A_{Polynomial}(\rho_n) = \sum_{i=0}^{K_{am}} a_i \rho_n^i = a_0 + a_1 \rho_n^1 + a_2 \rho_n^2 + a_3 \rho_n^3 + \dots \quad (6.6)$$

$$\phi_{Polynomial}(\rho_n) = \sum_{j=0}^{K_{pm}} b_j \rho_n^j = b_0 + b_1 \rho_n^1 + b_2 \rho_n^2 + b_3 \rho_n^3 + \dots, \quad (6.7)$$

onde coeficientes a_i e b_j podem ser obtidos pelo ajuste das curvas utilizando técnicas de mínimos quadrados.

Devido à grande quantidade de coeficientes necessários para uma boa representação do amplificador, foi apresentado em (BOHARA, 2007) uma simplificação, onde o modelo polinomial já representaria a saída do amplificador não-linear, sendo expressa por:

$$y_n = \sum_{i=1}^K \alpha_i \rho_n |\rho_n|^{i-1} = \alpha_1 \rho_n + \alpha_2 \rho_n |\rho_n| + \alpha_3 \rho_n |\rho_n|^2 \dots, \quad (6.8)$$

onde K representa a ordem da não linearidade, e os coeficientes α_i podem assumir valores reais (quando temos apenas conversões AM/AM) ou valores complexos (quando observa-se

conversões AM/AM e AM/PM).

Neste modelo observamos que a não linearidade de terceira ordem apresenta uma boa aproximação para modelos mais simples de amplificador, como o modelo Rapp, servido como uma boa aproximação para conversões AM/AM e reduzindo significativamente a complexidade. Desta forma a EQ. (6.8) pode ser reduzida para:

$$y_n \approx \alpha_1 x_n + \alpha_3 x_n |x_n|^2. \quad (6.9)$$

Os coeficientes α_1 e α_3 podem ser obtidos por um ajuste de curva, conforme ilustrado na FIG. 6.2. Nesta figura os parâmetros da EQ. (6.9) foram ajustados com o modelo Rapp representado pela EQ. (6.2).

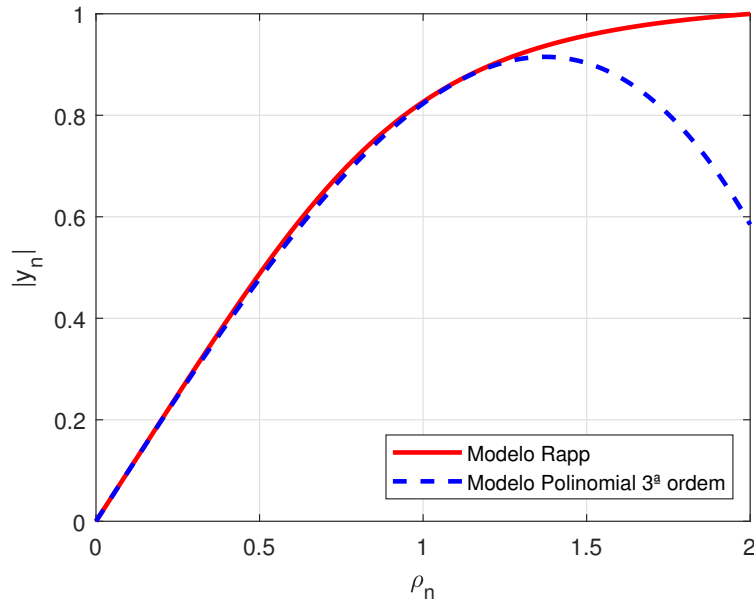


FIG. 6.2: Conversão em amplitude para os modelos Rapp e Polinomial com os parâmetros: $A_0 = 1$, $p = 1.64$, $\alpha_1 = 1$, e $\alpha_3 = -0.1769$.

6.1.2 EMPREGO DAS MÉTRICAS MSE E CORR

O princípio de operação das métricas MSE e CORR está ilustrado na FIG. 6.3. Para reduzir o custo computacional, as métricas MSE e CORR utilizam a aproximação do amplificador por uma não linearidade polinomial de terceira ordem (E. AL-DALAKTA, 2012), conforme apresentado na EQ. (6.9). O cálculo das métricas MSE e CORR simplificadas é definido por:

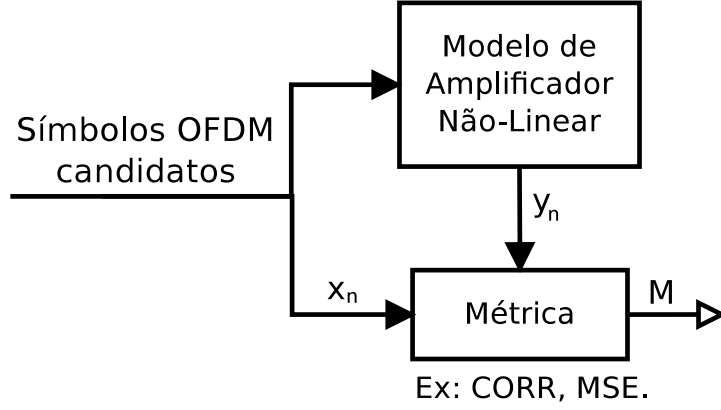


FIG. 6.3: Métricas de seleção baseados no modelo do amplificador.

$$M_{MSE} = \sum_{n=0}^{N-1} |x_n - y_n|^2 = (1 - \alpha_1)^2 \sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^4 + \alpha_3^2 \sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^6 \quad (6.10)$$

$$M_{CORR^0} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n y_n^* = \alpha_1 \sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^2 + \alpha_3 \sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^4. \quad (6.11)$$

É importante ressaltar que, se modelos de amplificadores mais complexos forem utilizados, como o de Saleh, não será viável utilizar as aproximações polinomiais de terceira ordem para calcular métricas MSE e CORR. Conseqüentemente o cálculo da métrica deverá ser realizado com um polinômio de ordem maior EQ. (6.8) impactando diretamente seu custo computacional.

6.1.3 RECUO DE POTÊNCIA

Usualmente a potência de operação de maior eficiência em sistemas com amplificadores de potência é na faixa de saturação. No entanto, devido aos elevados picos de potência observados em símbolos OFDM, a operação nessa faixa pode conduzir à distorção do sinal na saída do amplificador. Nestes sistemas é necessário adotar um recuo de potência na entrada do transmissor em relação a sua saturação, conforme ilustrado na FIG. 6.4.

O fator de recuo (FDR) é definido como a razão entre a potência de saturação do amplificador (P_{sat}) e a potência média do sinal de entrada (P_{in}) expresso por:

$$FDR_{(dB)} = 10 \log_{10} \frac{P_{sat}}{P_{in}} \quad (6.12)$$

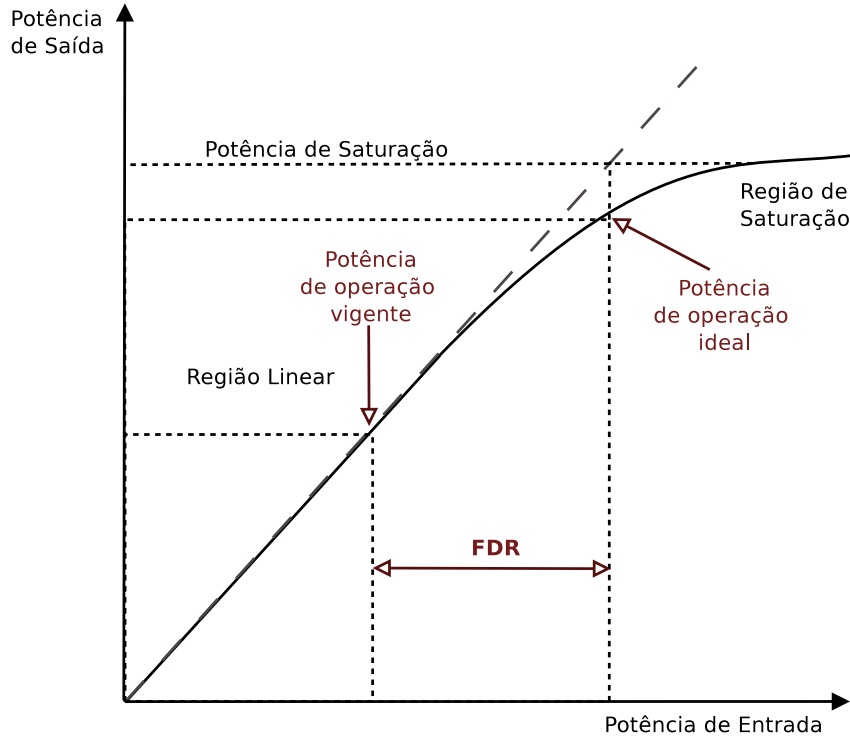


FIG. 6.4: Curva de potência de entrada versus potência de saída para um amplificador não-linear.

6.2 MÉTRICA PROPOSTA

Iniciamos o desenvolvimento da nova métrica por utilizar a EQ. (6.1) para expressar o erro quadrático entre a entrada e a saída de um amplificador não linear genérico como:

$$|y(x_n) - x_n|^2 = 2\rho_n A(\rho_n)(1 - \cos\phi(\rho_n)) + (A(\rho_n) - \rho_n)^2, \quad (6.13)$$

onde o segundo termo depende apenas da entrada e da conversão AM/AM. O primeiro termo depende, além da conversão AM/AM, da conversão AM/PM e torna-se nulo quando esta conversão é nula ($\phi(\rho_n) = 0$).

Verificamos empiricamente que para diversos modelos de amplificadores que a primeira parcela no lado direito da EQ. (6.13) pode ser razoavelmente aproximada por uma função afim da forma $\rho_n c_1 + c_2$. Enquanto que para a segunda parcela do lado direito da EQ. (6.13) verificamos que esta apresenta uma variação quadrática para valores de ρ_n elevados.

