

UNIVERSIDADE FEDERAL DO AMAZONAS
FACULDADE DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SISTEMAS DE TRANSMISSÃO MULTIPORTADORAS BASEADOS NA
TRANSFORMADA WAVELET DISCRETA

JOSE ISAAC MENEZES DE SOUZA

MANAUS-AM

6 de junho de 2013

UNIVERSIDADE FEDERAL DO AMAZONAS
FACULDADE DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SISTEMAS DE TRANSMISSÃO MULTIPORTADORAS BASEADOS NA
TRANSFORMADA WAVELET DISCRETA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós
Graduação *Strictu Sensu* em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal do Amazonas, como
requisito parcial para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

JOSE ISAAC MENEZES DE SOUZA
Orientador: Prof. D.Sc. Eddie Batista de Lima Filho

MANAUS-AM

6 de junho de 2013

UNIVERSIDADE FEDERAL DO AMAZONAS

FOLHA DE APROVAÇÃO

SISTEMAS DE TRANSMISSÃO MULTIPORTADORAS BASEADOS NA
TRANSFORMADA WAVELET DISCRETA

JOSE ISAAC MENEZES DE SOUZA

D.Sc. Frederico da Silva Pinagé
Fundação Centro de Análise Pesquisa e Inovação Tecnológica– FUCAPI

D.Sc. Waldir Sabino da Silva Junior
Universidade Federal do Amazonas – UFAM

D.Sc. Eddie Batista de Lima Filho
Universidade Federal do Amazonas – UFAM

Manaus –Amazonas, 6 de junho de 2013

Resumo

Atualmente, uma grande parte dos sistemas de transmissão multiportadoras é baseada na transformada de Fourier, como técnica de multiplexação em frequência. Dentre as suas principais vantagens, encontram-se a imunidade a multipercursos e a baixa complexidade computacional, através de algoritmos rápidos conhecidos como *Fast Fourier Transform* (FFT). Esta técnica, entretanto, para proporcionar uma transmissão robusta, apresenta a desvantagem de exigir prefixo cíclico, o que resulta no consumo de uma fatia do espectro útil. Neste trabalho, um estudo para se verificar a viabilidade de substituição da FFT pela transformada *wavelet* foi realizado, o que promete trazer algumas vantagens, tais como a não exigência de prefixo cíclico e uma sincronização mais simples. Um modelo computacional para a camada de transmissão do *Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial, Brazilian version* (ISDB-T_b) foi criado, com o objetivo de proporcionar uma comparação entre duas versões: a atual, baseada em FFT, e uma nova proposta, baseada em *wavelets*. Tal avaliação foi realizada em termos das curvas de taxa de erro de bit versus relação sinal ruído, em canais com adição de ruído gaussiano branco, com desvanecimento plano de *Rayleigh* e *Rice* e também com desvanecimento seletivo em frequência de *Rayleigh*. Comparações similares também foram realizadas para os sistemas *ETSI TS 101 475* (HIPERLAN-2) e *Digital Video Broadcasting - Terrestrial* (DVB-T). Os resultados obtidos mostram que os sistemas baseados em *wavelets* apresentam desempenhos similares aos dos baseados em FFT, para os modelos de canal simulados, com a vantagem adicional de não utilizarem prefixo cíclico, o que promove um uso mais eficiente do espectro.

Abstract

Currently, the majority of multicarrier transmission systems are based on the Fourier transform, which is used as frequency multiplexing technique. The main advantages of this approach include multipath immunity and low computational complexity, due to the use of a family of fast algorithms, known as Fast Fourier Transform (FFT). However, when used to provide a robust transmission, this technique presents some disadvantages, like the need for a cyclic prefix, which demands part of the useful data rate. In this work, a study for verifying the possibility of replacing the FFT, by the wavelet transform, was carried out, which has the potential to raise some advantages, such as the removal of the cyclic prefix and a simpler synchronization procedure. A computational model for the transmission layer of the Integrated Services Digital Broadcasting – Terrestrial, Brazilian version (ISDB-T_b) was created, aiming to provide a direct comparison between two versions: the traditional one, which is based on FFT, and a new proposal, which is based on wavelets. Such an evaluation was performed through the relation between error bit rate and signal-to-noise ratio, in additive white gaussian noise, Rayleigh and Rician fading and also in frequency-selective Rayleigh fading channels. Similar comparisons were also performed for the ETSI TS 101 475 (HIPERLAN-2) and Digital Video Broadcasting – Terrestrial (DVB-T) systems. The simulation results show that the wavelet-based systems present a similar performance, when compared with the FFT-based ones, for the chosen channel models, and without employing a cyclic prefix, which allows a more efficient spectrum use.

Lista de Símbolos e Abreviaturas

| Símbolo | Unidade | |
|----------|---------|--|
| t | s | Tempo |
| j | | Unidade imaginária |
| e | | Número de Euler |
| f_c | Hz | Frequência central |
| SNR | | <i>Signal-to-Noise Ratio</i> - Relação sinal-ruído |
| E_bN_0 | | Energia de bit por Densidade Espectral de ruído |
| R | bit/s | Taxa de dados |
| B | Hz | Largura de banda do canal |

Abreviaturas

| | |
|-------|--|
| TVD | Televisão digital |
| SBTVD | Sistema Brasileiro de Televisão Digital |
| ATSC | <i>Advanced Television System Committee</i> |
| DVB-T | <i>Digital Video Broadcasting Terrestrial</i> - Padrão de transmissão de transmissão de TV Digital Terrestre europeu |

| | |
|---------------------|---|
| ISDB-T | <i>Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial</i> – Padrão de transmissão de TV Digital Terrestre japonês |
| DTMB | <i>Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting</i> – Padrão de transmissão de TV Digital Terrestre chinês |
| ISDB-T _b | <i>Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial – Version B</i> |
| OFDM | <i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i> – Multiplexação Ortogonal por Divisão em Frequência. |
| FDM | <i>Frequency Division Multiplex</i> – Multiplexação por Divisão em Frequência. |
| FFT | <i>Fast Fourier Transform</i> – Transformada Rápida de Fourier. |
| CP | <i>Cyclic Prefix</i> – Prefixo Cíclico |
| ISI | <i>Inter Symbol Interference</i> – Interferência intersimbólica. |
| ICI | <i>Inter Carrier Interference</i> – Interferência entre portadoras. |
| HIPERLAN/2 | Rede sem fio de alta taxa de dados PADRÃO ETSI TS 101 475 V1.2.2 |
| WLAN | Rede sem fio de alta taxa de dados PADRÃO IEEE 802.11a |
| IFFT | <i>Inverse Fast Fourier Transform</i> – Transformada Inversa da FFT. |
| AWGN | <i>Additive White Gaussian Noise</i> – Ruído Aditivo Gaussiano e Branco |
| PLC | <i>Power Line Communications</i> – Comunicações em Linhas de Transmissão de Energia. |
| DWT | <i>Discrete Wavelet Transform</i> – Transformada Discreta Wavelet. |
| BER | <i>Bit Error Rate</i> - Taxa de Erro de Bit |
| QAM | <i>Quadrature Amplitude Modulation</i> – Modulação por Amplitude em Quadratura. |
| SNR | <i>Signal-to-Noise Ratio</i> - Relação Sinal-Ruído |
| DFT | <i>Discrete Fourier Transform</i> – Transformada Discreta de Fourier. |
| IDWT | <i>Inverse Discrete Wavelet Transform</i> - Transformada Inversa da DWT. |

| | |
|----------|---|
| FFT-OFDM | OFDM baseado na transformada FFT |
| QMF | <i>Quadrature Mirror Filters</i> – Filtros Espelhados em Quadratura. |
| CQF | <i>Conjugate Quadrature Filters</i> – Filtros Conjugados em Quadratura. |
| CMFB | <i>Cossine-Modulated Filter Banks</i> – Bancos de Filtros Modulados por Cossenos. |
| TV | Televisão |
| ADC | <i>Analogic to Digital Converter</i> – Conversor Analógico – Digital |
| DAC | <i>Digital to Analogic Converter</i> – Conversor Digital – Analógico |
| PSK | <i>Phase Shift Keyin</i> - Modulação por chaveamento de fase. |
| WTM | <i>Wavelet Transmultiplexer</i> |
| MCM | <i>Multicarrier Modulation</i> – Modulação Multiportadora. |
| LTI | <i>Linear Time Invariant</i> – Linear e Invariante no Tempo. |
| TS | <i>Transport Stream</i> - Fluxo de Transporte. |
| TSP | <i>Transport Packet Stream</i> – Fluxo de Transporte de Pacotes. |
| C/N | <i>Carrier to Noise Ratio</i> – Relação Protadora-Ruído. |
| PRBS | <i>Pseudo Randon Binary Sequence</i> - Sequência Binária Pseudo-Aleatória |
| HDTV | <i>High Definition Television</i> – Televisão de Alta Definição. |

Lista de Figuras

| | |
|--|----|
| Figura 1 – Canal de multipercursos | 21 |
| Figura 2 – Comparação entre sistemas SCM e MCM [1]. | 23 |
| Figura 3 – Comparação entre um sistema MCM convencional e um sistema OFDM..... | 25 |
| Figura 4 – Implementação de múltiplas portadoras. | 26 |
| Figura 5 – Espectro típico de um símbolo OFDM. | 27 |
| Figura 6 – Esquema usual de transmissão/recepção FFT-OFDM. | 28 |
| Figura 7 – Intervalo de guarda (sem transmissão no intervalo) [1]..... | 29 |
| Figura 8 – Sinais recebidos: (a) inserção de intervalo de guarda sem CP; (b) inserção de intervalo de guarda com CP [1]..... | 30 |
| Figura 9 – Decimação por M. | 34 |
| Figura 10 – Decimação por 2. | 35 |
| Figura 11 – Interpolação por L. | 35 |
| Figura 12 – Interpolação por 2. | 35 |
| Figura 13 – Decomposição de um sinal digital em M faixas de frequência..... | 36 |
| Figura 14 – Reconstrução perfeita..... | 37 |
| Figura 15 – Banco de filtros em oitavas..... | 38 |
| Figura 16 – a) Decomposição de Fourier. b) Decomposição em oitavas..... | 38 |
| Figura 17 – Modo prático de computar a transformada wavelet de um sinal contínuo no tempo. | 39 |
| Figura 18 – Wavelet de Daubechies, db4..... | 41 |
| Figura 19 – Banco de filtros de análise utilizado para obter a transformada wavelet simétrica. | 42 |
| Figura 20 – Banco de filtros de síntese utilizado para se obter a transformada wavelet simétrica inversa..... | 43 |
| Figura 21 – Transmultiplexador wavelet simétrica..... | 43 |
| Figura 22 – Diagrama de blocos do modelo dspwvtrnsmx_frame.mdl, extraído da biblioteca do simulink..... | 44 |
| Figura 23 - Desempenho da taxa de erro de bit (BER) para diferentes esquemas de OFDM, sobre um canal AWGN, utilizando-se 16-QAM [12]..... | 49 |

| | |
|---|----|
| Figura 24 - Desempenho da taxa de erro de bit (BER) para diferentes esquemas de OFDM sobre um canal com desvanecimento plano de Rayleigh [12]. | 49 |
| Figura 25 - Desempenho da taxa de erro de bit (BER) para diferentes esquemas de OFDM sobre um canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh [12]. | 50 |
| Figura 26 – Implementação de OFDM..... | 52 |
| Figura 27 – Implementação do DWT-OFDM assimétrico de 1 nível. | 54 |
| Figura 28 - Implementação do DWT-OFDM simétrico de 1 nível. | 54 |
| Figura 29 - Implementação do DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis. | 54 |
| Figura 30 – Implementação do DWT-OFDM simétrico de 2 níveis..... | 55 |
| Figura 31 – Implementação do DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis..... | 55 |
| Figura 32 – Implementação do DWT-OFDM simétrico de 3 níveis..... | 56 |
| Figura 33 – Organização dos segmentos no espectro e exemplos de distribuição de camadas. | 64 |
| Figura 34– Intervalo de Guarda (Extraído de [34])..... | 67 |
| Figura 35– Organização do segmento OFDM..... | 68 |
| Figura 36– Diagrama de blocos da codificação de canal (Extraído da norma NBR 15601 [9]). | 69 |
| Figura 37 – Exemplo de um TS remultiplexado da norma ABNT 15601 [9], que cria um fluxo de dados indexado, associando cada TSP a um determinado segmento de uma determinada camada. | 70 |
| Figura 38 – Diagrama de blocos do txTestenew32.mdl no matlab/simulink. | 75 |
| Figura 39 - 64QAM Bit Interleaver. | 77 |
| Figura 40 – Bloco IFFT. | 78 |
| Figura 41 - Diagrama detalhado do bloco Dispersive Multipath Rayleigh Channel. | 80 |
| Figura 42 – Desempenho de sete sistemas OFDM para ISDB-T _b sobre o canal AWGN. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder..... | 84 |
| Figura 43 – Desempenho de sete sistemas OFDM para ISDB-T _b sobre o canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder. | 85 |
| Figura 44 – Diagrama de blocos do DVB-T no matlab/simulink. | 92 |
| Figura 45 - DVB-T Inner Interleaver. | 92 |
| Figura 46 – Constelação normalizada 64QAM para DVB-T..... | 93 |

| | |
|---|-----|
| Figura 47 – Diagrama de blocos do arquivo commdvbt.mdl adaptado..... | 97 |
| Figura 48 - Diagrama de blocos explodido do Select OFDM Modulation. | 97 |
| Figura 49 - Diagrama explodido do bloco Dispersive Multipath Rayleigh Channel (canal de multipercursos Rayleigh com desvanecimento seletivo em frequência e efeito Doppler)..... | 98 |
| Figura 50 – Desempenho de sete sistemas OFDM para DVB-T sobre o canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder. | 105 |
| Figura 51 – Desempenho de sete sistemas OFDM para DVB-T sobre o canal AWGN. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder..... | 106 |
| Figura 52 – Desempenho de sete sistemas OFDM para DVB-T sobre o canal com desvanecimento plano de Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder..... | 106 |
| Figura 53 - Desempenho de sete sistemas OFDM para DVB-T sobre o canal com desvanecimento plano de Rice. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder..... | 107 |
| Figura 54 – Diagrama de blocos do modelo HIPERLAN-2 do matlab/simulink..... | 112 |
| Figura 55 – Constelação da Modulação 16QAM – Código de Gray. | 114 |
| Figura 56 – Diagrama explodido do OFDM transmitter. | 115 |
| Figura 57 - Diagrama explodido do OFDM receiver. | 115 |
| Figura 58 - Diagrama de blocos do modelo commwlan80211a.mdl do matlab/simulink..... | 118 |
| Figura 59 – Modulator Bank. | 119 |
| Figura 60 – Codificação de canal e modulação – Modulador 16QAM 3/4..... | 119 |
| Figura 61 - Visão detalhada do bloco Assemble OFDM Frames..... | 120 |
| Figura 62 – Curvas de desempenho para os dois sistemas HIPERLAN-2 simulados no canal AWGN..... | 122 |
| Figura 63- Esquema geral de transmissão digital..... | 125 |
| Figura 64– Processo de amostragem (Extraído de Diniz et al [22])..... | 126 |
| Figura 65– Processo de amostragem no domínio da frequência (Adaptado de Diniz et al [22]). | 126 |
| Figura 66 – Camada de transmissão. | 127 |
| Figura 67 – Exemplos de mapeamento..... | 128 |
| Figura 68 – Ilustração do FDM. | 128 |

Lista de Tabelas

| | |
|---|-----|
| Tabela 1 – Quadro resumo da configuração de cascata dos seis WTM propostos..... | 57 |
| Tabela 2 – Quadro resumo da configuração dos blocos Selector para os seis WTM propostos. | 61 |
| Tabela 3 – Coeficientes dos filtros para os seis WTM propostos. | 62 |
| Tabela 4 - Parâmetros do sistema de transmissão. | 66 |
| Tabela 5– Parâmetros típicos das transmissoras brasileiras (Extraído de Bedick, G. et al [35]). | 71 |
| Tabela 6– Taxa de dados de um único segmento (Extraído de [9]). | 72 |
| Tabela 7 - Resumo geral do sistema. | 79 |
| Tabela 8 – Parâmetros do bloco Dispersive Multipath Rayleigh Channel..... | 81 |
| Tabela 9 - Resultados para a simulação no canal AWGN . Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder. | 82 |
| Tabela 10 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 1 nível no canal Dispersive Multipath Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder. | 82 |
| Tabela 11 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 2 níveis no canal Dispersive Multipath Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder. | 83 |
| Tabela 12 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 3 níveis no canal Dispersive Multipath Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder. | 83 |
| Tabela 13 – Desempenho do sistema FFT-OFDM no canal Dispersive Multipath Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder..... | 84 |
| Tabela 14 – Parâmetros do sistema. | 90 |
| Tabela 15 – Parâmetros do bloco Dispersive Multipath Rayleigh Channel (canal de multipercursos Rayleigh com desvanecimento seletivo em frequência e efeito Doppler)..... | 99 |
| Tabela 16 – Configuração dos blocos Ricean Flat Fading Channel e Rayleigh Flat Fading Channel (canais com desvanecimento plano e efeito Doppler, de Rice e Rayleigh) | 99 |
| Tabela 17 – Resultados para a simulação no canal AWGN. Resultados Obtidos após convergência da BER | 100 |

| | |
|--|-----|
| Tabela 18 – Resultados para a simulação no canal AWGN. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder, limitado a transmissão de $1e8$ bits (cem milhões de bits) .. | 100 |
| Tabela 19 – Resultados para a simulação no canal Rayleigh Flat Fadding. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder, limitado a transmissão de 10^8 bits. | 101 |
| Tabela 20 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 1 nível no canal Dispersive Multipath Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder. | 101 |
| Tabela 21 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 2 níveis no canal Dispersive Multipath Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder. | 102 |
| Tabela 22 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 3 níveis no canal Dispersive Multipath Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder. | 102 |
| Tabela 23 – Desempenho do sistema FFT-OFDM no canal Dispersive Multipath Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder..... | 103 |
| Tabela 24 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 1 nível no canal Rician Flat Fadding. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder..... | 103 |
| Tabela 25 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 2 níveis no canal Rician Flat Fadding. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder. | 104 |
| Tabela 26 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 3 níveis no canal Rician Flat Fadding. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder. | 104 |
| Tabela 27 – Desempenho do sistema FFT-OFDM no canal Rician Flat Fadding. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o RS Decoder. | 105 |
| Tabela 28– Taxa de dados em função da modulação e da taxa de codificação convolucional. | 111 |
| Tabela 29 - Parâmetros de configuração do modelo commhiperlan2.mdl. | 111 |
| Tabela 30 – Fator de normalização..... | 114 |
| Tabela 31 – Taxa de dados em função da modulação e da taxa de codificação convolucional para a rede WLAN..... | 117 |

Sumário

| | |
|---|-----------|
| INTRODUÇÃO | 16 |
| CAPÍTULO 1 | 21 |
| OFDM Clássico | 21 |
| 1.1 A Técnica OFDM | 23 |
| 1.1.1 Ortogonalidade | 24 |
| 1.1.2 Implementação através da Transformada Rápida de Fourier..... | 25 |
| 1.1.3 Uso de Prefixo Cíclico | 28 |
| 1.2 Resumo das Características da Técnica FFT-OFDM | 31 |
| CAPÍTULO 2 | 34 |
| A Transformada Wavelet | 34 |
| 2.1 Bancos de Filtros | 34 |
| 2.2 Wavelets | 38 |
| 2.3 Transmultiplexador Wavelet | 41 |
| 2.4 Considerações Finais | 45 |
| CAPÍTULO 3 | 46 |
| Wavelet- OFDM | 46 |
| 3.1 Panorama atual das pesquisas sobre wavelet-OFDM | 47 |
| 3.1.1 Resultados de Abdullah e Hussain para o sistema DVB-T..... | 48 |
| 3.1.2 Outros resultados encontrados na literatura | 50 |
| 3.2 O emprego de wavelets em sistemas OFDM | 51 |
| 3.3 Desenvolvimento de blocos wavelet para sistemas OFDM | 53 |
| 3.3.1 Divisão/Restauração do quadro..... | 57 |
| 3.3.2 Complemento/Extração de zeros..... | 58 |
| 3.3.3 Transformada IDWT/DWT..... | 59 |
| CAPÍTULO 4 | 63 |
| Wavelets no Sistema Brasileiro ISDB- T_b | 63 |
| 4.1 Descrição do Sistema | 63 |
| 4.1.1 A Norma ABNT NBR 15601..... | 63 |

| | |
|--|------------|
| 4.1.2 Modelo <i>matlab/simulink</i> do sistema de transmissão ISDB-T _b : Modo 2k, transmissão não-hierárquica | 73 |
| 4.2 ISDB-T_b: Simulações | 81 |
| 4.3 Discussão dos resultados | 85 |
| <i>CAPÍTULO 5</i> | 89 |
| <i>Wavelets no Sistema Europeu DVB-T</i> | 89 |
| 5.1 Descrição do Sistema | 89 |
| 5.2 DVB-T: Simulações | 95 |
| 5.2 Discussão dos resultados | 107 |
| <i>CAPÍTULO 6</i> | 110 |
| <i>HIPERLAN-2 e WLAN</i> | 110 |
| 6.1 HIPERLAN-2 – Camada física | 110 |
| 6.2 WLAN – Camada física | 116 |
| 6.3 HIPERLAN-2: Simulações | 121 |
| <i>CAPÍTULO 7</i> | 123 |
| <i>Considerações Finais</i> | 123 |
| <i>Anexo A</i> | 125 |
| <i>Transmissão digital de sinais</i> | 125 |
| <i>Anexo B</i> | 130 |
| <i>Definições Gerais</i> | 130 |
| <i>Anexo C</i> | 132 |
| <i>isdb_gen</i> | 132 |
| <i>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</i> | 147 |

INTRODUÇÃO

A Multiplexação Ortogonal por Divisão em Frequência (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* - OFDM) é uma técnica especial de Modulação Multiportadora (*Multicarrier Modulation* - MCM), cujo princípio básico é a transmissão da informação através de diversas portadoras [1]. Com isto, um canal de banda larga é dividido em diversos subcanais faixa estreita e o fluxo de bits de entrada é distribuído sobre esses subcanais (cada qual com sua portadora), simplificando a modulação, já que as técnicas mais eficientes são para canais de faixa estreita. A equalização também é facilitada, uma vez que a resposta em frequência do canal se torna aproximadamente plana para cada subcanal.

Os primeiros sistemas MCM surgiram no final da década de 50 e no início dos anos 60, sendo então empregados em sistemas de rádio militares norte-americanos, tais como o KINEPLEX [2] e o KATHRYN [3]. Foi também, nessa época, que surgiu a idéia por trás do OFDM: a concepção de um sistema MCM que utilizasse o canal da forma mais eficiente possível. Isto foi conseguido ao se estabelecer a ortogonalidade entre as diversas portadoras, o que garante um mínimo afastamento entre estas.

A técnica OFDM tem se tornado sinônimo de simplicidade e eficiência. A simplicidade é decorrência da facilidade da equalização, permitindo o projeto de receptores simples e que utilizam as consagradas técnicas de demodulação em faixa estreita. Já a eficiência é devida à ortogonalidade entre as portadoras, garantindo maiores taxas de bit por largura de canal.

Adicionalmente, a referida técnica pode ser facilmente implementada em processadores de sinais, através de algoritmos rápidos conhecidos como Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT). De forma resumida, as suas principais vantagens são:

- Implementação eficiente através de algoritmos FFT;

- Elevada eficiência espectral, quando comparada a sistemas convencionais de modulação, espalhamento espectral, etc. Conforme será apresentado no Capítulo 2, isto acontece porque, no OFDM, as portadoras são ortogonais e minimamente espaçadas, o que otimiza o uso do espectro.
- Utilizando-se um intervalo de guarda ou prefixo cíclico (*Cyclic Prefix* - CP), o sistema baseado em FFT se torna robusto ao desvanecimento por multipercursos e interferência intersimbólica (*Intersymbol Interference* - ISI), além de poder ser facilmente equalizado;
- Baixa vulnerabilidade aos erros de sincronização temporal.

Estas características explicam o porquê do OFDM ter sido tão amplamente utilizado em sistemas de banda larga, como é o caso das redes locais sem fio de alta velocidade *ETSI TS 101 472* (HIPERLAN-2) [4] e *IEEE 802.11a* (WLAN) [3] e também da maioria dos sistemas de Televisão Digital (TVD), implantados em todo o mundo. Estes, até agora, consistem em versões adaptadas ou idênticas aos seguintes padrões de TVD: Comitê de Sistemas de Televisão Avançados (*Advanced Television Systems Committee* - ATSC) [5], em uso nos Estados Unidos, Radiodifusão de Vídeo Digital - Terrestre (*Digital Video Broadcasting-Terrestrial* - DVB-T) [6], adotado na Europa, Radiodifusão Digital de Serviços Integrados - Terrestre (*Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial* - ISDB-T) [7], adotado no Japão, e o sistema chinês Radiodifusão de Multimídia Digital Terrestre (*Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting* - DTMB) [8]. No caso do Brasil, adotou-se a camada de transmissão do ISDB-T, sendo feitas apenas algumas modificações em codificação de sinal fonte e informações de serviço, além do desenvolvimento de uma nova especificação de middleware. Tal sistema ficou conhecido como Serviços Integrados de Radiodifusão Digital Terrestre - Versão Brasil (*Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial, Brazilian version* - ISDB-T_b) [9].

Dentre os quatro sistemas mundiais de TVD, três utilizam OFDM como ferramenta de modulação para a camada de transmissão: DVB-T, ISDB-T e DTMB, devido às suas características particularmente atraentes para tecnologias de radiodifusão. Entretanto, apesar de sua implementação através do algoritmo FFT ser simples e eficiente, a técnica OFDM apresenta as seguintes desvantagens:

- Perda de eficiência espectral, causada pela adição de prefixo cíclico. A adição do prefixo cíclico faz com que a convolução linear entre o bloco OFDM transmitido e o canal seja equivalente a uma convolução cíclica [10], o que facilita a equalização, ou seja, a remoção do efeito do canal, através de uma deconvolução circular com uma estimativa do canal. O prefixo cíclico também constitui uma proteção temporal, cuja finalidade é impedir que ocorra a ISI [11].
- Necessidade de um chip sincronizador. Para que um sinal OFDM seja demodulado, é necessária a sincronização temporal, que consiste em determinar o tempo ótimo no qual a leitura dos símbolos deve ser feita, realizado através do chip sincronizador.
- Sensibilidade a problemas de sincronização em frequência. Tal desalinhamento de frequência pode ser decorrente, por exemplo, do efeito *Doppler*, que é gerado pelo movimento relativo entre transmissor e receptor e provoca um desalinhamento nas frequências das portadoras. É necessária uma grande precisão nesse processo de sincronização em frequência, pois a recepção correta depende da ortogonalidade das portadoras.

Devido aos problemas apresentados, algumas alternativas para os sistemas FFT-OFDM foram estudadas, como a transformada *wavelet*¹[12]. Esta técnica de processamento digital de sinais, baseada no uso de bancos de filtros digitais, apresenta características superiores quando comparada à FFT, conforme apontam alguns trabalhos, tais como o de Abdullah e Hussain [12] e o desenvolvido por Zbydniewski e Zielinski [13]. Sendo assim, as *wavelets*, apesar de ainda não terem seu uso difundido entre os principais sistemas OFDM, como os padrões mundiais de TVD anteriormente citados, apresentam algumas vantagens, tais como a não exigência de um prefixo cíclico e uma sincronização mais simples. Logo, a *wavelet* pode ser vista como uma boa alternativa ao FFT-OFDM convencional, resultando em uma maior banda para a transmissão de conteúdo e receptores mais simples e baratos.

¹ Uma possível tradução para o termo seria “ondeletas”, devido ao formato gráfico destas funções ou transformadas matemáticas. Ver Figura 18.

O objetivo do presente trabalho é mostrar que é viável utilizar *wavelets* em sistemas de TVD baseados na técnica OFDM, através do seu emprego em sistemas que originalmente utilizavam a FFT, como o padrão ISDB-T_b. Além disso, para se proporcionar uma validação mais ampla das *wavelets* como ferramentas de MCM, as redes sem fio de alta velocidade HIPERLAN-2 e WLAN e o padrão DVB-T também foram avaliados. A implementação prática das *wavelets* foi investigada através de simulações computacionais em ambiente *simulink/matlab*, onde foram desenvolvidos diversos blocos OFDM baseados na Transformada Wavelet Discreta (*Discrete Wavelet Transform - DWT*), para serem integrados aos modelos *simulink/matlab* de todos os sistemas estudados (HIPERLAN-2, DVB-T e ISDB-T_b). Para as redes sem fio de alta velocidade e o padrão Europeu de TVD, utilizaram-se modelos preexistentes na biblioteca do *simulink*, porém, no que diz respeito ao ISDB-T_b, desenvolveu-se um protótipo completo. Foram realizadas comparações de desempenho em termos de taxa de erro de bit (*Bit Error Rate - BER*) versus relação sinal ruído (*Signal to Noise Ratio - SNR*), em canais com ruído aditivo Gaussiano branco (*Additive White Gaussian Noise - AWGN*), canais com desvanecimento plano de Rayleigh e Rice e com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh, com o objetivo de se avaliar as novas propostas, em comparação às suas versões atuais. Os resultados obtidos mostram que, para os canais simulados, os sistemas *wavelet* apresentam desempenhos similares aos dos baseados em FFT, com a vantagem adicional de não utilizarem prefixo cíclico.

Este trabalho está organizado da seguinte forma. O Capítulo 1 apresenta uma visão geral dos sistemas OFDM baseados na transformada de Fourier, através de modelos do *matlab/simulink*. No Capítulo 2, apresenta-se um estudo sobre as *wavelets*, abordando o panorama atual das pesquisas relacionadas aos sistemas *wavelet-OFDM* e a criação dos referidos blocos em ambiente *matlab/simulink*. O Capítulo 3 mostra o desenvolvimento de um modelo para a camada de transmissão do ISDB-T_b, juntamente com as devidas comparações entre a versão baseada em FFT e a baseada em *wavelets*. No Capítulo 4, os resultados de diversas simulações para a camada de transmissão do DVB-T são expostos, comparando-se a sua versão original, obtida da biblioteca do *simulink*, com a baseada em *wavelets*. O Capítulo 5 realiza simulações e comparações similares às dos Capítulos 3 e 4, porém, este aborda a rede sem fio local de alta velocidade HIPERLAN-2. Adicionalmente, no Capítulo 6, um breve estudo sobre a segmentação de banda generalizada, com *wavelets*, é iniciado, o que constitui

uma alternativa à segmentação de banda fixa com treze segmentos (*Band Segmented Transmission OFDM* – BST-OFDM), que é utilizada no ISDB-T_b.

CAPÍTULO 1

OFDM Clássico

A técnica OFDM foi proposta em 1966, por Chang [14], porém, sua popularização somente ocorreu nos anos 90, com o desenvolvimento de processadores digitais de sinais de alta capacidade [15]. Desde essa época e até hoje, a técnica FFT-OFDM tem conquistado seu espaço e se consagrou entre os mais populares sistemas de comunicações de alta taxa de dados, tais como: DVB-T [6], ISDB-Tb [9], WLAN [3] e HIPERLAN-2 [4], devido, principalmente, à sua simplicidade e ao seu baixo custo de implementação.

O grande desafio de projeto de sistemas de TVD, e também das redes sem fio de alta taxa de dados, está no desenvolvimento de técnicas que permitam que o sinal transmitido resista aos efeitos do canal de comunicações móveis sem fio, tais como: desvanecimento por multipercursos, efeito Doppler, ISI, etc. O fato de a transmissão ocorrer em banda larga é mais um agravante, que normalmente requer equalização, isto é, a estimação da resposta impulsiva do canal em tempo real, para a eliminação das distorções no sinal que chega ao receptor.

O desvanecimento por multipercursos é a principal característica do canal de comunicações sem fio. Ele pode ser entendido como a interferência do sinal principal que chega ao receptor, por réplicas atrasadas e atenuadas do mesmo, vindas de percursos distintos, conforme ilustra a Figura 1.

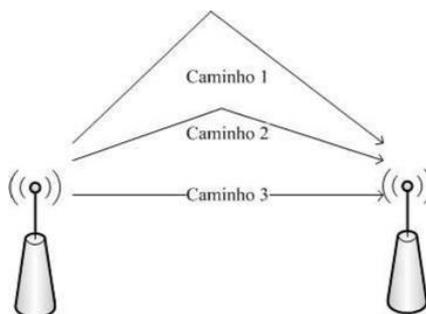


Figura 1 – Canal de multipercursos

A expressão matemática da resposta o impulso (h) de um canal linear e invariante no tempo (*Linear Time Invariant* - LTI), com seletividade em frequência, é dada por

$$h(t) = \sum_{k=0}^{K-1} h_k \delta(t - \tau_k), \quad (1.1)$$

onde h_k e τ_k são, respectivamente, a atenuação e o atraso do multipercurso k , K é o número de percursos entre a antena transmissora e a receptora e t é o tempo. A resposta em frequência deste canal pode ser obtida através da aplicação da Transformada de Fourier à expressão (1), de onde se obtém

$$H(f) = \sum_{k=0}^{K-1} h_k \exp(f \tau_k), \quad (1.2)$$

onde f é a frequência e H é a resposta em frequência do canal. Destaca-se o fato de que as expressões (1.1) e (1.2) são válidas apenas para canais LTI, o que muitas vezes não ocorre na prática. No cenário real de telecomunicações, a resposta em frequência de um canal depende também do fator de atraso (τ), sendo então uma função do tipo $H(f; \tau)$.

Com a equação (1.1) ou a (1.2), pode-se determinar como será o sinal no receptor. Por exemplo, no domínio da frequência, o sinal no receptor pode ser obtido através do produto do sinal do transmissor com a resposta em frequência do canal, dada pela expressão (1.2). Caso se deseje obter o sinal no receptor, no domínio do tempo, basta aplicar a Transformada Inversa de Fourier (ver anexo B).

Dessa forma, uma possível solução para compensar o efeito dos multipercursos seria a equalização adaptativa, técnica que consiste na determinação dos parâmetros da equação (1.2) para o canal particular utilizado, através da transmissão e recepção de sinais conhecidos, denominados pilotos. Há, entretanto, complicações práticas em se realizar a equalização adaptativa de processos em tempo real, quando se utilizam taxas da ordem de dezenas ou centenas de Mbits/s [16].

Uma alternativa ao uso de equalizadores complexos é a implementação da técnica OFDM, um tipo especial de modulação multiportadora, que será descrita nas seções a seguir.

1.1 A Técnica OFDM

Uma das principais características da Multiplexação Ortogonal por Divisão em Frequência é a distribuição da informação sobre diversas portadoras diferentes. O fluxo de bits de entrada, normalmente da ordem de Mbits/s, é dividido em vários fluxos menores, da ordem de Kbits/s, cada um modulando uma “fatia” da banda de frequência disponível, denominada portadora. Essa é uma característica geral dos sistemas Multiportadora (*Multi Carrier Modulation – MCM*) [1], dos quais o OFDM é uma versão especial. A Figura 2, por sua vez, ilustra as diferenças, na formação do canal e nos efeitos decorrentes das transmissões, entre sistemas MCM e os com portadora singela (*Single Carrier Modulation - SCM*) [1]. Além da subdivisão em diversas portadoras, em sistemas MCM, há também uma divisão dos efeitos do canal, o que, em princípio, faz com que cada portadora individual tenha um desvanecimento quase plano. Entretanto, para sistemas SCM, tal efeito é mais complicado, o que acaba exigindo um maior trabalho de equalização.

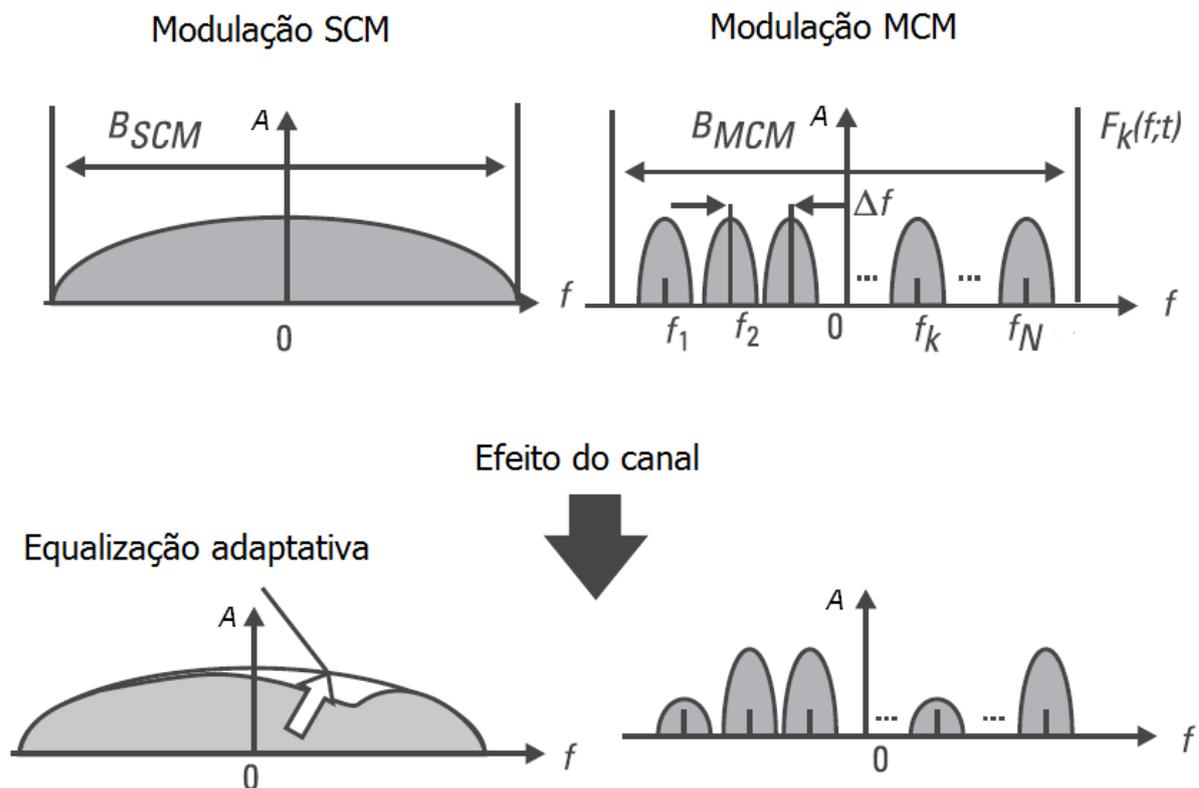


Figura 2 – Comparação entre sistemas SCM e MCM [1].

A expressão matemática do espectro de frequência, de um sinal MCM (S_{MCM}), é dada pela soma do espectro das portadoras (F_k), conforme a expressão a seguir:

$$S_{MCM}(f; t) = \sum_{k=0}^N F_k(f; t) \quad (1.3)$$

onde f é a frequência, t é o tempo e N é o número total de portadoras. Na Figura 2, A é a amplitude.

Sejam R_{MCM} o espectro de frequência do sinal recebido, $H(f; \tau)$ a resposta em frequência do canal e $H_k(f; \tau)$ função de transferência do subcanal referente ao trecho da k -ésima portadora da Figura 2. Quando o número de portadoras é grande, pode-se considerar que o espectro de cada subcanal é aproximadamente plano em frequência, logo, escreve-se:

$$R_{MCM}(f; t) = H(f, t)S_{MCM}(f; t) = \sum_{k=0}^N H_k(f; t)F_k(f; t) \approx \sum_{k=0}^N H_k(t)F_k(f; t) \quad (1.4)$$

$$R_{MCM}(f; t) \approx \sum_{k=0}^N H_k(t)F_k(f; t) \quad (1.5)$$

Através da equação (1.5), pode-se concluir que os sistemas MCM são robustos em canais seletivos em frequência, sendo uma alternativa efetiva contra o desvanecimento de multipercursos, facilitando, portanto, os processos de equalização.

1.1.1 Ortogonalidade

Outra característica dos sistemas OFDM, talvez tão importante quanto a robustez a multipercursos, é a ortogonalidade entre as suas portadoras, propriedade que permite uma utilização ótima do espectro.

A Figura 3 apresenta a distinção entre um sistema MCM convencional e um sistema OFDM, que utiliza o conceito de portadoras ortogonais sobrepostas, garantindo a

transferência da informação em uma banda muito menor. Após alguma análise, surge uma pergunta: havendo sobreposição entre as portadoras, não haverá interferência entre elas? A resposta é não, e a justificativa para isso está no conceito de ortogonalidade.