Comportamentos típicos destes termos quando as conversões AM/AM e AM/PM estão presentes estão ilustrados na FIG. 6.5. As curvas foram obtidas a partir do modelo de (SALEH, 1981), para o qual $\alpha_1 = 2.16$, $\alpha_2 = 4$, $\beta_1 = 1.15$ e $\beta_2 = 9.1$.

Ilustramos também nesta figura uma aproximação afim da primeira parcela e uma

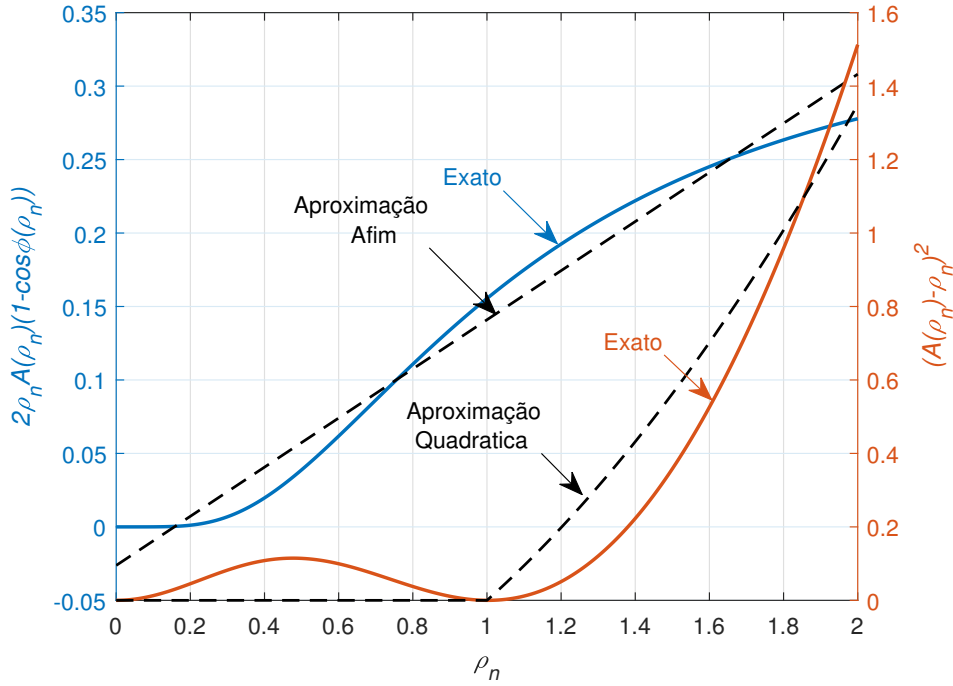


FIG. 6.5: Comportamento típico dos termos do lado direito da EQ. (6.13), aproximação afim da primeira parcela e aproximação quadrática da segunda parcela.

aproximação quadrática da forma $G(\rho_n - 1)^2$ para a segunda parcela quando $\rho_n \geq 1$. Em ambos os casos verificamos aproximações razoáveis.

Com base nessas observações, propomos uma aproximação simplificada do erro quadrado da EQ. (6.13):

$$z(\rho_n) = \begin{cases} \rho_n c_1 + c_2, & \rho_n < L; \\ G(\rho_n^2 - L^2) + \rho_n c_1 + c_2, & \rho_n > L, \end{cases} \quad (6.14)$$

onde o parâmetro L é utilizado para limitar o intervalo em que a contribuição da segunda parcela da EQ. (6.13) é mais significativa.

Como indicador da sensibilidade à não-linearidade de um símbolo OFDM modificado podemos considerar a média de $z(\rho_n)$ sob este símbolo, o que pode ser visto como uma aproximação empírica do erro quadrático médio empregado em (PARK, 2007). Esse indicador pode ser expresso por:

$$M[z(\rho)] = \frac{c_1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_n + c_2 + \frac{G}{N} \sum_{i=0}^{k-1} (\rho_{L,i}^2 - L^2), \quad (6.15)$$

onde N é a quantidade de amostras, $\rho_{L,i}$ denota as amostra maiores que o limite ($\rho_{L,i} > L$)

e k é a quantidade dessas amostras.

Em vez de usar $M[z(\rho)]$ como uma métrica a ser minimizada para a seleção de símbolos, para simplificar seu cálculo, excluimos de todas as quantidades que podem ser consideradas dispensáveis.

Dessa forma, a primeira média do lado direito da EQ. (6.15) é descartada, uma vez que é razoável supor que seu valor não irá variar significativamente entre os símbolos OFDM candidatos. Considerando também que as constantes c_1 , c_2 e G na EQ. (6.15) não apresentam influência sobre a seleção do símbolo, podemos simplificar $M[z(\rho)]$ e propor a seguinte métrica:

$$C(L) = \sum_{i=0}^{k-1} (\rho_{L,i}^2 - L^2) = \sum_{i=0}^{k-1} \rho_{L,i}^2 - kL^2. \quad (6.16)$$

Salientamos que esta métrica é calculada utilizando apenas a entrada do amplificador, no entanto, o ajuste do parâmetro L deve ser realizado otimizando a aproximação de $|y(x_n) - x_n|^2$ por $z(\rho_n)$.

6.2.1 AJUSTE DE PARÂMETROS

Após a obtenção dos parâmetros c_1 e c_2 através do ajuste de curva indicado na seção anterior pela FIG. 6.5, o valor do parâmetro L é obtido através da minimização do erro quadrático médio entre as expressões da EQ. (6.13) e EQ. (6.14), que pode ser expresso por:

$$\begin{aligned} \xi(G, L) &= E \{ (|y_n - x_n|^2 - z_n)^2 \} \\ &= E \{ (|y_n - x_n|^4) - 2E \{ (|y_n - x_n|^2 z_n) \} + E \{ (z_n)^2 \} \} \\ &= h - 2(Gf_{1,n}(L)) + (G^2 f_{2,n}(L) + 2Gf_{3,n}(L)) \end{aligned} \quad (6.17)$$

onde $f_{1,n}(L)$, $f_{2,n}(L)$, $f_{3,n}(L)$ e h podem ser expressos por:

$$\begin{aligned} f_{1,n}(L) &= \int_L^\infty |y_n - x_n|^2 (P^2 - L^2) p_\rho(P) dP \\ f_{2,n}(L) &= \int_L^\infty (P^2 - L^2)^2 p_\rho(P) dP \\ f_{3,n}(L) &= \int_L^\infty (P^2 - L^2) (Pc_1 + c_2) p_\rho(P) dP \\ h &= E \{ (|y_n - x_n|^4) - 2E \{ |y_n - x_n|^2 (\rho_n c_1 + c_2) \} \\ &\quad + (E \{ (\rho_n c_1 + c_2)^2 \}) \}, \end{aligned} \quad (6.18)$$

sendo $p_\rho(\cdot)$ a função de densidade de probabilidade de ρ .

Ao igualar a zero a derivada de primeira ordem de ξ na EQ. (6.17) em relação a G e resolvendo a equação em G obtemos:

$$G = \frac{f_{1,n}(L) - f_{3,n}(L)}{f_{2,n}(L)}. \quad (6.19)$$

Substituindo EQ. (6.19) em (6.17) e igualando a zero a primeira derivada da expressão obtida em relação a L , chegamos a:

$$\frac{d\xi(L)}{dL} = f_{4,n}(L) \left[f_{4,n}(L) \frac{df_{2,n}(L)}{dL} - 2f_{2,n}(L) \frac{df_{4,n}(L)}{dL} \right] = 0, \quad (6.20)$$

onde $f_{4,n}(L) = f_{1,n}(L) - f_{3,n}(L)$.

Essa equação tem três soluções. Duas delas são $L \rightarrow \infty$ e $L = 0$, portanto, não são de interesse. A outra solução é implicitamente dada por:

$$f_{4,n}(L) \frac{df_{2,n}(L)}{dL} - 2f_{2,n}(L) \frac{df_{4,n}(L)}{dL} = 0. \quad (6.21)$$

Admitindo o modelo usual de distribuição Rayleigh para amplitude das amostras do sinal OFDM, o termo $f_{2,n}(L)$ da EQ. (6.18) pode ser dado por

$$f_{2,n}(L) = 8\sigma^4 e^{\frac{-L^2}{2\sigma^2}}. \quad (6.22)$$

Sabendo que para a distribuição de Rayleigh $E\{\rho^2\} = 2\sigma^2 = P_{in}$, podemos reescrever a EQ. (6.21) por:

$$\left[\frac{df_{4,n}(L)}{dL} + f_{4,n}(L) \frac{L}{P_{in}} \right] = \int_L^\infty (|y_n - x_n|^2 - Pc_1 - c_2)(P^2 - L^2 - 2P_{in}) \frac{2P}{P_{in}} e^{\frac{-P^2}{P_{in}}} dP = 0. \quad (6.23)$$

A partir da EQ. (6.23) é possível obter uma solução analítica fechada para a variável L e seus valores são obtidos através de métodos computacionais.

6.3 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO

O diagrama de blocos do sistema avaliado está ilustrado na FIG. 6.6. Simulação computacional foi utilizada para avaliar a melhoria de desempenho de taxa de erro da métrica proposta, assim como os das métricas (PARK, 2007), (E. AL-DALAKTA, 2012) e convencional (PAPR).

A abordagem PTS foi usada para gerar símbolos OFDM modificados. Dois valores para a quantidade de sub-blocos disjuntos do símbolo original (V) foram testados, 4 e 16, e a busca do melhor símbolo modificado foi realizado ao longo de 8 e 64 possibilidades escolhidas aleatoriamente, respectivamente. Em todos os casos, fatores de rotação de fase tomaram valores no conjunto $\{-1, 1\}$ e assumimos perfeito conhecimento das informações auxiliares do PTS pelo receptor. O emprego das métricas utilizando a técnica PTS está ilustrada na FIG. 6.7.

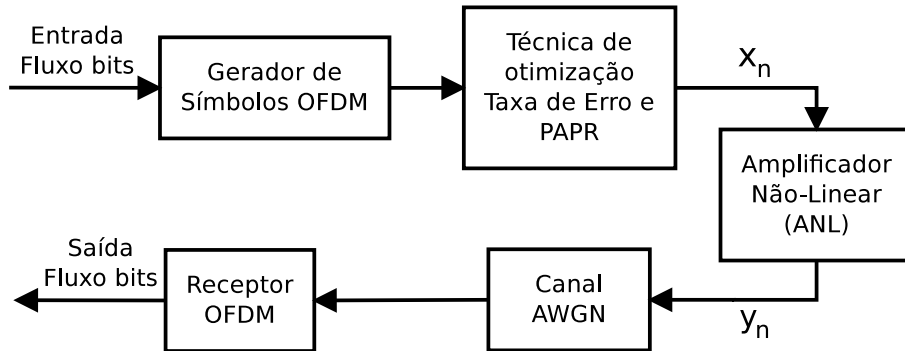


FIG. 6.6: Diagrama de blocos do sistema OFDM.

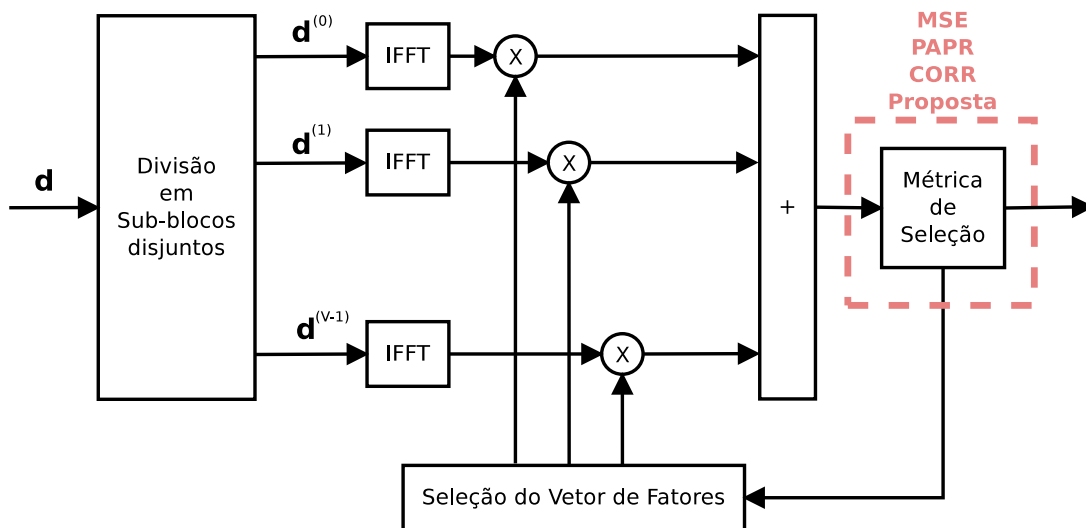


FIG. 6.7: Diagrama de blocos do emprego das métricas utilizando a técnica PTS.

A razão sinal-ruído (RSR) foi dada em termos de $\frac{E_S}{N_0}$, onde E_S é a energia por símbolo OFDM e N_0 é a densidade espectral de potência do ruído. Conjuntos de 10^5 símbolos OFDM foram gerados aleatoriamente com a finalidade do cálculo da taxa de erro.

Símbolos OFDM constituídos de 128 e 1024 subportadoras com modulação 16-QAM e um modelo Rapp ajustado aos dados de um amplificador SSPA WiMAX apresentado

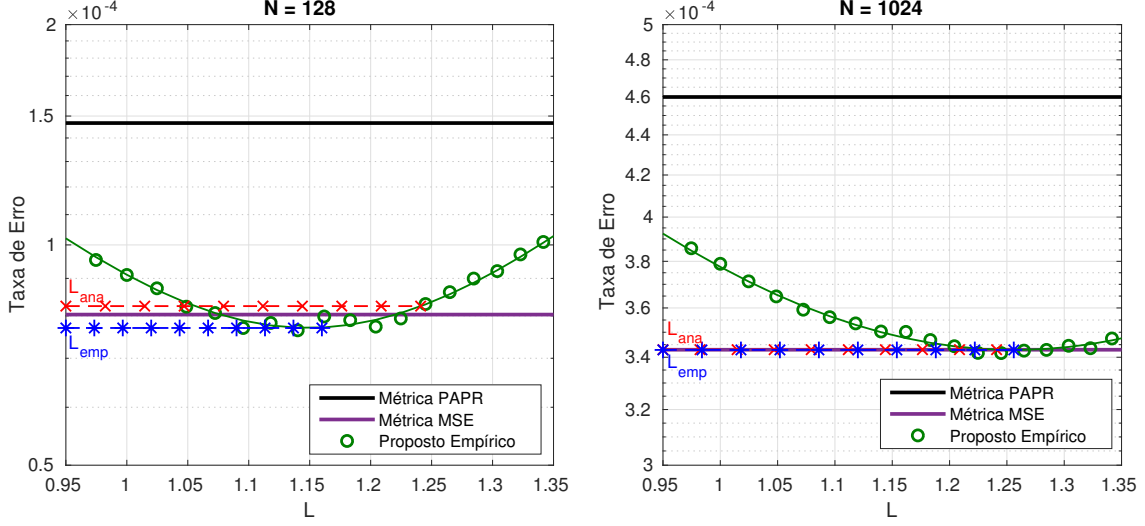


FIG. 6.8: Taxa de erro vs L para o modelo Rapp: $V = 4$, $N = 128$ e 1024 , $FDR = 3$ dB, $16QAM$, $RSR = 35$ dB, $p = 1.643$ e $A_0 = 1$.

em (E. AL-DALAKTA, 2012) foram utilizados inicialmente nas simulações. O recuo de potência e a potência de saturação foram definidos como $FDR = 3$ dB, $P_{sat} = 1$ e o valor do limiar de $L = 1.24$ foi obtido a partir da EQ. (6.23).

FIG. 6.8 mostra o desempenho de taxa de erro obtido com as métricas avaliadas para diferentes valores do limiar L . A linha vermelha representa o valor obtido analiticamente, resolvendo a EQ. (6.23), e a linha verde o valores obtidos empiricamente através de simulações para diferentes valores de L . Avaliando os gráficos, podemos observar uma boa equivalência entre as otimizações empíricas e analíticas, principalmente para 1024 subportadoras.

TAB. 6.1: Valores do limiar obtidos analiticamente e empiricamente para diferentes modelos de amplificadores.

| Modelo (Quantidade de subportadoras) | FDR | | |
|--------------------------------------|-------|-------|---------|
| | 4 dB | 3 dB | 2.21 dB |
| Rapp Empírico (128) | 1.058 | 1.160 | 1.243 |
| Rapp Empírico (1024) | 1.152 | 1.256 | 1.314 |
| Rapp Analítico | 1.147 | 1.241 | 1.324 |
| Saleh Empírico (128) | 0.922 | 1.013 | 1.085 |
| Saleh Empírico (1024) | 0.992 | 1.070 | 1.135 |
| Saleh Analítico | 1.048 | 1.100 | 1.149 |

A TAB. 6.1 ilustra a comparação entre os valores de L obtidos a partir da otimização empírica e analítica, para diferentes combinações de modelo de amplificador, número de

subportadoras e recuo de potência. Observamos uma boa aproximação entre os resultados analíticos e empíricos para os valores dos limiares, especialmente para 1024 subportadoras.

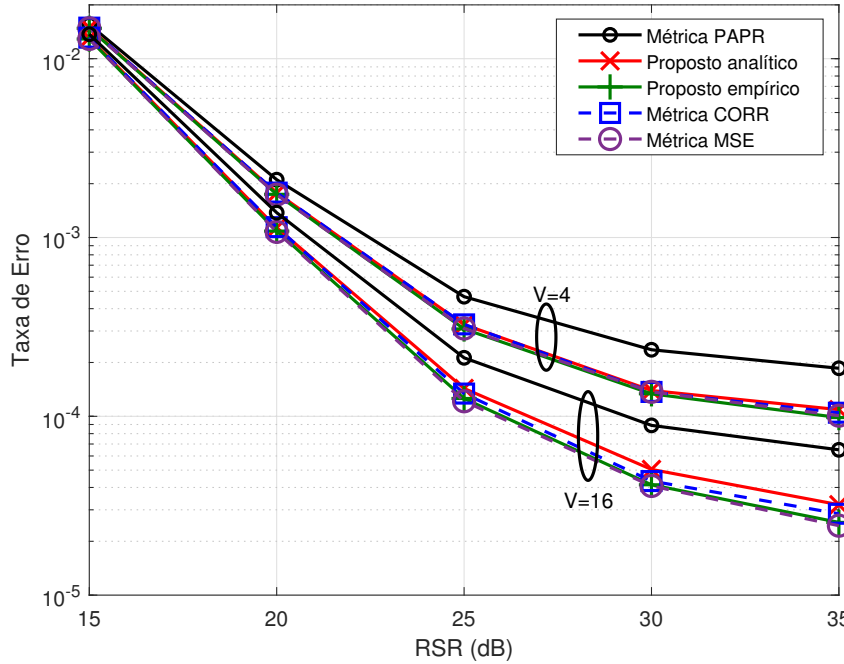


FIG. 6.9: Taxa de erro para o modelo Rapp em um canal AWGN, $N=128$, $FDR=3$ dB, $L_{ana} = 1.24$, $L_{emp} = 1.160$, modulação 16QAM, $p = 1.643$ e $A_0 = 1$.