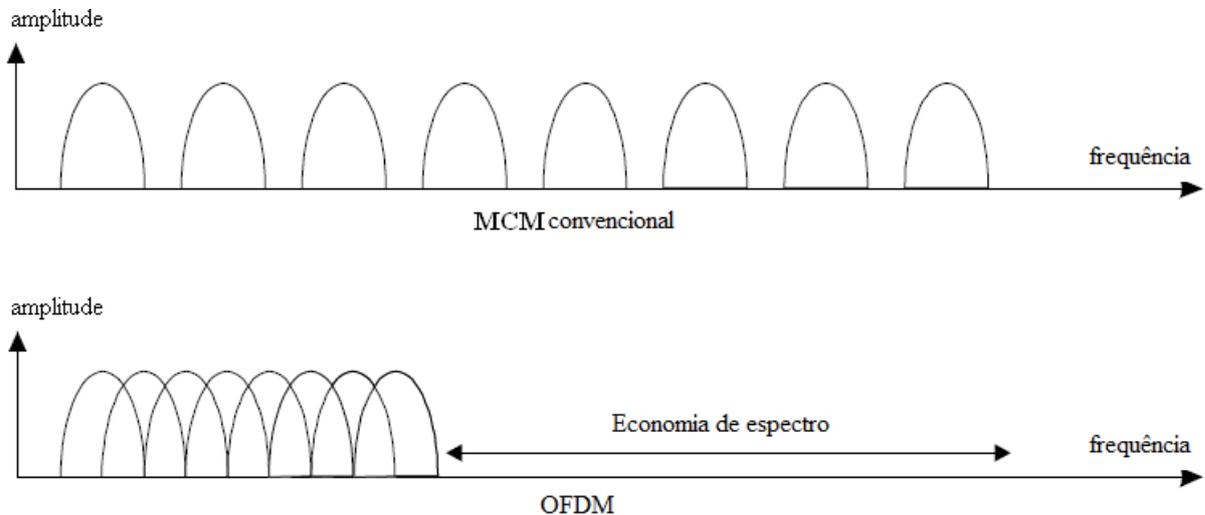


Figura 3 – Comparação entre um sistema MCM convencional e um sistema OFDM

Na verdade pode-se entender a banda de transmissão como um subespaço vetorial gerado pelas K portadoras Ψ_i , com i variando de 1 até K . Se duas portadoras quaisquer, Ψ_p e Ψ_q , por exemplo, são ortogonais, seu produto escalar deve ser zero, caso $p \neq q$:

$$\int_a^b \Psi_p(t) \Psi_q^*(t) dt = \{K \text{ para } p = q \text{ ou } 0 \text{ para } p \neq q\}, \quad (1.6)$$

onde o sobrescrito * indica o conjugado complexo e o intervalo $[a,b]$ é o período do símbolo. Sendo ortogonais, as funções não se “misturam”, pois são linearmente independentes.

1.1.2 Implementação através da Transformada Rápida de Fourier

Uma possível forma de se implementar um modulador OFDM seria através do esquema da Figura 4. O referido esquema apresenta um conjunto de três osciladores, operando nas

frequências f_0 (central), f_1 e f_2 , que são utilizados para a geração de três portadoras. Para se obter o símbolo OFDM, bastaria então somar essas portadoras.

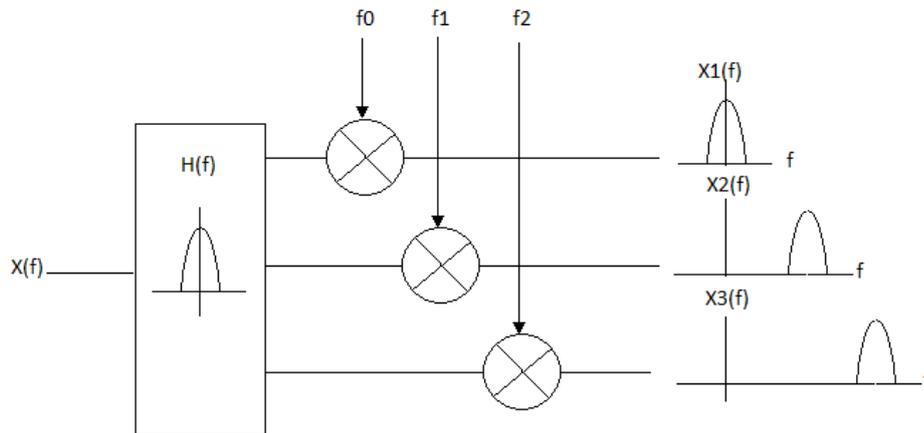


Figura 4 – Implementação de múltiplas portadoras.

Entretanto, como foi visto no início deste capítulo, a técnica MCM só é efetiva contra o desvanecimento seletivo em frequência se forem utilizadas muitas portadoras. Para o ISDB-T_b, por exemplo, em que são necessárias pelo menos 1404 portadoras no modo 2k [9], haveria a necessidade de igual número de osciladores, todos sincronizados entre si, o que seria altamente inviável. Como será visto, o uso de IDFT é uma solução extremamente engenhosa para a geração de sinais OFDM, permitindo utilizar apenas um *chip* processador de sinais digitais (*Digital Signal Processor - DSP*), ao invés de centenas ou até milhares de osciladores, barateando e simplificando o projeto de sistemas MCM sem fio de alta vazão.

Supondo-se que o espectro típico de um símbolo OFDM é como o apresentado na Figura 5, a expressão matemática do símbolo OFDM (S_{OFDM}) pode ser dada pela soma de todas as portadoras, ou seja,

$$S_{OFDM}(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_N(t) e^{j[\omega_n t + \phi_n(t)]}, \quad (1.7)$$

onde $A_N(t)$ é a amplitude da portadora n , $\phi_n(t)$ é a fase da portadora n e $\omega_n = \omega_0 + n\Delta\omega$, sendo $\Delta\omega$ o espaçamento em frequência entre duas portadoras adjacentes e ω_0 a frequência central da transmissão. Considerando-se o intervalo de tempo de um símbolo, as variáveis $A_n(t)$ e

$\phi_n(t)$ assumem valores fixos [16], que dependem apenas da frequência da portadora n , podendo-se reescrever apenas A_n e ϕ_n .

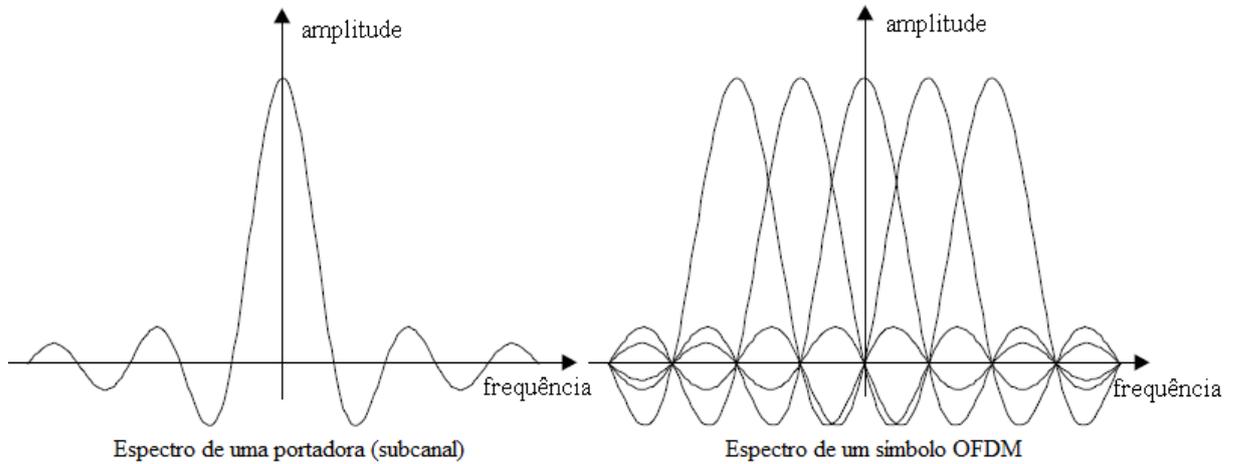


Figura 5 – Espectro típico de um símbolo OFDM.

A expressão (7), porém, se refere a um sinal contínuo no tempo. Para um sinal discreto, obtido através da amostragem com frequência $1/T$, basta substituir t por kT na referida equação. Considerando-se $\omega_0=0$, sem perda de generalidade, a expressão (1.7) se torna:

$$S_{OFDM}(kT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_N e^{j\phi_n} e^{j(n\Delta\omega)kT} \quad (1.8)$$

que possui o mesmo formato da expressão da Transformada Inversa Discreta de Fourier (*Inverse Discrete Fourier Transform* - IDFT), dada por

$$g(kT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} G\left(\frac{n}{NT}\right) e^{j2\pi nk/N}. \quad (1.9)$$

Portanto, uma excelente estratégia para a transmissão e recepção de sinais OFDM seria aplicar a IDFT na transmissão e utilizar sua inversa, a Transformada Discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform* - DFT), na recepção, para a demodulação do sinal. Esta solução foi proposta por Westin e Ebert [17], em 1971.

Uma maneira de se minimizar o tempo de processamento é utilizar uma família de algoritmos rápidos para o cálculo da IDFT/DFT, denominada Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT), que permite diminuir o tempo de processamento se o

número de portadoras empregado for uma potência de dois² [15]. A Figura 6 mostra o diagrama esquemático simplificado de um sistema de transmissão/recepção FFT-OFDM.

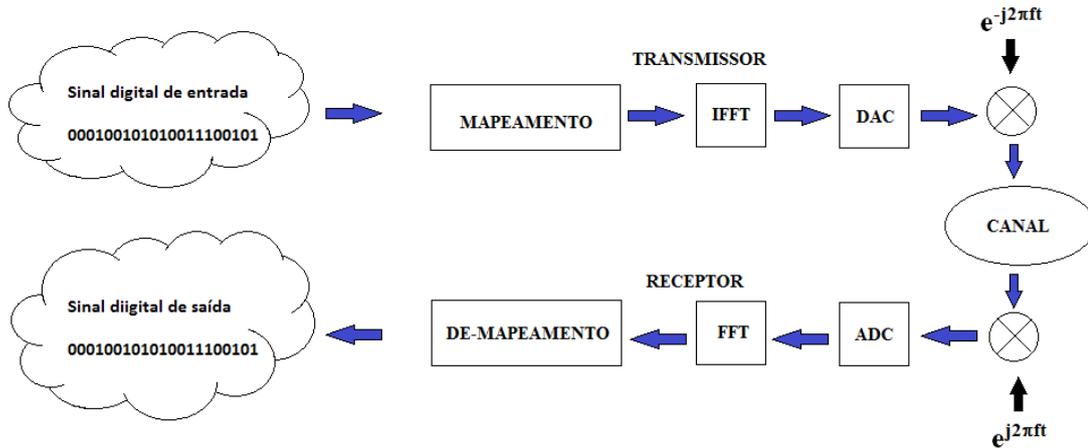


Figura 6 – Esquema usual de transmissão/recepção FFT-OFDM.

Graças à simplicidade do esquema mostrado na Figura 6, a técnica FFT-OFDM se tornou extremamente popular em dispositivos de comunicações móveis [1], como é o caso dos sistemas de TVD e das redes locais sem fio na banda de 5GHz.

1.1.3 Uso de Prefixo Cíclico

Dentre os diversos efeitos de um canal de comunicações móvel e sem fio, estão os desvios de frequência, que provocam uma alteração no distanciamento entre as frequências das

² Algoritmos eficientes/rápidos da Transformada Discreta de Fourier - DFT também podem ser criados para números primos pequenos, como 2,3,5... [18]. Há também casos particulares não primos, como o radix-4. Para comprimentos grandes, que não sejam primos, pode-se realizar uma fatoração. Para números primos grandes, pode-se desenvolver algoritmos rápidos, porém com auxílio da Teoria dos Números [19].

portadoras, fazendo com que as mesmas deixem de ser ortogonais. Na maior parte dos casos, esses desvios são decorrências diretas dos multipercursos e do efeito Doppler.

Quando uma portadora de um determinado símbolo sofre um desvio em frequência, ela pode interferir com outras portadoras dentro do mesmo símbolo, caracterizando a Interferência Intrasimbólica, ou interferir com portadoras do símbolo OFDM adjacente. Este último efeito é conhecido como Interferência Intersimbólica (*Inter Symbol Interference* - ISI) ou Interferência entre Portadoras (*Inter Carrier Interference* - ICI).

A solução para a interferência intrasimbólica é a equalização através de um único coeficiente multiplicativo, no domínio da frequência para se restaurar a amplitude e a fase [15]. Já o problema da ISI foi solucionado por Ruiz [20], em 1980, através da inserção de um intervalo de guarda no final do símbolo OFDM. Ao se utilizar um intervalo de guarda com comprimento maior que o maior atraso causado pelos multipercursos, poder-se-ia, perfeitamente, eliminar a ISI, gerando-se, porém, um efeito colateral: a interferência entre portadoras [1]. Este efeito seria resultante da geração de componentes de elevada frequência, decorrentes da variação brusca na forma da onda, como mostrado na Figura 7.

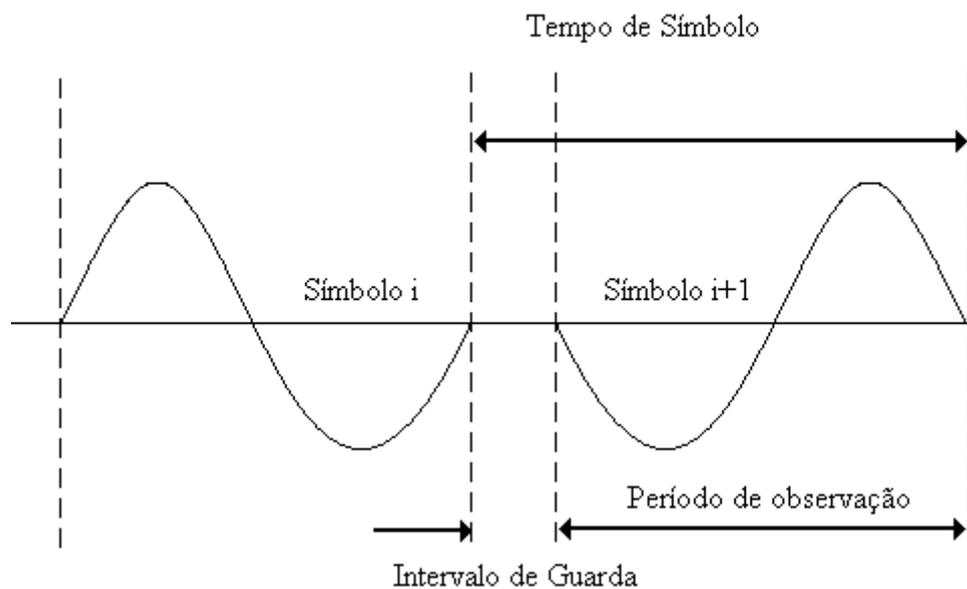


Figura 7 – Intervalo de guarda (sem transmissão no intervalo) [1].

Uma forma de se resolver tal impasse é inserir, como intervalo de guarda, um Prefixo Cíclico (*Cyclic Prefix* - CP), que elimina, perfeitamente, a interferência entre portadoras. A

Figura 8 explica a diferença entre simplesmente inserir um intervalo de guarda, sem nenhuma transmissão, em 8(a), e inserir um intervalo de guarda com CP, em 8(b). É fácil perceber que, no segundo caso, há dois sinais senoidais de comprimento de onda completo, ou seja, sem interferência entre portadoras.

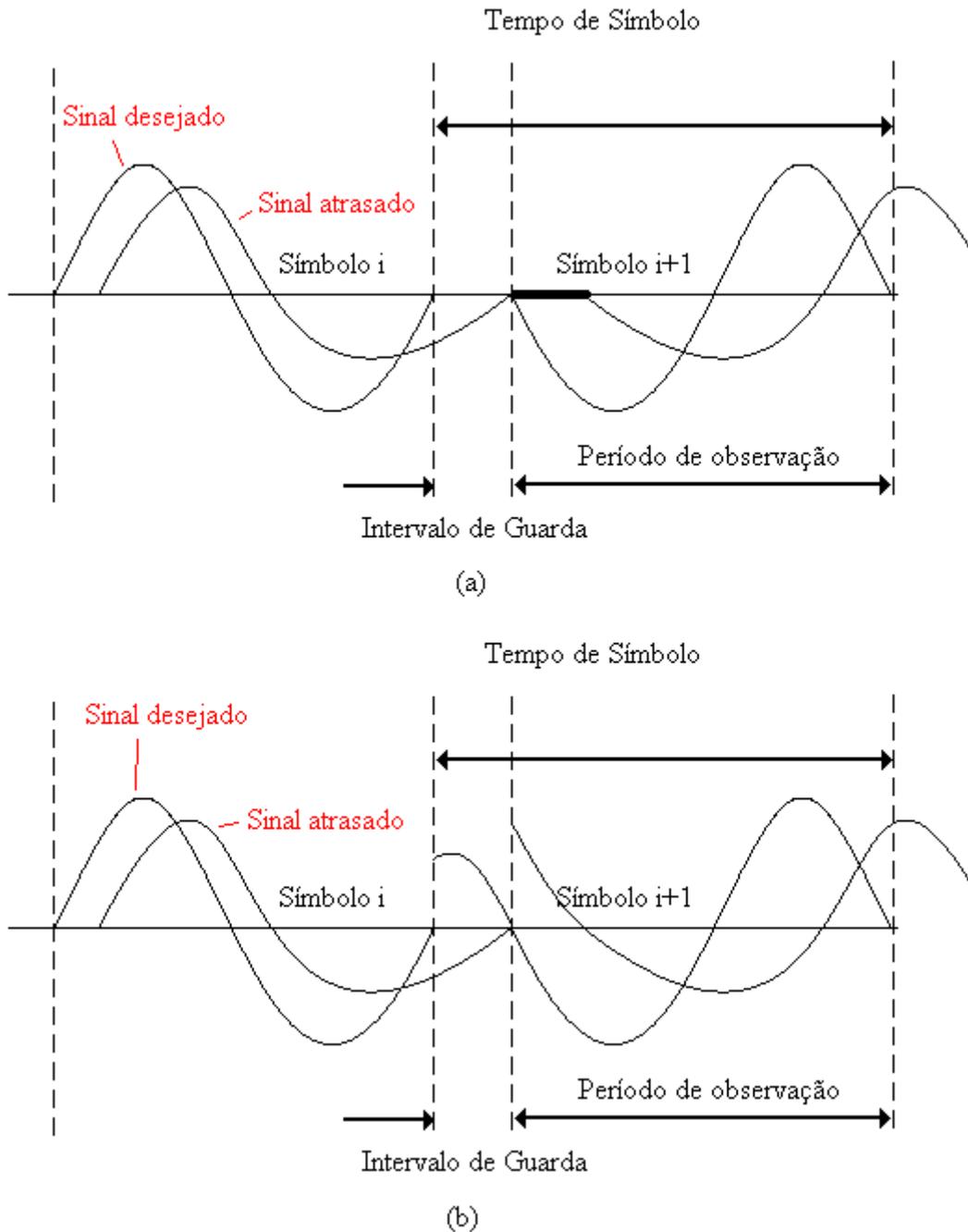


Figura 8 – Sinais recebidos: (a) inserção de intervalo de guarda sem CP; (b) inserção de intervalo de guarda com CP [1].

A adição de CP também simplifica a equalização no receptor. Sabe-se que o efeito do canal pode ser entendido como uma convolução linear entre o sinal e a função de transferência do canal, portanto, para se recuperar o sinal enviado, é realizada uma deconvolução linear com a mesma função de transferência do canal no receptor. Utilizando-se o prefixo cíclico, pode-se calcular a convolução linear através da convolução circular, que é bem mais simples de ser implementada computacionalmente. Na verdade, o algoritmo FFT realiza exatamente este processo de deconvolução circular.

1.2 Resumo das Características da Técnica FFT-OFDM

Como foi dito anteriormente, o princípio básico do processo OFDM é dividir um fluxo de dados de alta taxa de bits em vários fluxos de dados com taxas menores, que são transmitidos simultaneamente sobre um determinado número de portadoras ortogonais, entre si, o que garante um uso eficiente do espectro.

Uma característica negativa da técnica é a sensibilidade aos desvios de frequência, presentes em um cenário real: as portadoras, ao sofrerem desvios de frequência, deixam de ser ortogonais, causando ISI. Esses desvios de frequência podem ser provocados por diversos fatores, tais como:

- Efeito Doppler: o desvio de frequência é proporcional à velocidade relativa entre transmissor e receptor, sendo um problema para a recepção móvel;
- Desvanecimento por multipercursos: as reflexões secundárias promovem a chegada de sinais secundários ao receptor, interferindo com os sinais primários.

Também foi visto que a solução para a ISI e a interferência entre portadoras tem sido a adição de um prefixo cíclico, que torna o sinal resistente ao canal de multipercursos. Além disso, tal técnica permite o cálculo de uma convolução linear (remoção do efeito do canal sobre o sinal), através de uma convolução circular (implementada através do algoritmo FFT).

A grande desvantagem do uso de CP é que este consome uma fatia do espectro disponível, o que se traduz em perda de taxa útil e redução da eficiência espectral. Portanto a técnica OFDM, implementada através da Transformada Rápida de Fourier, apresenta diversas vantagens, porém algumas desvantagens, que estão resumidas a seguir.

Vantagens

- Implementação eficiente através da transformada FFT;
- Alta eficiência espectral, quando comparado a sistemas convencionais de modulação, espalhamento espectral, etc;
- Utilizando-se um intervalo de guarda ou prefixo cíclico, o sistema baseado em FFT se torna robusto ao desvanecimento por multipercursos, interferência intersimbólica e interferência de faixa estreita, além de poder ser facilmente equalizado;
- Baixa vulnerabilidade aos erros de sincronização temporal.
- Possibilidade de recepção parcial de portadoras, como é o caso da recepção móvel em TVD.
- A equalização pode ser facilmente adaptada, no caso de condições severas do canal. Por exemplo, se o efeito dos multipercursos for muito forte, pode-se aumentar o tamanho do CP. Não há necessidade de equalização no domínio do tempo.

Desvantagens

- Perda de eficiência espectral, causada pela adição de prefixo cíclico;
- Necessidade de um sincronizador;
- Grande sensibilidade a problemas de sincronização em frequência;
- Grande sensibilidade ao efeito Doppler.

Devido a todas essas características, o OFDM tem sido uma técnica bem aceita pelos sistemas de TVD, como DVB-T e ISDB-T, e pelos novos padrões de redes locais sem fio, como o WLAN e o HIPERLAN-2. Atualmente, o OFDM e seus tópicos relacionados são de grande interesse para pesquisadores em universidades e centros de pesquisa de todo o mundo [1].

CAPÍTULO 2

A Transformada *Wavelet*

A transformada *wavelet*, assim com a transformada de Fourier, também pode ser utilizada para o desenvolvimento de um sistema de comunicações multiportadora. É possível mostrar que a transformada *wavelet*, para sinais digitais, é um caso especial de bancos de filtros criticamente decimados [21], sendo esta propriedade explorada em sua implementação computacional. A seguir, é realizada uma breve discussão teórica sobre bancos de filtros e *wavelets*, com o objetivo de embasar a implementação da técnica *wavelet*-OFDM, abordada nos capítulos posteriores.

2.1 Bancos de Filtros

Antes de se iniciar o estudo sobre bancos de filtros, é necessária uma revisão preliminar sobre os conceitos de decimação e interpolação:

- a) **Decimação:** Decimar um sinal digital $x(m)$ por M é reduzir sua taxa de amostragem M vezes [22], processo simbolizado pela Figura 9. A Figura 10 ilustra o processo de decimação por 2 de um sinal $x(m)$, gerando o sinal $x_d(n)$.

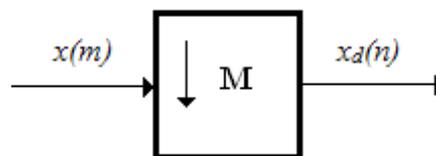


Figura 9 – Decimação por M .

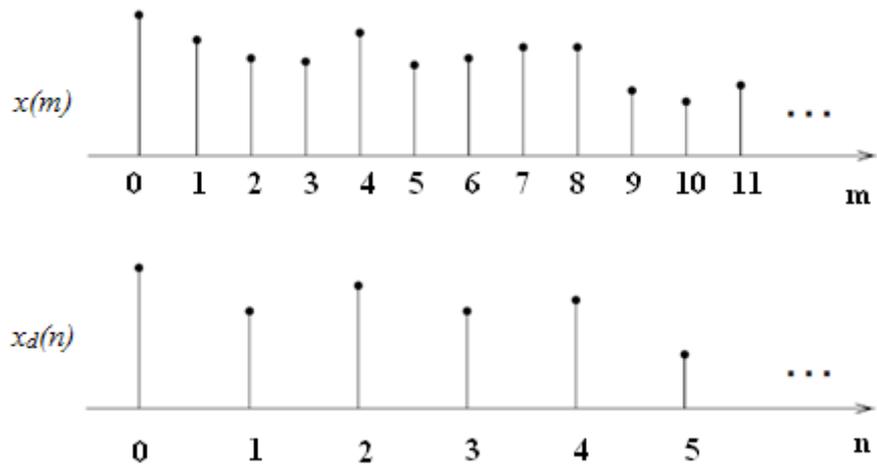


Figura 10 – Decimação por 2.

b) **Interpolação:** Interpolar um sinal digital $x(m)$ por L é inserir $L-1$ zeros entre suas amostras [22], processo simbolizado pela Figura 11. A Figura 12 ilustra o processo de interpolação por 2 de um sinal $x(m)$, gerando o sinal $x_i(n)$.

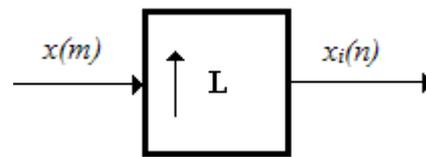


Figura 11 – Interpolação por L.

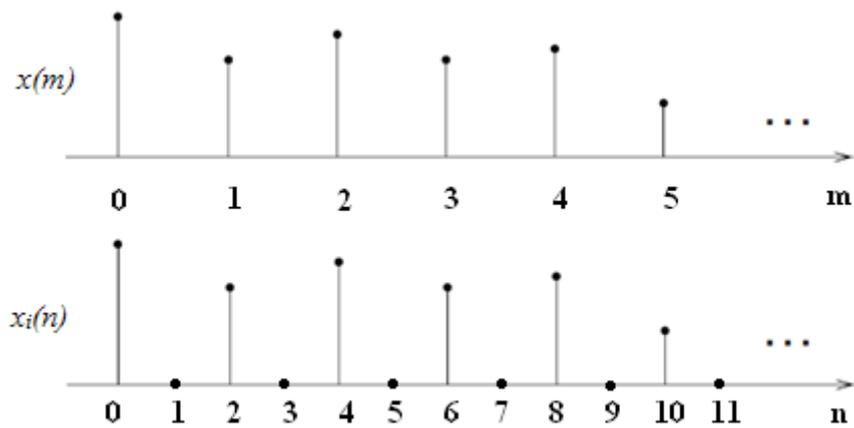


Figura 12 – Interpolação por 2.

Um **banco de filtros** é um arranjo de filtros passa-faixa que decompõe o sinal em diversas componentes, cada uma carregando apenas uma sub-banda de frequência do sinal original [22], conforme apresentado na Figura 13. Entretanto, há problema relacionado a esta operação, que consiste no fato do número de amostras de cada sub-banda ser o mesmo do sinal original, multiplicando o número total de amostras por M , o que é altamente indesejável para a transmissão. Uma solução para a redução do número de amostras é a decimação por um fator M . Quando isso ocorre, se a informação original do sinal não for destruída, diz-se que o filtro é criticamente decimado.

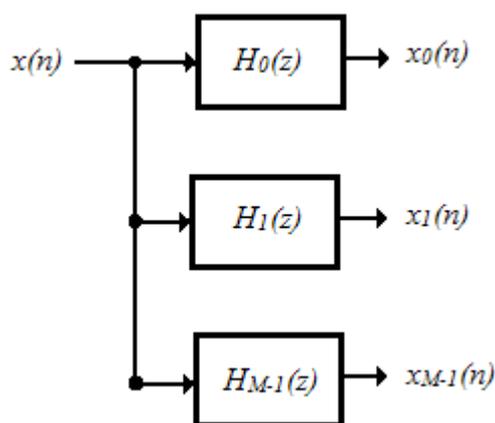


Figura 13 – Decomposição de um sinal digital em M faixas de frequência.

Para a reconstrução do sinal $x(m)$, na Figura 13, basta realizar a soma das M subfaixas originais. Porém, se o filtro for criticamente decimado, há a necessidade de interpoladores para a reconstrução perfeita do sinal original. Um exemplo desse processo é apresentado na Figura 14, onde os filtros $H_0(z)$ e $H_1(z)$ são os filtros de análise e $G_0(z)$ e $G_1(z)$ são os filtros de síntese, utilizados na reconstrução do sinal original.

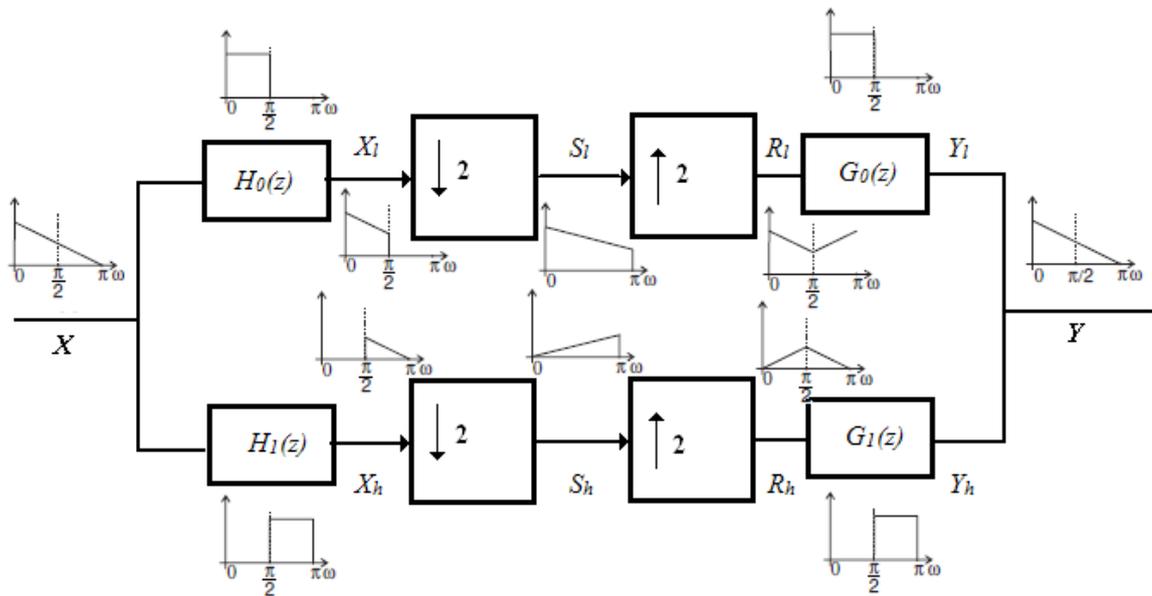


Figura 14 – Reconstrução perfeita.

É possível perceber, na figura acima, que os filtros apresentados não são realizáveis. Na prática, utilizam-se filtros suaves, de maneira que os sinais S_h e S_l contenham *aliasing* e, assim, os sinais X_h e X_l não podem ser recuperados a partir de S_h e S_l . Entretanto, percebendo-se que os sinais Y_h e Y_l são somados para se obter y , podem-se projetar filtros que forcem as componentes de *aliasing* de Y_h e Y_l a se cancelarem mutuamente, o que torna y igual ao sinal original X [22]. Na verdade, existem relações que devem ser estabelecidas entre os filtros de análise e síntese de um banco, para possibilitar a reconstrução perfeita. Diversas técnicas de projeto de bancos de filtros de M faixas com reconstrução perfeita podem ser enumeradas: Filtros Espelhados em Quadratura (*Quadrature Mirror Filters - QMF*), Filtros Conjugados em Quadratura (*Conjugate Quadrature Filters - CQF*), Bancos de Filtros Modulados por Cossenos (*Cossine-Modulated Filter Banks - CMFB*), etc. Tais técnicas são abordadas em Diniz *et al* [22].

2.2 Wavelets

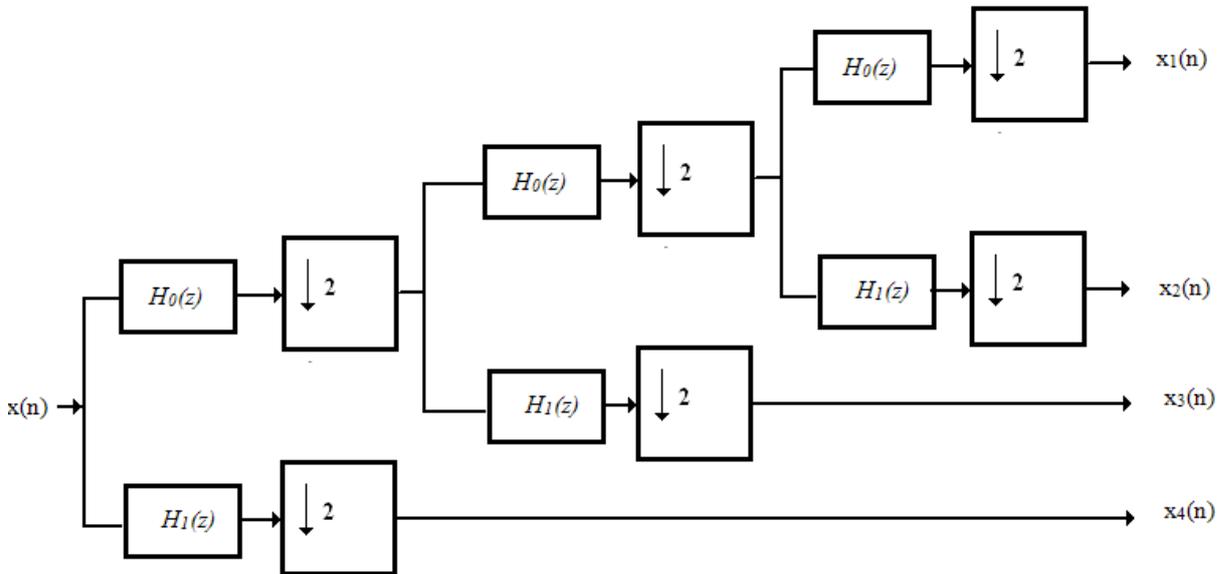


Figura 15 – Banco de filtros em oitavas.

A Figura 15 mostra o esquema de banco de filtros assimétrico utilizado para se obterem os coeficientes da transformada *wavelet* de um sinal digital $x(n)$, que é conhecido como decomposição em oitavas. Percebe-se que o sinal original é decomposto em um sinal passa-altas e outro passa-baixas, o qual é dividido novamente em duas componentes de frequência, o que então sucessivamente.

A Figura 16(a) ilustra a decomposição espectral gerada por um banco de filtros de Fourier, comparativamente ao banco *wavelet* da Figura 16 (b):

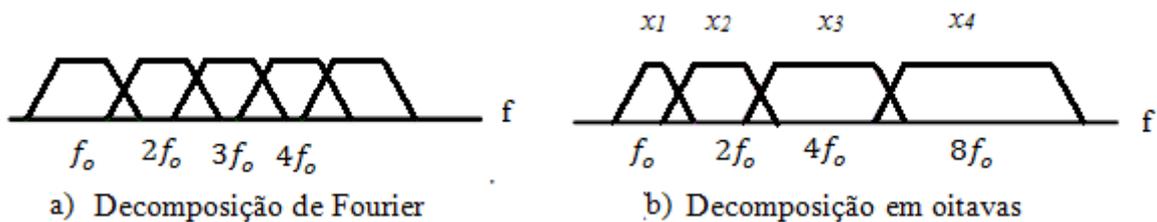


Figura 16 – a) Decomposição de Fourier. b) Decomposição em oitavas.

A decomposição com o banco *wavelet* isola as diferentes componentes de frequência de um sinal, dando prioridade de resolução às frequências superiores, porém, as baixas

frequências propiciam uma localização de componentes mais detalhada, o que é muito útil em compressão. Nos dois casos da Figura 16, as sub-bandas são ortogonais, porém, apenas no caso 16(b) os filtros têm fator de qualidade Q constante [24].

É possível perceber ainda, correlacionado-se as Figuras 15 e 16, que os sinais $x_0(n)$ e $x_1(n)$ apresentam o mesmo número de amostras, ou coeficientes. Entretanto, o sinal $x_3(n)$ apresenta maior banda. Por este motivo, diz-se que os coeficientes de $x_3(n)$ apresentam maior **resolução** em frequência que os coeficientes de $x_0(n)$. Já os coeficientes de $x_0(n)$ apresentam maior **localização** em frequência, pelo fato de estarem restritos a uma banda menor. Para o caso de uma imagem, os coeficientes de $x_3(n)$ apresentam detalhes gerais, já os coeficientes de $x_0(n)$ apresentam os detalhes específicos.

Ainda com relação à Figura 15, se $H_0(z)$ tem zeros suficientes em $z = -1$, pode-se mostrar que, se $x(n)$ for o impulso unitário $\delta(n)$, os sinais $x_0(n)$, $x_1(n)$, $x_2(n)$ e $x_3(n)$ terão o mesmo formato [21], independentemente do número de estágios. Ao formato básico desta função especial, no tempo contínuo, denomina-se *wavelet* mãe $\psi(t)$ (*wavelet function*).

A implementação prática da transformada *wavelet* de um sinal $x(t)$, contínuo no tempo, ocorre como mostrado na Figura 17.

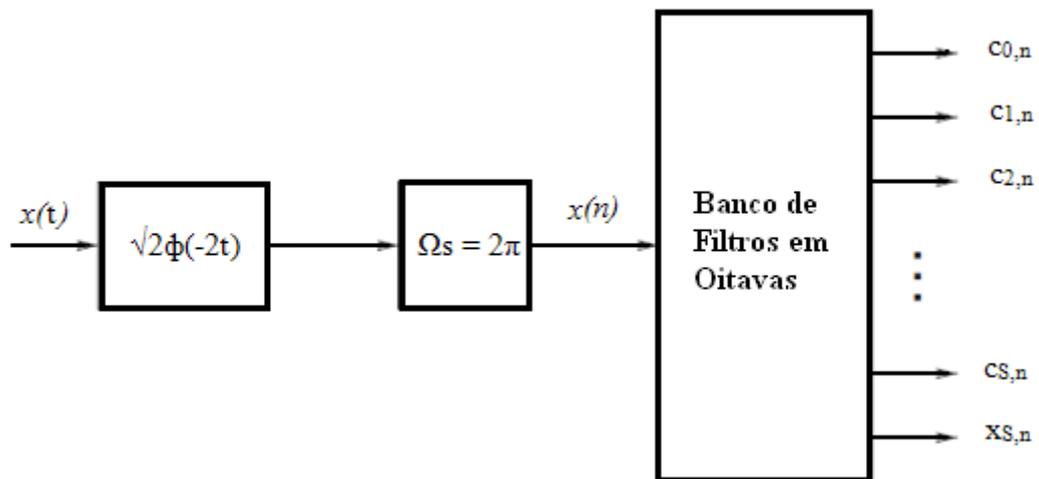


Figura 17 – Modo prático de computar a transformada wavelet de um sinal contínuo no tempo.

Na figura acima, $\Phi(t)$ é uma função denominada *wavelet pai* ou função de escalonamento (*scaling function*), que depende da *wavelet mãe* [25]. A idéia de se filtrar o sinal $x(t)$ com uma função deste tipo nada mais é que um artifício matemático para permitir a

reconstrução perfeita de $x(t)$ a partir das saídas do banco de filtros em oitavas, mostrado na Figura 15, que tem um número finito de estágios. A transformada *wavelet* de $x(t)$ é dada por

$$c_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} 2^{-\frac{m}{2}} \psi(2^{-m}t - n)x(t)dt \quad (2.1)$$

e sua transformada inversa por

$$x(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_{m,n} 2^{-\frac{m}{2}} \psi(2^{-m}t - n). \quad (2.2)$$

Para se reconstruir o sinal $x(t)$, a partir da equação (2.2), seria preciso um banco de filtros com infinitos estágios, o que não é realizável. A saída para esse impasse é modificar a equação (2.2), de forma que m assumia apenas um número finito de valores. Pode-se provar [22] que a obtenção de $x(t)$, a partir dos coeficientes da Figura 17, é dada por

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_{S,n} 2^{-\frac{S}{2}} \phi(2^{-S}t - n) + \sum_{m=0}^{S-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_{m,n} 2^{-\frac{m}{2}} \psi(2^{-m}t - n), \quad (2.3)$$

com

$$x_{S,n} = \int_{-\infty}^{\infty} 2^{-\frac{S}{2}} \psi(2^{-S}t - n)x(t)dt, \quad (2.4)$$

onde $S + 1$ é o número de estágios de decomposição do filtro em oitavas.

As equações (2.1), (2.3) e (2.4) são a base para a implementação prática da transformada *wavelet*. Percebe-se que, na equação (2.4), se $S = -1$ (antes do primeiro estágio), tem-se

$$x(t) = x_{-1,n} = \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{2} \phi(2t - n)x(t)dt. \quad (2.5)$$

Portanto, o artifício matemático para a implementação real da transformada *wavelet* é a inserção do filtro $\sqrt{2}\Phi(-2t)$ antes do banco de decomposição em oitavas. É importante destacar que as funções $\Phi(t)$ e $\psi(t)$ estão relacionadas entre si e satisfazem a uma série de critérios matemáticos. Por exemplo:

Definição 1: Uma *wavelet* é uma função $\psi(t)$, integrável ($L^1(\mathbb{R})$) e quadrado integrável ($L^2(\mathbb{R})$), tal que a família de funções

$$\psi_{j,k}(x) = 2^{-\frac{j}{2}} \psi(2^{-j}x - k), \quad (2.6)$$

onde j e k são inteiros arbitrários, seja uma base ortonormal para $L^2(\mathbb{R})$.

Na prática, existem diversas famílias de *wavelets*, cada uma com suas características especiais: *Haar*, *Daubechies*, *Coiflet*, *Symlet*, etc. A Figura 18 ilustra a *wavelet db4*, de Daubechie [26].

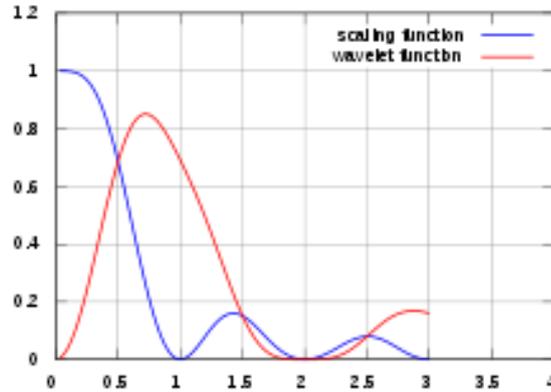


Figura 18 – *Wavelet* de Daubechies, *db4*.