Como visto na FIG. 6.9, a redução da taxa de erro da métrica proposta é comparável com o das métricas MSE e CORR para $V = 4$ e é ligeiramente pior para $V = 16$. Na FIG. 6.10 observamos que para $N = 1024$ e $V = 16$ a métrica proposta apresenta resultados similares aos demais.

Para a simulação seguinte, utilizamos o modelo de Saleh ajustado a dados experimentais de um TWTA (SALEH, 1981) com os parâmetros $\alpha_1 = 2.16$, $\alpha_2 = 4$, $\beta_1 = 1.15$ e $\beta_2 = 9.1$. As simulações foram realizadas utilizando modulação 4-PSK, $FDR = 4$ dB e $V = 16$. Para o cálculo da métrica utilizou-se os valores de L empíricos e analíticos indicados na TAB. 6.1.

O desempenho de taxa de erro obtido com a métrica proposta está indicado na FIG. 6.11. Observa-se que o desempenho da métrica proposta é superior ao da técnica PAPR, sendo ligeiramente inferior aos das métricas MSE e CORR. É possível observar que a otimização analítica do parâmetro L , proporciona um desempenho presumivelmente igual ao obtido pela otimização empírica para $V = 4$ e ligeiramente inferior para $V = 16$.

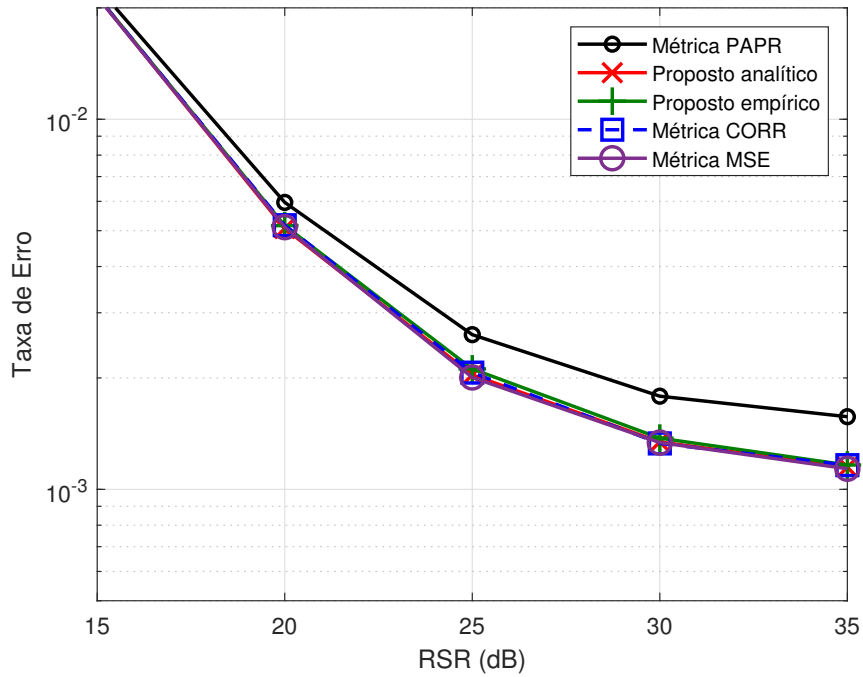


FIG. 6.10: Taxa de erro para o modelo Rapp em um canal AWGN, $N=1024$, $FDR= 3$ dB, $L_{ana} = 1.24$, $L_{emp} = 1.256$, modulação 16QAM, $p = 1.643$ e $A_0 = 1$.

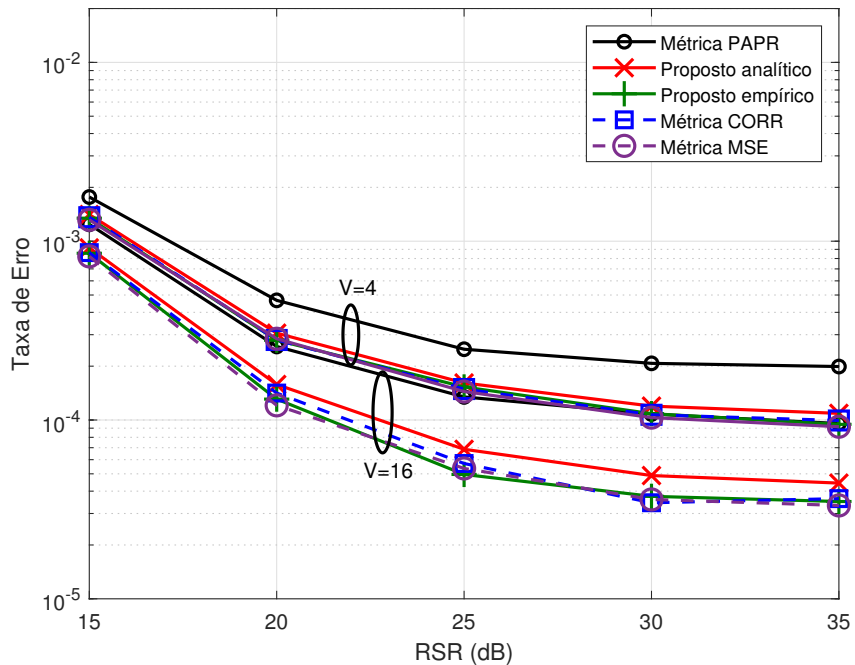


FIG. 6.11: Taxa de erro para o modelo Saleh em um canal AWGN utilizando $V = 4$ e 16 , $N = 128$, $FDR= 4$ dB, $L_{emp} = 0.922$, $L_{ana} = 1.048$ e modulação QPSK.

6.3.1 PAPR

É importante ressaltar que a utilização de uma métrica que não seja o da PAPR em técnicas abordadas na Seção 2.2, como o PTS e o SLM, pode resultar na escolha de símbolos que eventualmente não apresentarão menor PAPR. Esta avaliação não foi o foco deste trabalho, no entanto, foi apresentado em (R. C. G. PORTO, 2017) uma modificação da métrica proposta neste capítulo que visa a redução conjunta de PAPR e taxa de erro em sistemas ANL a baixo custo computacional.

6.3.2 COMPLEXIDADE

O custo computacional foi avaliado pelo número de multiplicações e adições reais necessárias para os cálculos da métrica de otimização, as quais são analisadas a seguir:

- a) PAPR: a métrica definida por $PAPR = \frac{\max[|x_n|^2]}{E[|x_n|^2]}$. A complexidade computacional pode ser calculada observando apenas o numerador, uma vez que o denominador pode ser considerado aproximadamente constante é igual a P_{in} . O cálculo desse numerador requer $2N$ multiplicações e N adições;
- b) MSE: métrica definida pela EQ. (6.10), considerando a aproximação polinomial de terceira ordem da EQ. (6.9) válida e $\alpha_1 = 1$ (amplificador com ganho unitário), requer $(4N + 1)$ multiplicações e $(2N - 1)$ adições.
- c) CORR: métrica definida pela EQ. (6.11), considerando a aproximação polinomial de terceira ordem da Eq. (6.9) válida e $\alpha_1 = 1$ (amplificador com ganho unitário), requer $(3N + 1)$ adições e $(3N - 1)$ multiplicações;
- d) Proposto: métrica calculada pela EQ. (6.16). O número de multiplicações é de $2N$ (o mesmo que no método PAPR). O número de adições, que depende da quantidade de amostras k (quantidade de amostras com amplitude acima do limiar), pode ser expressa por $(N + k - 1)$. Simulações mostraram que para valores típicos de L e FDR (1.24 e 3 dB respectivamente, obtidos como descrito na Seção 6.3), a quantidade de adições é aproximadamente $(N + \frac{N}{7})$.

Para avaliar a variação de complexidade computacional da métrica x em relação a y , utilizamos a seguinte razão:

$$\delta_{x/y} = \frac{O_x - O_y}{O_x}, \quad (6.24)$$

onde O_m significa operações requeridas pelo método "m". TAB. 6.3.2 exhibe os resultados assim obtidos.

| Varição de Complexidade | ADD | MULT | ADD+MULT |
|--------------------------|------|------|----------|
| $\delta_{MSE/Proposto}$ | 50% | 43% | 48% |
| $\delta_{CORR/Proposto}$ | 62% | 34% | 48% |
| $\delta_{PAPR/Proposto}$ | -14% | 0% | -5% |

TAB. 6.2: Comparativo de custo computacional para $L = 1.24$ e $N = 128$.

Pode-se concluir que o número total de adições e multiplicações requeridas pela métrica proposta é significativamente menor do que os requeridos pelas métricas de desempenho similar (MSE e CORR).

6.3.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo, uma nova métrica para seleção de símbolos OFDM foi proposta para sistemas OFDM ANL. A investigação de complexidade e desempenho demonstrou que a métrica proposta fornece desempenho de taxa de erro semelhante à métrica MSE e CORR, além de reduzir o custo computacional geral.

Verificou-se que a métrica pode ser empregada para diferentes tipos de amplificadores não lineares e apresenta a vantagem adicional de não exigir conhecimento completo das características do amplificador de potência para que seja empregado com sucesso.

7 CONCLUSÃO

O presente trabalho teve como objetivo principal avaliar o emprego da modulação multiportadora OFDM em canais HF faixa larga. O interesse por esse assunto deve-se, em grande parte, à possibilidade do aumento da taxa de dados em sistemas de transmissão HF.

O trabalho foi dividido em duas vertentes. Na primeira vertente avaliamos em canais HF faixa larga o desempenho de cinco variantes OFDM. Apresentamos diversos resultados numéricos de avaliação obtidos por simulação, utilizando dois modelos de canais da norma DRM, um emulando canais com degradações moderadas e outro severas. Os resultados ratificaram o potencial do emprego das variantes em canais HF faixa larga, onde observamos um desempenho superior em relação ao OFDM convencional.

A partir dos resultados numéricos destacamos o potencial das variantes T-OFDM e X-OFDM, que além de permitir uma equalização simplificada por escalar, através do emprego do CP, apresentam um desempenho nitidamente superior às demais em relação a taxa de erro e PAPR.

Na segunda vertente buscamos o aumento de robustez em sistemas OFDM não-linearmente amplificados. Para isto propomos uma nova métrica computacionalmente simples para a seleção de símbolos OFDM modificados em técnicas de sinalização múltipla destinadas a reduzir as degradações ocasionadas pela presença de amplificadores não lineares.

Mostramos através da investigação de complexidade e desempenho aqui relatada que esta proposta fornece melhorias de taxa de erro semelhantes às obtidas com as métricas MSE e CORR, com a vantagem de reduzir significativamente o custo computacional geral. Uma vantagem adicional dessa nova métrica reside no fato de que requer um menor conhecimento das características do amplificador de potência, já que isso é necessário apenas para ajuste de parâmetros. Além disso, as melhorias de desempenho dessa métrica se mostraram robustas à variação das características do amplificador não-linear.

Outras questões importantes surgiram ao longo da pesquisa, sendo consideradas temas potenciais para trabalhos futuros. Entre elas cita-se:

- Avaliação do desempenho das variantes OFDM na presença de amplificadores não lineares;

- Avaliação de novas propostas de alocação de tons pilotos para a estimação do canal.

Durante o período desta dissertação, publicamos os seguintes trabalhos:

- R. C. G. Porto; R. F. De Moraes; E. L. Pinto. "BER and PAPR reduction method for nonlinearly amplified OFDM signals". *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2017.
- R. F. De Moraes; R. C. G. Porto; E. L. Pinto. "Simple and Robust Method for OFDM Performance Improvement with Nonlinear Amplification". *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2018.

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AL-DALAKTA, E., AL-DWEIK, A., HAZMI, A., TSIMENIDIS, C. e SHARIF, B. Efficient ber reduction technique for nonlinear ofdm transmission using distortion prediction. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(5):2330–2336, Jun 2012. ISSN 0018-9545.
- AL-SODANI, H. A. L. *New OFDM schemes based on orthogonal transforms for mobile communications systems*. Tese de Doutorado, Newcastle University, 2013.
- BASAR, E., AYGOLU, U., PANAYIRCI, E. e POOR, H. V. Space-time block coded spatial modulation. *IEEE Transactions on Communications*, 59(3):823–832, March 2011. ISSN 0090-6778.
- BASAR, E., WEN, M., MESLEH, R., RENZO, M. D., XIAO, Y. e HAAS, H. Index modulation techniques for next-generation wireless networks. *IEEE Access*, 5:16693–16746, 2017. ISSN 2169-3536.
- BOHARA, V. A. e TING, S. H. Theoretical analysis of ofdm signals in nonlinear polynomial models. Em *2007 6th International Conference on Information, Communications Signal Processing*, págs. 1–5, Dec 2007.
- CCIR, 1992. Recommendation 520-1 Use of High Frequency Ionospheric Channel Simulators. Standard, maio 1992.
- CHAFII, M., C. J. e HEDGES, D. Dct-ofdm with index modulation. *IEEE Communications Letters*, 21(7):1489–1492, 2017.
- Digital Radio Mondiale, 2014. ES 201 980 V4.1.1, Jan. 2014. [Online]. Available: <http://www.drm.org/wp-content/uploads/2014/01/DRM-System-Specification-ETSI-ES-201-980-V4.1.1-2014-01.pdf>. Standard, janeiro 2014.
- E. AL-DALAKTA, A. AL-DWEIK, A. H. C. T. B. S. Papr reduction scheme using maximum cross correlation. *IEEE Communications Letters*, 16(12):2032–2035, 2012.
- E. BASAR, Ü. AYGOLU, E. P. H. V. P. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation. *IEEE Transactions Signal Processing*, 61(22):5536–5549, 2013.
- E. BASAR, M. WEN, R. M. M. D. R. Y. X. Index modulation techniques for next-generation wireless networks. *IEEE Access*, 2017.
- E. L. PINTO, C. P. D. A. A técnica de transmissão ofdm. *Revista Científica Periódica Telecomunicações – INATEL*, 5(1):1–10, 2002.
- EDFORS, O., S. M. B. J. J. V. L. D. E. S. F. *An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*. Lund University, 1996.
- ERIC E. JOHNSON, ERIC KOSKIM WILLIAM N. FURMANAND, M. J. e NIETO, J. *Third-Generation and Wideband HF Radio Communication*. 2012.

- FEIG, E. e WINOGRAD, S. Fast algorithms for the discrete cosine transform. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 40(9):2174–2193, Sept 1992. ISSN 1053-587X.
- FURMAN, W. N. e NIETO, J. Understanding hf channel simulator requirements in order to reduce hf modem performance measurement variability. *Proc. 6th Nordic Shortwave Conf. HF*, 2001.
- GUO, Y. e WANG, K. A real-time software simulator of wideband hf propagation channel. Em *2009 International Conference on Communication Software and Networks*, págs. 304–308, Feb 2009.
- HE, C., ZHANG, L., MAO, J., CAO, A., XIAO, P. e IMRAN, M. A. Performance analysis and optimization of dct-based multicarrier system on frequency-selective fading channels. *IEEE Access*, 6:13075–13089, 2018. ISSN 2169-3536.
- HEIN, D. e AHMED, N. On a real-time walsh-hadamard/cosine transform image processor. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, EMC-20(3):453–457, Aug 1978. ISSN 0018-9375.
- HU, W., WANG, S. e LI, C. Gaussian integer sequences with ideal periodic autocorrelation functions. Em *2011 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, págs. 1–5, June 2011.
- HWANG, T., YANG, C., WU, G., LI, S. e LI, G. Y. Ofdm and its wireless applications: A survey. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 58(4):1673–1694, May 2009. ISSN 0018-9545.
- IBRAHIM, A. A., ABDELAZIZ, A. M. e SALAH, M. M. Ofdm over wideband ionospheric hf channel: Channel modelling amp; amp; optimal subcarrier power allocation. Em *2018 35th National Radio Science Conference (NRSC)*, págs. 300–308, March 2018.
- ISKANDER, C.-D. A matlab-based object-oriented approach to multipath fading channel simulation. *White paper*, (169), Feb. 2008.
- ITU-R F.1487, 2000. Recommendation ITU-R F.1487, Testing of HF Modems with Bandwidths of up to about 12 kHz using Ionospheric Channel Simulators. Standard, International Telecommunication Union, julho 2000.
- JOHNSON, E. E. Performance envelope of broadband hf data waveforms. Em *MILCOM 2009 - 2009 IEEE Military Communications Conference*, págs. 1–7, Oct 2009.
- JORGENSEN, M. B., JOHNSON, R. W. e NELSON, R. W. An extension of wideband hf capabilities. Em *MILCOM 2013 - 2013 IEEE Military Communications Conference*, págs. 1201–1206, Nov 2013.
- LEFTAH, H. A. e BOUSSAKTA, S. Efficient modulation scheme for ofdm system with zp and mmse equalizer. Em *2013 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, págs. 4703–4707, June 2013.

- LEFTAH, H. A. e BOUSSAKTA, S. Novel ofdm based on c-transform for improving multipath transmission. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 62(23):6158–6170, Dec 2014. ISSN 1053-587X.
- MANDYAM, G. D. On the discrete cosine transform and ofdm systems. Em *2003 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. (ICASSP '03).*, volume 4, págs. IV–544, April 2003.
- MASTRANGELO, J. F., LEMMON, J. J., VOGLER, L. E., HOFFMEYER, J. A., PRATT, L. E. e BEHM, C. J. A new wideband high frequency channel simulation system. *IEEE Transactions on Communications*, 45(1):26–34, Jan 1997. ISSN 0090-6778.
- MIL-STD-188-110A, 1991. MIL-STD-188-110A - Military Standard for Interoperability and performance standards for data modems. Standard, US Department of Defense, janeiro 1991.
- MIL-STD-188-110C, 2012. MIL-STD-188-110C - Military Standard for Interoperability and performance standards for data modems. Standard, US Department of Defense, janeiro 2012.
- MIL-STD-188-110D, 2017. MIL-STD-188-110D - Military standard for Interoperability and performance standards for data modems. Standard, US Department of Defense, maio 2017.
- MULLER, S. H. e HUBER, J. B. Ofdm with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. *Electronics Letters*, 33(5):368–369, Feb 1997. ISSN 0013-5194.
- MUQUET, B., WANG, Z., GIANNAKIS, G. B., DE COURVILLE, M. e DUHAMEL, P. Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions? *IEEE Transactions on Communications*, 50(12):2136–2148, Dec 2002. ISSN 0090-6778.
- PARK, D. e SONG, H. A new papr reduction technique of ofdm system with nonlinear high power amplifier. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 53:327–332, 2007.
- PENG, T. e BEAULIEU, N. C. A comparison of dct-based ofdm and dft-based ofdm in frequency offset and fading channels. *IEEE Transactions Communications*, 54(11): 2113–2125, 2006.
- PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2001.
- R. C. G. PORTO, R. F. DE MORAES, E. L. P. Ber and papr reduction method for nonlinearly amplified ofdm signals. *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2017.
- RAHMATALLAH, Y. e MOHAN, S. Peak-to-average power ratio reduction in ofdm systems: A survey and taxonomy. *IEEE communications surveys tutorials*, 15(4):1567–1592, 2013.