2.3 Transmultiplexador Wavelet

Foi visto, na Seção 2.2, que a transformada *wavelet* de um sinal discreto pode ser obtida através de um banco de filtros assimétrico. Este tipo de transformada será denominada “transformada *wavelet* assimétrica”. Entretanto, também há a possibilidade de se obter uma transformada *wavelet* simétrica, através de um banco de filtros simétrico, conforme apresentado na Figura 19.

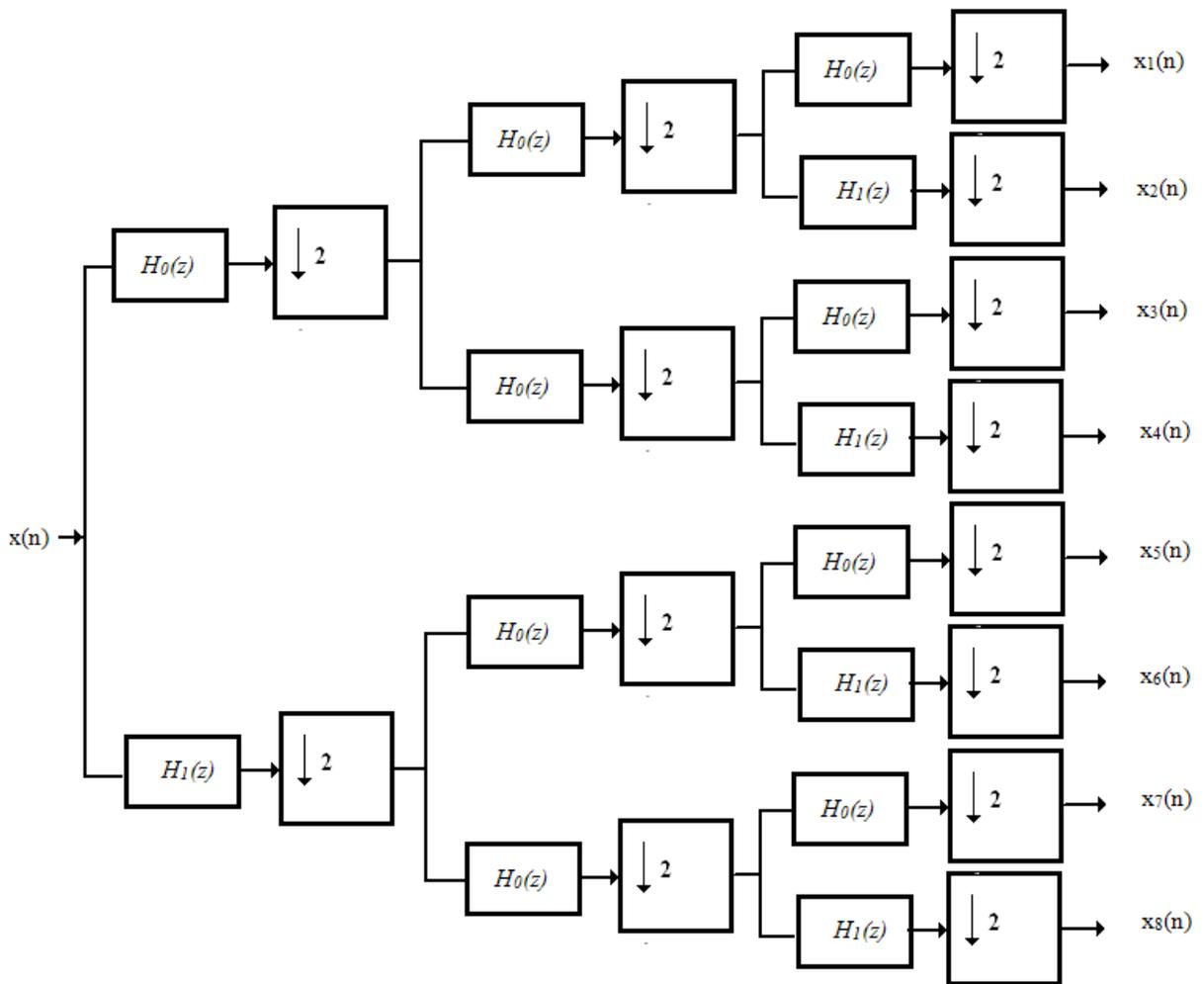


Figura 19 – Banco de filtros de análise utilizado para obter a transformada wavelet simétrica.

A transformada inversa simétrica poderia ser implementada através de um banco de filtros de síntese, conforme a Figura 20.

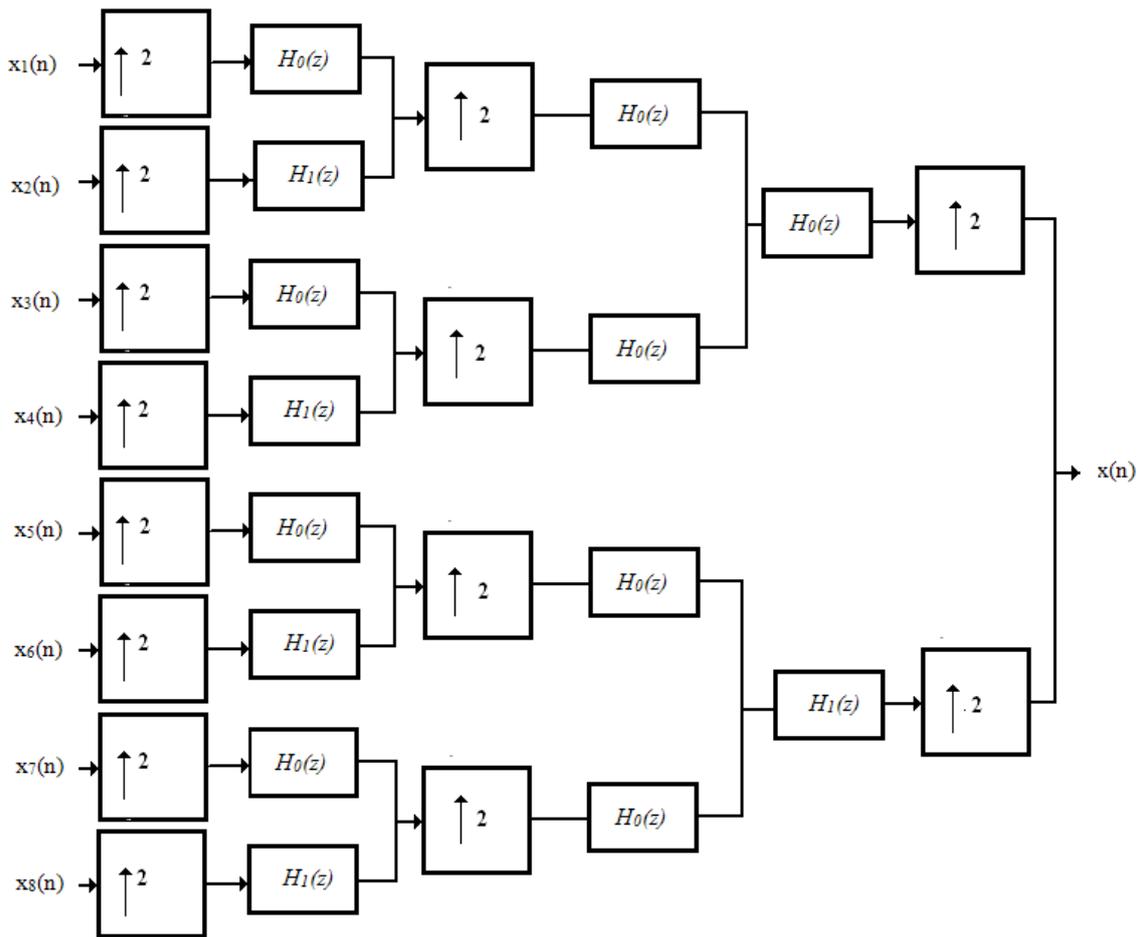


Figura 20 – Banco de filtros de síntese utilizado para se obter a transformada *wavelet* simétrica inversa.

É possível se combinar um banco de filtros de síntese *wavelet* com um banco de filtros de análise *wavelet*, com o objetivo de formar um transmultiplexador *wavelet*, conforme apresentado na Figura 21. Esse processo é válido tanto para a *wavelet* simétrica quanto para a assimétrica, abordada na Seção 2.2.

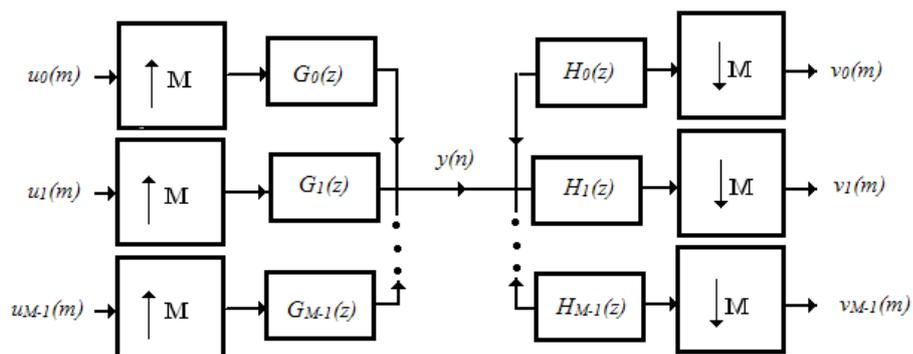


Figura 21 – Transmultiplexador *wavelet* simétrica.

A finalidade do transmultiplexador *wavelet* da Figura 21 é combinar os M sinais $u_k(m)$ em um único sinal $y(n)$ e então recuperar os sinais $v_k(m)$ que são idênticos aos sinais $u_k(m)$. Um exemplo de tal processo pode ser encontrado na biblioteca do *simulink*, através do modelo intitulado *dspwvtrnsmx_frame.mdl*. A Figura 22 apresenta seu diagrama de blocos.

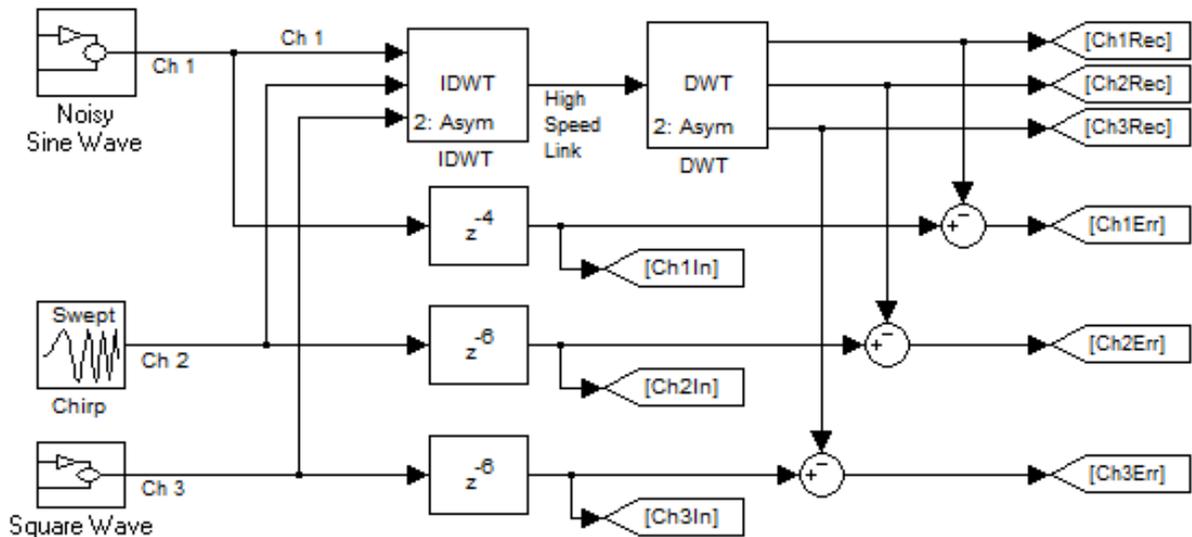


Figura 22 – Diagrama de blocos do modelo *dspwvtrnsmx_frame.mdl*, extraído da biblioteca do *simulink*.

O bloco IDWT realiza a função da Transformada Inversa Discreta *Wavelet* (*Inverse Discrete Wavelet Transform* - IDWT), que nada mais é que um banco de filtros de síntese, como já foi dito anteriormente. Já o bloco DWT realiza a função da Transformada Discreta *Wavelet* (*Discrete Wavelet Transform* - DWT), que é que um banco de filtros de análise, como também já foi dito. Ambos podem ser configurados para formar bancos de filtros simétricos ou assimétricos e, utilizados na configuração da Figura 22, realizam a função de um Transmultiplexador *Wavelet* (*Wavelet Transmultiplexer* - WTM).

2.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram estudados os bancos de filtros *wavelet*, que podem decompor um sinal em diversas componentes (também conhecidas como portadoras), cada uma carregando apenas uma sub-banda do sinal original. Essa forma especial de decomposição é caracterizada pela reconstrução perfeita, a qual permite a reconstrução do sinal a partir de suas sub-componentes.

A caracterização matemática de tal processo de decomposição espectral foi realizada e recebeu a denominação de transformada *wavelet*, que, por se tratar de um processo reversível, possui função inversa. Assim, no domínio das funções discretas no tempo, tem-se a Transformada Discreta *Wavelet* (*Discrete Wavelet Transform* - DWT), que realiza a função de um banco de filtros de análise ou decomposição, e a Transformada Inversa Discreta *Wavelet* (*Inverse Discrete Wavelet Transform* - IDWT) que implementa um banco de filtros de síntese, composição ou reconstrução.

Este par de transformadas tem revolucionado o processamento digital de sinais, sendo amplamente utilizadas em diversos campos, tais como: tratamento de imagens, compressão de dados e transmissão de sinais.

No campo da transmissão de sinais, foi estudado o Transmultiplexador *Wavelet* (*Wavelet Transmultiplexer* - WTM), que ilustra uma forma de Multiplexação por Divisão em Frequência (FDM) implementada de forma bastante simples, através da composição de um par de transformadas IDWT/DWT.

Como será visto no próximo capítulo, o WTM induziu à criação de uma nova técnica de geração de sinais OFDM, denominada DWT-OFDM. Esta técnica promete gerar uma maior economia espectral devido à eliminação da necessidade de CP, proporcionando sistemas de TVD com melhor resolução de imagem e redes de dados cada vez mais velozes.

CAPÍTULO 3

Wavelet- OFDM

Em dezembro de 2007, os pesquisadores Abdullah e Hussain [12] apresentam uma nova possibilidade para a geração de OFDM para o DVB-T, baseado no uso da transformada *wavelet* em substituição à transformada de Fourier. Os resultados obtidos mostravam a superioridade das *wavelets*, inclusive em termos de desempenho, para canais AWGN e com desvanecimento de multipercursos de Rayleigh.

A transformada *wavelet*, apesar de ter sido desenvolvida no início do século XX, por Haar [27], só veio despertar interesse da comunidade científica recentemente [26]. Daubechies, por exemplo, apresentou seus primeiros resultados, sobre a incorporação das *wavelets* na transmissão de sinais digitais, somente na década de 1990.

O trabalho de Abdullah e Hussain apresentou algumas vantagens do esquema *wavelet*-OFDM sobre o FFT-OFDM, atualmente utilizado pelo DVB-T:

- Não há necessidade de uso de prefixo cíclico, o que representa economia de banda do espectro.
- Alguns sistemas *wavelet*-OFDM superam os sistemas FFT-OFDM em termos de desempenho, quando simulados nos canais AWGN (canal com adição de ruído gaussiano branco) e canais com desvanecimento Rayleigh.

As simulações realizadas por esses pesquisadores consideraram apenas os blocos de modulação/demodulação e os blocos OFDM, sem levar em conta a seção de codificação de canal, diferentemente do que foi feito neste presente trabalho, cujas simulações consideraram a seção de codificação de canal. Nos Capítulos seguintes, serão realizadas simulações de modelos *wavelet*-DVB-T e *wavelet*-ISDB-T_b, buscando avaliar os desempenhos desses sistemas frente às suas versões atuais, baseados na transformada de Fourier.

3.1 Panorama atual das pesquisas sobre *wavelet*-OFDM

Muitos pesquisadores [12], [13], [28], [29] e [30], investigaram o uso de OFDM baseado em *wavelets*, como alternativa para substituir os sistemas OFDM baseados na transformada de Fourier, e concluíram que o esquema de *wavelets* apresenta mais vantagens, tais como:

- Maior eficiência espectral.
- Sincronização mais simples.

Dentre os principais trabalhos relacionados ao tema *wavelet*-OFDM, estão os resultados de Abdullah e Hussain, que investigaram a aplicação de *wavelets* na transmissão de sinais de vídeo no sistema de televisão digital europeu DVB-T [13], e os trabalhos de Zbydniowski e Zielinski, que realizaram estudos semelhantes para Comunicações em Linhas de Transmissão de Energia (*Power Line Communications* - PLC) [13].

Não há, porém, estudos sobre a possibilidade de se utilizar *wavelets* no modelo de televisão digital brasileiro, baseado no ISDB-T_b.

Adicionalmente, os estudos realizados para o DVB-T por Abdullah e Hussain [12], [28] não levaram em consideração o modelo completo desse sistema, que deveria incluir a seção de codificação de canal, composta pelos entrelaçadores e pelo codificador convolucional.

Nesse ponto cabe mais uma vez enfatizar os principais ganhos deste trabalho:

- O desenvolvimento de seis sistemas DWT-OFDM³ com o objetivo de avaliar seu uso em substituição aos blocos FFT-OFDM utilizados nos sistemas DVB-T e ISDB-T_b atualmente;
- A simulação do sistema completo de transmissão DVB-T, com a inclusão de seis propostas de sistemas *wavelet*-OFDM, que permitem uma comparação

³ Estes seis sistemas serão abordados com maiores detalhes na Seção 3.3 deste capítulo.

direta com o sistema atual, baseado em FFT-OFDM, através das curvas de desempenho obtidas;

- O desenvolvimento de um modelo completo para a camada de transmissão do ISDB-T_b, que também foi simulado com seis propostas de sistemas *wavelet*-OFDM e comparado com o sistema atual, baseado em FFT-OFDM, através das curvas de desempenho obtidas;
- Generalização da técnica de substituição dos blocos FFT-OFDM para diversos modelos, tais como DVB-T e HIPERLAN-2.

3.1.1 Resultados de Abdullah e Hussain para o sistema DVB-T

O estudo sobre a possibilidade de se substituir o esquema FFT-OFDM pelo DWT-OFDM, semelhante à aplicação desenvolvida neste trabalho, foi proposta por Abdullah e Hussain [12], porém, para o sistema europeu de TVD. Não foi considerada a seção de codificação de canal do DVB-T, com seus codificadores convolucionais e entrelaçadores de bit e de símbolo.

Estes pesquisadores concluíram que o esquema DWT-OFDM apresenta desempenho superior ao esquema FFT-OFDM nos canais com ruído gaussiano branco (AWGN) e com desvanecimento de Rayleigh. Para o canal AWGN, o ganho em termos de E_b/N_0 foi da ordem de 5dB, quando o sistema utilizou a *wavelet* de Haar, em comparação ao FFT-OFDM com um prefixo cíclico (CP) de 1/4 do período total de símbolo, para a mesma BER (0,001). Também foi encontrado um resultado similar ao se utilizarem as *wavelets* de Daubechies, tais como *db8*, *db16* e *db32*. Nesses casos, o resultado em termos de E_b/N_0 foi melhorado em uma margem de cerca de 7dB, 10dB e 11dB, respectivamente, para a mesma BER. Tais resultados são mostrados na Figura 23.

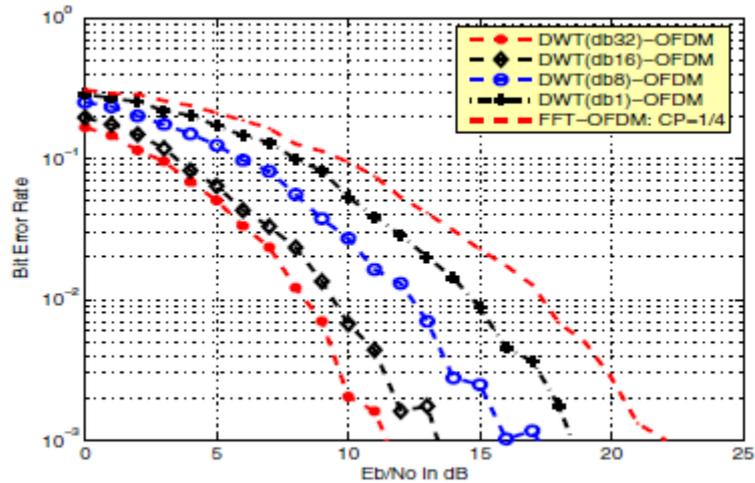


Figura 23 - Desempenho da taxa de erro de bit (BER) para diferentes esquemas de OFDM, sobre um canal AWGN, utilizando-se 16-QAM [12].

Para o canal de desvanecimento plano de Rayleigh, o esquema DWT-OFDM, com as *wavelets* db8 e de Haar, superou em desempenho o FFT-OFDM em 7dB e 2dB respectivamente, para uma BER de 0,01, conforme mostra a Figura 24, obtida do trabalho de Abdullah e Hussain [12].

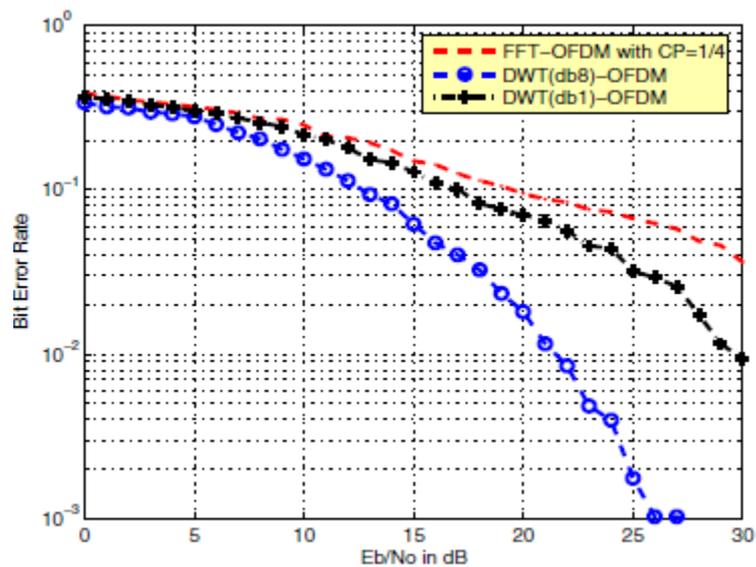


Figura 24 - Desempenho da taxa de erro de bit (BER) para diferentes esquemas de OFDM sobre um canal com desvanecimento plano de Rayleigh [12].

O referido trabalho também apresentou resultados semelhantes aos anteriores na simulação para o canal de desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh. Com E_b/N_0 abaixo de 10 dB, os desempenhos dos sistemas DWT-OFDM e FFT-OFDM foram aproximadamente os mesmos. Entretanto, o esquema baseado em *wavelets* apresentou desempenho significativamente superior, acima de 10 dB, conforme mostrado na Figura 25.

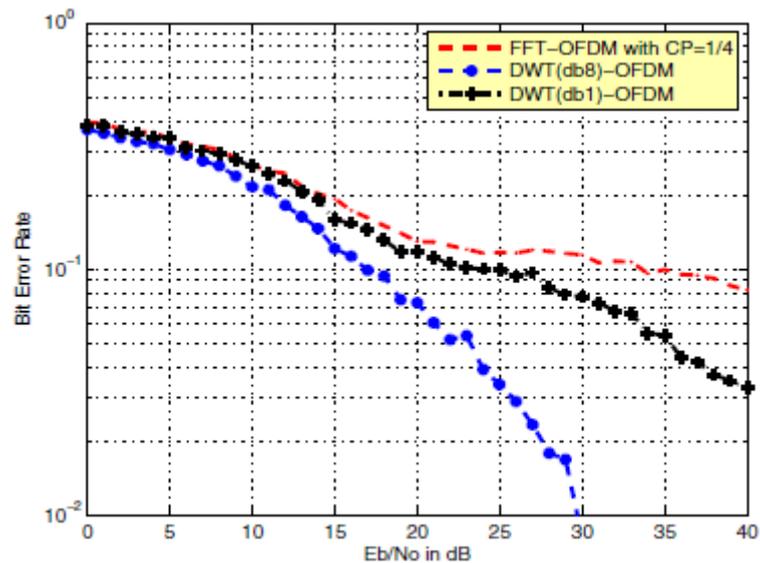


Figura 25 - Desempenho da taxa de erro de bit (BER) para diferentes esquemas de OFDM sobre um canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh [12].

3.1.2 Outros resultados encontrados na literatura

Hoch [31] investigou a viabilidade da substituição do esquema FFT-OFDM por DWT-OFDM em canais de Comunicações sobre Linhas de Transmissão de Energia (*Power Line Communications* - PLC), considerando, porém, a transmissão em faixa estreita. Seus estudos afirmam que, apesar de o esquema DWT-OFDM ser mais atrativo, apresentando uma maior eficiência espectral, o referido esquema falha na detecção não coerente, quando utilizando a modulação Diferencial por Chaveamento de Fase (*Differential Phase Shift Keying* - DQPSK), sendo inviável para a transmissão de pequenos pacotes de dados. Segundo sua análise, o esquema FFT-OFDM é a escolha mais indicada para PLC de faixa estreita. Para PLC faixa

larga, entretanto, a utilização da técnica DWT-OFDM é sugerida por Koga *et al* [32], por apresentar uma melhor distribuição das portadoras na frequência.

Outro estudo sobre a possibilidade de se substituir o esquema FFT-OFDM pelo DWT-OFDM, também para PLC, foi realizado por Zbydniowski e Zielinski [13]. Estes pesquisadores executaram simulações cujo objetivo era a medição do desempenho da BER, para os dois esquemas de OFDM, em um canal PLC com AWGN. O esquema de OFDM baseado em *wavelets* também apresentou melhor desempenho.

3.2 O emprego de *wavelets* em sistemas OFDM

O canal de comunicações de TVD no Brasil é de 6MHz, sendo classificado como de faixa larga. Como consequência, sua resposta em frequência não é plana, diferentemente dos canais faixa estreita. Sendo assim, se não fosse a técnica OFDM, os processos de modulação/demodulação seriam bem mais complexos, exigindo técnicas complicadas de equalização.

Uma forma de se contornar a complexidade de equalização, em um canal de faixa larga, é dividi-lo em diversos canais menores, de faixa estreita, através da Multiplexação por Divisão em Frequência (*Frequency Division Multiplex - FDM*). Como foi visto no Capítulo 1, a técnica OFDM é um caso especial de Modulação Multiportadora (MCM), caracterizada por:

- O fluxo de bits de entrada, da ordem de dezenas ou centenas de Mbits/s é dividido em diversos fluxos menores, da ordem de alguns kbits/s, os quais modulam⁴, cada um, uma portadora;
- As portadoras, isto é, as subdivisões do espectro faixa larga, são geradas a partir de uma transformada que possui inversa;

⁴ Processo amplamente explorado nos sistemas ISDB-T e DVB-T, que utilizam técnicas de modulação convencionais de faixa estreita para as portadoras, tais como Modulação por Amplitude em Quadratura (*Quadrature Amplitude Modulation - QAM*), Modulação por Chaveamento de Fase (*Phase Shift Keing - PSK*), etc. Tais características serão estudadas nos Capítulos 4 e 5.

- Tais portadoras formam uma base ortogonal, o que significa dizer que elas geram todo o espectro do canal faixa larga e são linearmente independentes, isto é, não interferem entre si.

Por essas e outras características, abordadas no Capítulo 1, a técnica OFDM tem sido particularmente interessante para o canal de TVD, e ocorre da forma apresentada na Figura 26.

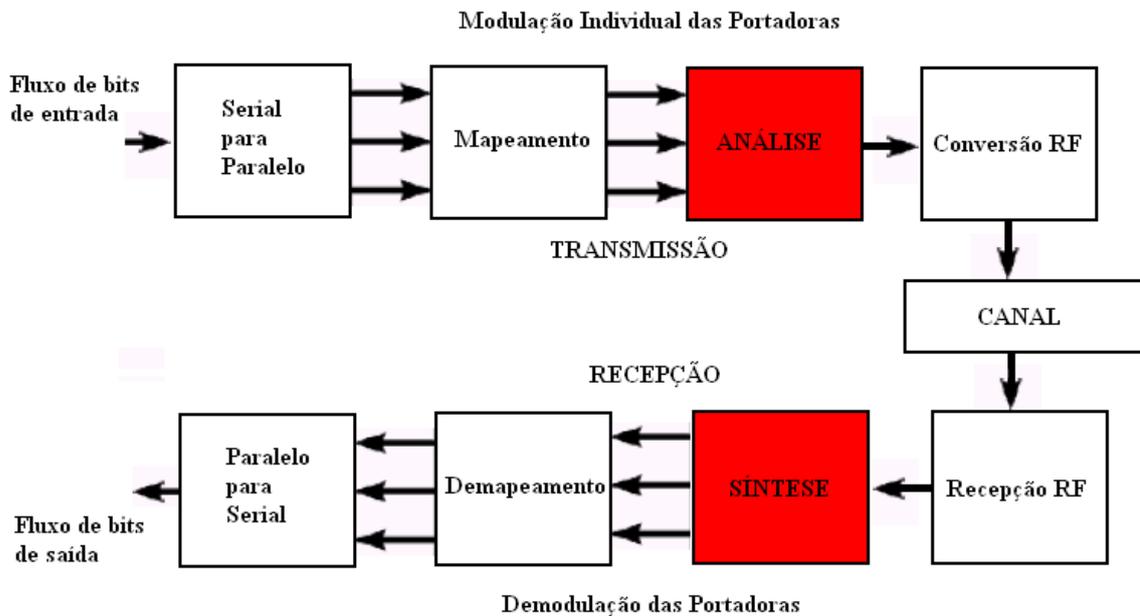


Figura 26 – Implementação de OFDM.

Tradicionalmente, as funções de síntese e análise, do esquema da Figura 23, têm sido realizadas pelo par de transformadas IFFT e FFT, respectivamente. Porém, há outra transformada matemática também capaz de realizar tais funções, apresentando as características necessárias para OFDM, descritas anteriormente. Trata-se da Transformada Inversa Discreta Wavelet (*Inverse Discrete Wavelet Transform* - IDWT) e sua inversa, a Transformada Discreta Wavelet (*Discrete Wavelet Transform* - DWT), conforme apresentado no Capítulo 2. Através das *wavelets*, é possível:

- Dividir uma faixa do espectro em diversas outras sub-faixas, através de um banco de filtros simétrico ou em oitavas, denominado banco de filtros de análise. Esta operação pode ser realizada pela transformada DWT;
- Recuperar a faixa original do espectro através de um banco de filtros de síntese, implementado pela IDWT.

O conjunto formado pelos blocos IWDT e DWT é denominado Transmultiplexador *Wavelet* (*Wavelet Transmultiplexer* - WTM), cuja implementação em *simulink* está ilustrada na Figura 22 do capítulo anterior.

No WTM, a filtragem realizada pelos filtros de síntese *wavelet* é análoga ao processo de filtragem MCM. De uma perspectiva do domínio da frequência, os filtros *wavelet* são bastante pobres em comparação aos filtros necessários para uma implementação MCM, exibindo transições lentas de banda e fornecendo distorção significativa da sua resposta. O que torna a WTM especial é o fato dos filtros de análise e de síntese, em conjunto, cancelarem completamente as distorções um do outro (além do *aliasing*), produzindo a reconstrução perfeita dos sinais de entrada. Com isso, nenhuma banda de guarda é necessária. Na abordagem convencional MCM, cada canal dentro do mesmo sistema de comunicações exige o seu próprio filtro e é susceptível a interferências de canais adjacentes. Entretanto, com o método WTM, apenas um filtro de banda única é necessário para o canal de comunicações, eliminando a possibilidade de interferência entre canais adjacentes.

3.3 Desenvolvimento de blocos *wavelet* para sistemas OFDM

O objetivo dessa seção é mostrar como são implementadas as novas propostas para o ISDB-T_b e DVB-T, que utilizarão *wavelets* em substituição aos processos IFFT/FFT.

Nesta proposta de inovação, os processos de síntese e análise da Figura 26, atualmente realizados pelo par IFFT/FFT, serão agora implementados através de seis WTMs, apresentados nas Figuras 27 a 31.

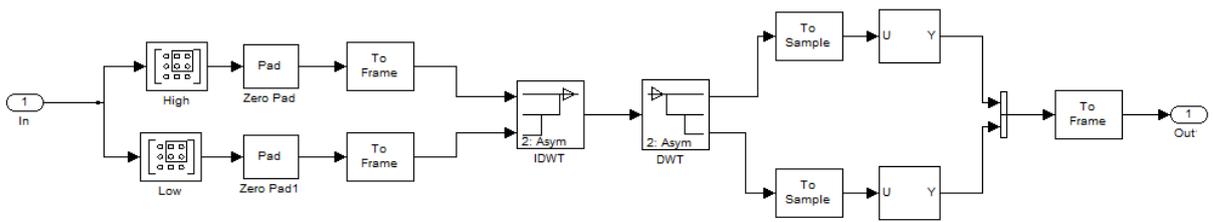


Figura 27 – Implementação do DWT-OFDM assimétrico de 1 nível.

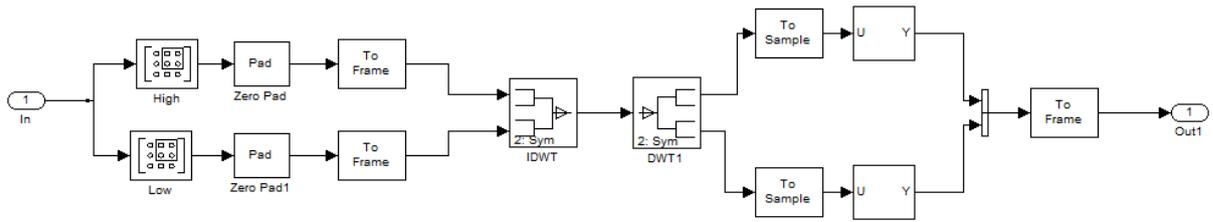


Figura 28 - Implementação do DWT-OFDM simétrico de 1 nível.

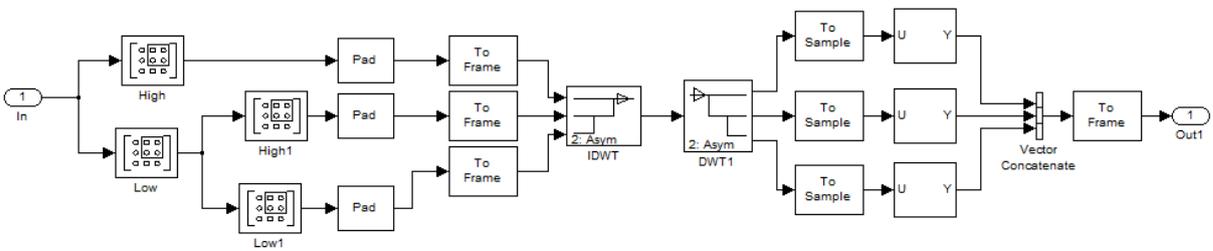


Figura 29 - Implementação do DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis.

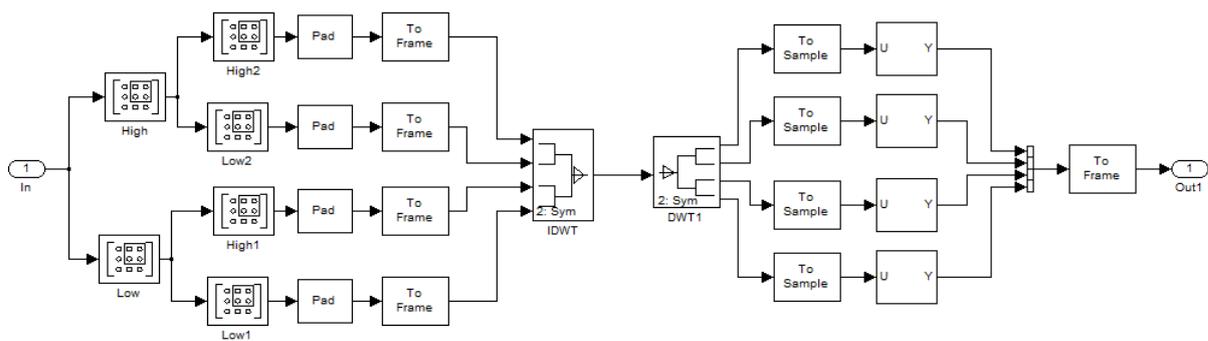


Figura 30 – Implementação do DWT-OFDM simétrico de 2 níveis.

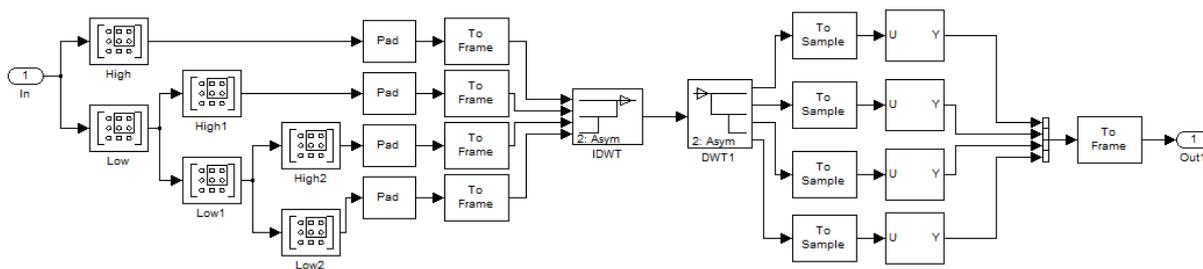


Figura 31 – Implementação do DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis.

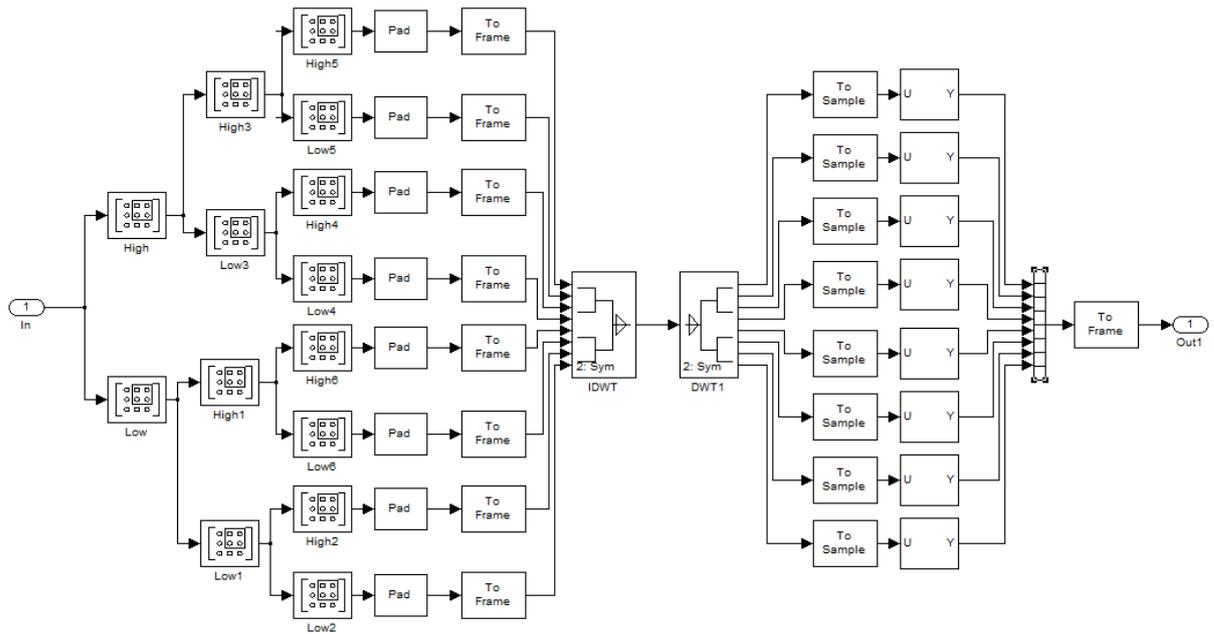


Figura 32 – Implementação do DWT-OFDM simétrico de 3 níveis.

Os seis sistemas apresentados nas figuras acima foram desenvolvidos pelo autor deste trabalho. Os blocos do centro para a esquerda representam o esquema de transmissão/modulação DWT-OFDM, enquanto os blocos do centro para a direita representam seu esquema de recepção/demodulação. O estudo do funcionamento dos moduladores/demoduladores DWT-OFDM pode ser dividido em três etapas: Divisão/Restauração do Quadro, Complemento/Extração de zeros e transformada IDWT/DWT, comentados a seguir.

3.3.1 Divisão/Restauração do quadro

A divisão do quadro tem a finalidade de subdividir o fluxo de dados de entrada em fluxos menores. Esta divisão, ao contrário do que ocorre com os processos convencionais FFT-OFDM, nem sempre divide o quadro em partes iguais. As Figuras 27, 29 e 31, por exemplo, apresentam versões assimétricas da transformada *wavelet*, que dividem o quadro de entrada em oitavas. Já as Figuras 28, 30 e 32, apresentam versões simétricas da transformada *wavelet*, em que o quadro de entrada é dividido em porções iguais.