- SALEH, A. A. M. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of twt amplifiers. *IEEE Transactions on Communications*, 29(11):1715–1720, November 1981. ISSN 0090-6778.
- SANTELLA, G. e MAZZENGA, F. A hybrid analytical-simulation procedure for performance evaluation in m-qam-ofdm schemes in presence of nonlinear distortions. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 47(1):142–151, Feb 1998. ISSN 0018-9545.
- WANG, S., LI, C., LEE, K. e SU, H. A novel low-complexity precoded ofdm system with reduced papr. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 63(6):1366–1376, March 2015. ISSN 1053-587X.
- WANG, X. Ofdm and its application to 4g. Em *14th Annual International Conference on Wireless and Optical Communications, 2005. WOCC 2005*, págs. 69–, April 2005.
- WATTERSON, C., JUROSHEK, J. e BENSEMA, W. Experimental confirmation of an hf channel model. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 18(6):792–803, December 1970. ISSN 0018-9332.
- XIA, X.-G. Precoded and vector ofdm robust to channel spectral nulls and with reduced cyclic prefix length in single transmit antenna systems. *IEEE Transactions on Communications*, 49(8):1363–1374, Aug 2001. ISSN 0090-6778.
- XIONG, F. M-ary amplitude-shift keying ofdm system. *IEEE Transactions Communications*, 51(10):1638–1642, 2003.
- Y.-P. LIN, S.-M. P. e VAIDYANATHAN, P. P. *Filter bank transceivers for OFDM and DMT systems*. Cambridge Univ. Press, 2010.
- YLI-KAAKINEN, J., RENFORS, M. e TUOMIVAARA, H. Multicarrier modulation for hf communications. Em *2016 International Conference on Military Communications and Information Systems (ICMCIS)*, págs. 1–7, May 2016.
- ZIMMERMAN, M. e KIRSCH, A. The an/gsc-10 (kathryn) variable rate data modem for hf radio. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 15(2):197–204, April 1967. ISSN 0018-9332.

9 APÊNDICES

9.1 APÊNDICE 1: SIMULADOR DE CANAL HF

A simulação de canais é essencial para a validação de técnicas e sistemas de comunicação. Com o seu emprego é possível desenvolver e testar sistemas de transmissão em um ambiente controlado e com repetibilidade. Para a implementação do simulador nos baseamos em (ISKANDER, 2008; FURMAN, 2001; MIL-STD-188-110D, 2017).

Podemos destacar dois efeitos principais ocasionados por canais HF: o espalhamento Doppler e o espalhamento de atraso. Usualmente estes dois efeitos são mutuamente relacionados. No entanto, para simplificação, iremos considerar a independência destes dois processos de espalhamento. Conforme apresentado no Capítulo 3, os processos estocásticos que modelam a variação dos coeficientes do canal com o tempo são considerados estacionários em sentido amplo e descorrelacionados entre si (WSS-US).

9.1.1 GERAÇÃO DE CADA COEFICIENTE DO CANAL

Para a geração de cada coeficiente com o espalhamento doppler e a variância desejados, adotamos a seguinte metodologia:

- Geramos um processo gaussiano complexo branco com variância unitária.
- Realizamos a filtragem do processo por um filtro com resposta em frequência $H(f) = \sqrt{S(f)}$, sendo $S(f)$ o espectro Doppler, conforme apresentado na Seção 3.3. Esta filtragem ocorre em uma taxa de amostragem F_{filt} menor do que a taxa de amostragem do sinal F_s , para permitir a implementação de filtros fidedignos e com uma menor quantidade de coeficientes. Para a implementação do filtro digital optamos pelo emprego de filtros FIR (do inglês "*Finite Impulse Response*").
- Realizamos a interpolação linear do processo filtrado para ajustar a taxa de amostragem F_{filt} com a taxa de amostragem do sinal de entrada F_s .
- Por fim realizamos o ajuste do ganho das amostras interpoladas.

O diagrama de blocos correspondente está ilustrado na FIG. 9.1.

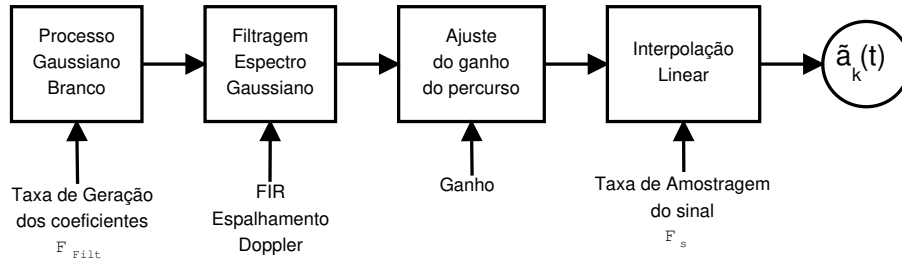


FIG. 9.1: Diagrama de blocos da geração dos coeficientes do canal.

9.1.2 SIMULANDO O ESPALHAMENTO DE ATRASO

Conforme apresentado na Seção 3.2, um modelo amplamente utilizado para canais multipercursos discretos é o modelo de linha de atrasos TDL (do inglês "*Tapped Delay Line*") (PROAKIS, 2001). Neste modelo, a resposta ao impulso do canal em sua representação em banda-base é dada por:

$$\tilde{h}(\tau, t) = \sum_{k=1}^K \tilde{a}_k(t) \delta(\tau - \tau_k), \quad (9.1)$$

onde K simboliza a quantidade de multipercursos, τ_k o atraso do k -ésimo percurso e $\tilde{a}_k(t)$ o coeficiente complexo correspondente.

Nas simulações os valores dos atrasos τ_k são definidos pelos modelos de canal adotados. No entanto é importante salientar que estes atrasos nem sempre são múltiplos inteiros do intervalo de amostragem do sinal T_s . Quando isto ocorre, seguimos as recomendações de simulações indicadas em (MIL-STD-188-110D, 2017), onde o atraso discreto calculado por $\frac{\tau_k}{T_s}$ é aproximado para o múltiplo do intervalo de amostragem mais próximo I_k . O diagrama de blocos está ilustrado na FIG. 9.2.

9.1.3 VALIDAÇÃO DO SIMULADOR

Nesta subseção avaliamos o emprego do simulador implementado com a finalidade de verificar se ele é capaz de simular corretamente os efeitos de um canal HF. Para isto realizamos uma avaliação individual (considerado apenas um percurso) da geração dos coeficientes, considerando a distribuição de amostras, avaliada através de histograma, e o espectro doppler. Em seguida avaliamos por simulação o desempenho de taxa de erro de um sistema OFDM (transmissor, canal e receptor) sujeito a desvanecimento e comparamos os resultados com curvas teóricas previstas na literatura.

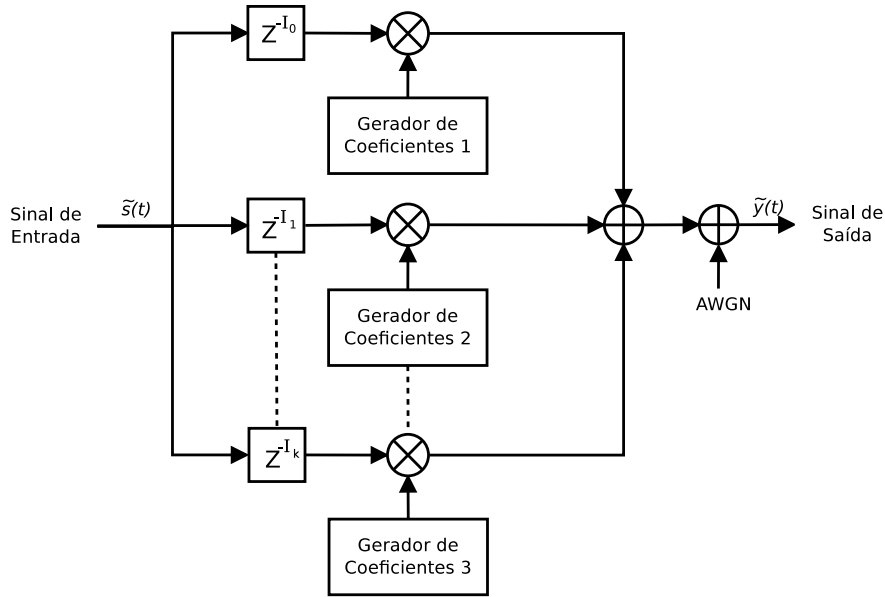


FIG. 9.2: Diagrama de blocos do Espalhamento em atraso.

9.1.3.1 GERAÇÃO DOS COEFICIENTES DO CANAL

Para esta avaliação, geramos $1.5 * 10^7$ amostras com os seguintes parâmetros, considerando dois casos:

TAB. 9.1: Parâmetros iniciais de avaliação do simulador.

| | 1° Caso | 2° Caso |
|-------------------------|----------|---------|
| Ganho do Percurso | [0] | [0] |
| Deslocamento Doppler | [0] | [0] |
| Espalhamento Doppler | [0.5 Hz] | [1 Hz] |
| Filtro | FIR | FIR |
| Qtd Coeficientes Filtro | 500 | 500 |

Calculamos para cada caso uma estimativa da densidade espectral de potência dos coeficientes gerados e realizamos uma comparação com a EQ. (3.4), ilustrada na FIG. 9.3. O resultado encontra-se consistente com o teórico.

Como os coeficientes são gerados com um espectro doppler de formato gaussiano, a resposta ao impulso do canal também pode ser modelada por um processo gaussiano complexo de média zero (FURMAN, 2001). Desta forma a envoltória $|\tilde{a}_k(t)|$, em qualquer instante t , apresenta uma distribuição de Rayleigh.