A divisão do quadro é implementada através dos blocos *Submatrix* (submatriz), encontrados na biblioteca do *matlab/simulink*, que têm a finalidade de selecionar a parte de interesse do quadro. O bloco *High* seleciona a primeira metade do quadro enquanto que o bloco *Low* seleciona a segunda metade.

Ao final da cascata de blocos *High* e *Low*, o quadro principal está dividido de acordo com o tipo de bloco, como mostrado na Tabela 1:

Tabela 1 – Quadro resumo da configuração de cascata dos seis WTM propostos.

| ISDB-T_b | | | | | | |
|---------------------------|---------------------------------------|-------------------------------------|--|--------------------------------------|--|--------------------------------------|
| | DWT-OFDM assimétrico de 1 nível | DWT-OFDM simétrico de 1 nível | DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis | DWT-OFDM simétrico de 2 níveis | DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis | DWT-OFDM simétrico de 3 níveis |
| Quadro de entrada | [1404x1] | [1404x1] | [1404x1] | [1404x1] | [1404x1] | [1404x1] |
| quadro 1 | [702x1] | [702x1] | [702x1] | [351X1] | [702x1] | [175X1] |
| quadro 2 | [702x1] | [702x1] | [351X1] | [351X1] | [351X1] | [176X1] |
| quadro 3 | N/A | N/A | [351X1] | [351X1] | [175X1] | [175X1] |
| quadro 4 | N/A | N/A | N/A | [351X1] | [176X1] | [176X1] |
| quadro 5 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [175X1] |
| quadro 6 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [176X1] |
| quadro 7 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [175X1] |
| quadro 8 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [176X1] |
| DVB-T | | | | | | |
| | DWT-OFDM assimétrico de 1 nível | DWT-OFDM simétrico de 1 nível | DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis | DWT-OFDM simétrico de 2 níveis | DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis | DWT-OFDM simétrico de 3 níveis |
| Quadro de entrada | [1512x1] | [1512x1] | [1512x1] | [1512x1] | [1512x1] | [1512x1] |
| quadro 1 | [756x1] | [756x1] | [756x1] | [378X1] | [756X1] | [189X1] |

| | | | | | | |
|----------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| quadro 2 | [756x1] | [756x1] | [378X1] | [378X1] | [378X1] | [189X1] |
| quadro 3 | N/A | N/A | [378X1] | [378X1] | [189X1] | [189X1] |
| quadro 4 | N/A | N/A | N/A | [378X1] | [189X1] | [189X1] |
| quadro 5 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [189X1] |
| quadro 6 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [189X1] |
| quadro 7 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [189X1] |
| quadro 8 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [189X1] |

Percebe-se que os quadros de entrada podem ser divididos de diversas formas, de acordo com a quantidade de níveis do WTM, e de seu tipo, que pode ser simétrico e assimétrico. Para exemplificar, no caso do bloco DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis, que é um WTM assimétrico de três níveis, o quadro do ISDB-T_b, de tamanho [1404x1], é subdividido em quatro quadros de tamanhos [702x1], [351x1], [175x1] e [176x1].

3.3.2 Complemento/Extração de zeros

Após a divisão do quadro em porções menores, o mesmos são completados com zeros até a próxima potência de dois, através dos blocos *Pad*. No exemplo do DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis, o quadro de [175x1] é completado com zeros até atingir o tamanho de [256x1].

É importante destacar que a completção com zeros até a próxima potência de dois não é necessária para a realização do processo DWT-OFDM, ao contrário dos processos convencionais de geração de OFDM baseados na FFT, os quais impõem esta condição. Porém, para fins de comparação, decidiu-se incorporar a completção com zeros ao processo DWT-OFDM, de modo que o quadro final de transmissão tenha o tamanho de [2048x1], no modo 2k, para ambos os sistemas DWT-OFDM e FFT-OFDM. Em outras circunstâncias, como no exemplo do modelo *dspwvtrnsmx_frame.mdl*, da biblioteca do *simulink*, esta completção com zeros seria desnecessária.

No *simulink* a completção com zeros é realizada pelos blocos *Pad*, os quais estão configurados para completar os quadros com zeros até a próxima potência de dois. Após os blocos *Pad* tem-se os blocos *To frame*, que simplesmente realizam um ajuste no formato do vetor para o modo quadro, isto é, os dados são processados em paralelo. Perceba que na recepção utiliza-se o bloco *To sample*, que serializa os dados para que, com auxílio do bloco *Selector* (aqueles com as inscrições U e Y nas Figuras 27 a 32), os zeros possam ser

removidos. Na verdade, o bloco *Selector* funciona apenas no modo *sample*, por isso a necessidade da conversão.

3.3.3 Transformada IDWT/DWT

O bloco IDWT realiza a função de síntese dos diversos quadros que chegam até ele. Este bloco nada mais é que um banco de filtros de síntese como o que foi apresentado na Figura 20. Este banco é uma cascata de pares de filtros passa-altas e passa-baixas, os quais podem ocorrer em diversos níveis e nos modos simétrico e assimétrico. O bloco IDWT, disponível na biblioteca do *simulink*, permite a configuração do número de níveis de cascata e do tipo de banco de filtros que pode ser simétrico ou assimétrico.

As mesmas considerações sobre configuração valem para o bloco DWT, utilizado na recepção para recuperar os mesmos quadros da entrada do bloco IDWT. O referido processo é realizado através de um banco de filtros de análise, como o que foi apresentado na Figura 19.

Estes blocos IDWT/DWT constituem o coração da técnica DWT-OFDM, uma adaptação da ideia por trás do WTM, o qual foi abordado no Capítulo 2.

Uma característica que merece ser ressaltada neste trabalho é o atraso intrínseco ao processo de transmultiplexação *wavelet*, conforme pode ser percebido na Figura 22 com um olhar mais atento. Percebe-se que foram inseridos blocos para correção de atraso de 4, 6 e 6 bits para as três entradas do WTM.

No esquema de transmissão DWT-OFDM desenvolvido neste trabalho, também foi verificada a necessidade da correção de atraso, a qual foi solucionada de uma forma bastante simples.

Primeiramente percebeu-se que estes atrasos afetavam apenas os dados iniciais do quadro, sendo que na recepção, os referidos dados eram perdidos. A maneira que se encontrou

para contornar essa perda foi a inserção de zeros no início e no final do quadro. Assim, os dados que eram perdidos eram apenas alguns dos zeros adicionados, o que não constitui informação útil. Portanto, para recuperar o quadro intacto foi suficiente o uso do bloco *Selector*, configurado para extrair a parcela de informação útil.

Para exemplificar este processo, considere os quadros de [189x1] do DWT-OFDM simétrico de 3 níveis, os quais foram completados (*Pad*) com zeros no início e no final até se chegar à dimensão [256x1]. Devido ao atraso, apenas os zeros adicionados no início do quadro serão perdidos, mas a informação útil permanecerá intacta, sofrendo apenas um deslocamento dentro do quadro de [256x1]. Na recepção pode-se ter acesso aos quadros de dados de [189x1] sem a necessidade de um ajuste de atrasos, considerando apenas um seletor de dados para cada quadro de recepção. Para o caso particular do DWT-OFDM simétrico de 3 níveis, das 256 portadoras recebidas, selecionou-se, através do bloco *Selector* do *simulink*, do 41° ao 229° símbolo e assim, pôde-se recuperar o quadro de dados original de [189x1].

O atraso de cada componente foi estimado, para que o bloco *Selector* fosse configurado para o intervalo de dados de interesse. Após a determinação dos atrasos de cada bloco o sistema foi completamente montado, sendo verificada a coerência entre os dados transmitidos e recebidos. A Tabela 2 informa qual o intervalo de dados de interesse para que cada *Selector* possa ser configurado de forma a recuperar o quadro original:

Tabela 2 – Quadro resumo da configuração dos blocos *Selector* para os seis WTM propostos.

| ISDB-T_b | | | | | | |
|---------------------------|---------------------------------------|-------------------------------------|--|--------------------------------------|--|--------------------------------------|
| | DWT-OFDM assimétrico de 1 nível | DWT-OFDM simétrico de 1 nível | DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis | DWT-OFDM simétrico de 2 níveis | DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis | DWT-OFDM simétrico de 3 níveis |
| Selector 1 | [166:867] | [166:867] | [166:867] | [87:437] | [166:867] | [48:222] |
| Selector 2 | [166:867] | [166:867] | [87:437] | [87:437] | [87:437] | [48:223] |
| Selector 3 | N/A | N/A | [87:437] | [87:437] | [48:222] | [48:222] |
| Selector 4 | N/A | N/A | N/A | [87:437] | [48:223] | [48:223] |
| Selector 5 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [48:222] |
| Selector 6 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [48:223] |
| Selector 7 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [48:222] |
| Selector 8 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [48:223] |
| DVB-T | | | | | | |
| | DWT-OFDM assimétrico de 1 nível | DWT-OFDM simétrico de 1 nível | DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis | DWT-OFDM simétrico de 2 níveis | DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis | DWT-OFDM simétrico de 3 níveis |
| Selector 1 | [139:894] | [139:894] | [139:894] | [74:451] | [139:894] | [41:229] |
| Selector 2 | [139:894] | [139:894] | [74:451] | [74:451] | [74:451] | [41:229] |
| Selector 3 | N/A | N/A | [74:451] | [74:451] | [41:229] | [41:229] |
| Selector 4 | N/A | N/A | N/A | [74:451] | [41:229] | [41:229] |
| Selector 5 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [41:229] |
| Selector 6 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [41:229] |
| Selector 7 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [41:229] |
| Selector 8 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | [41:229] |

Outros requisitos de configuração dos blocos IDWT/DWT são os coeficientes dos Filtros de Resposta Finita (*Finite Impulse Response* - FIR) que constituem os filtros passa-baixas e passa-altas dos bancos de filtros. Como foi visto no Capítulo 3, os filtros *wavelet* devem satisfazer a propriedade da reconstrução perfeita, logo, esses coeficientes não podem ser valores quaisquer. Para todos as seis propostas de blocos DWT-OFDM, apresentadas nas Figuras 27 a 32, utilizou-se a *wavelet* db4, de Daubechie [26], cujos coeficientes foram obtidos através do comando $[lod, hid, lor, hir] = wfilters('db4')$. Dessa forma, obtiveram-se os coeficientes dos filtros passa-baixas de reconstrução (*low pass reconstruction* - lor), passa-baixas de decomposição (*low pass decomposition* - lod), passa-altas de reconstrução (*high*

pass reconstruction - hor) e passa-altas de reconstrução (*high pass reconstruction* - hod), apresentados na Tabela 3. Perceba que os filtros de reconstrução, ou síntese, são utilizados no bloco IDWT. Já os filtros de decomposição são utilizados no bloco DWT.

Tabela 3 – Coeficientes dos filtros para os seis WTM propostos.

| | | |
|-----|--|------|
| Lor | [0,2304 0,7148 0,6309 -0,0280 -0,1870 0,0308 0,0329 -0,0106] | IDWT |
| Hir | [-0,0106 -0,0329 0,0308 0,1870 -0,0280 -0,6309 0,7148 -0,2304] | |
| Lod | [-0,0106 0,0329 0,0308 -0,1870 -0,0280 0,6309 0,7148 0,2304] | DWT |
| Hid | [-0,2304 0,7148 -0,6309 -0,0280 0,1870 0,0308 -0,0329 -0,0106] | |

CAPÍTULO 4

***Wavelets* no Sistema Brasileiro ISDB- T_b**

Este capítulo inicia apresentando uma descrição da camada de transmissão do sistema brasileiro ISDB-T_b, de acordo com a norma ABNT NBR 15601: Televisão digital terrestre – Sistema de transmissão [9]. Com base nas diretrizes dessa norma, são apresentados os detalhes do protótipo *txTestenew32.mdl*, desenvolvido neste trabalho, com o objetivo de avaliar uma possível melhoria para o ISDB-T_b, obtida através da inclusão das *wavelets* no processo OFDM. Ao final do capítulo, são apresentados os resultados de simulações em vários canais, comparando diversas propostas de sistemas *wavelet*- ISDB-T_b com sua versão atual.

4.1 Descrição do Sistema

Esta seção apresenta uma descrição do arquivo *txTestenew32.mdl*, desenvolvido com o objetivo de modelar a camada de transmissão do ISDB-T_b, de acordo com a norma brasileira ABNT NBR 15601: Televisão digital terrestre – Sistema de transmissão [9]. O modelo apresenta um conjunto transmissor/receptor operando no modo 2k (IFFT/FFT de 2048 pontos) com transmissão não hierárquica, isto é, com apenas uma camada.

4.1.1 A Norma ABNT NBR 15601

O objetivo do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_b é a transmissão de um fluxo de bits com informação de áudio, vídeo e dados, chamado de Fluxo de Transporte (*Transport Stream* - TS), até os telespectadores.

Para a transmissão desses sinais em um canal de 6MHz, o ISDB-T_b tem como estratégia dividir essa faixa espectral em 14 partes, sendo uma utilizada como banda de guarda e as 13 demais, denominadas segmentos, utilizadas para a transmissão dos Pacotes de Transporte (*Transport Packet* - TP). Tais segmentos podem ser reunidos em até três grupos hierárquicos de transmissão, denominados camadas A, B e C. O número de segmentos e o

conjunto de parâmetros de codificação de cada camada hierárquica podem ser configurados pelo radiodifusor [9]. Dessa forma, os parâmetros de transmissão podem ser ajustados no nível de segmento ou de camada hierárquica, permitindo a flexibilidade necessária para atender a diferentes serviços, como por exemplo, a recepção fixa, portátil e móvel, no mesmo canal e simultaneamente.

A forma de organização dos segmentos em camadas deve obedecer a alguns critérios, sendo que apenas algumas possibilidades são permitidas. A Figura 33 apresenta algumas possibilidades.

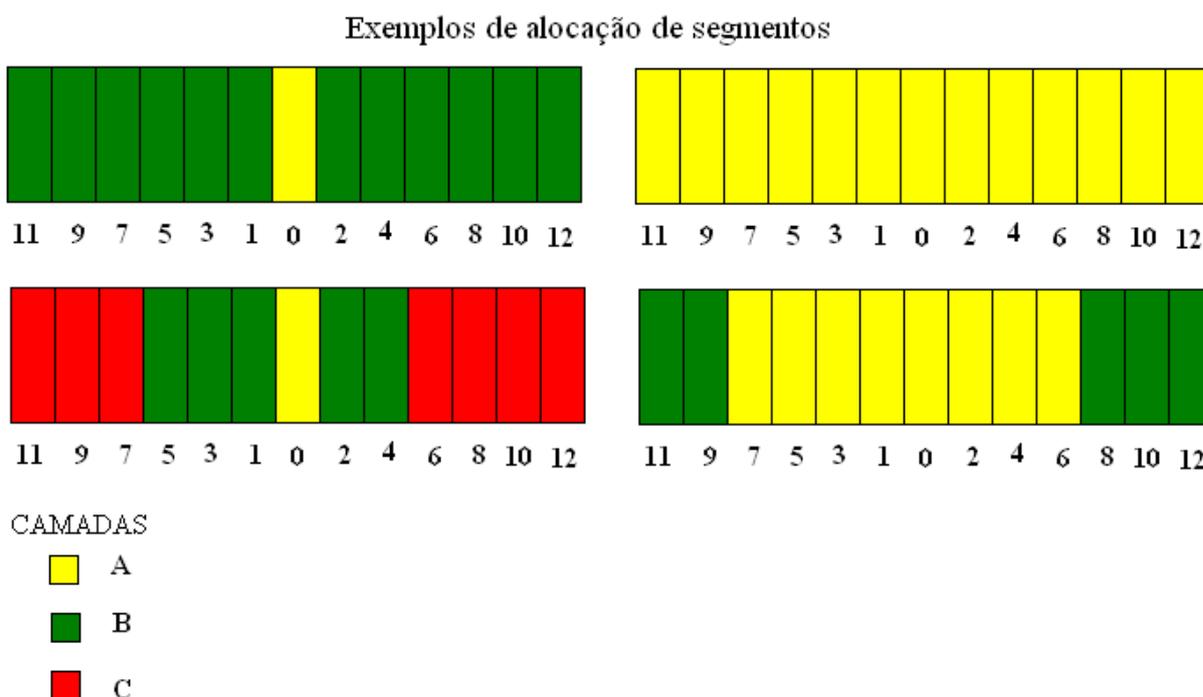


Figura 33 – Organização dos segmentos no espectro e exemplos de distribuição de camadas.

Observando-se a figura acima, percebe-se que os segmentos são dispostos no espectro de forma alternada, com o segmento zero ao centro, os segmentos ímpares à esquerda e o pares à direita. Pode-se ter uma, duas ou até três camadas, desde que sejam adjacentes. Dessa forma, a organização dos segmentos em camadas deve ocorrer como apresentado nos exemplos da figura acima. Outras possibilidades de alocação podem ocorrer, obedecendo à disposição apresentada dos segmentos no espectro e à adjacência entre as camadas. Pode-se notar que a camada A sempre fica com os segmentos do centro, com a camada B em torno e a C na periferia.

De acordo com o número de portadoras OFDM, há três modos de transmissão: modo 1 (2k) com 2048 portadoras totais, sendo 1405 portadoras úteis; modo 2 (4k) com 4096 portadoras totais, sendo 2809 portadoras úteis; modo 3 (8k) com 8192 portadoras totais, sendo 5613 portadoras úteis. A escolha do modo de transmissão está relacionada com a intensidade do efeito Doppler provocado pelo canal. Assim, pode-se ajustar o espaçamento entre as portadoras de acordo com o desvio de frequência gerado pelo efeito Doppler ou desvanecimento por multipercursos. A Tabela 4, extraída da norma NBR 15601, apresenta os parâmetros do sistema de transmissão.

Tabela 4 - Parâmetros do sistema de transmissão.

| Parâmetros | Valores |
|----------------------------------|---|
| Número de segmentos | 13 |
| Largura do segmento | $6\ 000/14 = 428,57\text{ kHz}$ |
| Banda ocupada | 5,575 MHz (modo 1) 5,573 MHz (modo 2) 5,572 MHz (modo 3) |
| Número de portadoras | 1 405 (modo 1) 2 809 (modo 2) 5 617 (modo 3) |
| Método de modulação | DQPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM |
| Duração dos símbolos ativos | 252 μs (modo 1) 504 μs (modo 2) 1 008 μs (modo 3) |
| Espaçamento de portadoras | $B_{ws}/108 = 3,968\text{ kHz}$ (modo 1) $B_{ws}/216 = 1,984\text{ kHz}$ (modo 2) $B_{ws}/432 = 0,992\text{ kHz}$ (modo 3) |
| Duração do intervalo de guarda | 1/4, 1/8, 1/16, 1/32 da duração do símbolo ativos 63; 31,5; 15,75; 7,875 μs (modo 1) 126; 63; 31,5; 15,75 μs (modo 2) 252; 126; 63; 31,5 μs (modo 3) |
| Duração total dos símbolos | 315; 283,5; 267,75; 259,875 μs (modo 1) 628; 565; 533,5; 517,75 μs (modo 2) 1 260; 1 134; 1 071; 1 039,5 μs (modo 3) |
| Duração do quadro de transmissão | 204 símbolos OFDM |
| Codificação de canal | Código convolucional, taxa = 1/2 com 64 estados Puncionado para as taxas 2/3, 3/4, 5/6, 7/8 |
| Entrelaçamento interno | Entrelaçamento intra e intersegmentos (entrelaçamento em frequência) Entrelaçamento convolucional com profundidade de interleaving 0; 380; 760; 1.520 símbolos (modo 1) 0; 190; 380; 760 símbolos (modo 2), 0; 95; 190; 380 símbolos (modo 3) |

Na Tabela 4, percebemos que há quatro métodos de modulação possíveis: DQPSK, QPSK, 16 QAM e 64 QAM, apesar de que a norma ABNT NBR 15608-1 [33], que é o guia para implementação da norma ABNT 15601 [9], não aconselha o uso de DQPSK, afirmando que a modulação QPSK é preferida em termos da Relação Portadora-Ruído. A diferença entre

tais métodos de modulação está basicamente relacionada à forma como um conjunto de bits é mapeado no plano complexo, conforme discutido no anexo A.

Para vencer a interferência entre símbolos (ISI), gerada por canais de multipercursos, é inserido um intervalo de guarda no final do símbolo OFDM. Tal intervalo de guarda nada mais é que o Prefixo Cíclico (CP), abordado no Capítulo 1 e no anexo B, e que, de acordo com a Tabela 4, pode ser de 1/4, 1/8, 1/16 e 1/32 do tamanho do símbolo ativo. Tal processo é ilustrado na Figura 34.

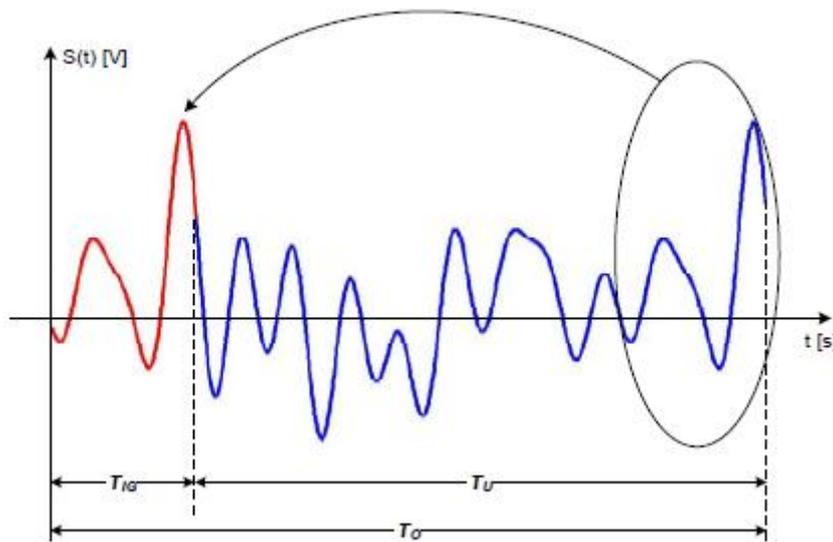


Figura 34– Intervalo de Guarda (Extraído de [34])

A Tabela 4, também informa que a duração de um quadro OFDM é de 204 símbolos OFDM. Logo, para o modo 1, por exemplo, um quadro OFDM é composto por 204 símbolos de 1405 portadoras. Essas portadoras são distribuídas em 108 por segmento, mais uma nula. A figura 35 apresenta a forma de organização do segmento OFDM.

| | | NÚMEROS DA PORTADORA | | | | |
|-------------------------|-------|----------------------|--------|-------|---------|---------|
| | | 0 | 1 | | 106 | 107 |
| NÚMERO DE SÍMBOLOS OFDM | 0 | S0,0 | S1,0 | | S94,0 | S95,0 |
| | 1 | S0,1 | S1,1 | | S94,1 | S95,1 |
| | 2 | S0,2 | S1,2 | | S94,2 | S95,2 |
| | | | | | | |
| | | | | | | |
| | 202 | S0,202 | S1,202 | | S94,202 | S95,202 |
| | 203 | S0,203 | S1,203 | | S94,203 | S95,203 |

NOTA: $S_{i,j}$ representa o símbolo da portadora dentro do segmento de dados, após o interleaving

Figura 35– Organização do segmento OFDM.

A codificação de canal, de que trata a Tabela 4, tem por objetivo a diminuição da taxa de erro de símbolo ou de bit, e será abordada na Seção 5.1.2.

A Figura 36 apresenta o diagrama de blocos da codificação de canal do ISDB-T_b.

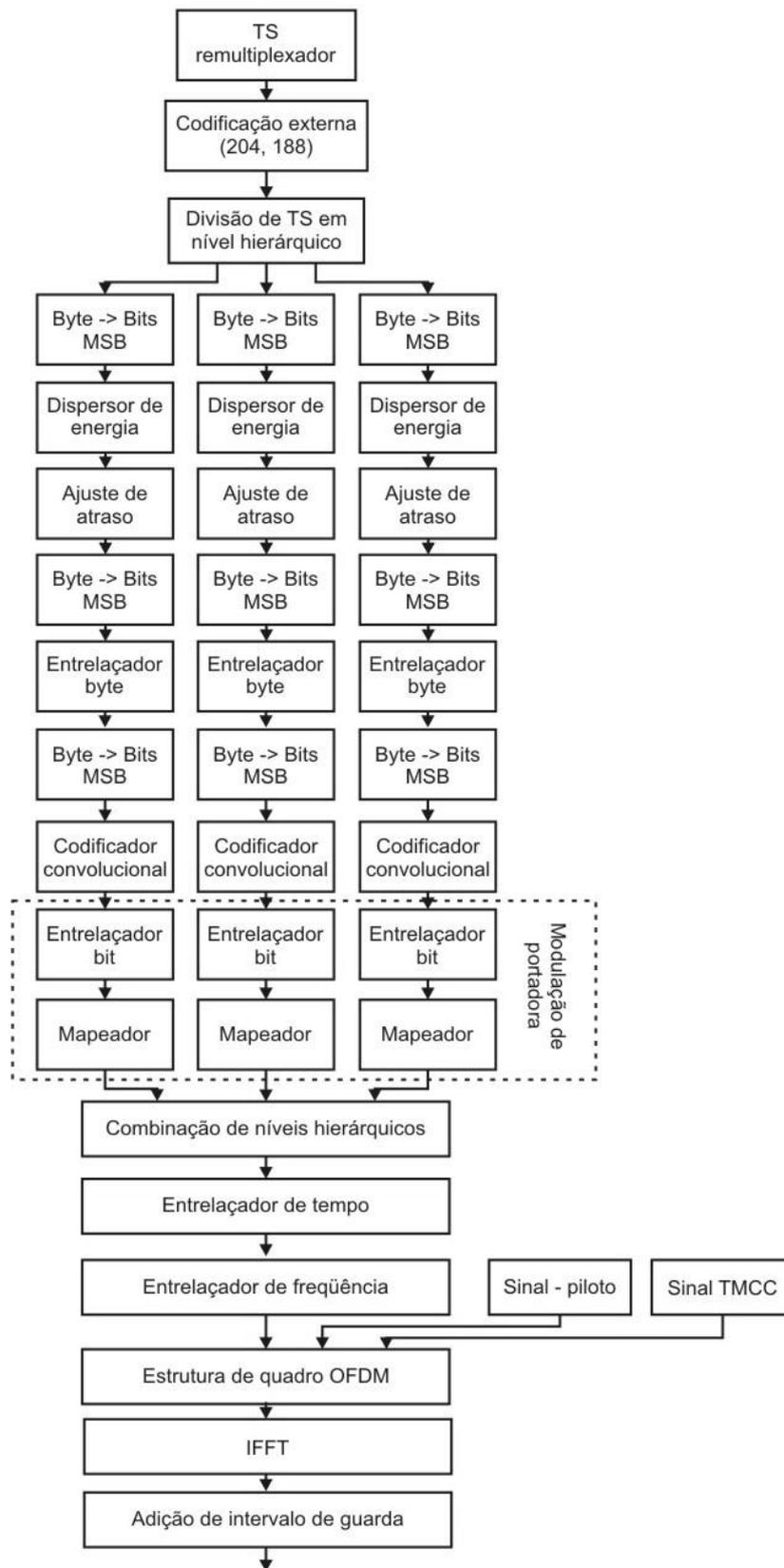


Figura 36– Diagrama de blocos da codificação de canal (Extraído da norma NBR 15601 [9]).

Na Figura 36, pode-se observar o TS remultiplexador, cuja finalidade é converter um TS, que está no formato padrão do MPEG-2, em pacotes de 188 bytes denominados Fluxo de Transporte de Pacotes (*Transport Packet Stream* - TSP) ou simplesmente TSP de transmissão. Vale destacar que o TSP remultiplexador da norma NBR 15601 [9] associa cada TSP gerado a um determinado segmento de uma determinada camada. De acordo com a norma NBR 15601 :

“O comprimento do quadro deve obrigatoriamente coincidir com o quadro OFDM...”

“Cada TSP de transmissão dentro de um quadro multiplex deve obrigatoriamente ser transmitido pela camada hierárquica X de um sinal OFDM...”

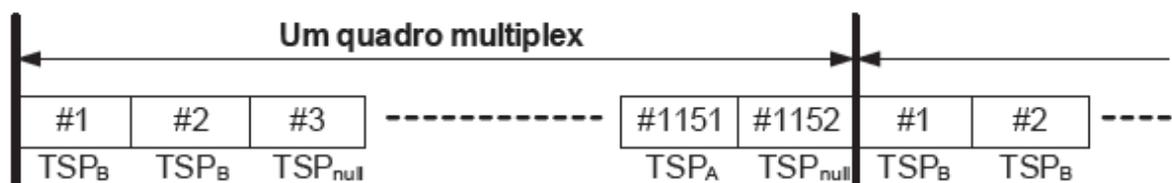


Figura 37 – Exemplo de um TS remultiplexado da norma ABNT 15601 [9], que cria um fluxo de dados indexado, associando cada TSP a um determinado segmento de uma determinada camada.

A Figura 37, acima, destaca as duas informações citadas pela norma:

- Um quadro multiplex, que é composto por 1152 TSPs, tem a mesma duração de um quadro OFDM, que é composto por 204 símbolos OFDM. Tal equivalência é obtida através da inserção dos pacotes nulos.
- O TS remultiplexador, que tem a finalidade de criar os quadros multiplex, determina qual camada deve transmitir cada TSP do quadro. No exemplo da Figura 37, o 1º TSP é transmitido pela camada B, enquanto o 1151º TSP é transmitido pela camada A. Essa determinação ocorre com o objetivo de viabilizar o processamento em paralelo dos dados pelas três camadas.

Voltando a observar o diagrama da Figura 36, percebe-se que, a cada TSP, é aplicado o código RS (do inglês *Reed Solomon*) que é um processo de codificação externa, a ser descrito na Seção 5.1.2. Em seguida, é realizado o direcionamento de cada TSP para a camada de destino, para ser processado em paralelo e transmitido. Tal direcionamento é chamado de separação hierárquica.

O processamento em paralelo começa pelo dispersor de energia, entrelaçamento de byte e outros processos com o objetivo de realizar a codificação de canal propriamente dita. Após a etapa de codificação de canal é realizada a modulação que converte o fluxo de bits em um vetor de portadoras complexas. Tais vetores de portadoras, provenientes de todas as camadas, são reunidos através do combinador de níveis hierárquicos, que nada mais é que um concatenador de vetores.

Neste ponto, vale à pena exemplificar o processo até aqui descrito através de um exemplo real de transmissão. De acordo com Bedick, G. *et al* [35], a configuração mais adotada pelas transmissoras de TV no Brasil emprega a camada A com apenas um segmento para transmitir programas LDTV (do inglês *Low Definition Television*) para recepção portátil e a camada B com 12 segmentos para a recepção fixa HDTV (do inglês *High Definition Television*), de acordo com a Tabela 5:

Tabela 5– Parâmetros típicos das transmissoras brasileiras (Extraído de Bedick, G. *et al* [35]).

| Parâmetros Típicos de Modulação Das Transmissoras Brasileiras | | |
|---|--------|--------|
| Largura de Banda | 6MHz | |
| Modo | 3 (8k) | |
| Intervalo de Guarda | 1/16 | |
| Camadas | A | B |
| Nº de Segmentos | 1 | 12 |
| Modulação da Portadora | QPSK | 64-QAM |
| Taxa de Codificação Convolutacional | 2/3 | ¾ |
| Entrelaçador de Tempo (ms) | 400 | 200 |
| Taxa de bits (Mbits/s) | 0,44 | 17,842 |

A norma NBR 15601 afirma que cada segmento, no modo 3, é composto de 384 portadoras de dados. Logo, observando o diagrama da Figura 36, a camada A deve fornecer, ao combinador de níveis hierárquicos, um vetor de 384 portadoras (números complexos)

enquanto a camada B deverá fornecer um vetor de $12 \times 384 = 4608$ portadoras. O combinador de níveis hierárquicos deve concatenar esses dois vetores formando um vetor único de $384 + 4608 = 4992$ portadoras, que após os processos de entrelaçamento de tempo e de frequência deverá ser acrescido dos sinais de controle, ilustrados no diagrama da Figura 36, para completar as 5617 portadoras do modo 3.

Outro ponto importante a se observar na Tabela 5 é a taxa de dados de cada camada. Esses valores também podem ser obtidos na Seção 6.1 - Tabela 4 da norma, repetida abaixo, por conveniência:

Tabela 6– Taxa de dados de um único segmento (Extraído de [9]).

| Modulação da portadora | Código convolucional | Número de TSP transmitido por quadro | Taxa de dados | | | |
|------------------------|----------------------|--------------------------------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|
| | | | Intervalo de guarda 1/4 | Intervalo de guarda 1/8 | Intervalo de guarda 1/16 | Intervalo de guarda 1/32 |
| DQPSK QPSK | 1/2 | 12/24/48 | 280,85 | 312,06 | 330,42 | 340,43 |
| | 2/3 | 16/32/64 | 374,47 | 416,08 | 440,56 | 453,91 |
| | 3/4 | 18/36/72 | 421,28 | 468,09 | 495,63 | 510,65 |
| | 5/6 | 20/40/80 | 468,09 | 520,1 | 550,7 | 567,39 |
| | 7/8 | 21/42/84 | 491,5 | 546,11 | 578,23 | 595,76 |
| 16QAM | 1/2 | 24/48/96 | 561,71 | 624,13 | 660,84 | 680,87 |
| | 2/3 | 32/64/128 | 748,95 | 832,17 | 881,12 | 907,82 |
| | 3/4 | 36/72/144 | 842,57 | 936,19 | 991,26 | 1021,3 |
| | 5/6 | 40/80/160 | 936,19 | 1040,21 | 1101,4 | 1134,78 |
| | 7/8 | 42/84/168 | 983 | 1092,22 | 1156,47 | 1191,52 |
| 64QAM | 1/2 | 36/72/144 | 842,57 | 936,19 | 991,26 | 1021,3 |
| | 2/3 | 48/96/192 | 1123,43 | 1248,26 | 1321,68 | 1361,74 |
| | 3/4 | 54/108/216 | 1263,86 | 1404,29 | 1486,9 | 1531,95 |
| | 5/6 | 60/120/240 | 1404,29 | 1560,32 | 1652,11 | 1702,17 |
| | 7/8 | 63/126/252 | 1474,5 | 1638,34 | 1734,71 | 1787,28 |

Segundo a Tabela 6, para os parâmetros da camada A da Tabela 5, isto é, modulação QPSK, código convolucional de 2/3 e intervalo de guarda de 1/16, o valor da taxa de dados é

440,42kbps ou 0,440Mbps. Para a camada B, a taxa por segmento é 1486,9kbps, logo, para toda a camada, essa taxa vale $12 \times 1486,9 = 17842,8$ kbps.

Voltando à discussão sobre o diagrama de blocos da Figura 36, como foi dito, os dados provenientes de cada camada são combinados de forma sincronizada através do combinador de níveis hierárquicos. Para que a concatenação se dê com sincronia, os ajustes de atraso incluídos no diagrama da Figura 36 são fundamentais.

As etapas de entrelaçamento em tempo e em frequência têm o objetivo de aumentar a robustez do sistema ao desvanecimento por multicaminhos.

Finalmente, através do processo IFFT, são geradas as múltiplas portadoras OFDM igualmente espaçadas na frequência, conforme foi explicado no Capítulo 1. Este processo representa o coração da técnica de multiplexação ortogonal por divisão em frequências (OFDM).

Na seção a seguir, serão fornecidos os detalhes associados à construção dos blocos do diagrama da Figura 36.

4.1.2 Modelo *matlab/simulink* do sistema de transmissão ISDB-T_b: Modo 2k, transmissão não-hierárquica.

Nesta seção será apresentada uma visão detalhada do programa *matlab* intitulado *txTestenew32.m* que simula o sistema de transmissão de televisão digital terrestre brasileiro, ISDB-T_b, de acordo com o padrão ABNT NBR 15601. A Figura 38 apresenta a visualização do referido programa em ambiente *simulink*.

Os parâmetros desse modelo são:

- Modo: 1 (2K)
- Transmissão não-hierárquica (apenas uma camada);
- Taxa de codificação convolucional: 3/4;
- Comprimento do entrelaçador de tempo: 8;
- Intervalo de guarda: 1/4;
- Esquema de modulação da portadora: 64QAM;

A Figura 38 apresenta o diagrama de blocos do *txTestenew32.m* em ambiente *matlab/simulink*, cuja arquitetura foi inspirada no diagrama de blocos da codificação de canal do ISDB-T_b, representado na Figura 36.

ISDB-Tb simulation

2k Mode, Nonhierarchical Transmission

OFDM mode:

- 1 --> 1-level asymmetric wavelet
- 2 ----> 1-level symmetric wavelet
- 3 -----> fourier OFDM
- 4 ----> 2-level asymmetric wavelet
- 5 -----> 2-level symmetric wavelet
- 6 ----> 3-level asymmetric wavelet
- 7 -----> 3-level symmetric wavelet

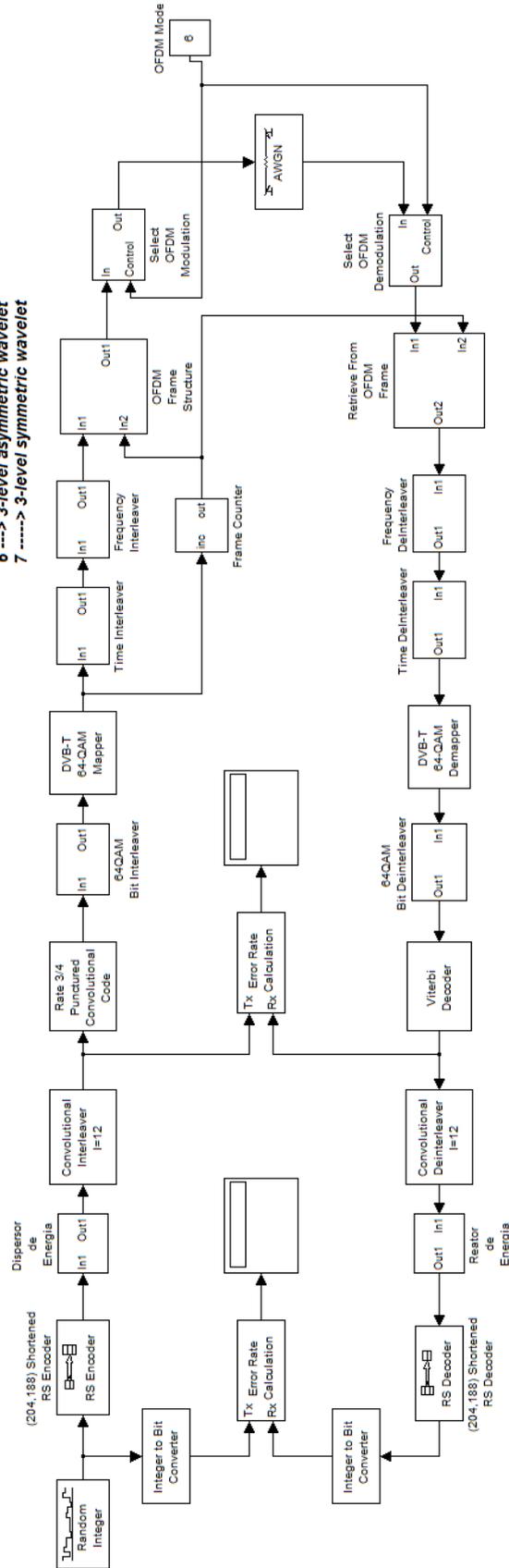


Figura 38 – Diagrama de blocos do txTestenew32.mdl no matlab/simulink.

O bloco intitulado *Random Integer* é um gerador de quadros (ou *frames*) com 188 bytes aleatórios, que fornece a entrada para o modelo. Esse vetor de 188 bytes, ao passar pelo *(204,188) Shortened RS Encoder*, sofre acréscimo de 16 bytes de paridade formando um TSP de 204 bytes. Tal processo é denominado codificação externa RS (*Reed Solomon - RS*) encurtada, que pode corrigir até 8 bytes aleatórios errados dentre os 204 bytes [34].

O dispersor de energia é implementado através de um Gerador de Sequência Binária Pseudo-Aleatória (*Pseudo Random Binary Sequence - PRBS*), de acordo o esquema de um *scrambler*, encontrado na biblioteca de comunicações do *simulink*. O *scrambler* requer como parâmetros:

- Polinômio gerador: [1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1], que representa o polinômio apresentado no item 6.6 da NBR 15601;
- Estado inicial: [1 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0 0], também apresentado na Seção 6.6 da norma.

O *Convolutional Interleaver* realiza a função de entrelaçador de byte e está configurado com 12 linhas de registradores e profundidade 17. Já o bloco intitulado *Rate 3/4 Punctured Convolutional Code* é um codificador convolucional com puncionamento, configurado com os seguintes parâmetros:

- Estrutura de treliça: *poly2trellis(7, [171 133])* – item 6.9 da NBR 15601;
- Vetor de puncionamento: [1 1 0 1 1 0]'. Significa que a cada conjunto de 6 bits, o 3º e o 6º serão removidos – Tabela 9 da NBR 15601.

A técnica de codificação interna utilizada pelo ISDB-T_b é a codificação convolucional, um tipo de código corretor de erro, em que cada conjunto de m símbolos é transformado em um conjunto de n símbolos, com $n > m$. A taxa de código é definida como sendo a razão m/n . Para remover o excesso de redundância, alguns bits são puncionados, isto é, eliminados ou removidos, reduzindo a taxa final de dados

O *64QAM Bit Interleaver* desempenha a função de entrelaçador de bit para a modulação 64QAM, cuja implementação está de acordo com o diagrama da Figura 20 da NBR 15601. A Figura 39 apresenta a implementação do referido subsistema em *simulink*:

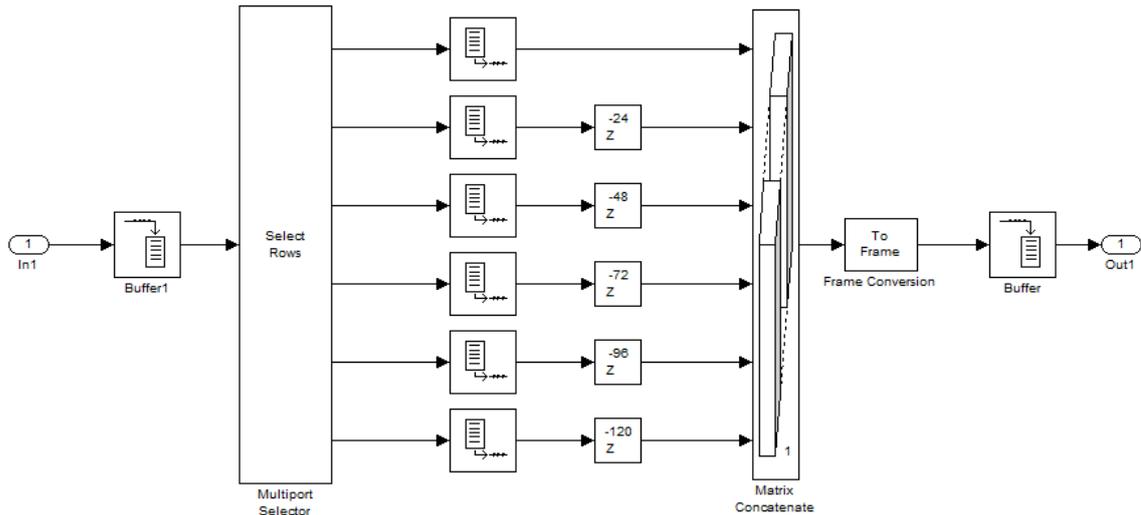


Figura 39 - 64QAM Bit *Interleaver*.

Os blocos de modulação e demodulação foram extraídos do modelo *commdvbt.m* que simula a transmissão/recepção do sistema europeu DVB-T. A justificativa para o uso de tais blocos é o fato de que a única diferença para modulação 64QAM nos sistemas DVB-T e ISDB-T_b é a maneira como os bits são codificados na constelação, o que pode ser observado comparando a Figuras 21 da norma NBR 15601 - Seção 6.10.3.4 com a Figura 9b, contida na Seção 4.3.5 da norma EN 300 744 e também apresentada na Figura 46 do Capítulo 5. Para o ponto (1,1) do plano complexo, por exemplo, tem-se as seguintes codificações: 001100 para o 64QAM do DVB-T e 100100 para o 64QAM do ISDB-T_b. Como tal diferença de codificação não impacta no desempenho do sistema simulado, não foi construído outro modulador 64QAM para o ISDB-T_b, extraindo o mesmo do modelo do DVB-T.

O *Time Interleaver*, ou Entrelaçador de Tempo, tem o objetivo de aumentar a robustez contra desvanecimento (*fading*) através de aleatorização [9]. Tal bloco foi implementado de acordo com as diretrizes da NBR 15601 e está configurado com parâmetro de comprimento $l = 8$.

O *Frequency Interleaver*, ou Entrelaçador de Frequência, utiliza um *General Block Interleaver*, obtido na biblioteca de comunicações do *simulink*, para executar a função de “Entrelaçamento entre Segmentos”. A função de “Entrelaçamento dentro do segmento” é gerada através da conjunção de dois *General Block Interleavers* em série, um para a “Rotação da portadora” e outro para o “*Randomizing* das portadoras *intra segment*”. As tabelas para

esses processos estão contidas no *script isdb_gen.m*, elaborado de acordo com as instruções da norma NBR 15601 e apresentado no anexo C.

O sinal, ao sair do *Frequency Interleaver*, passa pelo bloco intitulado *OFDM Frame Structure* (Estrutura de Quadro OFDM) que promove a configuração do segmento OFDM de acordo com a Figura 33 da NBR 15601. Tal configuração também é realizada com base em tabelas do *script isdb_gen.m*, contido no anexo C.

A modulação OFDM é facilmente gerada pelo bloco IFFT, descrito de acordo com a Figura 40. O sinal de 1404 portadoras, ao sair do *OFDM Frame Structure*, é super-amostrado através da inserção de zeros na até atingir 2048 pontos, necessários para a operação IFFT. A super-amostragem é realizada através do bloco *zero padding*, da biblioteca de comunicações do *simulink*. O *Selector*, que também pode ser encontrado na biblioteca do *simulink*, reordena os 2048 símbolos da seguinte forma: 322 zeros + 1404 portadoras + 322 zeros, de forma que a informação fique no centro dos 2048 pontos.

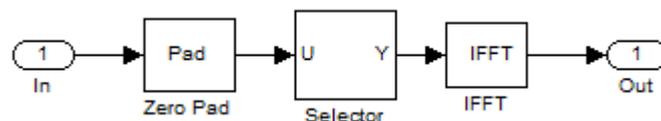


Figura 40 – Bloco IFFT.

A adição de intervalo de guarda (*Add Cyclic Prefix*) tem a finalidade de proteger o sinal do desvanecimento de multipercursos, e também foi realizada através de um bloco *Selector*, da biblioteca do *simulink*, o qual simplesmente acrescenta uma cópia das 512 primeiras portadoras à frente do quadro de [2048x1] aumentando sua dimensão para [2560x1].

A implementação do receptor foi realizada através da construção de blocos capazes de realizar as funções inversas dos blocos do sistema transmissão. Por exemplo, para desfazer o efeito do Dispersor de Energia, construiu-se o Reator de Energia através de um *descrambler*, obtido da biblioteca do *simulink*.

A Tabela 7 apresenta um resumo geral das características do sistema desenvolvido:

Tabela 7 - Resumo geral do sistema.

| PARÂMETRO | VALOR |
|--|-----------------------------------|
| Modo | 1 (2k) |
| Nº de Camadas | 1 |
| Taxa de codificação | 3/4 |
| Comprimento do entrelaçador de tempo | 8 |
| Intervalo de guarda | 1/4 |
| Esquema de modulação da portadora | 64QAM |
| Codificação externa | RS(204,188) |
| Polinômio gerador do PRBS (<i>scrambler</i>) | [1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1] |
| Valor inicial do PRBS | [1 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0 0] |
| Nº de linhas do <i>Convolutional Interleaver</i> | 12 |
| Profundidade do <i>Convolutional Interleaver</i> | 17 |
| Estrutura de treliça do <i>Convolutional Encoder</i> | poly2trellis(7, [171 133]) |
| Vetor de puncionamento | [1 1 0 1 1 0]' |
| Padrão da Constelação | DVB-T |

Na Figura 38 também se pode perceber a presença do bloco AWGN, que modela um dos cenários em que as simulações foram realizadas. As simulações para o modelo *txTestenew32.mdl* do ISDB-T_b foram realizadas para dois diferentes tipos de canais:

- Canal AWGN, simulando a transmissão com adição de ruído gaussiano branco. Esse bloco é similar ao utilizado na simulação do DVB-T.
- Canal de multipercursos Rayleigh, com desvanecimento seletivo em frequência e efeito Doppler (*Dispersive Multipath Rayleigh Channel*). Este bloco reflete o ambiente de simulação utilizado pela parceria Associação Brasileira das Emissoras de Rádio e Televisão – ABERT e Universidade Mackenzie em seus testes de campo para determinação do sistema de TVD a ser adotado no Brasil [36].

O canal com desvanecimento de Rayleigh pode ser encontrado na biblioteca de comunicações do *simulink*. Porém, para se realizar o experimentos computacionais e se obter as tabelas da BER versus SNR, é preciso equalizar. Tal processo de equalização foi realizado de maneira simples, embutida no próprio bloco do canal, conforme mostra o diagrama detalhado do bloco *Dispersive Multipath Rayleigh Channel*:

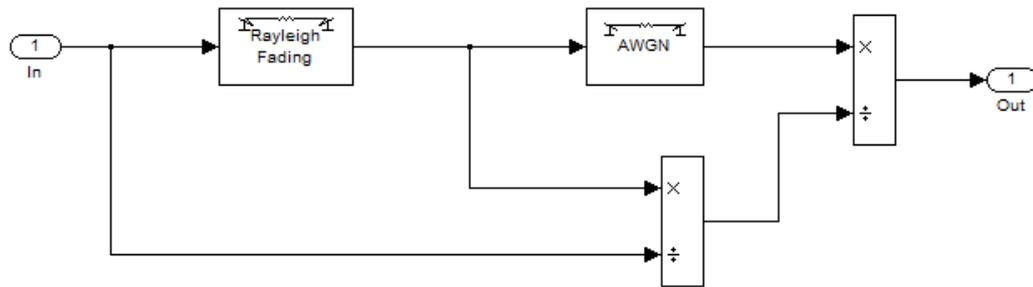


Figura 41 - Diagrama detalhado do bloco *Dispersive Multipath Rayleigh Channel*.

Na Figura 41, o primeiro bloco de divisão serve para obter a resposta em frequência do canal Rayleigh. Essa resposta é então dividida novamente pelo sinal na saída do canal AWGN, que insere o ruído. Esse processo de divisão no domínio da frequência equivale ao processo de deconvolução temporal, e portanto, ao processo de equalização.

O referido bloco de desvanecimento foi configurado para apresentar efeito Doppler, que é o “deslizamento” das frequências das portadoras devido à velocidade relativa entre transmissor e receptor. Para a estimação do desvio em frequência (f_d), considerou-se o receptor se movendo com 1m/s e a frequência central (f_c) de transmissão de 9GHz, na banda de UHF (*Upper Higher Frequencies*). Usando-se a fórmula

$$f_d = \frac{v \times f_c}{C},$$

onde C é a velocidade da luz, ou seja, 3×10^8 m/s, obteve-se 0,3Hz de desvio Doppler.

A diferença entre o desvanecimento plano e o seletivo em frequência é a presença de ecos, ou sinais de multicaminhos que provocam interferência. O desvanecimento plano afeta todo o espectro igualmente, não havendo componentes de multicaminhos.

Os parâmetros de configuração do bloco de desvanecimento utilizado nas simulações encontram-se descritos na Tabela 8 - Parâmetros do bloco *Dispersive Multipath Rayleigh Channel*.

Tabela 8 – Parâmetros do bloco *Dispersive Multipath Rayleigh Channel*

| | |
|---|---|
| Máximo desvio Doppler | 0,3Hz |
| Vetor de atrasos | [0 0.15e-6 2.22e-6 3.05e-6 5.86e-6 5.93e-6] |
| Tipo de espectro Doppler | JAKES |
| Vetor de ganhos | [0 -13.8 -16.2 -14.9 -13.6 -16.4] |
| Ganho global do vetor de ganhos normalizado para 0 dB ? | SIM |

4.2 ISDB-T_b: Simulações

As Tabelas de 9 a 13 reúnem os resultados obtidos para os experimentos computacionais que geraram as tabelas BER *versus* SNR obtidos para o ISDB-T_b e seus sete sistemas OFDM simulados nos canais AWGN e com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh. Nas Figuras 42 e 43 são apresentadas as curvas de desempenho dos sistemas nos dois canais simulados. Como os desempenhos para os blocos simétrico e assimétrico de 1 nível foram muito próximos, optou-se por representar apenas o DWT-OFDM assimétrico de 1 nível nos gráficos.

Tabela 9 - Resultados para a simulação no canal AWGN . Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

| TIPO DE MODULAÇÃO OFDM | SNR (dB) | | | | | |
|---|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| | 14 | 15 | 16 | 16,5 | 17 | 17,5 |
| DWT-OFDM assimétrico de 1 nível (Daubechies-4) | 1,34E-01 | 7,05E-02 | 7,80E-03 | 6,14E-03 | 5,05E-04 | 1,69E-05 |
| DWT-OFDM simétrico de 1 nível (Daubechies-4) | 1,34E-01 | 7,05E-02 | 7,77E-03 | 6,14E-03 | 5,05E-04 | 1,69E-05 |
| DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis (Daubechies-4) | 1,41E-01 | 6,28E-02 | 1,79E-02 | 4,22E-03 | 2,03E-04 | 8,32E-06 |
| DWT-OFDM simétrico de 2 níveis (Daubechies-4) | 1,52E-01 | 7,45E-02 | 1,72E-02 | 3,58E-03 | 1,50E-04 | 6,89E-06 |
| DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis (Daubechies-4) | 1,66E-01 | 6,61E-02 | 1,99E-02 | 6,16E-03 | 5,48E-04 | 1,55E-05 |
| DWT-OFDM simétrico de 3 níveis (Daubechies-4) | 1,34E-01 | 6,63E-02 | 2,02E-02 | 3,76E-03 | 9,51E-05 | 1,11E-05 |
| FFT-OFDM | 1,47E-01 | 5,34E-02 | 1,52E-02 | 4,92E-03 | 2,34E-04 | 1,30E-05 |

Tabela 10 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 1 nível no canal *Dispersive Multipath Rayleigh*. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

| SNR (db) | DWT-OFDM assimétrico de 1 nível (Daubechies-4) | DWT-OFDM simétrico de 1 nível (Daubechies-4) |
|----------|--|--|
| 26 | 4,77E-01 | 4,78E-01 |
| 28 | 4,19E-01 | 3,94E-01 |
| 30 | 2,63E-01 | 2,39E-01 |
| 33 | 8,61E-02 | 5,85E-02 |
| 37 | 3,22E-02 | 4,07E-02 |
| 40 | 2,05E-02 | 1,56E-02 |
| 42 | 9,62E-03 | 9,50E-03 |
| 44 | 6,29E-03 | 6,56E-03 |
| 46 | 4,20E-03 | 3,34E-03 |
| 48 | 2,03E-03 | 1,32E-03 |
| 50 | 2,20E-04 | 3,32E-04 |

Tabela 11 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 2 níveis no canal *Dispersive Multipath Rayleigh*. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

| SNR (db) | DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis (Daubechies-4) | DWT-OFDM simétrico de 2 níveis (Daubechies-4) |
|----------|--|--|
| 26 | 4,97E-01 | 4,65E-01 |
| 28 | 4,81E-01 | 4,21E-01 |
| 30 | 4,35E-01 | 2,62E-01 |
| 33 | 1,05E-01 | 7,65E-02 |
| 37 | 4,19E-02 | 2,38E-02 |
| 40 | 2,26E-03 | 8,05E-03 |
| 42 | 1,42E-03 | 6,52E-03 |
| 44 | 7,76E-03 | 5,30E-03 |
| 46 | 1,09E-04 | 7,59E-05 |
| 48 | 1,75E-05 | 4,36E-05 |
| 50 | 6,10E-06 | error free |

Tabela 12 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 3 níveis no canal *Dispersive Multipath Rayleigh*. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

| SNR (db) | DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis (Daubechies-4) | DWT-OFDM simétrico de 3 níveis (Daubechies-4) |
|----------|--|--|
| 26 | 4,98E-01 | 4,68E-01 |
| 28 | 4,31E-01 | 4,10E-01 |
| 30 | 2,70E-01 | 2,63E-01 |
| 33 | 1,11E-01 | 7,28E-02 |
| 37 | 1,60E-02 | 8,60E-03 |
| 40 | 1,61E-02 | 5,01E-03 |
| 42 | 1,73E-03 | 1,25E-03 |
| 44 | 7,95E-04 | 1,08E-04 |
| 46 | 8,05E-05 | 1,34E-04 |
| 48 | 2,25E-05 | 6,40E-06 |
| 50 | 9,07E-06 | error free |

Tabela 13 – Desempenho do sistema FFT-OFDM no canal *Dispersive Multipath Rayleigh*.
 Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

| SNR (db) | FFT-OFDM |
|----------|------------|
| 26 | 4,87E-01 |
| 28 | 4,32E-01 |
| 30 | 2,55E-01 |
| 33 | 2,12E-01 |
| 37 | 1,18E-01 |
| 40 | 1,98E-03 |
| 42 | 1,34E-04 |
| 44 | 5,91E-05 |
| 46 | 2,35E-05 |
| 48 | error free |

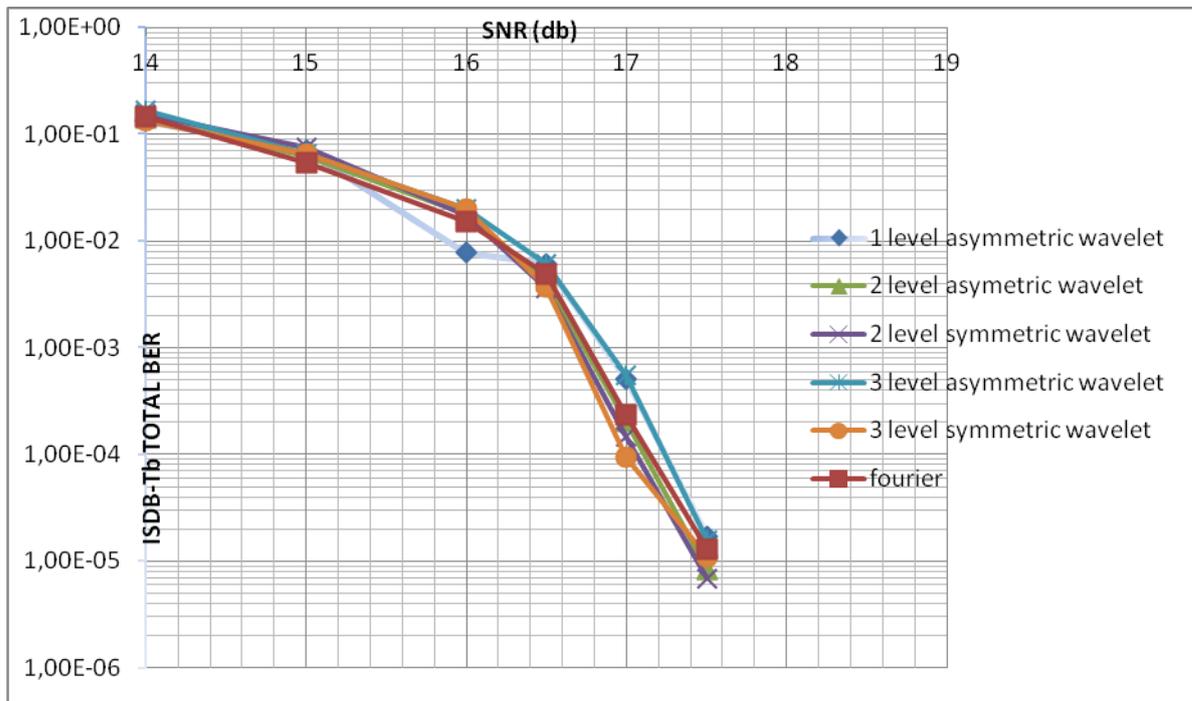


Figura 42 – Desempenho de sete sistemas OFDM para ISDB-T_b sobre o canal AWGN.
 Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

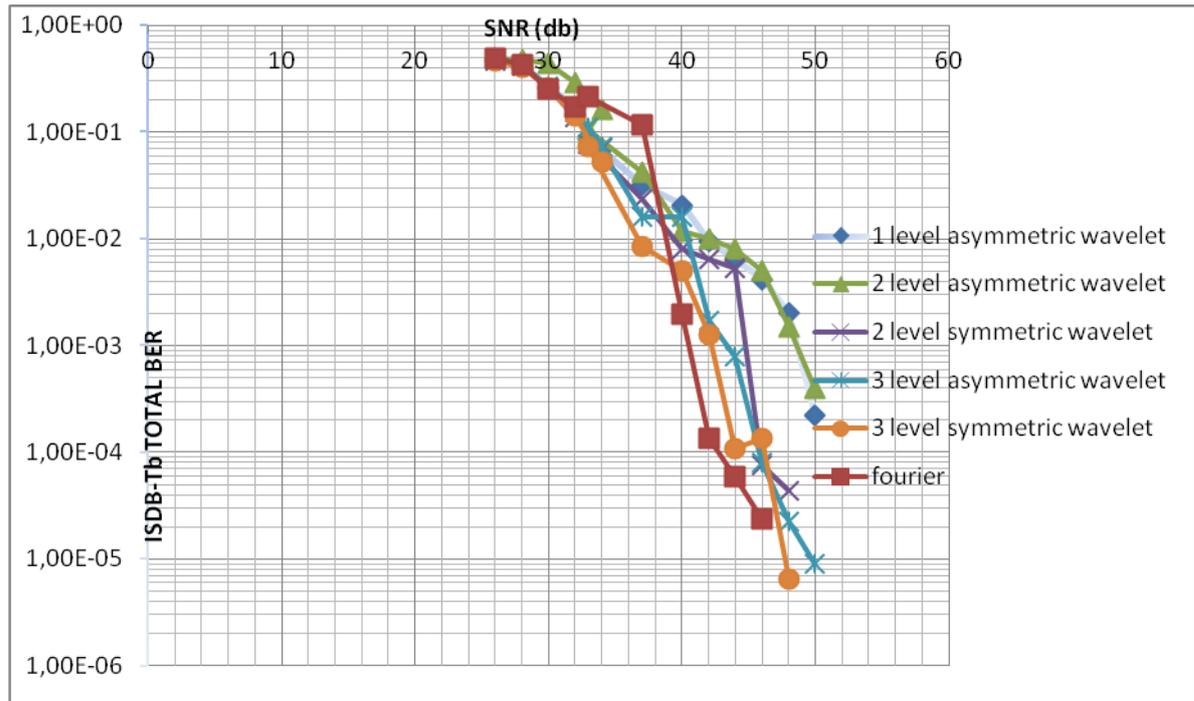


Figura 43 – Desempenho de sete sistemas OFDM para ISDB-T_b sobre o canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

4.3 Discussão dos resultados

Nesse ponto do trabalho, vale a pena informar que, antes de se implementar o modelo do ISDB-T_b, foi realizado um estudo profundo dos modelos do HIPERLAN-2 [4], WLAN [3] e DVB-T [6], contidos na biblioteca do *simulink*. Realizou-se um estudo comparativo entre as normas desses sistemas e a norma ABNT NBR 15601 [9], que rege o ISDB-T_b, onde foram identificadas diversas similaridades, de forma que diversos blocos do DVB-T, por exemplo, foram adaptados para o ISDB-T_b. Tais similaridades serão exploradas nos capítulos seguintes.

É relevante também informar que as simulações foram realizadas primeiramente para o DVB-T, pois nesse momento desejava-se implantar e testar os diversos canais utilizados nas simulações, tais como o canal AWGN e o canal com desvanecimento por multipercursos de Rayleigh, entre outros. Além disso, como já se dispunha de um modelo pronto para o Sistema Europeu de TVD, foi mais conveniente iniciar as simulações através dele. Nessa fase, foram

coletados todos os dados para o levantamento das curvas de desempenho para o DVB-T, as quais serão apresentadas no Capítulo 5.

O estudo do DVB-T trouxe diversos aprendizados, relacionados principalmente à forma de obtenção dos dados. Quando as simulações foram iniciadas, acreditava-se que os valores da BER iriam convergir no tempo. Mas esta foi uma falsa percepção, como será discutido na Seção 5.3 do Capítulo 5. Verificou-se, através do estudo das simulações para o DVB-T, que seria mais conveniente a obtenção dos dados para uma meta de 200 bits de erro, com transmissão limitada a 10^8 bits. Este mesmo critério de parada foi aplicado às simulações do ISDB-T_b, e incluído no bloco *Error Rate Calculation*, presente no diagrama de blocos da Figura 38.

Considerou-se a como tempo de simulação o tempo necessário para se obter 200 bits de erro na recepção, para um dado valor de SNR na transmissão. O valor absoluto desse tempo varia de acordo com a capacidade do processador do computador utilizado para as simulações. Por exemplo, nas simulações realizadas nesse trabalho, utilizou-se uma máquina com processador Intel Core i-7 e memória RAM de 4 Gbytes. O tempo de geração de cada ponto das curvas e tabelas chegava a ultrapassar 30 min. Este tempo de simulação excessivo, em ambiente *simulink/matlab*, revela que a implementação proposta para o ISDB-T_b precisa ser otimizada, de modo que esta seja portada para um Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processor - DSP*), para construção de um conjunto transmissor/receptor.. O referido modelo, porém, pode ser perfeitamente utilizado para fins de levantamento das curvas de desempenho do Sistema Brasileiro de TVD.

Na seção anterior foram coletadas grandes quantidades de dados experimentais sobre o modelo *txTestenew32.mdl* do ISDB-T_b, por meio de experimentos computacionais realizados sobre dois diferentes canais: canal AWGN e canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh.

Com relação à robustez dos sistemas ao canal AWGN, pode-se afirmar que os sete modelos para o ISDB-T_b apresentaram desempenhos similares para todos os valores de SNR simulados. Como se pode observar na Figura 42, para uma BER da ordem de 10^{-4} , as divergências em termos de SNR não chegam a 0,3dB, sendo que, para esta taxa de erro de bit, o DWT-OFDM simétrico de 3 níveis foi o modelo que apresentou melhor desempenho, enquanto que o DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis apresentou o pior desempenho

comparativo no canal AWGN. É interessante observar que, mesmo assim, as diferenças entre as SNRs desses dois modelos não chegaram a 0,3dB.

Já para o canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh, o modelo baseado em FFT-OFDM foi o que apresentou melhor desempenho, com 7dB de vantagem sobre o DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis, mas com apenas 1dB de vantagem sobre o DWT-OFDM simétrico de 3 níveis, considerando um BER de 10^{-3} .

Ao se observar a Figura 43, relativa às simulações no canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh, percebe-se que aumentando-se o número de níveis o desempenho era aumentado. Além disso, as versões simétricas possuíam melhor desempenho. Adicionalmente, para os modelos com mesmo número de níveis, as versões com transformadas simétricas eram melhores que as versões assimétricas equivalentes, para elevados valores de SNR.

Os resultados da Figura 43, para o canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh, mostram que o desempenho do modelo original, FFT-OFDM, ficou em média 1dB acima do melhor dentre os modelos de *wavelets*, que foi o DWT-OFDM simétrico de 3 níveis.

Para as simulações no canal AWGN, cujos resultados foram apresentados na Figura 42, as divergências em termos de desempenho foram bem menores, e não vale a mesma regra geral destacada para o canal com desvanecimento em frequência, ou seja, não há uma correlação direta entre o número de níveis e o desempenho. Vale, porém, o registro de que, para um mesmo número de níveis, as versões simétricas eram melhores.

Ainda com relação as simulações no canal AWGN, o modelo que apresentou melhor desempenho foi o DWT-OFDM simétrico de 3 níveis, para altos valores de SNR, superando, inclusive, o próprio FFT-OFDM, que havia levado vantagem no canal com desvanecimento de Rayleigh. Dessa vez, o FFT-OFDM foi o terceiro colocado, ficando atrás dos DWT-OFDM simétricos de 2 e 3 níveis. Num ambiente com uma SNR da ordem de 17dB, a vantagem do DWT-OFDM simétrico de 3 níveis chegava a 0,3dB em comparação com o concorrente FFT-OFDM.

Levando-se em conta as curvas das Figuras 42 e 43, percebe-se que o modelo DWT-OFDM simétrico de 3 níveis seria uma opção viável para substituir a técnica FFT-OFDM atualmente presente no ISDB-T_b. Tal viabilidade se justifica pelos seguintes fatos:

- desempenho ligeiramente superior ao processo FFT-OFDM, com diferença chegando a 0,3dB, quando simulado num ambiente com ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN);
- apesar de apresentar desempenho inferior ao processo FFT-OFDM, quando simulado para altos valores de relação sinal-ruído (SNR) num canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh, tal modelo traz a vantagem de não exigir prefixo cíclico, proporcionando ganhos em termos de qualidade e taxa útil de transmissão.
- O desempenho do DWT-OFDM simétrico de 3 níveis foi inferior ao FFT-OFDM no canal de Rayleigh apenas quando simulado para altos valores da SNR. Até 30 dB, as diferenças não foram aparentes.

Diante do que foi exposto, recomenda-se o uso do bloco DWT-OFDM simétrico de 3 níveis como proposta de inovação para o ISDB-T_b.

CAPÍTULO 5

Wavelets no Sistema Europeu DVB-T

Este capítulo realiza estudo similar ao que foi feito para o ISDB-T_b, no Capítulo 4, porém para o sistema europeu DVB-T [6]. Descreve-se o modelo *commdvbt.mdl*, da biblioteca de comunicações do *matlab/simulink*, que modela a camada de transmissão do DVB-T, de acordo com o padrão europeu ETSI EN 300 774 [6]. São apresentados os resultados de simulações em vários canais, comparando diversas propostas de sistemas *wavelet*-DVB-T com sua versão atual.

5.1 Descrição do Sistema

O modelo *commdvbt.mdl* apresenta um conjunto transmissor/receptor operando no modo 2k (IFFT/FFT de 2048 pontos) com transmissão não hierárquica, isto é, com apenas uma camada. A Seção 4.1 da norma ETSI EN 300 774 [6] prevê a possibilidade de até dois níveis hierárquicos com codificação de canal e modulação em paralelo. A transmissão hierárquica poderia atender, por exemplo, a transmissão portátil e HDTV simultaneamente.

Os parâmetros do modelo proposto e seu diagrama de blocos encontram-se representados na Tabela 14.

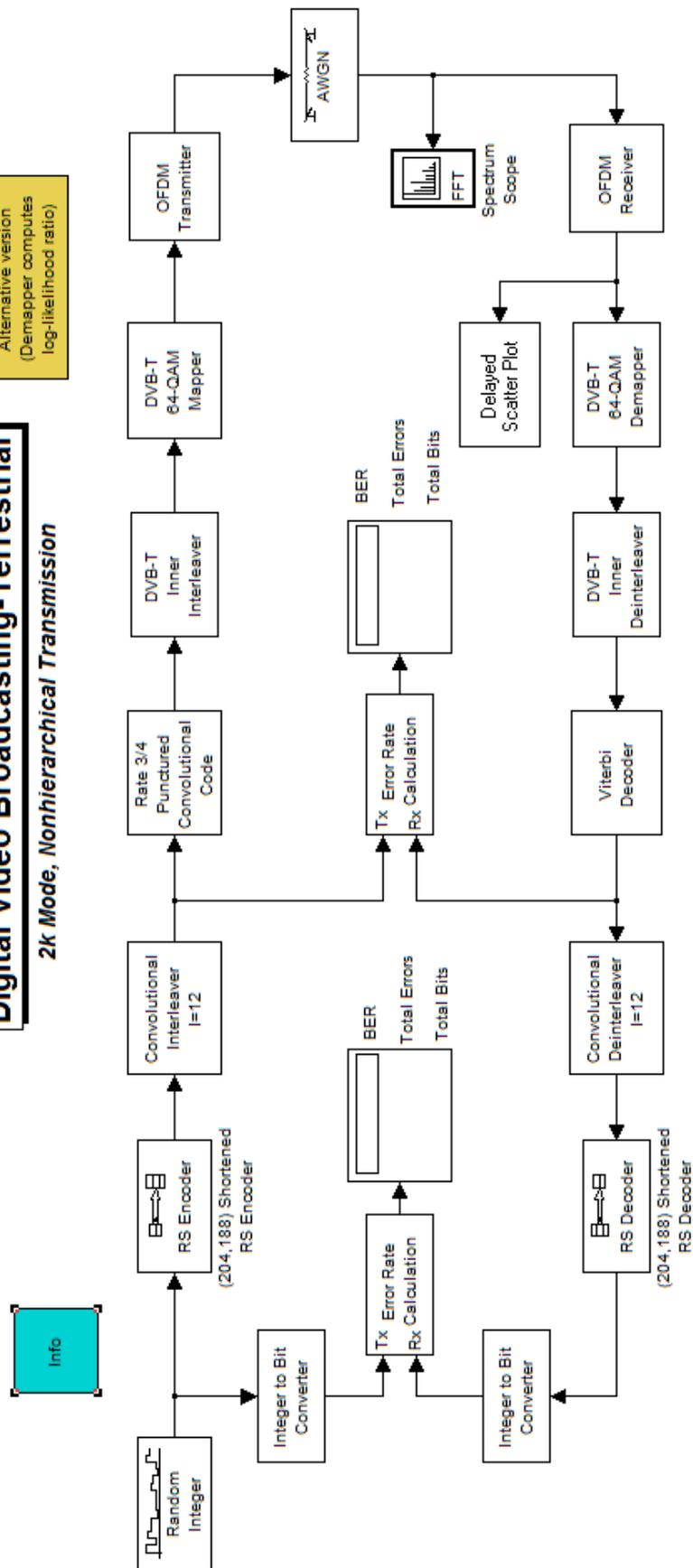
Tabela 14 – Parâmetros do sistema.

| PARÂMETRO | VALOR |
|--|--------------------------------|
| Modo | 2k |
| Nº de Camadas | 1 |
| Taxa de codificação | 3/4 |
| Esquema de modulação da portadora | 64QAM |
| Codificação externa | RS(204,188) |
| Nº de linhas do <i>Convolutional Interleaver</i> | 12 |
| Profundidade do <i>Convolutional Interleaver</i> | 17 |
| Estrutura de treliça do <i>Convolutional Encoder</i> | poly2trellis(7, [171 133]) |
| Vetor de puncionamento | [1 1 0 1 1 0]' |
| Entrelaçador Interno | <i>DVB-T Inner Interleaver</i> |

Digital Video Broadcasting-Terrestrial

2k Mode, Nonhierarchical Transmission

Alternative version
(Demapper computes
log-likelihood ratio)



Copyright 2006-2008 The MathWorks, Inc.

Figura 44 – Diagrama de blocos do DVB-T no *matlab/simulink*.

A norma EN 300 744 prevê o uso de dispersor/reator de energia, porém os mesmos não foram implementados no modelo, provavelmente por que os sinais de entrada já são aleatórios, não sendo necessário um novo espalhamento.

O bloco intitulado “*Random Integer*” é um gerador de quadros (ou *frames*) com 188 bytes aleatórios, similar ao utilizado no modelo *txTestenew32.mdl*, abordado no Capítulo 4.

O “*Convolutional interleaver*” realiza a função de entrelaçador de byte e está configurado com 12 linhas de registradores e profundidade 17. Já o bloco intitulado “*Rate 3/4 Punctured Convolutional Code*” é um codificador convolucional com puncionamento, configurado com os seguintes parâmetros:

- Estrutura de treliça: $\text{poly2trellis}(7, [171 \ 133])$ – ítem 4.3.3 da norma EM 300 744;
- Vetor de puncionamento: $[1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0]'$. Significa que a cada conjunto de 6 bits, o 2º e o 6º serão removidos – Seção 4.3.3 da norma EN 300 744. Percebe-se que este vetor é diferente do vetor de puncionamento do ISDB-T_b, abordado no Capítulo 4.

Os processos até agora descritos são bastante similares aos processos do ISDB-T_b, de forma que o estudo do sistema DVB-T [6] facilitou enormemente a implementação do modelo *txTestenew32.mdl* do ISDB-T_b, o qual foi apresentado no capítulo anterior.

Uma característica particular do DVB-T [6] é o uso de um entrelaçador interno especial (*DVB-T Inner Interleaver*), composto por um entrelaçador de bit seguido de um entrelaçador de símbolo. O entrelaçador de bit é implementado através de um *General Block Interleaver* que “mistura” os bits de acordo com uma tabela (*dvb_bit_int_table*), gerada de acordo com as instruções da Seção 4.3.4.1 da norma EN 300 744. Já o *Symbol Interleaver* [6], está descrito na Seção 4.3.4.2 da referida norma, e não se entrará em detalhes sobre seu funcionamento por este fugir ao escopo deste trabalho. A figura a seguir apresenta o diagrama do *DVB-T Inner Interleaver*:

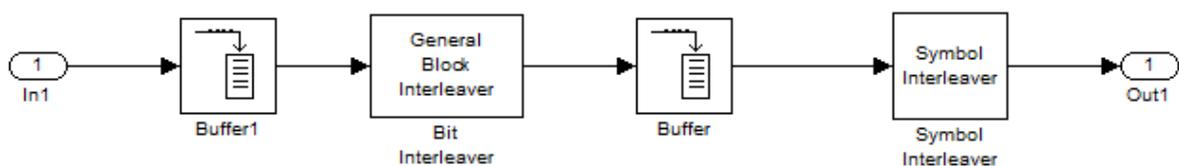


Figura 45 - *DVB-T Inner Interleaver*.

O bloco *DVB-T 64QAM Mapper* é um simples bloco *General QAM Modulator Baseband* da biblioteca do *simulink*. Sua constelação está de acordo com a prevista na Seção 4.3.5 da norma, e já se encontra normalizada, como pode ser observado na Figura 46. Se observarmos a Figura 9b da Seção 4.3.5 da norma, percebemos que o ordenamento dos bits é da esquerda para a direita. Por exemplo, o conjunto de bits: 100000 representa 1 e não 32; 000100 representa 8 e não 4.

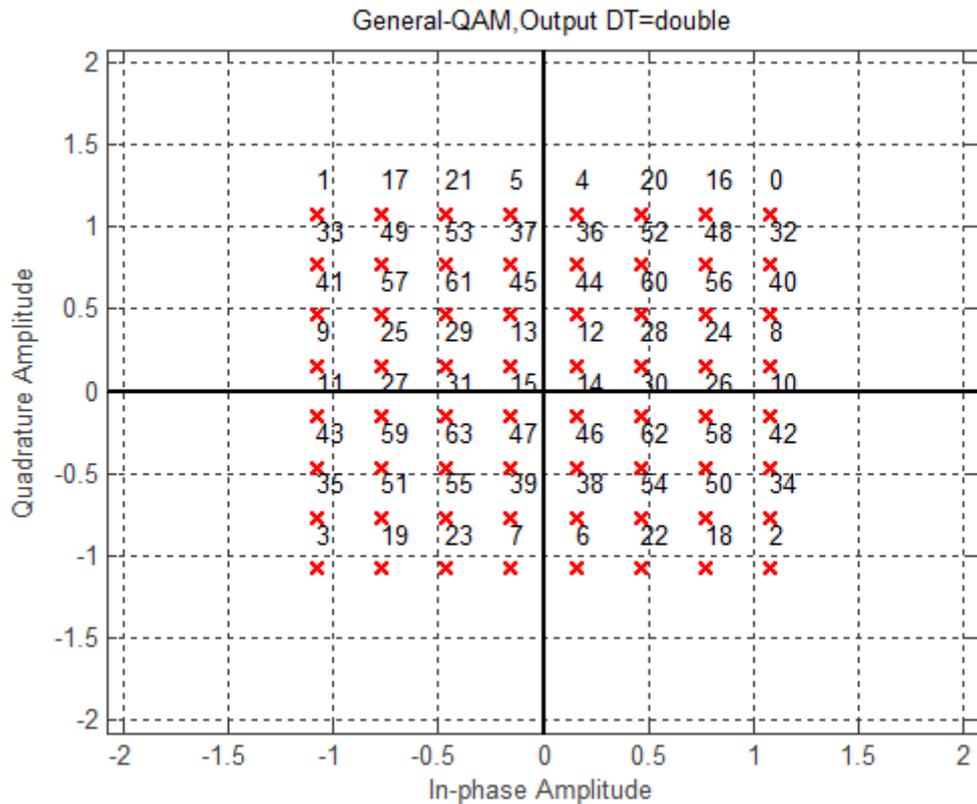


Figura 46 – Constelação normalizada 64QAM para DVB-T.

No *OFDM Transmitter* não há inserção de pilotos, nem de sequências de treinamento para equalizador. Neste modelo também não há bloco de adição de prefixo cíclico, muito embora a norma EN 200 744 preveja a inserção de todos esses atributos. A referida norma prevê a geração de sequência pseudo-aleatória para formar os pilotos espalhados, já que eles não ocorrem em todos os símbolos, e devem ser inseridos no quadro OFDM de acordo com o item 4.5.3 da norma. Há a previsão de pilotos contínuos, que devem ser inseridos em todos os símbolos, nas posições descritas pela Tabela 7 da Seção 4.5.4 da norma. Há também a necessidade da inserção dos Parâmetros de Sinalização (TPS – *Transmission Parameter Signalling*), nas posições estabelecidas pela Tabela 8, Seção 4.6 da norma. Esses parâmetros

de sinalização transportam informações de controle, tais como: inicialização, sincronização, indicador de comprimento, número do quadro, constelação, informação sobre hierarquia (transmissão hierárquica, com duas camadas ou não-hierárquica, com camada única), taxas de código (taxa do *Convolutional Encoder*), intervalos de guarda, modo de transmissão (2k ou 8k são as possibilidades para o DVB-T) além de 14 bits de paridade para proteção do TPS.

Ora, o objetivo principal deste trabalho é estudar a viabilidade da substituição dos blocos FFT-OFDM pelos blocos DWT-OFDM, desenvolvidos no Capítulo 3. Portanto, o modelo não precisa considerar essas informações de sinalização. Pretende-se comparar os sistemas OFDM baseados em Fourier e *wavelets* de forma bastante clara: através das curvas de desempenho, de BER *versus* SNR. O modelo do arquivo *commdvbt.mdl* é suficiente para tais objetivos.

Nas seções a seguir, foram realizados experimentos computacionais com o objetivo de levantar as tabelas de BER *versus* SNR para sete diferentes sistemas OFDM: o sistema atual, FFT-OFDM, e os seis sistemas DWT-OFDM propostos no Capítulo 3. Através dessas tabelas foram levantadas as curvas de desempenho para os sete sistemas propostos e realizada a comparação.

Os experimentos foram realizados em quatro diferentes canais:

- Canal AWGN, simulando a transmissão com adição de ruído gaussiano branco;
- Canal com desvanecimento plano de Rayleigh e efeito Doppler;
- Canal de multipercursos Rayleigh, com desvanecimento seletivo em frequência e efeito Doppler;
- Canal com desvanecimento plano de Rice e efeito Doppler;

Para o canal AWGN não há necessidade de equalização, pois seu efeito é apenas a adição de ruído gaussiano branco. Não havendo distorção de fase nem de frequência, não há necessidade de correção dos efeitos do canal.