Na FIG. 9.4, comparamos o histograma das amostras geradas para cada caso com a distribuição teórica prevista. Como o ganho do percurso é idêntico para ambos os casos, os dois podem ser aproximados por uma distribuição Rayleigh de mesmo parâmetro,

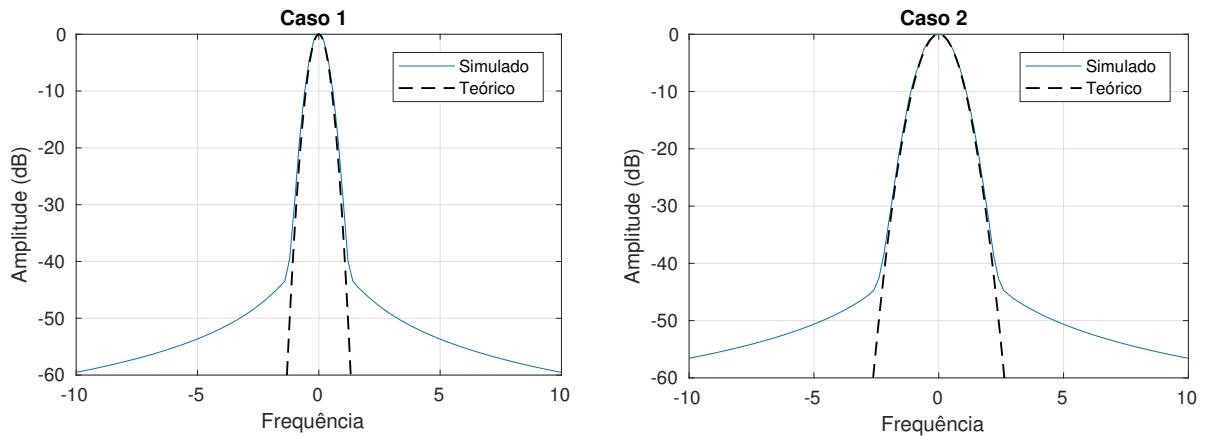


FIG. 9.3: Densidade espectral de potência.

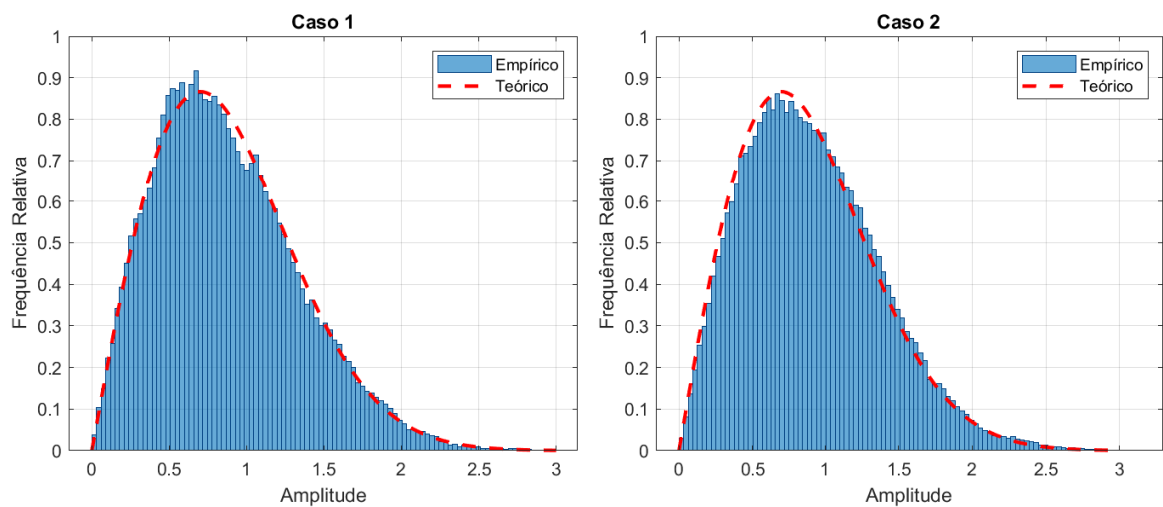


FIG. 9.4: Histogramas dos coeficientes gerados.

e conseqüentemente, apresentam histogramas semelhantes. Salientamos ainda que em ambos os casos observamos uma boa correspondência com o valor teórico.

9.1.3.2 SISTEMA OFDM

Para a validação de um sistema OFDM, foram considerados 3 condições de transmissão distintas: canal com ruído AWGN, apenas, canal com desvanecimento plano e canal com desvanecimento seletivo. Foram utilizados os parâmetros indicados na tabela a seguir. No caso 3, para cada parâmetro temos dois valores, um para cada percurso.

Em todas as simulações os resultados obtidos foram comparados com o desempenho teórico (PROAKIS, 2001), que apresentam os seguintes valores de probabilidade de erro de bit (P_b):

TAB. 9.2: Parâmetros de avaliação do simulador de um sistema OFDM.

| | Caso 1 (AWGN) | Caso 2 (Desvanecimento Plano) | Caso 3 (Desvanecimento Seletivo) |
|--|-------------------------|----------------------------------|-------------------------------------|
| Atraso (τ_k) | 0 | 0 | 0; 20 ms |
| Ganho do percurso | 0 dB | 0 dB | -3dB; -3dB |
| Deslocamento Doppler | 0 | 0 | 0; 0 |
| Espalhamento Doppler | 0 Hz | 0.1 Hz | 1Hz; 1Hz |
| Filtro | FIR | | |
| Qtd Coeficientes | 500 | | |
| Taxa de amostragem do sinal (f_s) | 20000 | | |
| Taxa de amostragem do canal (f_{filt}) | 200 | | |
| Modulação | QPSK (codificação Gray) | | |
| Qtd de Subportadoras | 128 | | |

- canal AWGN:

$$P_b = Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}}\right)\left[1 - \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}}\right)\right]. \quad (9.2)$$

- Desvanecimento Plano:

$$P_b = \frac{1}{2}\left(1 - \sqrt{\frac{\frac{E_b}{N_0}}{1 + \frac{E_b}{N_0}}}\right). \quad (9.3)$$

- Desvanecimento Seletivo: Com o emprego do OFDM é possível trabalhar com subcanais com largura de faixa pequena ao ponto dos desvanecimentos nestes subcanais poderem ser considerados aproximadamente planos e a probabilidade de erro poder ser aproximada pela EQ. (9.3).

Nos casos 2 e 3 consideramos que os coeficientes do canal são conhecidos pelo receptor e que foi empregada uma equalização *Zero Forcing*. Além disso, no caso 3 inserimos um intervalo de guarda com tamanho suficiente para evitar ISI. Os resultados obtidos estão consistentes com os teóricos, como se pode ver nas figuras a seguir.

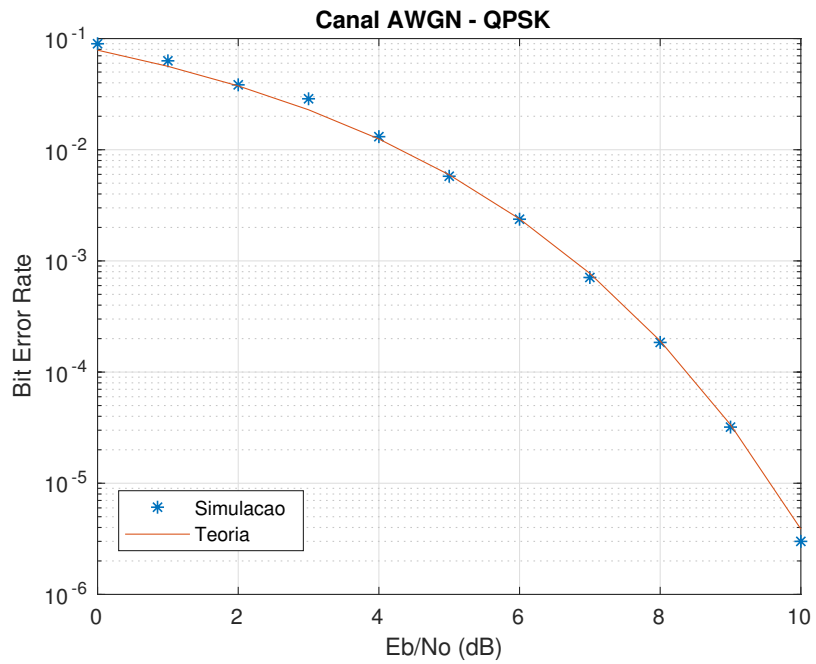


FIG. 9.5: Caso 01 - Desempenho de taxa de erro de um sistema OFDM em um canal com ruído AWGN.

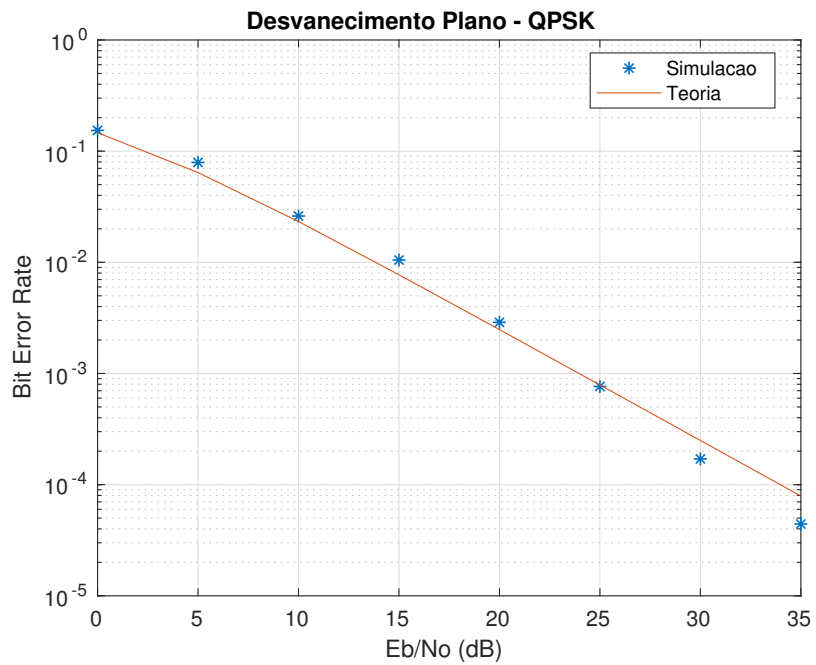


FIG. 9.6: Caso 02 - Desempenho de taxa de erro de um sistema OFDM em um canal com desvanecimento plano.