Porém para os canais com desvanecimento de Rayleigh e Rice, onde o efeito Doppler promove um “deslizamento” nas frequências das portadoras, há a necessidade de estimação de fase do canal. Portanto, foi realizado o processo de equalização embutido nos próprios blocos dos canais, os quais serão descritos nas seções a seguir.

5.2 DVB-T: Simulações

O canal AWGN pode ser encontrado diretamente na biblioteca do *simulink* e já se encontra no modelo *commdvbt.mdl*. Este bloco está configurado para o modo SNR, o qual foi variado manualmente no range 12; 13; 14; 15; 16; 16,5; 17; 17,5 e 18dB. Os valores foram lidos após o *Viterbi Decoder*, após o *Convolutional Deinterleaver* e após o *RS Decoder*. Adaptou-se o modelo *commdvbt.mdl* para que o mesmo pudesse ser simulado para os sete diferentes sistemas, conforme mostra o diagrama da Figura 47.

Os blocos *Select OFDM Modulation/Demodulation* mesclam os sete sistemas simulados. A Figura 48 apresenta o diagrama de blocos detalhado do *Select OFDM Modulation*. A porta *Control Port* seleciona o tipo de modulação OFDM, de acordo com o texto *OFDM Mode*, constante na Figura 47. Por exemplo, de acordo com esse texto, selecionando-se 1, escolhe-se o bloco DWT-OFDM assimétrico de 1 nível.

Outro detalhe importante, que precisa ser destacado, é o fato de que para a opção 3 do *OFDM Mode*, referente ao FFT-OFDM, o sinal de entrada precisa ser normalizado no bloco AWGN por 1/2048. Isso por que a transformada IFFT do *matlab/simulink*, aplica um fator de 1/2048 ao realizar o processo matemático (observe o *help* do bloco IFFT). Como tal fato não acontece com a transformada IDWT, o fator de normalização do bloco AWGN deve ser unitário para as demais opções de modulação OFDM (opções 1, 2, 4, 5, 6 e 7).

DVBT simulation

2k Mode, Nonhierarchical Transmission

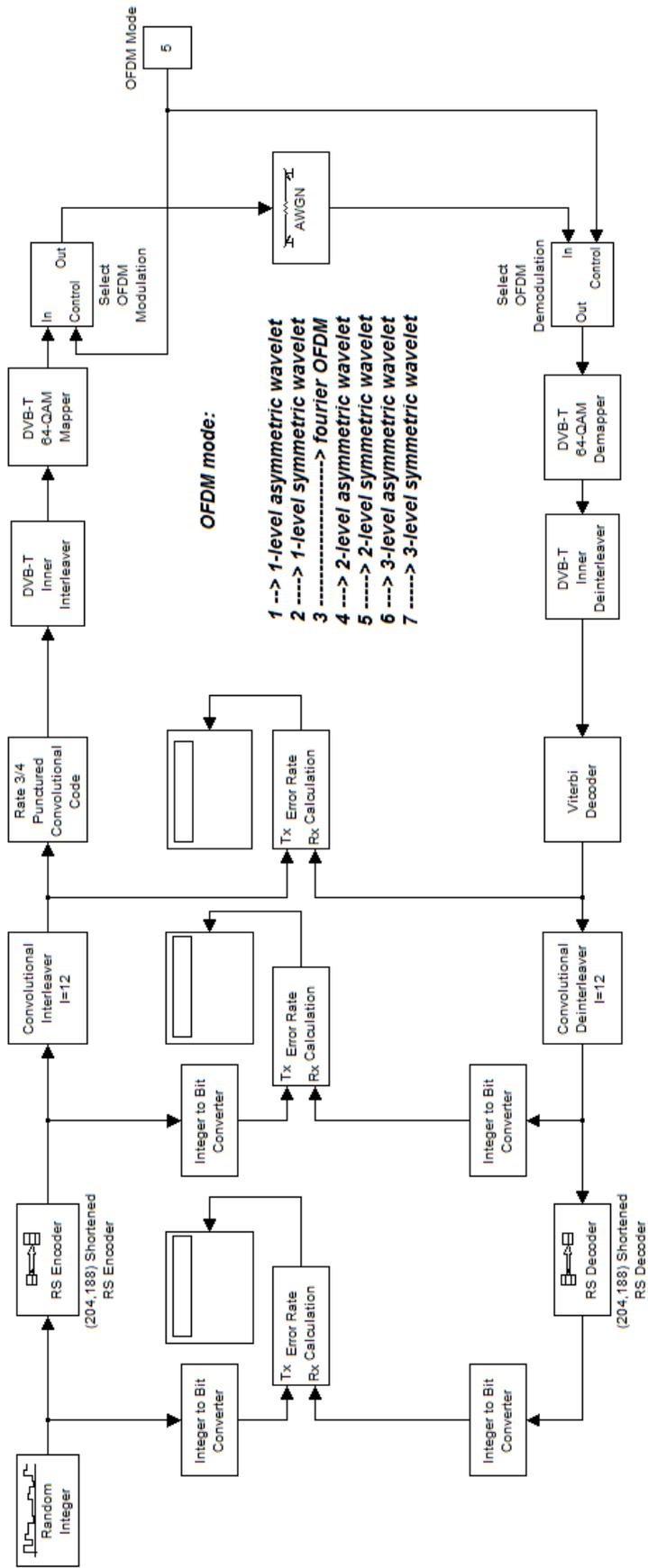


Figura 47 – Diagrama de blocos do arquivo *commdvbt.mdl* adaptado.

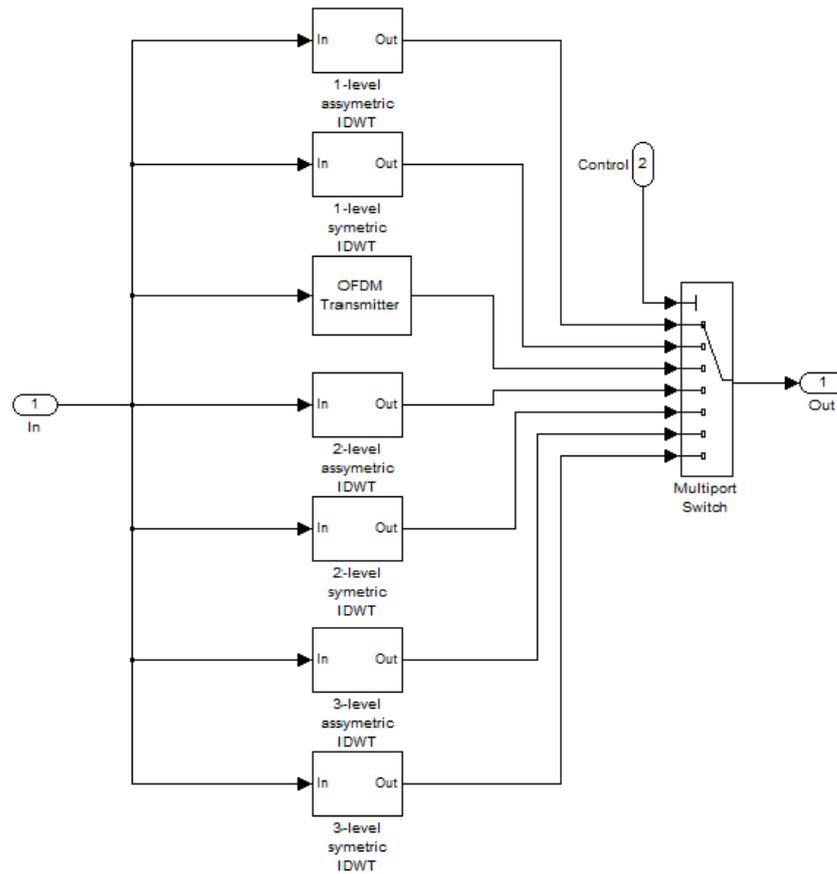


Figura 48 - Diagrama de blocos explodido do *Select OFDM Modulation*.

Os canais com desvanecimento de Rayleigh e Rice também podem ser encontrados na biblioteca de comunicações do *simulink*. Porém para realizar experimentos computacionais e obter as tabelas da BER versus SNR, precisa-se equalizar. Tal processo de equalização foi realizado de maneira simples, embutida no próprio canal, conforme mostra o diagrama explodido do bloco *Dispersive Multipath Rayleigh Channel*, apresentado na Figura 49.

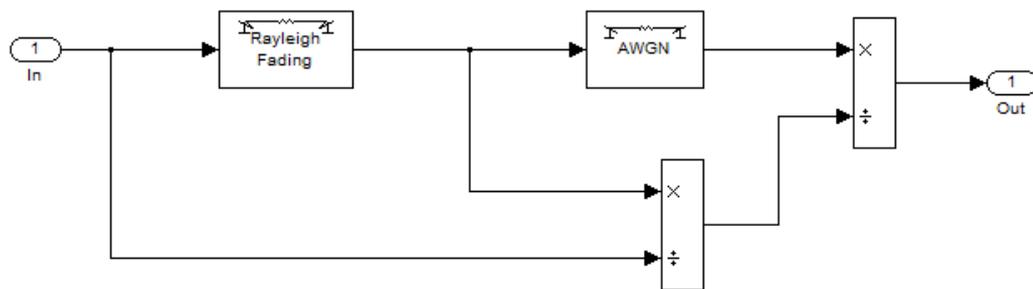


Figura 49 - Diagrama explodido do bloco *Dispersive Multipath Rayleigh Channel* (canal de multipercursos Rayleigh com desvanecimento seletivo em frequência e efeito Doppler).

A estrutura da Figura 49 também se aplica aos blocos de desvanecimento plano: *Rician* e *Rayleigh Flat Fading Channels*.

Na Figura 49, o primeiro bloco de divisão serve para obter a resposta em frequência do canal Rayleigh. Essa resposta é então dividida novamente pelo sinal na saída do canal AWGN, que insere o ruído. Esse processo de divisão no domínio da frequência equivale ao processo de deconvolução temporal, e portanto, ao processo de equalização.

Processo similar ocorre para os demais blocos com *fading* (desvanecimento): *Ricean Flat Fading Channel* e *Rayleigh Flat Fading Channel*.

Os três blocos de desvanecimento foram configurados para apresentar efeito Doppler, que é o “deslizamento” das frequências das portadoras devido à velocidade relativa entre transmissor e receptor. Para estimar o desvio em frequência, considerou-se o receptor se movendo com 1m/s e a frequência central de transmissão de 9GHz, na banda de UHF (*Upper Higher Frequencies*). Utilizando-se a fórmula para o efeito Doppler, apresentada no Capítulo 4, obteve-se 0,3Hz de desvio.

A diferença entre o desvanecimento plano e o seletivo em frequência é a presença de ecos, ou sinais de multicaminhos que provocam interferência. O desvanecimento plano afeta todo o espectro igualmente, não havendo componentes de multicaminhos. O único canal que apresenta ecos é o *Dispersive Multipath Rayleigh Channel*, configurado de acordo com a Tabela 15. Os vetores de ganhos e atrasos reportados nessa tabela foram similares aos

utilizados pela parceria ABERT (Associação Brasileira das Emissoras de Rádio e Televisão) e Universidade Mackenzie em seus testes de campo para determinação do sistema de TVD a ser adotado no Brasil [36].

Tabela 15 – Parâmetros do bloco *Dispersive Multipath Rayleigh Channel* (canal de multipercursos Rayleigh com desvanecimento seletivo em frequência e efeito Doppler).

| | |
|---|---|
| Máximo desvio Doppler | 0,3Hz |
| Vetor de atrasos | [0 0.15e-6 2.22e-6 3.05e-6 5.86e-6 5.93e-6] |
| Tipo de espectro Doppler | JAKES |
| Vetor de ganhos | [0 -13.8 -16.2 -14.9 -13.6 -16.4] |
| Ganho global do vetor de ganhos normalizado para 0 dB ? | SIM |

Os blocos *Ricean Flat Fading Channel* e *Rayleigh Flat Fading Channel* foram configurados de acordo com a Tabela 16:

Tabela 16 – Configuração dos blocos *Ricean Flat Fading Channel* e *Rayleigh Flat Fading Channel* (canais com desvanecimento plano e efeito Doppler, de Rice e Rayleigh)

| | |
|---|--------|
| Máximo desvio Doppler | 0,3Hz |
| Vetor de atrasos | NÃO HÁ |
| Vetor de ganhos | NÃO HÁ |
| Tipo de espectro Doppler | JAKES |
| Ganho global do vetor de ganhos normalizado para 0 dB ? | SIM |
| Fator K do <i>Flat Rician Channel</i> | K=1 |

As Tabelas de 17 a 27 reúnem os resultados obtidos para os cerca de 350 experimentos computacionais e mais de 1000 pontos de BER *versus* SNR obtidos para o DVB-T e seus sete sistemas OFDM simulados. OBS: Os campos onde está escrito “*error free*” são referentes aos

casos onde foram transmitidos pelo menos 10^8 bits sem nenhum erro na recepção. Nas Figuras 50 e 51 são apresentadas as curvas de desempenho para os sete sistemas avaliados, nos quatro canais simulados.

Tabela 17 – Resultados para a simulação no canal AWGN. Resultados Obtidos após convergência da BER

| TIPO DE MODULAÇÃO OFDM | SNR (dB) | | | | | | |
|---|----------|-------|-------|-------|--------|----------|------------|
| | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 16,5 | 17 |
| DWT-OFDM assimétrico de 1 nível (Daubechies-4) | 0,395 | 0,298 | 0,168 | 0,058 | 0,002 | 1,01E-05 | error free |
| DWT-OFDM simétrico de 1 nível (Daubechies-4) | 0,396 | 0,298 | 0,164 | 0,058 | 0,002 | 1,15E-05 | error free |
| DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis (Daubechies-4) | 0,398 | 0,307 | 0,169 | 0,057 | 0,002 | 1,47E-06 | error free |
| DWT-OFDM simétrico de 2 níveis (Daubechies-4) | 0,4 | 0,304 | 0,165 | 0,058 | 0,0015 | 7,57E-07 | error free |
| DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis (Daubechies-4) | 0,397 | 0,3 | 0,167 | 0,056 | 0,0017 | 3,15E-06 | error free |
| DWT-OFDM simétrico de 3 níveis (Daubechies-4) | 0,398 | 0,297 | 0,17 | 0,056 | 0,0019 | 7,85E-06 | error free |
| FFT-OFDM | 0,397 | 0,3 | 0,165 | 0,058 | 0,002 | 3,28E-06 | error free |
| FFT-OFDM + prefixo cíclico | 0,396 | 0,3 | 0,164 | 0,057 | 0,0016 | 3,28E-06 | error free |

Tabela 18 – Resultados para a simulação no canal AWGN. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*, limitado a transmissão de $1e8$ bits (cem milhões de bits)

| TIPO DE MODULAÇÃO OFDM | SNR (dB) | | | | | | |
|---|----------|-----|--------|--------|----------|----------|----|
| | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 16,5 | 17 |
| DWT-OFDM assimétrico de 1 nível (Daubechies-4) | 0,3 | 0,2 | 0,1127 | 0,0396 | 0,003277 | 9,82E-06 | |
| DWT-OFDM simétrico de 1 nível (Daubechies-4) | 0,3 | 0,2 | 0,1127 | 0,0396 | 0,003277 | 9,82E-06 | |
| DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis (Daubechies-4) | 0,3 | 0,2 | 0,1197 | 0,047 | 0,002012 | 3,84E-06 | |
| DWT-OFDM simétrico de 2 níveis (Daubechies-4) | 0,3 | 0,1 | 0,0834 | 0,0298 | 0,000473 | 3,28E-06 | |
| DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis (Daubechies-4) | 0,3 | 0,2 | 0,1031 | 0,0362 | 0,003507 | 6,34E-6 | |
| DWT-OFDM simétrico de 3 níveis (Daubechies-4) | 0,2 | 0,2 | 0,0908 | 0,0334 | 0,004499 | 2,89E-6 | |
| FFT-OFDM | 0,3 | 0,2 | 0,0815 | 0,0367 | 0,003155 | 1,03E-05 | |

Tabela 19 – Resultados para a simulação no canal *Rayleigh Flat Fading*. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*, limitado a transmissão de 10^8 bits.

| TIPO DE MODULAÇÃO OFDM | SNR (dB) | | | | | | |
|---|----------|-------|--------|--------|--------|----------|---------|
| | 6 | 8 | 9 | 9,5 | 10 | 11 | 12 |
| DWT-OFDM assimétrico de 1 nível (Daubechies-4) | 0,299 | 0,103 | 0,0226 | 0,0092 | 0,0006 | 1,36E-05 | 1,07E-5 |
| DWT-OFDM simétrico de 1 nível (Daubechies-4) | 0,299 | 0,103 | 0,0226 | 0,0092 | 0,0006 | 1,36E-05 | 1,07E-5 |
| DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis (Daubechies-4) | 0,27 | 0,104 | 0,0447 | 0,0131 | 0,0003 | 1,32E-05 | 1,06E-5 |
| DWT-OFDM simétrico de 2 níveis (Daubechies-4) | 0,261 | 0,095 | 0,0303 | 0,0082 | 0,003 | 1,34E-05 | 1,04E-5 |
| DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis (Daubechies-4) | 0,252 | 0,1 | 0,0361 | 0,0087 | 0,001 | 1,53E-05 | 1,02E-5 |
| DWT-OFDM simétrico de 3 níveis (Daubechies-4) | 0,248 | 0,079 | 0,0276 | 0,0135 | 0,0033 | 1,22E-05 | 1,05E-5 |
| FFT-OFDM | 0,298 | 0,073 | 0,0271 | 0,0094 | 0,0016 | 1,22E-05 | 1,12E-5 |

Tabela 20 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 1 nível no canal *Dispersive Multipath Rayleigh*. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

| SNR (dB) | DWT-OFDM assimétrico de 1 nível (Daubechies-4) | DWT-OFDM simétrico de 1 nível (Daubechies-4) |
|----------|--|--|
| 10 | 0,5 | 0,5 |
| 22 | 0,494 | 0,494 |
| 24 | 0,4967 | 0,4967 |
| 26 | 0,484 | 0,484 |
| 28 | 0,3684 | 0,3684 |
| 30 | 0,2188 | 0,2188 |
| 32 | 0,0492 | 0,0492 |
| 34 | 0,01449 | 0,01449 |
| 36 | 0,006013 | 0,006013 |
| 38 | 2,84E-03 | 2,84E-03 |

Tabela 21 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 2 níveis no canal *Dispersive Multipath Rayleigh*. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

| SNR (dB) | DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis (Daubechies-4) | DWT-OFDM simétrico de 2 níveis (Daubechies-4) |
|----------|---|---|
| 10 | 0,5 | 0,5 |
| 22 | 0,5007 | 0,51 |
| 24 | 0,4608 | 0,492 |
| 26 | 0,3737 | 0,4934 |
| 28 | 0,2108 | 0,3823 |
| 30 | 0,08843 | 0,1902 |
| 32 | 0,04039 | 0,06905 |
| 34 | 0,00748 | 0,02604 |
| 36 | 0,00539 | 0,003457 |
| 38 | 0,001067 | 0,002338 |

Tabela 22 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 3 níveis no canal *Dispersive Multipath Rayleigh*. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

| SNR (dB) | DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis (Daubechies-4) | DWT-OFDM simétrico de 3 níveis (Daubechies-4) |
|----------|---|---|
| 10 | 0,5 | 0,5 |
| 22 | 0,4987 | 0,502 |
| 24 | 0,4548 | 0,5173 |
| 26 | 0,4422 | 0,4362 |
| 28 | 0,2553 | 0,2892 |
| 30 | 0,1203 | 0,1463 |
| 32 | 0,03607 | 0,04965 |
| 34 | 0,01227 | 0,02156 |
| 36 | 0,00127 | 0,01191 |
| 38 | 0,0008865 | 0,0102 |

Tabela 23 – Desempenho do sistema FFT-OFDM no canal *Dispersive Multipath Rayleigh*.
Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

| SNR (dB) | FFT-OFDM |
|----------|----------|
| 10 | 0,5 |
| 22 | 0,4754 |
| 24 | 0,4621 |
| 26 | 0,4142 |
| 28 | 0,3278 |
| 30 | 0,25 |
| 32 | 0,139 |
| 34 | 0,05208 |
| 36 | 0,007901 |
| 38 | 6,75E-04 |

Tabela 24 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 1 nível no canal *Rician Flat Fading*.
Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

| SNR (dB) | DWT-OFDM assimétrico de 1 nível (Daubechies-4) | DWT-OFDM simétrico de 1 nível (Daubechies-4) |
|----------|--|--|
| 6 | 0,3052 | 0,3052 |
| 7 | 0,1948 | 0,1948 |
| 8 | 0,123 | 0,123 |
| 9 | 0,04422 | 0,04422 |
| 10 | 0,004274 | 0,004274 |
| 11 | 1,09E-05 | 1,09E-05 |
| 12 | 6,93E-06 | 6,93E-06 |
| 13 | 5,54E-06 | 5,54E-06 |
| 14 | 4,07E-06 | 4,07E-06 |

Tabela 25 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 2 níveis no canal *Rician Flat Fading*. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

| SNR (dB) | DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis (Daubechies-4) | DWT-OFDM simétrico de 2 níveis (Daubechies-4) |
|----------|---|---|
| 6 | 0,3152 | 0,2673 |
| 7 | 0,2061 | 0,2015 |
| 8 | 0,1463 | 0,1233 |
| 9 | 0,06073 | 0,03674 |
| 10 | 0,003495 | 0,003292 |
| 11 | 9,86E-06 | 1,00E-05 |
| 12 | 6,77E-06 | 6,53E-06 |
| 13 | 5,16E-06 | 5,30E-06 |
| 14 | 4,40E-06 | 3,90E-06 |

Tabela 26 – Desempenho dos sistemas DWT-OFDM de 3 níveis no canal *Rician Flat Fading*. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

| SNR (dB) | DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis (Daubechies-4) | DWT-OFDM simétrico de 3 níveis (Daubechies-4) |
|----------|---|---|
| 6 | 0,2866 | 0,3039 |
| 7 | 0,1895 | 0,1915 |
| 8 | 0,129 | 0,11 |
| 9 | 0,05253 | 0,04488 |
| 10 | 0,005368 | 0,006839 |
| 11 | 1,10E-05 | 1,04E-05 |
| 12 | 6,42E-06 | 6,93E-06 |
| 13 | 4,84E-06 | 5,72E-06 |
| 14 | 4,20E-06 | 3,92E-06 |

Tabela 27 – Desempenho do sistema FFT-OFDM no canal *Rician Flat Fading*. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

| SNR (dB) | FFT-OFDM |
|----------|----------|
| 6 | 0,3225 |
| 7 | 0,2001 |
| 8 | 0,115 |
| 9 | 0,04089 |
| 10 | 0,007081 |
| 11 | 1,04E-05 |
| 12 | 6,92E-06 |
| 13 | 5,65E-06 |
| 14 | 4,10E-06 |

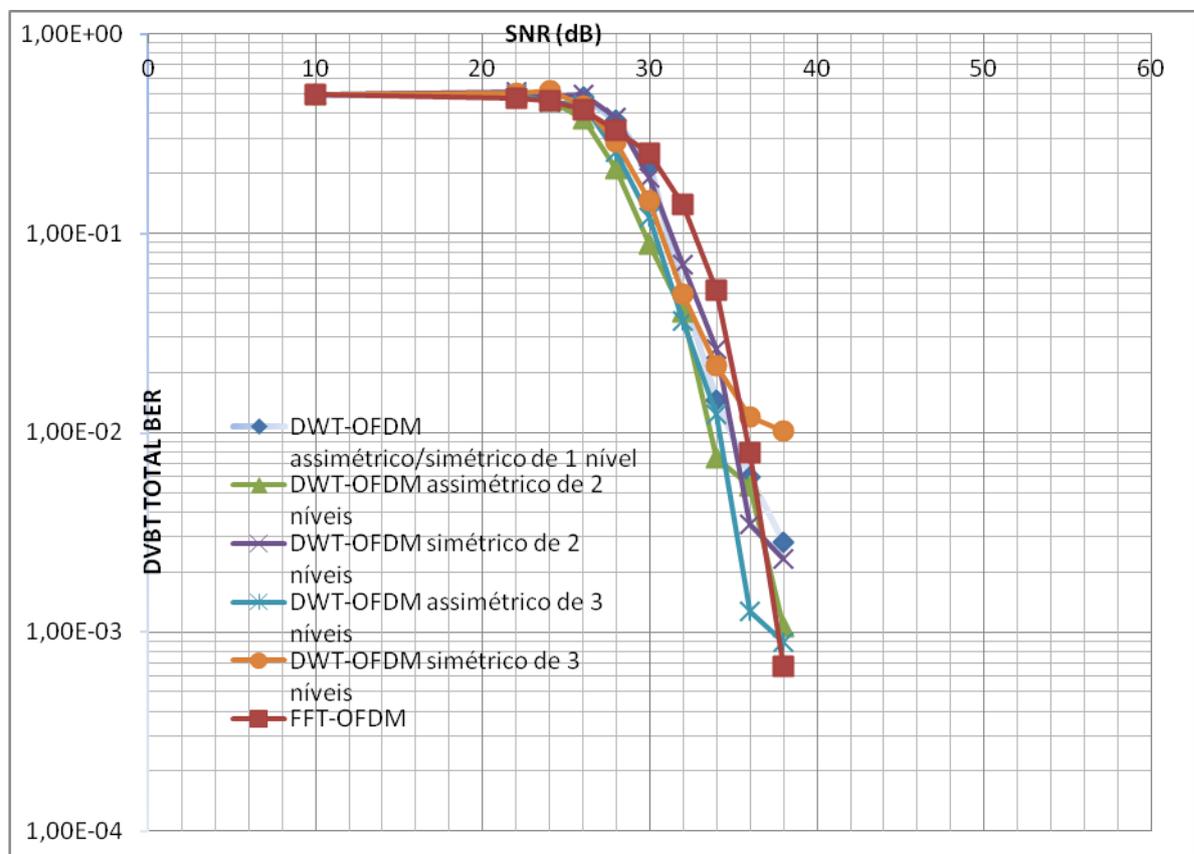


Figura 50 – Desempenho de sete sistemas OFDM para DVB-T sobre o canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

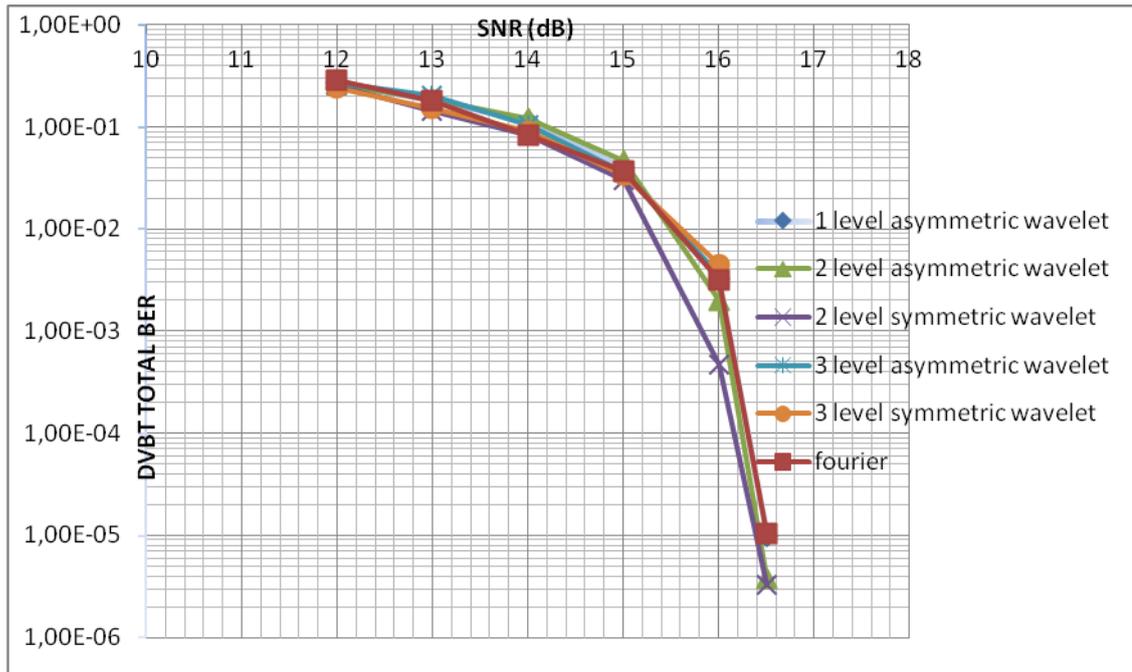


Figura 51 – Desempenho de sete sistemas OFDM para DVB-T sobre o canal AWGN. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

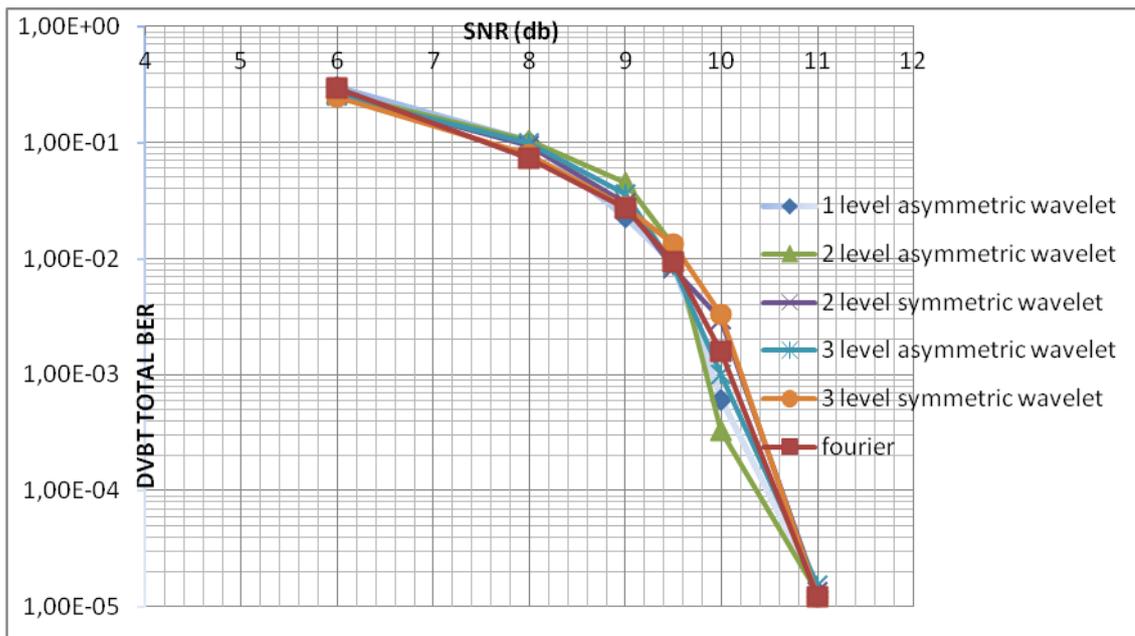


Figura 52 – Desempenho de sete sistemas OFDM para DVB-T sobre o canal com desvanecimento plano de Rayleigh. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

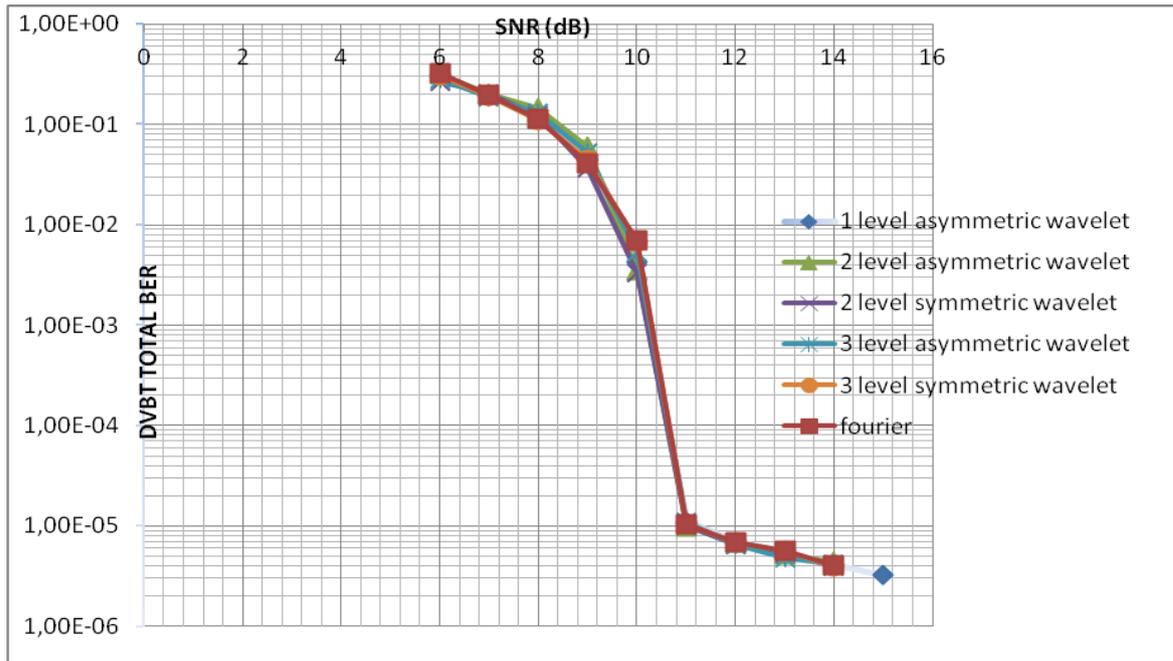


Figura 53 - Desempenho de sete sistemas OFDM para DVB-T sobre o canal com desvanecimento plano de Rice. Resultados para uma meta de 200 bits de erro após o *RS Decoder*.

5.2 Discussão dos resultados

Na seção anterior foram coletadas grandes quantidades de dados experimentais sobre o modelo *commdvbt.mdl* do DVBT, através da realização de experimentos computacionais realizados sobre quatro diferentes canais.

De maneira geral, observou-se que os valores de BER oscilavam bastante, dependendo do instante em que eram coletados. Decidiu-se então, estabelecer condições em que seriam feitas as leituras da BER, o que acarretou na realização de novas simulações. Tais leituras deveriam ocorrer para uma meta de 200 bits de erro, com transmissão limitada a 10^8 bits. Esta foi a condição de parada incluída no bloco *Error Rate Calculation*, presente no diagrama de blocos da Figura 47.

Com relação à robustez dos sistemas aos quatro canais simulados, pode-se afirmar que os sete modelos para o DVB-T apresentaram desempenhos similares. Para os canais AWGN e com desvanecimento plano de Rayleigh, as diferenças na SNR chegaram a um máximo de 0,5dB (em ambos os casos para BER da ordem de 10^{-3}), sendo que o modelo DWT-OFDM

simétrico de 2 níveis apresentou melhor desempenho para o canal AWGN e o modelo DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis apresentou melhor desempenho para o canal com desvanecimento plano Rayleigh.

Para o canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh, as curvas da Figura 50 mostram que para uma BER da ordem de 10^{-3} o modelo DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis apresenta vantagem de pelo menos 2dB sobre os demais sistemas, o que representa uma boa vantagem local.

Observando-se as Figuras 50, 51, 52 e 53, percebe-se que, ao contrário do que ocorreu com as simulações do ISDB-T_b, não vale a regra de se obter aumento de desempenho com o aumento do número de níveis. Portanto, não há correlação do desempenho com o número de níveis. Também não há correlação do desempenho dos sistemas com o tipo de WTM escolhido: se simétrico ou assimétrico.

Os resultados para as simulações no canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh, apresentados na Figura 50, mostram que todos os sistemas DWT-OFDM levaram vantagem de pelo menos 2dB sobre o atual FFT-OFDM. No caso do DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis, que foi o melhor no *ranking*, essa vantagem sobre o FFT-OFDM chegava a cerca de 4dB.

A Figura 51 destaca o DWT-OFDM simétrico de 2 níveis como o melhor sistema para o canal AWGN, apresentando uma vantagem mais suave, de cerca de 0,5dB sobre os demais sistemas, quando a SNR era em torno de 16dB. Nos demais pontos, o desempenho de todos os sistemas ficou bem próximo.

Para o canal com desvanecimento plano de Rayleigh, o melhor desempenho foi o do sistema DWT-assimétrico de 2 níveis, com uma vantagem sobre o FFT-OFDM que chegou a 0,4dB para uma SNR de 10dB, o que pode ser observado na Figura 52.

Já a Figura 53, relacionada às simulações no canal com desvanecimento plano de Rice, apresenta sistemas com desempenhos muito próximos, com vantagens relativas pouco perceptíveis.

Fazendo um balanço geral dos resultados das simulações, pode-se afirmar que os sistemas *wavelet* propostos foram superiores ao atual FFT-OFDM, atualmente utilizado no DVB-T. Essa superioridade se manifestou em termos de desempenho para a maioria dos

canais simulados. Acrescentado a esse fato, sabe-se que as *wavelets* não requerem prefixo cíclico. Portanto, recomenda-se, para o DVB-T, a substituição do atual processo FFT-OFDM por qualquer um dentre os seis sistemas DWT-OFDM propostos. Acredita-se que esta modificação resulte não só em um sistema de TVD mais robusto aos efeitos do canal, mas também proporcione sinais de vídeo com maior definição ou uma maior taxa útil de transmissão.

CAPÍTULO 6

HIPERLAN-2 e WLAN

Nesse capítulo, realizam-se breves descrições das principais redes locais sem fio de alta velocidade: HIPERLAN-2 [4] e IEEE 802.11a (WLAN) [3], apresentando, ao final, os resultados de simulações computacionais para um modelo da camada física do HIPERLAN-2 em um ambiente de transmissão com Ruído Aditivo Gaussiano Branco (AWGN).

6.1 HIPERLAN-2 – Camada física

Esta seção apresenta uma rápida descrição do arquivo *commhiperlan2.mdl*, da biblioteca de comunicações do *matlab/simulink*, que modela a camada física da rede local de rádio de alto desempenho HIPERLAN-2, descrita pelo padrão europeu ETSI TS 101 475 V1.1.2 [4]. São comentadas algumas características principais do modelo, como seção de codificação de canal, tipo de modulação, canal, etc. É dada ênfase sobre a forma de implementação do bloco FFT-OFDM, objeto de estudo desse trabalho.

De acordo com a Seção 5.1 da norma ETSI TS 101 475 V1.1.2 [4], a camada física do HIPERLAN-2 é baseada no esquema FFT-OFDM. A taxa de dados pode variar de 6Mbits/s até 54Mbits/s, dependendo do tipo de modulação e da taxa de código convolucional, de acordo com a Tabela 28.

Os parâmetros de configuração do modelo *commhiperlan2.mdl* estão resumidos na Tabela 29 e seu diagrama de blocos é apresentado na Figura 54.

Tabela 28– Taxa de dados em função da modulação e da taxa de codificação convolucional.

| Modulação | Taxa de codificação convolucional | Taxa nominal (Mbits/s) |
|-----------|-----------------------------------|------------------------|
| BPSK | 1/2 | 6 |
| BPSK | 3/4 | 9 |
| QPSK | 1/2 | 12 |
| QPSK | 3/4 | 18 |
| 16QAM | 9/16 | 27 |
| 16QAM | 3/4 | 36 |
| 64QAM | 3/4 | 54 |

Tabela 29 - Parâmetros de configuração do modelo *commhiperlan2.mdl*.

| PARÂMETRO | VALOR |
|--|----------------------------|
| Taxa de codificação | 3/4 |
| Intervalo de guarda | 1/4 |
| Esquema de modulação da portadora | 16QAM |
| Dimensão do entrelaçador matricial | [16,12] |
| Estrutura de treliça do <i>Convolutional Encoder</i> | poly2trellis(7, [133 171]) |
| Vetor de puncionamento | [1 1 1 0 0 1]' |
| Padrão da Constelação | GRAY |

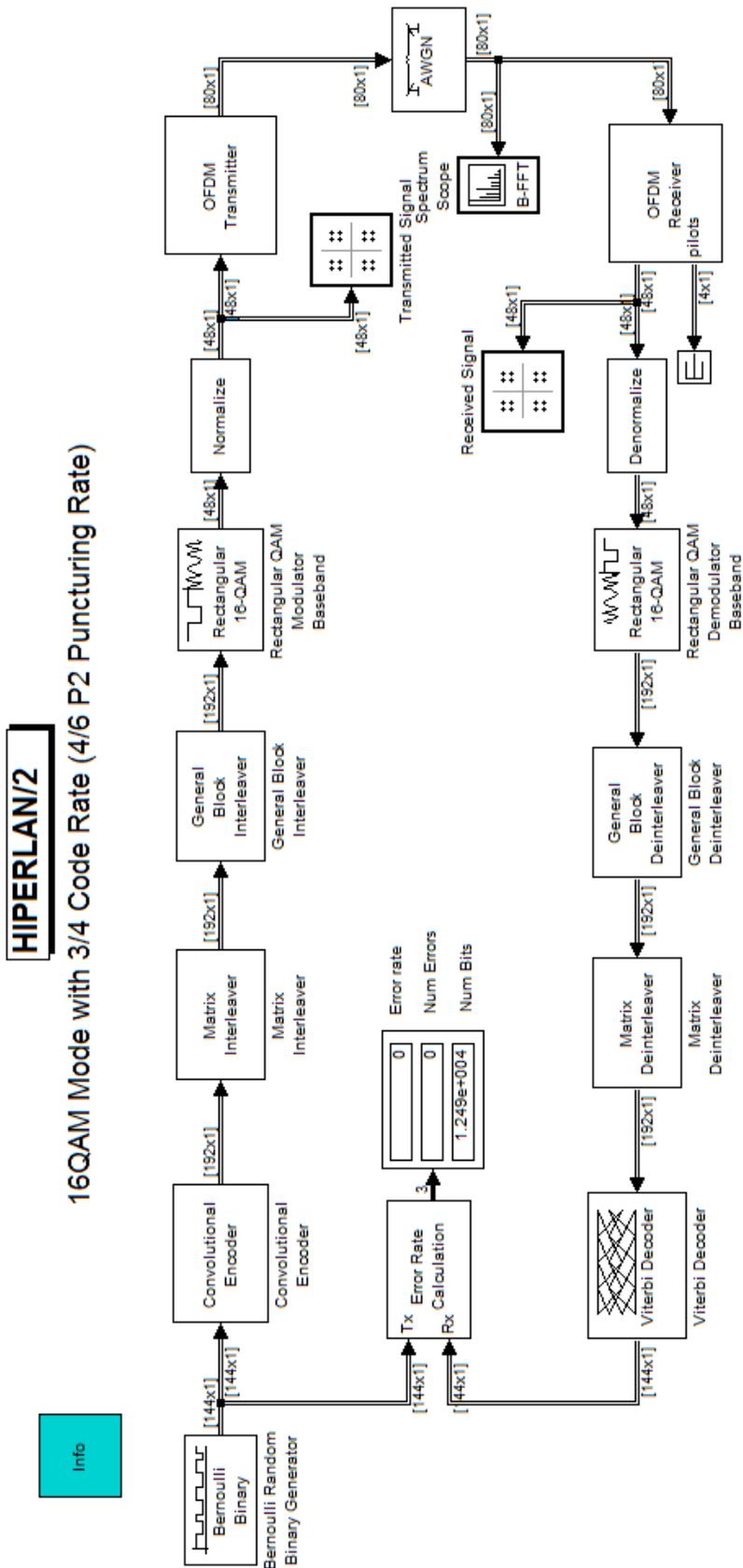


Figura 54 – Diagrama de blocos do modelo HIPERLAN-2 do *matlab/simulink*.

A parte da esquerda da Figura 54, representa o transmissor, enquanto que os blocos do lado direito representam o receptor. Percebe-se que o referido modelo não contém os blocos “*sacrambler/descrambler*”, apesar de os mesmos estarem previstos na norma. Acontece que, como os bits gerados pelo bloco *Bernoulli Random Binary Generator* já são aleatórios, não haveria necessidade de um conjunto dispersor/reator de energia para aleatorizar os dados.

O bloco intitulado *Matrix Interleaver*, realiza o entrelaçamento matricial das séries de dados, da seguinte forma: cada série de 192 dados é agrupada em uma matriz de dimensão 16 linhas por 12 colunas. Após isso, os dados são serializados na ordem das colunas. Já o *General Block Interleaver* permite aplicar a regra de entrelaçamento de dados prevista na Seção 5.4 da norma, também constante na Tabela 29. O processo até aqui descrito resume a seção de codificação de canal do modelo em análise.

Após os processos de codificação de canal, que visam proteger os dados dos efeitos do canal, o sinal passa pelos blocos de modulação. Percebe-se claramente, na Figura 54, o tipo de modulação: 16QAM. Para se observar o diagrama de constelação basta dar um duplo clique sobre o bloco, e surgirá o diagrama da Figura 55. Como se pode observar neste diagrama, a amplitude não está unitariamente normalizada, isto é, a energia média da constelação não é unitária. Portanto é preciso aplicar o fator de normalização, previsto na Seção 5.5 da norma, conforme Tabela 30.

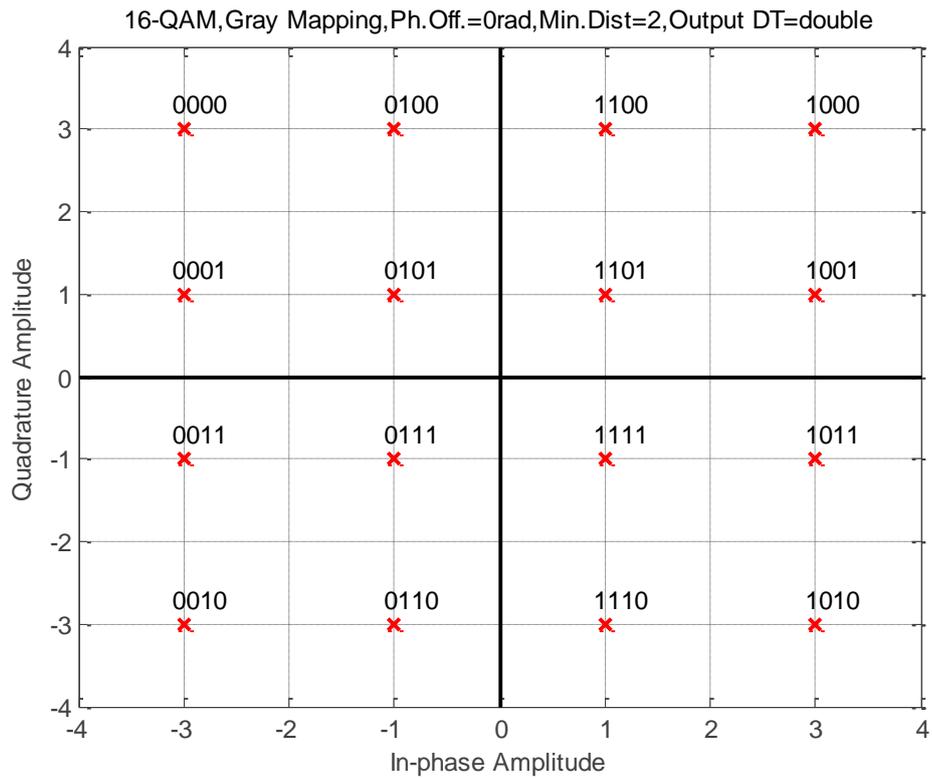


Figura 55 – Constelação da Modulação 16QAM – Código de Gray.

Tabela 30 – Fator de normalização.

| Modulação | Fator de Normalização |
|-----------|-----------------------|
| BPSK | 1 |
| QPSK | $1/\sqrt{2}$ |
| 16QAM | $1/\sqrt{10}$ |
| 64QAM | $1/\sqrt{42}$ |

O bloco OFDM *transmitter* implementa a modulação FFT-OFDM, através da aplicação da transformada de Fourier ao sinal. De acordo com a Seção 5.6 da norma ETSI TS 101 475 V1.1.2 [4], o conjunto de símbolos de símbolos 16QAM deve ser agrupado em conjuntos de 48 símbolos. A esses símbolos são somados 5 pilotos, conforme o diagrama explodido do bloco OFDM *transmitter*, apresentado na Figura 56.

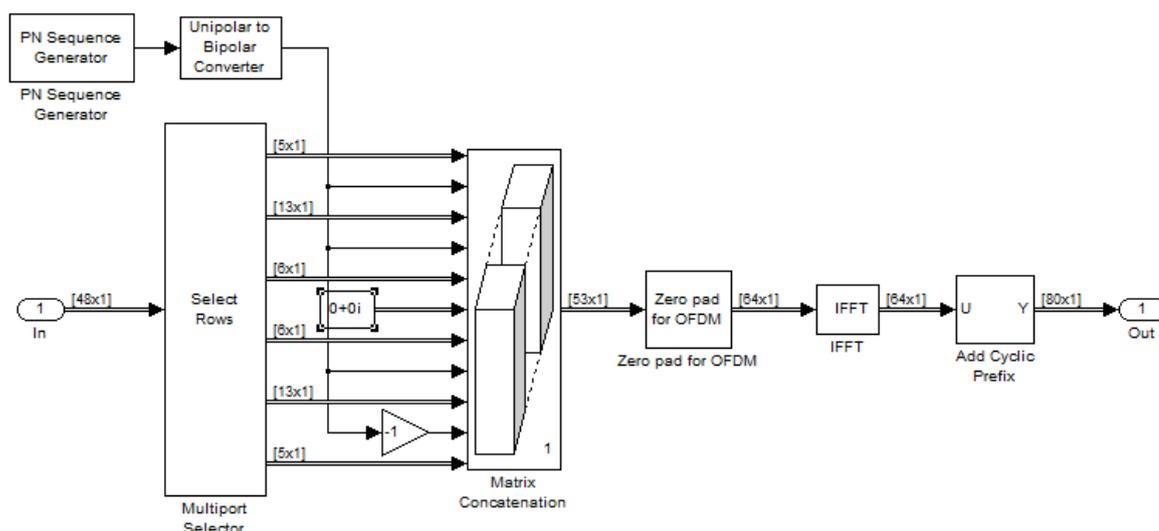


Figura 56 – Diagrama explodido do OFDM *transmitter*.

Perceba, na figura acima, que são inseridos 4 pilotos emitidos por um gerador de Sequência Pseudo-Aleatória (*Pseudo Noise Sequence Generator - PRBS*). Já o piloto central é nulo. O sinal resultante dessa composição é um quadro de [53x1]. Ora, o processo IFFT requer uma potência de dois na entrada, logo, o sinal é completado com zeros (*zero padding*) até a próxima potência de dois, e o quadro atinge a dimensão de [64x1]. O processo seguinte é a adição de prefixo cíclico, ou intervalo de guarda, que consiste na adição de 1/4 do quadro ao final do mesmo, passando para $64 + 64/4 = 80$. Ou seja, o quadro de transmissão tem dimensão [80x1].

Na recepção é realizado o processo inverso: remoção do prefixo cíclico, transformada FFT, remoção dos zeros adicionados e dos pilotos. A Figura 57 apresenta o diagrama explodido do OFDM *receiver*.

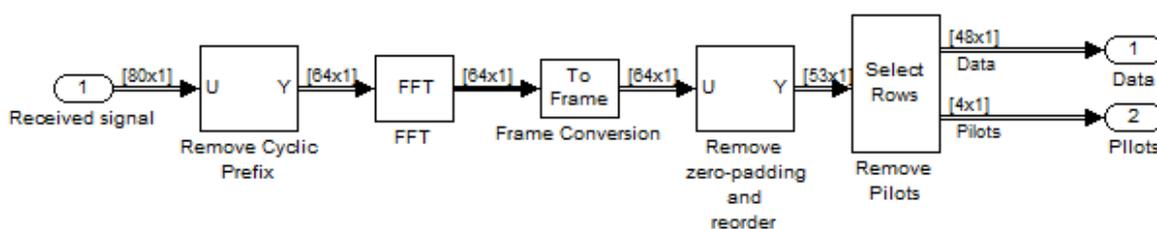


Figura 57 - Diagrama explodido do OFDM *receiver*.

Vale salientar que em um sistema real, tais pilotos seriam utilizados para estimação do canal e equalização. Neste ambiente de simulação, os mesmos não foram representados pois o efeito do canal é apenas adição de ruído gaussiano e branco, não sendo necessária a estimação do canal por meio de pilotos. Se o canal causasse distorção de fase ou de frequência, teríamos que equalizá-lo e, para isso, poderia-se utilizar os pilotos para estimar a resposta em frequência do canal e depois dividir o sinal recebido por essa resposta. Ou obter a resposta impulsiva do canal (resposta no domínio do tempo) e realizar a deconvolução.

Não se entrará em detalhes sobre os demais blocos do subsistema de recepção, mas salienta-se que os mesmos têm a função de desfazer aquilo que foi feito na transmissão e recuperar a informação.

6.2 WLAN – Camada física

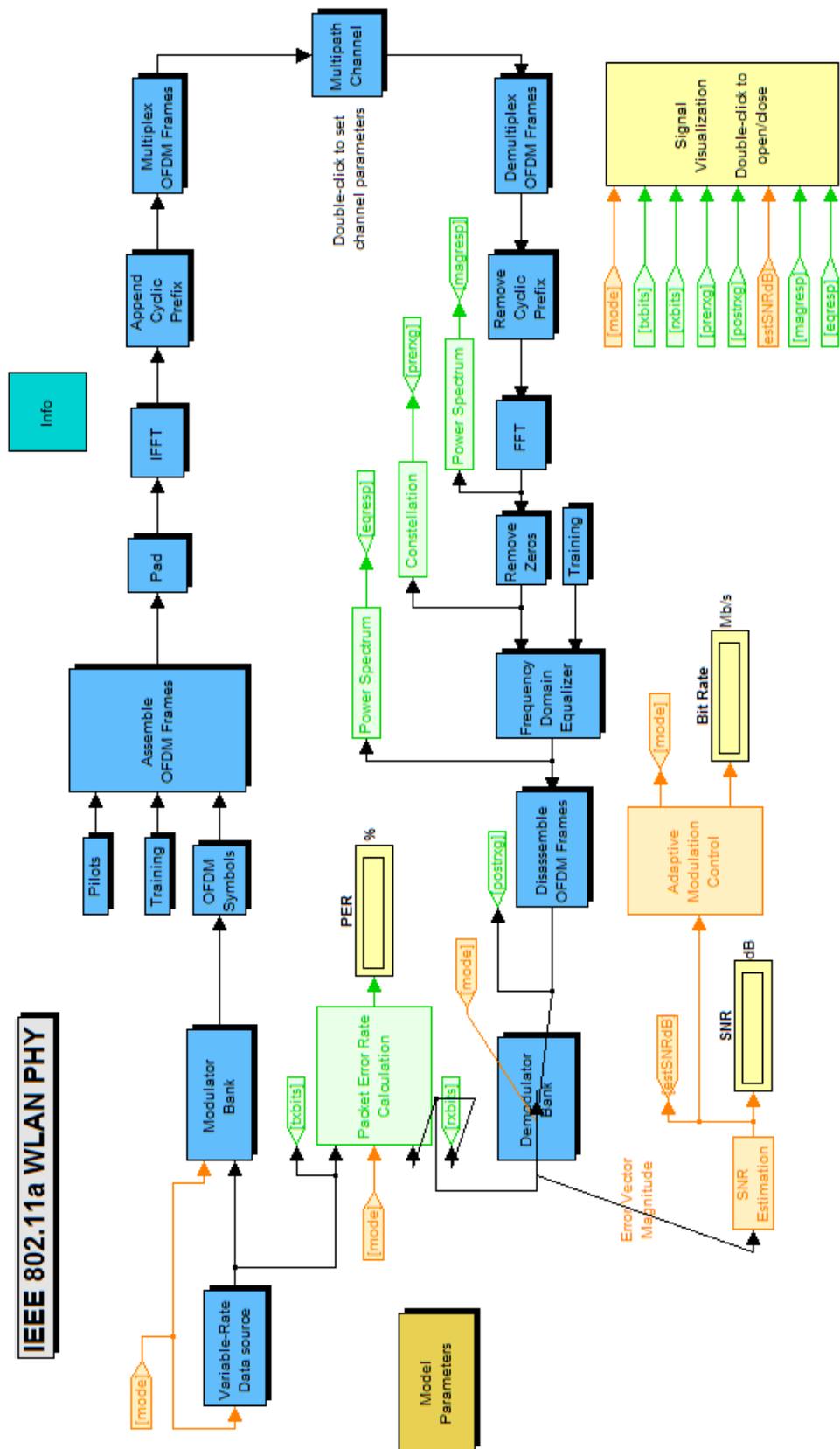
Esta seção apresenta uma breve descrição do arquivo *commwlan80211a.mdl*, muito parecido com o arquivo descrito na seção anterior, e também encontrado na biblioteca de comunicações do *matlab/simulink*. Tal arquivo modela a camada física da rede local sem fio WLAN, descrita pelo padrão IEEE 802.11a [3]. Aqui também é dada ênfase sobre a forma de implementação do bloco FFT-OFDM, objeto de estudo desse trabalho.

O modelo suporta as seguintes taxas de dados: 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 e 54Mbits/s, dependendo do tipo de modulação e da taxa de código convolucional, de acordo com a Tabela 31.

Tabela 31 – Taxa de dados em função da modulação e da taxa de codificação convolucional para a rede WLAN.

| Modulação | Taxa de codificação convolucional | Taxa nominal (Mbits/s) |
|-----------|-----------------------------------|------------------------|
| BPSK | 1/2 | 6 |
| BPSK | 3/4 | 9 |
| QPSK | 1/2 | 12 |
| QPSK | 3/4 | 18 |
| 16QAM | 1/2 | 24 |
| 16QAM | 3/4 | 36 |
| 64QAM | 2/3 | 48 |
| 64QAM | 3/4 | 54 |

A Figura 58 apresenta o diagrama de blocos do modelo *commwlan80211a.mdl*:



Copyright 2006-2008 The MathWorks, Inc.

Figura 58 - Diagrama de blocos do modelo *commwlan80211a.mdl* do *matlab/simulink*.

Novamente, a parte da esquerda da Figura 58, representa o transmissor, enquanto que os blocos do lado direito representam o receptor. O referido modelo contém a seção de codificação de canal embutida no bloco *Modulator Bank*, que permite a escolha de uma dentre as possibilidades da Tabela 31, conforme mostra a visão detalhada do *Modulator Bank*, na Figura 59.

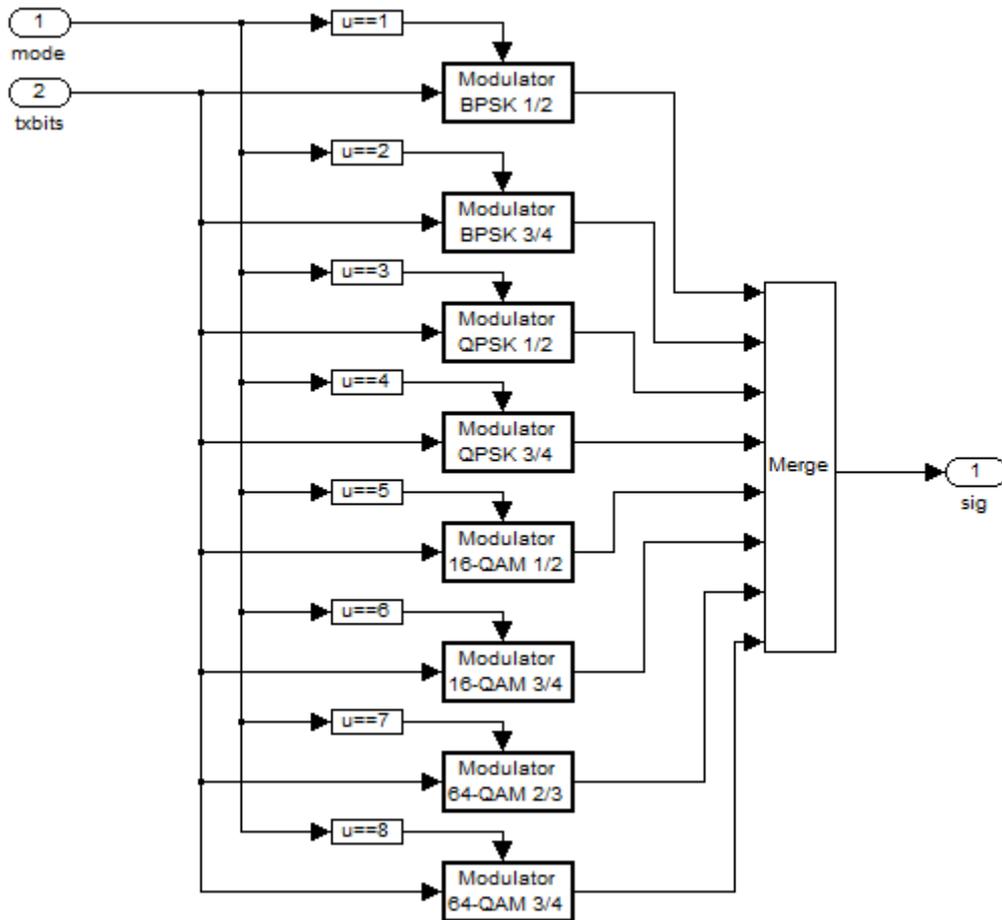


Figura 59 – Modulator Bank.

Dentro de cada bloco de modulação da Figura 59, está incluída a codificação de canal. Por exemplo, para o modulador 16QAM 3/4 temos a seguinte estrutura:

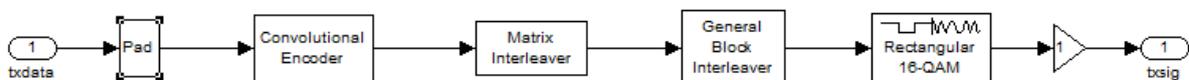


Figura 60 – Codificação de canal e modulação – Modulador 16QAM 3/4.

Novamente percebe-se similaridade entre os sistemas WLAN e HIPERLAN-2 no que se diz respeito aos processos de codificação de canal: codificador convolucional puncionado seguido de blocos de entrelaçamento matricial e geral. Não serão apresentados maiores detalhes, prosseguindo-se com o estudo dos blocos de maior interesse, relacionados ao processo FFT-OFDM.

O bloco *Assemble OFDM Frames*, juntamente com os demais blocos que o seguem, realiza tarefa similar ao *OFDM transmitter*, abordado na seção anterior. Uma diferença é o fato de que no sistema WLAN são anexadas ao quadro OFDM, além dos pilotos e do zero DC, as seqüências de treinamento, conforme mostra a visão detalhada do bloco *Assemble OFDM Frames*:

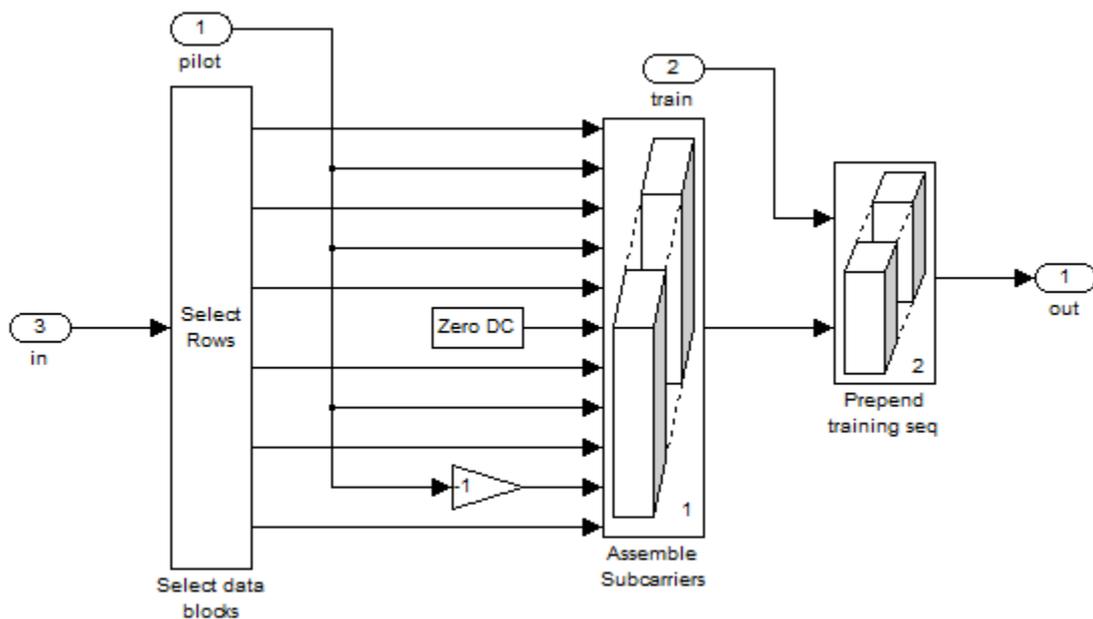


Figura 61 - Visão detalhada do bloco *Assemble OFDM Frames*.

Posteriormente, na recepção, essa seqüência de treinamento é recuperada e aplicada ao equalizador (*Frequency Domain Equalizer*), para estimação do canal. Vale ressaltar que, nesse caso, há necessidade de equalização, já que o canal com desvanecimento de Rayleigh provoca rotação de fase.

Os demais blocos do processo OFDM, tais como: *Pad*, *IFFT*, *Append Cyclic Prefix* e *Multiplex OFDM Frames*, realizam funções simples, similares às descritas na seção anterior,

respectivamente: preenchimento com zeros até 64, transformada inversa rápida de Fourier, adição de prefixo cíclico de 1/4 e serialização dos símbolos OFDM na forma de quadros.

Uma característica que vale a pena ser relatada é o fato de os dados serem tratados como matrizes de [64x24]. Isso quer dizer que o processamento é realizado em paralelo, e por isso há a necessidade do bloco *Multiplex OFDM Frames*, para transformar os símbolos OFDM em quadros.

6.3 HIPERLAN-2: Simulações

A Seção 1.1 deste capítulo apresentou o modelo da camada física da rede local sem fio HIPERLAN-2, descrita pelo padrão europeu ETSI TS 101 475 V1.1.2 [4].

Nesta seção, utilizou-se o modelo *commhiperlan2.mdl*, da biblioteca do *simulink*, para realizar simulações cujo objetivo foi a obtenção de curvas de desempenho SNR *versus* BER para dois sistemas: os sistema atual, com modulação FFT-OFDM e uma nova proposta para a modulação OFDM do HIPERLAN-2, utilizando o bloco DWT-OFDM assimétrico de 1 nível, desenvolvido no Capítulo 3.

A técnica experimental de obtenção dos dados de BER *versus* SNR, apresentada nessa seção para o HIPERLAN-2, é a mesma que foi utilizada nos Capítulos 4 e 5, onde realizou-se simulações para os sistemas DVB-T e ISDB-T_b, utilizando os seis blocos DWT-OFDM, desenvolvidos no Capítulo 3, e diversos canais.

Foram simulados dois modelos de HIPERLAN-2 (FFT-OFDM e DWT-OFDM assimétrico de 1 nível) para o canal AWGN, variando manualmente o valor de SNR no range 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18 dB e anotando os valores lidos da BER total, obtida após o *Viterbi Decoder*. Os dados obtidos foram interpolados para gerar as curvas de desempenho dos dois sistemas, apresentadas na Figura 62. Vale ressaltar que o efeito do canal AWGN é a adição de ruído gaussiano e branco, não provocando distorções de fase ou frequência.

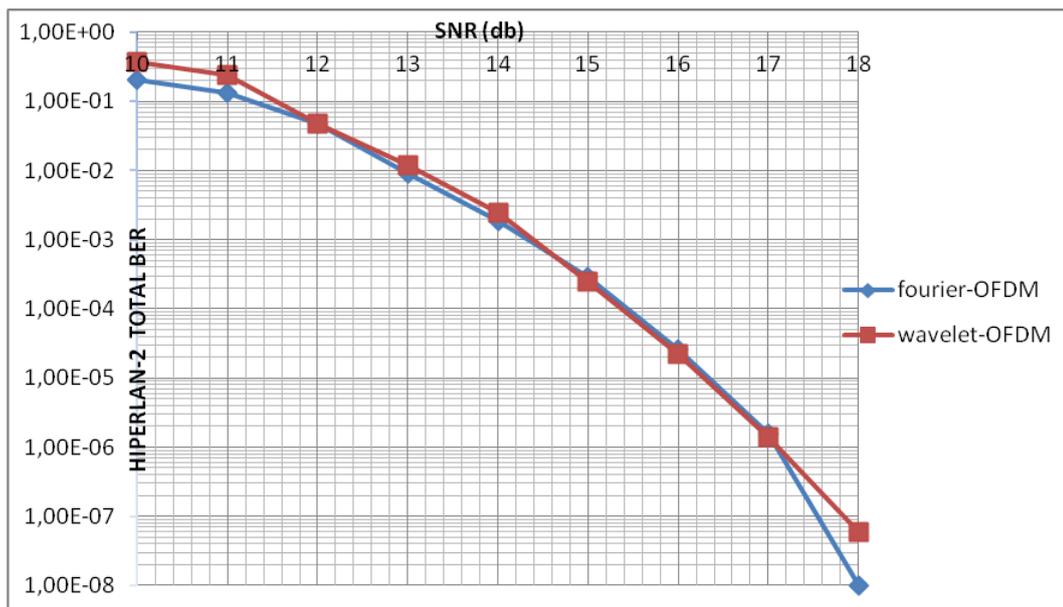


Figura 62 – Curvas de desempenho para os dois sistemas HIPERLAN-2 simulados no canal AWGN.

Analisando-se as curvas da Figura 62, percebe-se dois sistemas altamente robustos aos efeitos do canal AWGN, com desempenhos bastante próximos. Ambos os sistemas apresentaram baixos valores de BER para uma SNR de 18 dB, sendo verificada uma diferença na BER da ordem de 5×10^{-8} a favor do sistema FFT-OFDM.

Conforme o gráfico da Figura 62, as diferenças em termos de desempenho não chegaram a 0,2dB para SNR no range entre 12dB e 17dB. Somente para valores de SNR superiores a 17dB, verificou-se vantagens significativas do processo original FFT-OFDM sobre o DWT assimétrico de 1 nível. Essa vantagem, entretanto, não chega a 0,5dB para SNR em torno de 18dB. A suave vantagem do processo FFT-OFDM em termos de desempenho não se sobrepõe às características inerentes ao processo DWT-OFDM, que apresenta a nobre vantagem de não exigir prefixo cíclico, proporcionando uma maior taxa útil de transmissão de dados.

Os aspectos de desempenho, apresentados na Figura 62 e comentados nos parágrafos anteriores, aliados ao fato de o processo DWT-OFDM não requerer o uso de prefixo cíclico, fazem da proposta de se utilizar *wavelets* no sistema HIPERLAN-2 uma alternativa viável e, portanto, recomendada neste trabalho.

CAPÍTULO 7

Considerações Finais

Nos capítulos anteriores, foram realizados estudos sobre algumas das possibilidades de implementação de OFDM para a camada de transmissão do HIPERLAN-2, DVB-T e ISDB-T_b, baseados na transformada discreta *wavelet*. Em resumo, propôs-se a substituição dos atuais esquemas de geração de OFDM, baseados na transformada discreta de Fourier, por um esquema baseado em *wavelets*, denominado DWT-OFDM, os quais foram simulados em diversos canais, tais como: canal AWGN, canais com desvanecimento plano de Rayleigh e Rice e canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh.

Os modelos de blocos DWT-OFDM foram propostos para substituir os processos FFT-OFDM, os quais ainda são amplamente utilizados por diversos sistemas de TVD e pelas redes de dados de alta velocidade WLAN e o HIPERLAN-2. A proposta de construção dos blocos DWT-OFDM foi inspirada na arquitetura do Transmultiplexador Wavelet, do qual se dispunha de um modelo na biblioteca do *matlab/simulink*.

Um modelo do ISDB-T_b foi construído, baseado na norma NBR 15601 [9], o qual foi utilizado para a realização de comparações de desempenho entre o sistema atual, baseado em FFT-OFDM, e os seis sistemas DWT-OFDM propostos. Quando as simulações foram realizadas em ambiente com ruído aditivo gaussiano branco (AWGN), o DWT-OFDM simétrico de 3 níveis apresentou desempenho ligeiramente superior ao processo original FFT-OFDM, com diferença chegando a 0,3dB. Porém, para o canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh, o sistema atual FFT-OFDM levou vantagem em termos de desempenho da BER, com vantagem de cerca 1dB sobre o DWT-OFDM simétrico de 3 níveis, para alguns valores da SNR.

Nas simulações realizadas para o DVB-T, de modo geral, os 6 sistemas *wavelet* propostos foram superiores ao atual FFT-OFDM. Nos canais AWGN e com desvanecimento

plano de Rayleigh, as diferenças na SNR chegaram a um máximo de 0,5dB (para uma BER da ordem de 10^{-3}), sendo que o modelo DWT-OFDM simétrico de 2 níveis apresentou melhor desempenho para o canal AWGN e o modelo DWT-OFDM assimétrico de 2 níveis apresentou melhor desempenho para o canal com desvanecimento plano Rayleigh. Para o canal com desvanecimento seletivo em frequência de Rayleigh, as curvas de desempenho mostraram que, para uma BER da ordem de 10^{-3} , o modelo DWT-OFDM assimétrico de 3 níveis apresentou vantagem de pelo menos 2dB sobre os demais sistemas. Quanto às simulações no canal com desvanecimento plano de Rice, os sete sistemas apresentaram desempenhos incrivelmente similares, considerando-se toda a faixa de SNR simulada.

Os resultados das simulações no canal AWGN, realizadas para a rede de dados de alta velocidade HIPERLAN-2, não revelaram grandes diferenças de desempenho entre o sistema atual e a proposta de se utilizar um bloco DWT-OFDM assimétrico de 1 nível. Na verdade, tais diferenças não chegaram a 0,2dB para SNR no range entre 12dB e 17dB. Somente para valores de SNR superiores a 17dB, verificou-se vantagens significativas do processo original FFT-OFDM sobre o DWT assimétrico de 1 nível. Essa vantagem, entretanto, não chega a 0,5dB para SNR em torno de 18dB.

De forma geral, não é a robustez que faz o processo wavelet-OFDM ser superior à já difundida técnica FFT-OFDM. Neste quesito, ambos apresentaram desempenhos parecidos, no que diz respeito às simulações realizadas neste trabalho. Este fato, juntamente com as características dos sistemas *wavelet*-OFDM já comentadas, entre elas a não necessidade de uso de CP, o que promove uma utilização mais eficiente do espectro, permitem recomendar a substituição dos processos FFT-OFDM, vigentes nos sistemas HIPERLAN-2, DVB-T e ISDB-T_b, pelos processos *wavelet*-OFDM propostos.

Recomendam-se estudos para avaliar a conveniência de um ou outro sistema *wavelet*-OFDM dentre os propostos, de acordo com a realidade prática de implementação. Um fator que pode determinar a escolha do sistema *wavelet*-OFDM é a determinação do número de níveis ideal. Como sugestão para pesquisas futuras, indica-se o desenvolvimento e geração de curvas de desempenho de novos blocos *wavelet*-OFDM, com mais níveis e configurados para diferentes famílias de *wavelets*, tais como: *db8*, *db16*, *coiflets*, etc.

Anexo A

Transmissão digital de sinais

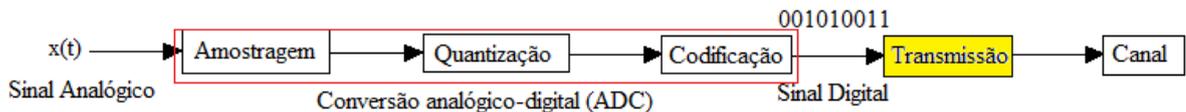


Figura 63- Esquema geral de transmissão digital.

A figura acima apresenta, de maneira simplificada, o processo geral de transmissão digital de sinais. O sinal $x(t)$ é um sinal contínuo no tempo, que se deseja transmitir utilizando a técnica da transmissão digital. Para isso é necessário, a conversão analógico – digital, que é realizada por um Conversor Analógico-Digital (*Digital to Analog Converter* - ADC), representado no retângulo em vermelho da figura acima.

De acordo com Proakis [23], o processo ADC é constituído de três etapas: amostragem, quantização e codificação, descritas a seguir:

- a) **Amostragem:** é a conversão de um sinal contínuo no tempo, $x_a(t)$, em um sinal discreto no tempo, $x(n)$, obtido tomando-se amostras do sinal contínuo no tempo em instantes discretos. Se $x_a(t)$ é a entrada do amostrador, temos: $x_a(nT) = x(n)$, onde T é o período de amostragem. Os sinais $x_a(t)$ e $x(n)$ são apresentados na figura a seguir:

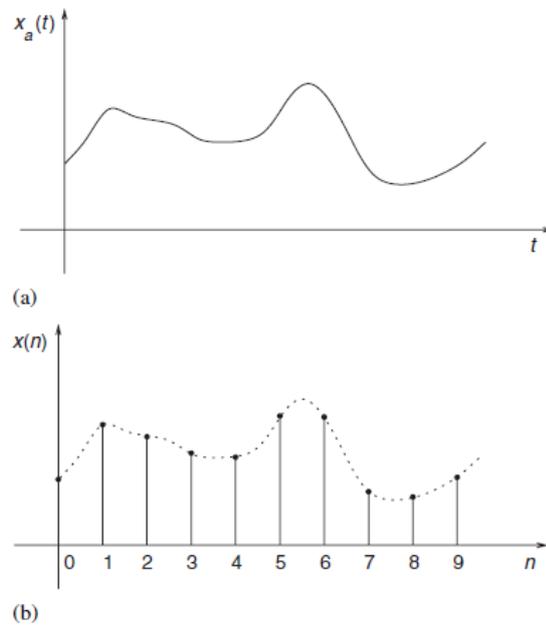


Figura 64– Processo de amostragem (Extraído de Diniz *et al* [22]).

Pode-se provar que o processo de amostragem de um sinal $x_a(t)$, à frequência de amostragem Ω_s , promove a repetição do seu espectro em todo domínio da frequência [22], conforme mostra a Figura 65.

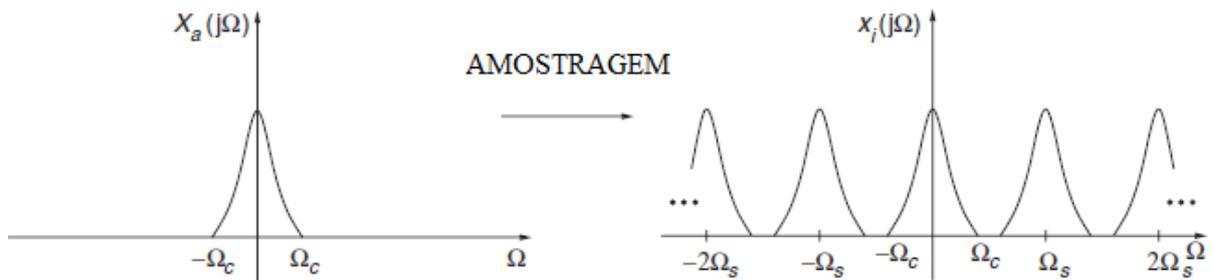


Figura 65– Processo de amostragem no domínio da frequência (Adaptado de Diniz *et al* [22]).

Percebe-se, da figura acima que, sendo Ω_c a frequência máxima do sinal $x_a(t)$, cuja transformada de Fourier (ver Seção 2.1.1) é $X_a(j\Omega)$, deve haver uma relação entre Ω_c e Ω_s para que não haja interferência entre as bandas que se repetem. Tal relação é enunciada como se segue [22]:

Teorema 1 (Teorema da Amostragem ou de Nyquist): Se um sinal contínuo no tempo $x_a(t)$ é limitado em banda, isto é, sua transformada de Fourier é tal que $X_a(j\Omega) = 0$, para $|\Omega| =$

$|\Omega_c|$, então $x_a(t)$ pode ser completamente recuperado a partir de $x(t) = x_a(nT)$, se e somente se a frequência de amostragem satisfaz $\Omega_s > 2\Omega_c$.

Se o teorema 1 não for obedecido, haverá interferência entre as bandas que se repetem da Figura 65. Esta interferência é conhecida como *aliasing*.

b) Quantização: é a conversão de um sinal discreto no tempo, mas de valor (amplitude) contínua, em um sinal discreto no tempo e discreto em amplitude. O valor de cada amostra do sinal é representado por um valor selecionado de um conjunto finito de valores possíveis. A diferença entre o valor da amostra não-quantizada, $x(n)$, e a saída quantizada, $x_a(n)$, é conhecida como erro de quantização.

c) Codificação: neste processo, cada amostra discreta $x_a(n)$ é representada por uma sequência de k bits.

Na Figura 63, o bloco amarelo em destaque tem o objetivo de transformar a representação binária na saída do ADC em formas de ondas apropriadas para serem transmitidas pelo canal de comunicação. Este processo é apresentado com detalhes na Figura 66.

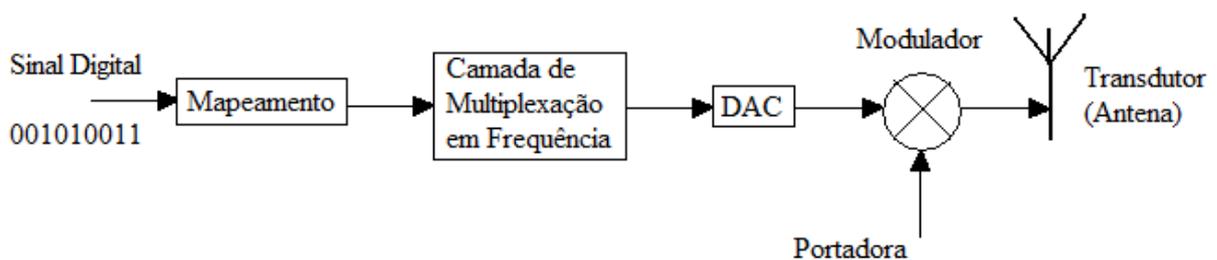


Figura 66 – Camada de transmissão.

O mapeamento tem o objetivo de associar um conjunto de bits com um ponto no plano de Argand-Gauss, ou plano complexo. Cada ponto forma, com a origem do plano complexo, um vetor, cujo módulo representa a amplitude da onda associada. Já o ângulo que este vetor forma com a reta real representa a fase da onda associada.

Esse procedimento também é denominado, por alguns autores de modulação digital, e pode ser implementado através de diversas técnicas: PSK, QAM, etc., como ilustra a Figura 67.