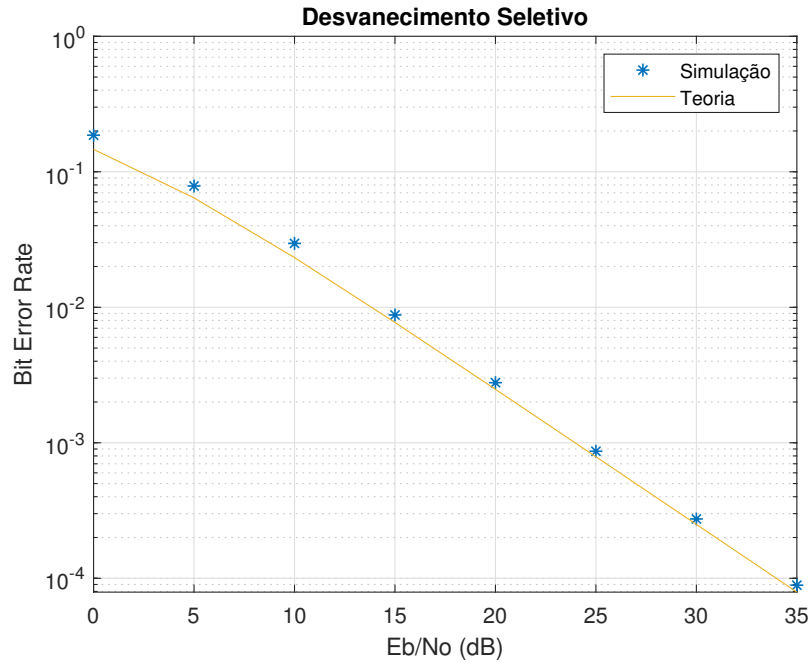


FIG. 9.7: Caso 03 - Desempenho de taxa de erro de um sistema OFDM em um canal com desvanecimento seletivo.

Por fim, podemos observar que todos os resultados obtidos por simulação computacional estão compatíveis com o previsto na teoria, indicando a validade do simulador implementado e a sensatez das suposições adotadas. Para a implementação, seguimos as diretrizes previstas em (FURMAN, 2001) e (MIL-STD-188-110D, 2017), visando reduzir variabilidade das medições do simulador de canal.

9.2 APÊNDICE 2: APROXIMAÇÃO ASSOCIADA À MÉTRICA PROPOSTA NO CAPÍTULO 6

Naquele capítulo propomos uma aproximação do erro quadrático entre a entrada e a saída do ANL. Esta aproximação é dada pela EQ. (6.14) e é aqui reescrita por conveniência:

$$z(\rho_n) = \begin{cases} \rho_n c_1 + c_2, & \rho_n < L \\ G(\rho_n^2 - L^2) + \rho_n c_1 + c_2, & \rho_n > L. \end{cases} \quad (9.4)$$

Apresentamos em seguida nossa proposta para otimização dos parâmetros desta aproximação. O valor do parâmetro L é obtido através da minimização do erro quadrático médio entre as expressões da EQ. (6.13) e EQ. (6.14), que pode ser expresso por:

$$\begin{aligned} \xi(G, L) &= E \{ (|y_n - x_n|^2 - z_n)^2 \} \\ &= E \{ (|y_n - x_n|^4) - \underbrace{2E \{ (|y_n - x_n|^2 z_n) \}}_{\text{termo 1}} + \underbrace{E \{ (z_n)^2 \}}_{\text{termo 2}} \}. \end{aligned} \quad (9.5)$$

Podemos expressar os termos 1 e 2 como mostrado a seguir.

- Termo 1:

$$\begin{aligned} E \{ |y_n - x_n|^2 z_n \} &= G \underbrace{\int_L^\infty (|y_n - x_n|^2)(\rho^2 - L^2) p_\rho(P) dP}_{f_{1,n}(L)} \\ &+ \underbrace{\int_0^\infty (|y_n - x_n|^2)(\rho c_1 + c_2) p_\rho(P) dP}_{E\{|y_n - x_n|^2(\rho c_1 + c_2)\}} \\ &= G f_{1,n}(L) + E \{ |y_n - x_n|^2 (\rho c_1 + c_2) \} \end{aligned} \quad (9.6)$$

- Termo 2:

$$\begin{aligned} E \{ (z_n)^2 \} &= \int_0^\infty (z_n)^2 p_\rho(P) dP \\ &= \int_0^L (c_1 \rho + c_2)^2 p_\rho(P) dP + \int_L^\infty (G(\rho^2 - L^2) + c_1 \rho + c_2)^2 p_\rho(P) dP \\ &= \underbrace{\int_0^L (c_1 \rho + c_2)^2 p_\rho(P) dP + \int_L^\infty (c_1 \rho + c_2)^2 p_\rho(P) dP}_{E\{(\rho c_1 + c_2)^2\}} \\ &+ \underbrace{G^2 \int_L^\infty (\rho^2 - L^2)^2 p_\rho(P) dP}_{f_{2,n}(L)} + \underbrace{2G \int_L^\infty (\rho^2 - L^2)(c_1 \rho + c_2) p_\rho(P) dP}_{f_{3,n}(L)} \\ &= E \{ (\rho c_1 + c_2)^2 \} + 2G f_{3,n}(L) + G^2 f_{2,n}(L) \end{aligned} \quad (9.7)$$

A partir das EQ. (9.6) e (9.7) podemos reescrever a EQ. (9.5) como:

$$\xi(G, L) = h + 2G(f_{3,n}(L) - f_{1,n}(L)) + G^2 f_{2,n}(L), \quad (9.8)$$

onde h pode ser expresso como:

$$h = E \{(|y_n - x_n|^4)\} - 2E \{|y_n - x_n|^2(\rho_n c_1 + c_2)\} + (E \{(\rho_n c_1 + c_2)^2\}). \quad (9.9)$$

Calculando a derivada de primeira ordem de ξ na EQ. (9.8) em relação a G , obtemos:

$$\frac{d\xi(G, L)}{dG} = 2(f_{3,n}(L) - f_{1,n}(L) + G f_{2,n}(L)). \quad (9.10)$$

Igualando esta derivada a 0 e resolvendo a equação em G , obtemos:

$$G = \frac{f_{1,n}(L) - f_{3,n}(L)}{f_{2,n}(L)}. \quad (9.11)$$

Substituindo a EQ. (9.11) na (9.8) chegamos a:

$$\begin{aligned} \xi(L) &= h - 2 \frac{[f_{3,n}(L) - f_{1,n}(L)][f_{3,n}(L) - f_{1,n}(L)]}{f_{2,n}(L)} + \frac{[f_{3,n}(L) - f_{1,n}(L)]^2}{f_{2,n}(L)} \\ &= h - \frac{[f_{3,n}(L) - f_{1,n}(L)]^2}{f_{2,n}(L)} \\ &= h - \frac{[f_{4,n}(L)]^2}{f_{2,n}(L)}, \end{aligned} \quad (9.12)$$

onde $f_{4,n}(L) = f_{1,n}(L) - f_{3,n}(L)$.

Calculando derivada de primeira ordem de ξ na EQ. (9.12) em relação a L e igualando a zero, obtemos:

$$\frac{d\xi(L)}{dL} = f_{4,n}(L) \left[f_{4,n}(L) \frac{df_{2,n}(L)}{dL} - 2f_{2,n}(L) \frac{df_{4,n}(L)}{dL} \right] = 0. \quad (9.13)$$

Essa equação tem três soluções. Duas delas são $L \rightarrow \infty$ e $L = 0$, portanto, não são de interesse. A outra solução, para $f_{4,n}(L) \neq 0$, é implicitamente dada por:

$$f_{4,n}(L) \frac{df_{2,n}(L)}{dL} - 2f_{2,n}(L) \frac{df_{4,n}(L)}{dL} = 0. \quad (9.14)$$

Conforme a definição dada na EQ. (9.7), e admitindo o modelo usual de distribuição Rayleigh para amplitude das amostras do sinal OFDM, o termo $f_{2,n}(L)$ pode ser dado por

$$\begin{aligned}
f_{2,n}(L) &= \int_L^\infty (P^2 - L^2)^2 p_\rho(P) dP \\
&= \int_L^\infty (P^2 - L^2)^2 \frac{P}{\sigma^2} e^{-\frac{P^2}{2\sigma^2}} dP \\
&= 8\sigma^4 e^{-\frac{L^2}{2\sigma^2}},
\end{aligned} \tag{9.15}$$

de onde se obtém:

$$\frac{df_{2,n}(L)}{dL} = 8\sigma^2 L e^{-\frac{L^2}{2\sigma^2}}. \tag{9.16}$$

Sabendo que para a distribuição de Rayleigh $E\{\rho^2\} = 2\sigma^2 = P_{in}$, e substituindo as EQ. (9.15) e (9.16) na EQ. (9.14) obtemos:

$$\frac{df_{4,n}(L)}{dL} + f_{4,n}(L) \frac{L}{P_{in}} = 0. \tag{9.17}$$

A partir da EQ. (9.17) não foi possível obter uma solução analítica fechada. Para a encontrar o valor da variável L , utilizamos métodos computacionais e obtemos a solução a partir da seguinte expressão, oriunda da substituição de $f_{4,n}(L)$ na EQ. (9.17).

$$\int_L^\infty (|y_n - x_n|^2 - Pc_1 - c_2)(P^2 - L^2 - 2P_{in}) \frac{2P}{P_{in}} e^{-\frac{P^2}{P_{in}}} dP = 0 \tag{9.18}$$

Observamos a partir desta expressão, que o valor de L depende da potência média do sinal de entrada (P_{in}) e do modelo de ANL (para o cálculo de y_n). Os valores de L obtidos para diferentes configurações do modelo do amplificador e de (P_{in}) estão indicados na TAB. 6.1.