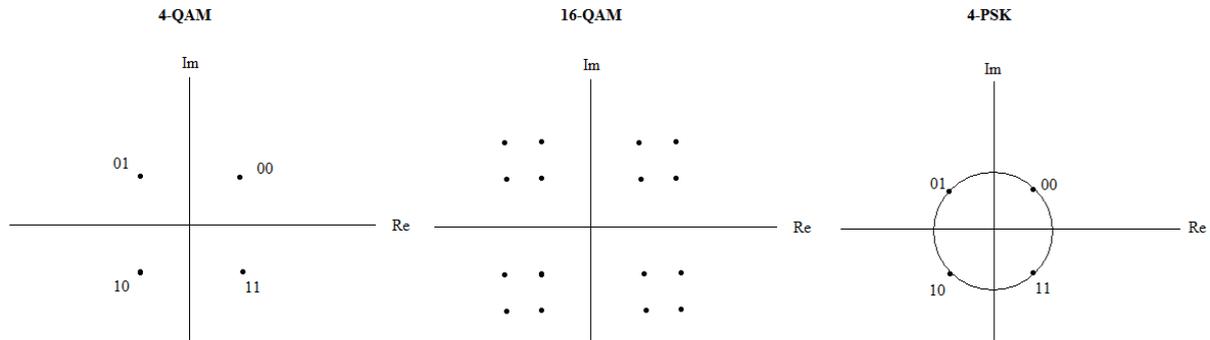


Figura 67 – Exemplos de mapeamento.

A diferença entre o 4-QAM e o 16-QAM, está na quantidade de bits que é reunida para ser associada com um ponto do plano complexo. De forma geral, um M-QAM ou M-PSK reúne $k = \log_2^M$ bits para serem associados com um ponto do plano. e.g.: o 16-QAM reúne $k = \log_2^{16} = 4$ bits em cada ponto do plano.

A camada de multiplexação em frequência tem a finalidade de distribuir a informação em canais de frequência. Este processo é conhecido como FDM (*Frequency Division Multiplex* – Multiplexação por Divisão em Frequência) [37], e pode ser visualizado na Figura 68. Um caso especial de FDM é o OFDM, tratado no Capítulo 1 deste trabalho.



Figura 68 – Ilustração do FDM.

O DAC, ou conversor digital-analógico, permite que o sinal digital codificado retorne ao estado analógico (contínuo no tempo), para que possa ser transmitido pela antena (transdutor).

Após o DAC, temos um sinal analógico com a informação que se deseja transmitir. Há, porém, a necessidade de adequá-lo ao canal de comunicação, isto é, realizar o processo de modulação analógica, que consiste em fazer com que o sinal analógico na saída do DAC altere alguma característica de uma senóide centrada em uma frequência f_c (mais apropriada para o canal), seja esta característica sua própria frequência, fase ou amplitude.

O sinal na saída do DAC é conhecido como sinal modulador, pois modula alguma característica da senóide de frequência f_c . Por carregar a informação ao longo do canal, esta senóide é conhecida como portadora, que é muitas vezes representada pela sua forma complexa: $e^{-j2\pi f_c t}$.

Anexo B

Definições Gerais

- a) **Transformada de Fourier:** A transformada de Fourier de um sinal contínuo no tempo é dada por [22]:

$$F(j\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\Omega t} dt \quad (\text{B.7})$$

onde Ω é referido como frequência e é medida em radianos por segundo (rad/s).

A relação inversa correspondente é expressa como:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\Omega)e^{j\Omega t} d\Omega \quad (\text{B.8})$$

A versão discreta desta transformada para sinais discretos é conhecida por transformada discreta de Fourier (DFT). Sua implementação por algoritmos rápidos é conhecida como transformada rápida de Fourier (FFT). Uma expressão para o cálculo da DFT $X(k) = X(e^{j2\pi k/N})$, de um sinal $x(n)$, discreto no tempo, pode ser expressa por [22]:

$$X(e^{j2\pi k/N}) = X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi k n/N}, \text{ para } 0 \leq k \leq N-1 \quad (\text{B.9})$$

A relação inversa correspondente é dada por:

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi k n/N}, \text{ para } 0 \leq n \leq N-1 \quad (\text{B.10})$$

Nas expressões (9) e (10) temos que $x(n)$ é a sequência no domínio do tempo discreto e $X(k)$ são números complexos no domínio da frequência. O período ou comprimento das sequências é N .

- b) **Eficiência Espectral:** refere-se à taxa de dados que pode ser transmitida sobre uma dada largura de faixa em um sistema de comunicação. É medida em bit/s/Hz [38].
- c) **Equalização:** Remoção das distorções provocadas pelo canal no domínio da frequência. Recuperação do sinal no domínio da frequência.

- d) **Prefixo Cíclico (CP):** Sabe-se que um canal linear e invariante no tempo implementa uma operação de convolução linear com o sinal de entrada para gerar a saída [22]. Esta operação é bastante complexa. Já a operação de convolução circular pode ser facilmente implementada através dos algoritmos rápidos da FFT. Adicionalmente, há um artifício matemático para se calcular uma convolução linear através da convolução circular gerada pela FFT: basta inserir parte do início da sequência a ser convoluída em seu final. Este “prefixo” que é inserido na sequência a ser convoluída, a fim de se calcular a resposta do canal, é conhecido como Prefixo Cíclico (CP).

Como os bits iniciais também são transmitidos no final da sequência, há redundância da informação, o que reduz a taxa efetiva de dados para uma determinada largura de banda. Desta forma o uso de CP reduz a eficiência espectral, o que é um aspecto negativo.

O CP também funciona como intervalo de guarda, reduzindo a interferência gerada pelo símbolo anterior (ISI).

A interferência intersimbólica (ISI) é uma forma de distorção em que um símbolo interfere nos símbolos subsequentes. A ISI é normalmente gerada por canais de multipercursos e por canais limitados em banda [39].

- e) **Energia de bit por potência espectral de ruído, E_b/N_o :** Importante figura de mérito das comunicações digitais para comparações de desempenho. A densidade espectral de ruído N_o , é normalmente expressa em W/Hz, que também tem a mesma dimensão de energia. Logo a relação E_b/N_o é adimensional.

A relação E_b/N_o está ligada à relação sinal-ruído (SNR), através da seguinte relação:

$$SNR = (E_b/N_o).(R/B) \quad (B.11)$$

Onde R é a taxa de dados em bit/s e B é a largura de banda do canal em Hz.


```

q=zeros(13,96);

%PERCEBA QUE O RESULTADO DA OPERAÇÃO (K+1)MOD96 É UM DESLOCAMENTO CIRCULAR.
for k=1:13
q(k,:)=circshift(S(k,:),-k+1);
end
% Adaptando q para o 'GENERAL BLOCK INTERLEAVER':
q=q+1;
for i=1:13
q(i,:)=q(i,:)+96*(i-1);
end
index=reshape(q,1,13*96)';
%perceba que 'index' tem a mesma dimensão
%do vetor de entrada, com os símbolos dos
%13 segmentos de dados.

##### RANDOMIZING #####

%Extraído da tabela 14 da NBR15601 de 2007

r=[80 93 63 92 94 55 17 81 6 51 9 85 89 65 52 15 73 66 46 71 12 70 18 13 95 34 1 38 78 59 91 64 0 28 11 4 45
35 16 7 48 22 23 77 56 19 8 36 39 61 21 3 26 69 67 20 74 86 72 25 31 5 49 42 54 87 43 60 29 2 76 84 83 40 14
79 27 57 44 37 30 68 47 88 75 41 90 10 33 32 62 50 58 82 53 24];
% Adaptando q para o 'GENERAL BLOCK INTERLEAVER':
r=r+1;
b=[r+96 r+96*2 r+96*3 r+96*4 r+96*5 r+96*6 r+96*7 r+96*8 r+96*9 r+96*10 r+96*11 r+96*12]';

##### MAPPER: Coeficientes da Figura 21 - 64QAM#####

isdbtb_qam = [ 7 + 7i
-7 + 7i      7 - 7i      -7 - 7i      1 + 7i      -1 + 7i      1 - 7i      -1 - 7i      7 + 1i
-7 + 1i
7 - 1i      -7 - 1i      1 + 1i      -1 + 1i      1 - 1i      -1 - 1i      5 + 7i      -5 + 7i
5 - 7i
-5 - 7i      3 + 7i      -3 + 7i      3 - 7i      -3 - 7i      5 + 1i      -5 + 1i      5 - 1i
-5 - 1i
3 + 1i      -3 + 1i      3 - 1i      -3 - 1i      7 + 5i      -7 + 5i      7 - 5i      -7 - 5i
1 + 5i      -1 + 5i      1 - 5i      -1 - 5i      7 + 3i      -7 + 3i      7 - 3i      -7 - 3i
1 + 3i
-1 + 3i      1 - 3i      -1 - 3i      5 + 5i      -5 + 5i      5 - 5i      -5 - 5i      3 + 5i
-3 + 5i
3 - 5i      -3 - 5i      5 + 3i      -5 + 3i      5 - 3i      -5 - 3i      3 + 3i      -3 + 3i
3 - 3i
-3 - 3i ];

% Normalização, de acordo com a tabela 12.
isdbtb_qam = isdbtb_qam/sqrt(42);

##### MAPPER: Coeficientes da Tabela 11 - DQPSK#####

isdbtb_dqpsk=[ 1 + 1i
1 - 1i
-1 + 1i
-1 - 1i];

isdbtb_dqpsk=isdbtb_dqpsk/sqrt(2);

```

```
%#Arranjo das portadoras CP, AC e TMCC no modo 1 e modulação diferencial #
```

```
% Índices
```

```
ind=[1:108];  
idx=zeros(108,1);  
izv=zeros(108,1);  
izv(1,1)=1;  
izv(36,1)=1;  
izv(80,1)=1;  
izv(4,1)=1;  
izv(73,1)=1;  
izv(86,1)=1;  
izv(90,1)=1;  
izv(50,1)=1;  
izv(62,1)=1;  
izv(97,1)=1;  
izv(100,1)=1;  
izv(105,1)=1;
```

```
j=0; % Contador
```

```
for i=1:108  
    if izv(i,1)==1  
        idx(i,1)=96+j+1;  
        j=j+1;  
    else idx(i,1)=ind(i-j);  
    end  
end
```

```
clear i;
```

```
##### REORGANIZAÇÃO DOS SEGMENTOS #####
```

```
count=[1:108];  
og=[12*count 10*count 8*count 6*count 4*count 2*count 1*count 3*count 5*count 7*count 9*count 11*count  
13*count]';
```

```
##### ESTRUTURA DE QUADRO OFDM #####
```

```
s1=[96 96 96 96 96 96 96 96 96 96 96 96 96  
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0  
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1  
2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2  
3 3 3 3 105 3 3 3 3 3 3 3 3  
4 4 4 4 3 4 4 4 4 4 4 4 4  
5 5 5 5 4 5 5 5 5 5 5 5 5  
6 6 6 6 5 6 6 6 6 6 105 6 6  
7 7 7 7 6 7 7 7 105 7 6 7 7  
8 8 8 8 7 8 8 8 7 8 7 8 8  
9 9 9 9 8 9 9 9 8 9 8 105 9  
10 10 10 10 9 105 10 10 9 10 9 9 10  
97 97 97 97 97 97 97 97 97 97 97 97 97  
11 11 11 11 10 10 11 11 10 11 10 10 11  
12 12 12 12 11 11 12 12 11 12 11 11 12  
13 13 13 13 12 12 13 13 12 13 12 12 13  
14 14 14 14 13 13 14 14 13 14 13 13 14  
15 15 15 15 14 14 15 105 14 15 14 14 15  
16 16 16 16 15 15 16 15 15 16 15 15 16  
17 17 17 17 16 16 17 16 16 17 16 16 17  
18 18 18 105 17 17 18 17 17 18 17 17 18  
19 19 19 18 18 18 19 18 18 19 18 18 19
```

20 20 20 19 19 19 20 19 19 20 19 19 20
21 21 21 20 20 20 21 20 20 21 20 20 105
98 98 98 98 98 98 98 98 98 98 98 98 98
22 22 22 21 21 21 22 21 21 105 21 21 21
23 23 23 22 22 22 23 22 22 22 22 22 22
24 24 24 23 23 23 24 23 23 23 23 23 23
25 25 25 24 24 24 25 24 24 24 24 106 24
26 26 26 25 25 25 26 25 25 25 25 24 25
27 27 27 26 26 26 27 26 26 26 26 25 26
28 28 105 27 27 27 28 27 27 27 27 26 27
29 29 28 28 28 28 29 28 28 28 28 27 28
30 30 29 29 29 29 30 29 29 29 29 28 29
31 31 30 30 30 30 31 30 30 30 30 29 30
105 32 31 31 31 31 32 31 31 31 31 30 31
99 99 99 99 99 99 99 99 99 99 99 99 99
32 33 32 32 32 32 33 32 32 32 32 31 32
33 34 33 33 33 33 34 33 33 33 33 32 33
34 35 34 34 34 34 35 34 34 34 34 33 34
35 36 35 106 35 35 105 35 35 35 35 34 35
36 37 36 35 36 36 36 36 36 36 36 35 36
37 38 37 36 37 37 37 37 37 37 37 36 37
38 39 38 37 38 38 38 38 38 38 38 37 38
39 40 39 107 39 39 39 39 39 39 39 38 39
40 41 40 38 40 40 40 40 40 40 40 39 40
41 42 41 39 41 41 41 41 41 41 41 40 41
42 105 42 40 42 42 42 42 42 42 42 41 42
100 100 100 100 100 100 100 100 100 100 100 100 100
106 43 43 41 43 43 43 43 43 43 42 43
43 44 44 42 44 44 44 44 44 44 44 43 44
44 45 45 43 45 45 45 45 45 45 45 44 45
45 46 46 44 46 46 46 46 46 46 46 45 46
46 47 47 45 47 47 47 47 47 106 47 46 47
47 48 48 46 48 48 48 48 48 48 47 48 48
48 49 49 47 49 49 49 49 49 48 49 48 49
49 50 50 48 50 50 50 50 50 49 50 49 50
50 51 51 49 51 51 51 51 51 50 51 50 51
51 52 52 50 52 52 52 52 52 51 52 51 52
52 53 53 51 53 53 53 53 53 52 53 52 53
101 101 101 101 101 101 101 101 101 101 101 101 101
53 54 54 52 54 54 106 106 54 53 54 53 54
54 55 55 53 55 55 54 54 55 54 55 54 55
55 56 56 54 56 56 55 55 56 55 56 55 56
56 57 57 55 57 57 56 56 106 56 57 56 57
57 58 58 56 58 58 57 57 57 57 58 57 58
58 59 59 57 59 59 58 58 58 58 59 58 59
59 60 60 58 60 60 59 59 59 59 60 59 60
60 61 61 59 61 61 60 60 60 60 61 60 61
61 62 62 60 62 62 61 61 61 61 62 61 62
62 63 63 61 63 63 62 62 62 62 63 107 63
63 64 64 62 64 64 63 63 63 63 64 62 64
102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102
64 65 65 63 65 65 64 64 64 64 65 63 65
65 106 66 64 66 66 65 65 65 65 66 64 66
66 66 67 65 67 67 66 66 66 66 67 65 67
67 67 106 66 68 68 67 67 67 67 68 66 68
68 68 68 67 69 69 68 68 68 68 69 67 69
69 69 69 68 70 70 69 69 69 69 70 68 70
107 70 70 69 71 71 70 70 70 70 71 69 71
70 71 71 70 72 72 71 71 71 71 72 70 72
71 72 72 71 73 73 72 72 72 72 73 71 73
72 73 73 72 74 74 73 73 73 73 74 72 74
73 74 74 73 106 75 74 74 74 107 75 73 75
103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103
74 75 75 74 75 76 75 75 107 74 76 74 76
75 76 76 75 76 106 76 76 75 75 77 75 77
76 77 77 76 77 77 77 77 76 76 78 76 78
77 78 78 77 78 78 78 78 77 77 79 77 79
78 79 79 78 107 79 107 79 78 78 106 78 80
79 80 80 79 79 80 79 80 79 79 80 79 81
80 81 81 80 80 81 80 81 80 80 81 80 82
81 82 82 81 81 82 81 82 81 81 82 81 83
82 83 83 82 82 83 82 83 82 82 83 82 84

83 84 84 83 83 84 83 84 83 83 84 83 85
84 85 85 84 84 85 84 85 84 84 85 84 86
104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104
85 86 107 85 85 86 85 86 85 85 86 85 87
86 87 86 86 86 87 86 87 86 86 87 86 106
87 88 87 87 87 88 87 88 87 87 88 87 88
88 107 88 88 88 89 88 107 88 88 89 88 89
89 89 89 89 89 107 89 89 89 89 107 89 107
90 90 90 90 90 90 90 90 90 90 90 90 90
91 91 91 91 91 91 91 91 91 91 91 91 91
92 92 92 92 92 92 92 92 92 92 92 92 92
93 93 93 93 93 93 93 93 93 93 93 93 93
94 94 94 94 94 94 94 94 94 94 94 94 94
95 95 95 95 95 95 95 95 95 95 95 95 95];

s2=[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2
96 96 96 96 96 96 96 96 96 96 96 96 96
3 3 3 3 105 3 3 3 3 3 3 3 3
4 4 4 4 3 4 4 4 4 4 4 4 4
5 5 5 5 4 5 5 5 5 5 5 5 5
6 6 6 6 5 6 6 6 6 6 105 6 6
7 7 7 7 6 7 7 7 105 7 6 7 7
8 8 8 8 7 8 8 8 7 8 7 8 8
9 9 9 9 8 9 9 9 8 9 8 105 9
10 10 10 10 9 105 10 10 9 10 9 9 10
11 11 11 11 10 10 11 11 10 11 10 10 11
12 12 12 12 11 11 12 12 11 12 11 11 12
13 13 13 13 12 12 13 13 12 13 12 12 13
97 97 97 97 97 97 97 97 97 97 97 97 97
14 14 14 14 13 13 14 14 13 14 13 13 14
15 15 15 15 14 14 15 105 14 15 14 14 15
16 16 16 16 15 15 16 15 15 16 15 15 16
17 17 17 17 16 16 17 16 16 17 16 16 17
18 18 18 105 17 17 18 17 17 18 17 17 18
19 19 19 18 18 18 19 18 18 19 18 18 19
20 20 20 19 19 19 20 19 19 20 19 19 20
21 21 21 20 20 20 21 20 20 21 20 20 105
22 22 22 21 21 21 22 21 21 22 21 21 21
23 23 23 22 22 22 23 22 22 105 22 22 22
24 24 24 23 23 23 24 23 23 23 23 23 23
98 98 98 98 98 98 98 98 98 98 98 98 98
25 25 25 24 24 24 25 24 24 24 24 106 24
26 26 26 25 25 25 26 25 25 25 25 24 25
27 27 27 26 26 26 27 26 26 26 26 25 26
28 28 105 27 27 27 28 27 27 27 27 26 27
29 29 28 28 28 28 29 28 28 28 28 27 28
30 30 29 29 29 29 30 29 29 29 29 28 29
31 31 30 30 30 30 31 30 30 30 30 29 30
105 32 31 31 31 31 32 31 31 31 31 30 31
32 33 32 32 32 32 33 32 32 32 32 31 32
33 34 33 33 33 33 34 33 33 33 33 32 33
34 35 34 34 34 34 35 34 34 34 34 33 34
99 99 99 99 99 99 99 99 99 99 99 99 99
35 36 35 106 35 35 105 35 35 35 35 34 35
36 37 36 35 36 36 36 36 36 36 36 35 36
37 38 37 36 37 37 37 37 37 37 37 36 37
38 39 38 37 38 38 38 38 38 38 38 37 38
39 40 39 107 39 39 39 39 39 39 38 39
40 41 40 38 40 40 40 40 40 40 39 40
41 42 41 39 41 41 41 41 41 41 40 41
42 105 42 40 42 42 42 42 42 42 41 42
43 43 43 41 43 43 43 43 43 43 42 43
106 44 44 42 44 44 44 44 44 44 43 44
44 45 45 43 45 45 45 45 45 45 44 45
100 100 100 100 100 100 100 100 100 100 100 100 100
45 46 46 44 46 46 46 46 46 46 46 45 46
46 47 47 45 47 47 47 47 47 106 47 46 47
47 48 48 46 48 48 48 48 48 47 48 47 48
48 49 49 47 49 49 49 49 49 48 49 48 49
49 50 50 48 50 50 50 50 50 49 50 49 50

50 51 51 49 51 51 51 51 51 50 51 50 51
51 52 52 50 52 52 52 52 52 51 52 51 52
52 53 53 51 53 53 53 53 53 52 53 52 53
53 54 54 52 54 54 54 54 54 53 54 53 54
54 55 55 53 55 55 106 106 55 54 55 54 55
55 56 56 54 56 56 55 55 56 55 56 55 56
101 101 101 101 101 101 101 101 101 101 101 101 101
56 57 57 55 57 57 56 56 106 56 57 56 57
57 58 58 56 58 58 57 57 57 57 58 57 58
58 59 59 57 59 59 58 58 58 58 59 58 59
59 60 60 58 60 60 59 59 59 59 60 59 60
60 61 61 59 61 61 60 60 60 60 61 60 61
61 62 62 60 62 62 61 61 61 61 62 61 62
62 63 63 61 63 63 62 62 62 62 63 107 63
63 64 64 62 64 64 63 63 63 63 64 62 64
64 65 65 63 65 65 64 64 64 64 65 63 65
65 66 66 64 66 66 65 65 65 65 66 64 66
66 106 67 65 67 67 66 66 66 66 67 65 67
102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102
67 67 106 66 68 68 67 67 67 67 68 66 68
68 68 68 67 69 69 68 68 68 68 69 67 69
69 69 69 68 70 70 69 69 69 69 70 68 70
107 70 70 69 71 71 70 70 70 70 71 69 71
70 71 71 70 72 72 71 71 71 71 72 70 72
71 72 72 71 73 73 72 72 72 72 73 71 73
72 73 73 72 74 74 73 73 73 73 74 72 74
73 74 74 73 106 75 74 74 74 107 75 73 75
74 75 75 74 75 76 75 75 75 74 76 74 76
75 76 76 75 76 77 76 76 107 75 77 75 77
76 77 77 76 77 106 77 77 76 76 78 76 78
103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103
77 78 78 77 78 78 78 78 77 77 79 77 79
78 79 79 78 107 79 107 79 78 78 106 78 80
79 80 80 79 79 80 79 80 79 79 80 79 81
80 81 81 80 80 81 80 81 80 80 81 80 82
81 82 82 81 81 82 81 82 81 81 82 81 83
82 83 83 82 82 83 82 83 82 82 83 82 84
83 84 84 83 83 84 83 84 83 83 84 83 85
84 85 85 84 84 85 84 85 84 84 85 84 86
85 86 86 85 85 86 85 86 85 85 86 85 87
86 87 107 86 86 87 86 87 86 86 87 86 88
87 88 87 87 87 88 87 88 87 87 88 87 106
104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104
88 107 88 88 88 89 88 107 88 88 89 88 89
89 89 89 89 89 107 89 89 89 89 107 89 107
90 90 90 90 90 90 90 90 90 90 90 90 90
91 91 91 91 91 91 91 91 91 91 91 91 91
92 92 92 92 92 92 92 92 92 92 92 92 92
93 93 93 93 93 93 93 93 93 93 93 93 93
94 94 94 94 94 94 94 94 94 94 94 94 94
95 95 95 95 95 95 95 95 95 95 95 95 95];

s3=[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2
3 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3
4 4 4 4 105 4 4 4 4 4 4 4 4
5 5 5 5 4 5 5 5 5 5 5 5 5
96 96 96 96 96 96 96 96 96 96 96 96 96
6 6 6 6 5 6 6 6 6 6 105 6 6
7 7 7 7 6 7 7 7 105 7 6 7 7
8 8 8 8 7 8 8 8 7 8 7 8 8
9 9 9 9 8 9 9 9 8 9 8 105 9
10 10 10 10 9 105 10 10 9 10 9 9 10
11 11 11 11 10 10 11 11 10 11 10 10 11
12 12 12 12 11 11 12 12 11 12 11 11 12
13 13 13 13 12 12 13 13 12 13 12 12 13
14 14 14 14 13 13 14 14 13 14 13 13 14
15 15 15 15 14 14 15 15 14 15 14 14 15
16 16 16 16 15 15 16 105 15 16 15 15 16
97 97 97 97 97 97 97 97 97 97 97 97 97
17 17 17 17 16 16 17 16 16 17 16 16 17

18 18 18 105 17 17 18 17 17 18 17 17 18
19 19 19 18 18 18 19 18 18 19 18 18 19
20 20 20 19 19 19 20 19 19 20 19 19 20
21 21 21 20 20 20 21 20 20 21 20 20 105
22 22 22 21 21 21 22 21 21 22 21 21 21
23 23 23 22 22 22 23 22 22 105 22 22 22
24 24 24 23 23 23 24 23 23 23 23 23
25 25 25 24 24 24 25 24 24 24 24 24
26 26 26 25 25 25 26 25 25 25 25 106 25
27 27 27 26 26 26 27 26 26 26 26 25 26
98 98 98 98 98 98 98 98 98 98 98 98 98
28 28 105 27 27 27 28 27 27 27 27 26 27
29 29 28 28 28 28 29 28 28 28 28 27 28
30 30 29 29 29 29 30 29 29 29 29 28 29
31 31 30 30 30 30 31 30 30 30 30 29 30
105 32 31 31 31 31 32 31 31 31 31 30 31
32 33 32 32 32 32 33 32 32 32 32 31 32
33 34 33 33 33 33 34 33 33 33 33 32 33
34 35 34 34 34 34 35 34 34 34 34 33 34
35 36 35 35 35 35 36 35 35 35 35 34 35
36 37 36 106 36 36 105 36 36 36 36 35 36
37 38 37 36 37 37 37 37 37 37 37 36 37
99 99 99 99 99 99 99 99 99 99 99 99 99
38 39 38 37 38 38 38 38 38 38 38 37 38
39 40 39 107 39 39 39 39 39 39 39 38 39
40 41 40 38 40 40 40 40 40 40 40 39 40
41 42 41 39 41 41 41 41 41 41 41 40 41
42 105 42 40 42 42 42 42 42 42 42 41 42
43 43 43 41 43 43 43 43 43 43 43 42 43
106 44 44 42 44 44 44 44 44 44 44 43 44
44 45 45 43 45 45 45 45 45 45 45 44 45
45 46 46 44 46 46 46 46 46 46 46 45 46
46 47 47 45 47 47 47 47 47 47 47 46 47
47 48 48 46 48 48 48 48 48 106 48 47 48
100 100 100 100 100 100 100 100 100 100 100 100 100
48 49 49 47 49 49 49 49 49 48 49 48 49
49 50 50 48 50 50 50 50 50 49 50 49 50
50 51 51 49 51 51 51 51 51 50 51 50 51
51 52 52 50 52 52 52 52 52 51 52 51 52
52 53 53 51 53 53 53 53 53 52 53 52 53
53 54 54 52 54 54 54 54 54 53 54 53 54
54 55 55 53 55 55 106 106 55 54 55 54 55
55 56 56 54 56 56 55 55 56 55 56 55 56
56 57 57 55 57 57 56 56 57 56 57 56 57
57 58 58 56 58 58 57 57 106 57 58 57 58
58 59 59 57 59 59 58 58 58 58 59 58 59
101 101 101 101 101 101 101 101 101 101 101 101 101
59 60 60 58 60 60 59 59 59 59 60 59 60
60 61 61 59 61 61 60 60 60 60 61 60 61
61 62 62 60 62 62 61 61 61 61 62 61 62
62 63 63 61 63 63 62 62 62 62 63 107 63
63 64 64 62 64 64 63 63 63 63 64 62 64
64 65 65 63 65 65 64 64 64 64 65 63 65
65 66 66 64 66 66 65 65 65 65 66 64 66
66 106 67 65 67 67 66 66 66 66 67 65 67
67 67 68 66 68 68 67 67 67 67 68 66 68
68 68 106 67 69 69 68 68 68 68 69 67 69
69 69 69 68 70 70 69 69 69 69 70 68 70
102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102
107 70 70 69 71 71 70 70 70 70 71 69 71
70 71 71 70 72 72 71 71 71 71 72 70 72
71 72 72 71 73 73 72 72 72 72 73 71 73
72 73 73 72 74 74 73 73 73 73 74 72 74
73 74 74 73 106 75 74 74 74 107 75 73 75
74 75 75 74 75 76 75 75 75 74 76 74 76
75 76 76 75 76 77 76 76 107 75 77 75 77
76 77 77 76 77 106 77 77 76 76 78 76 78
77 78 78 77 78 78 78 78 77 77 79 77 79
78 79 79 78 79 79 79 79 78 78 80 78 80
79 80 80 79 107 80 107 80 79 79 106 79 81
103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103
80 81 81 80 80 81 80 81 80 80 81 80 82

81 82 82 81 81 82 81 82 81 81 82 81 83
82 83 83 82 82 83 82 83 82 82 83 82 84
83 84 84 83 83 84 83 84 83 83 84 83 85
84 85 85 84 84 85 84 85 84 84 85 84 86
85 86 86 85 85 86 85 86 85 85 86 85 87
86 87 107 86 86 87 86 87 86 86 87 86 88
87 88 87 87 87 88 87 88 87 87 88 87 106
88 89 88 88 88 89 88 89 88 88 89 88 89
89 107 89 89 89 90 89 107 89 89 90 89 90
90 90 90 90 90 107 90 90 90 90 107 90 107
104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104
91 91 91 91 91 91 91 91 91 91 91 91 91
92 92 92 92 92 92 92 92 92 92 92 92 92
93 93 93 93 93 93 93 93 93 93 93 93 93
94 94 94 94 94 94 94 94 94 94 94 94 94
95 95 95 95 95 95 95 95 95 95 95 95 95];

s4=[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2
3 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3
4 4 4 4 105 4 4 4 4 4 4 4 4
5 5 5 5 4 5 5 5 5 5 5 5 5
6 6 6 6 5 6 6 6 6 6 6 6 6
7 7 7 7 6 7 7 7 7 7 105 7 7
8 8 8 8 7 8 8 8 105 8 7 8 8
96 96 96 96 96 96 96 96 96 96 96 96 96
9 9 9 9 8 9 9 9 8 9 8 105 9
10 10 10 10 9 105 10 10 9 10 9 9 10
11 11 11 11 10 10 11 11 10 11 10 10 11
12 12 12 12 11 11 12 12 11 12 11 11 12
13 13 13 13 12 12 13 13 12 13 12 12 13
14 14 14 14 13 13 14 14 13 14 13 13 14
15 15 15 15 14 14 15 15 14 15 14 14 15
16 16 16 16 15 15 16 105 15 16 15 15 16
17 17 17 17 16 16 17 16 16 17 16 16 17
18 18 18 18 17 17 18 17 17 18 17 17 18
19 19 19 105 18 18 19 18 18 19 18 18 19
97 97 97 97 97 97 97 97 97 97 97 97 97
20 20 20 19 19 19 20 19 19 20 19 19 20
21 21 21 20 20 20 21 20 20 21 20 20 105
22 22 22 21 21 21 22 21 21 22 21 21 21
23 23 23 22 22 22 23 22 22 105 22 22 22
24 24 24 23 23 23 24 23 23 23 23 23 23
25 25 25 24 24 24 25 24 24 24 24 24 24
26 26 26 25 25 25 26 25 25 25 25 106 25
27 27 27 26 26 26 27 26 26 26 26 25 26
28 28 28 27 27 27 28 27 27 27 27 26 27
29 29 105 28 28 28 29 28 28 28 28 27 28
30 30 29 29 29 29 30 29 29 29 29 28 29
98 98 98 98 98 98 98 98 98 98 98 98 98
31 31 30 30 30 30 31 30 30 30 30 29 30
105 32 31 31 31 31 32 31 31 31 31 30 31
32 33 32 32 32 32 33 32 32 32 32 31 32
33 34 33 33 33 33 34 33 33 33 33 32 33
34 35 34 34 34 34 35 34 34 34 34 33 34
35 36 35 35 35 35 36 35 35 35 35 34 35
36 37 36 106 36 36 105 36 36 36 36 35 36
37 38 37 36 37 37 37 37 37 37 37 36 37
38 39 38 37 38 38 38 38 38 38 37 38
39 40 39 38 39 39 39 39 39 39 38 39
40 41 40 107 40 40 40 40 40 40 39 40
99 99 99 99 99 99 99 99 99 99 99 99 99
41 42 41 39 41 41 41 41 41 41 40 41
42 105 42 40 42 42 42 42 42 42 41 42
43 43 43 41 43 43 43 43 43 43 42 43
106 44 44 42 44 44 44 44 44 44 43 44
44 45 45 43 45 45 45 45 45 45 44 45
45 46 46 44 46 46 46 46 46 46 45 46
46 47 47 45 47 47 47 47 47 47 46 47
47 48 48 46 48 48 48 48 48 106 48 47 48
48 49 49 47 49 49 49 49 48 49 48 49

49 50 50 48 50 50 50 50 50 49 50 49 50
 50 51 51 49 51 51 51 51 51 50 51 50 51
 100 100 100 100 100 100 100 100 100 100 100 100 100
 51 52 52 50 52 52 52 52 52 51 52 51 52
 52 53 53 51 53 53 53 53 53 52 53 52 53
 53 54 54 52 54 54 54 54 54 53 54 53 54
 54 55 55 53 55 55 106 106 55 54 55 54 55
 55 56 56 54 56 56 55 55 56 55 56 55 56
 56 57 57 55 57 57 56 56 57 56 57 56 57
 57 58 58 56 58 58 57 57 106 57 58 57 58
 58 59 59 57 59 59 58 58 58 58 59 58 59
 59 60 60 58 60 60 59 59 59 59 60 59 60
 60 61 61 59 61 61 60 60 60 60 61 60 61
 61 62 62 60 62 62 61 61 61 61 62 61 62
 101 101 101 101 101 101 101 101 101 101 101 101 101
 62 63 63 61 63 63 62 62 62 62 63 107 63
 63 64 64 62 64 64 63 63 63 63 64 62 64
 64 65 65 63 65 65 64 64 64 64 65 63 65
 65 66 66 64 66 66 65 65 65 65 66 64 66
 66 106 67 65 67 67 66 66 66 66 67 65 67
 67 67 68 66 68 68 67 67 67 67 68 66 68
 68 68 106 67 69 69 68 68 68 68 69 67 69
 69 69 69 68 70 70 69 69 69 69 70 68 70
 70 70 70 69 71 71 70 70 70 70 71 69 71
 107 71 71 70 72 72 71 71 71 71 72 70 72
 71 72 72 71 73 73 72 72 72 72 73 71 73
 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102
 72 73 73 72 74 74 73 73 73 73 74 72 74
 73 74 74 73 106 75 74 74 74 107 75 73 75
 74 75 75 74 75 76 75 75 75 74 76 74 76
 75 76 76 75 76 77 76 76 107 75 77 75 77
 76 77 77 76 77 106 77 77 76 76 78 76 78
 77 78 78 77 78 78 78 78 77 77 79 77 79
 78 79 79 78 79 79 79 79 78 78 80 78 80
 79 80 80 79 107 80 107 80 79 79 106 79 81
 80 81 81 80 80 81 80 81 80 80 81 80 82
 81 82 82 81 81 82 81 82 81 81 82 81 83
 82 83 83 82 82 83 82 83 82 82 83 82 84
 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103
 83 84 84 83 83 84 83 84 83 83 84 83 85
 84 85 85 84 84 85 84 85 84 84 85 84 86
 85 86 86 85 85 86 85 86 85 85 86 85 87
 86 87 107 86 86 87 86 87 86 86 87 86 88
 87 88 87 87 87 88 87 88 87 87 88 87 106
 88 89 88 88 88 89 88 89 88 88 89 88 89
 89 107 89 89 89 90 89 107 89 89 90 89 90
 90 90 90 90 90 107 90 90 90 90 107 90 107
 91 91 91 91 91 91 91 91 91 91 91 91 91
 92 92 92 92 92 92 92 92 92 92 92 92 92
 93 93 93 93 93 93 93 93 93 93 93 93 93
 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104
 94 94 94 94 94 94 94 94 94 94 94 94 94
 95 95 95 95 95 95 95 95 95 95 95 95 95];

r1=[1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2
 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3
 4 4 4 4 5 4 4 4 4 4 4 4
 5 5 5 5 6 5 5 5 5 5 5 5
 6 6 6 6 7 6 6 6 6 6 6 6
 7 7 7 7 8 7 7 7 7 8 7 7
 8 8 8 8 9 8 8 8 9 8 8 8
 9 9 9 9 10 9 9 9 10 9 10 9
 10 10 10 10 11 10 10 10 11 10 11 10
 11 11 11 11 13 13 11 11 13 11 13 11
 13 13 13 13 14 14 13 13 14 13 14 13
 14 14 14 14 15 15 14 14 15 14 15 14
 15 15 15 15 16 16 15 15 16 15 16 15
 16 16 16 16 17 17 16 16 17 16 17 16
 17 17 17 17 18 18 17 18 18 17 18 17
 18 18 18 18 19 19 18 19 19 18 19 18
 19 19 19 19 20 20 19 20 20 19 20 19

20 20 20 21 21 21 20 21 21 20 21 21 20
21 21 21 22 22 22 21 22 22 21 22 22 21
22 22 22 23 23 23 22 23 23 22 23 23 22
23 23 23 25 25 25 23 25 25 23 25 25 25
25 25 25 26 26 26 25 26 26 26 26 26 26
26 26 26 27 27 27 26 27 27 27 27 27 27
27 27 27 28 28 28 27 28 28 28 28 29 28
28 28 28 29 29 29 28 29 29 29 29 30 29
29 29 29 30 30 30 29 30 30 30 30 31 30
30 30 30 31 31 31 30 31 31 31 31 32 31
31 31 32 32 32 32 31 32 32 32 32 33 32
32 32 33 33 33 33 32 33 33 33 33 34 33
33 33 34 34 34 34 33 34 34 34 34 35 34
34 34 35 35 35 35 34 35 35 35 35 37 35
37 35 37 37 37 37 35 37 37 37 37 38 37
38 37 38 38 38 38 37 38 38 38 38 39 38
39 38 39 39 39 39 38 39 39 39 39 40 39
40 39 40 41 40 40 39 40 40 40 40 41 40
41 40 41 42 41 41 41 41 41 41 41 42 41
42 41 42 43 42 42 42 42 42 42 42 43 42
43 42 43 45 43 43 43 43 43 43 43 44 43
44 43 44 46 44 44 44 44 44 44 44 45 44
45 44 45 47 45 45 45 45 45 45 45 46 45
46 45 46 49 46 46 46 46 46 46 46 47 46
47 46 47 50 47 47 47 47 47 47 47 49 47
50 49 49 51 49 49 49 49 49 49 49 50 49
51 50 50 52 50 50 50 50 50 50 50 51 50
52 51 51 53 51 51 51 51 51 51 51 52 51
53 52 52 54 52 52 52 52 52 52 52 53 52
54 53 53 55 53 53 53 53 53 54 53 54 53
55 54 54 56 54 54 54 54 54 55 54 55 54
56 55 55 57 55 55 55 55 55 56 55 56 55
57 56 56 58 56 56 56 56 56 57 56 57 56
58 57 57 59 57 57 57 57 57 58 57 58 57
59 58 58 61 58 58 58 58 58 59 58 59 58
61 59 59 62 59 59 59 59 59 61 59 61 59
62 61 61 63 61 61 62 62 61 62 61 62 61
63 62 62 64 62 62 63 63 62 63 62 63 62
64 63 63 65 63 63 64 64 63 64 63 64 63
65 64 64 66 64 64 65 65 65 65 64 65 64
66 65 65 67 65 65 66 66 66 66 65 66 65
67 66 66 68 66 66 67 67 67 67 66 67 66
68 67 67 69 67 67 68 68 68 68 67 68 67
69 68 68 70 68 68 69 69 69 69 68 69 68
70 69 69 71 69 69 70 70 70 70 69 71 69
71 70 70 73 70 70 71 71 71 71 70 73 70
73 71 71 74 71 71 73 73 73 73 71 74 71
74 73 73 75 73 73 74 74 74 74 73 75 73
75 75 74 76 74 74 75 75 75 75 74 76 74
76 76 75 77 75 75 76 76 76 76 75 77 75
77 77 77 78 76 76 77 77 77 77 76 78 76
78 78 78 79 77 77 78 78 78 78 77 79 77
80 79 79 80 78 78 79 79 79 79 78 80 78
81 80 80 81 79 79 80 80 80 80 79 81 79
82 81 81 82 80 80 81 81 81 81 80 82 80
83 82 82 83 81 81 82 82 82 82 81 83 81
85 83 83 85 82 82 83 83 83 85 82 85 82
86 85 85 86 85 83 85 85 86 86 83 86 83
87 86 86 87 86 85 86 86 87 87 85 87 85
88 87 87 88 87 87 87 87 88 88 86 88 86
89 88 88 89 88 88 88 88 89 89 87 89 87
90 89 89 90 90 89 90 89 90 88 90 88
91 90 90 91 91 90 91 90 91 91 90 91 89
92 91 91 92 92 91 92 91 92 92 91 92 90
93 92 92 93 93 92 93 92 93 93 92 93 91
94 93 93 94 94 93 94 93 94 94 93 94 92
95 94 94 95 95 94 95 94 95 95 94 95 93
97 95 95 97 97 95 97 95 97 97 95 97 94
98 97 98 98 98 97 98 97 98 98 97 98 95
99 98 99 99 99 98 99 98 99 99 98 99 97
100 99 100 100 100 99 100 99 100 100 99 100 99
101 101 101 101 101 100 101 101 101 101 100 101 100

102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102
103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103
104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104
105 105 105 105 105 105 105 105 105 105 105 105 105 105
106 106 106 106 106 106 106 106 106 106 106 106 106 106
107 107 107 107 107 107 107 107 107 107 107 107 107 107];

r2=[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2
4 4 4 4 5 4 4 4 4 4 4 4 4 4
5 5 5 5 6 5 5 5 5 5 5 5 5 5
6 6 6 6 7 6 6 6 6 6 6 6 6 6
7 7 7 7 8 7 7 7 7 7 8 7 7 7
8 8 8 8 9 8 8 8 9 8 9 8 8 8
9 9 9 9 10 9 9 9 10 9 10 9 9 9
10 10 10 10 11 10 10 10 11 10 11 11 10 10
11 11 11 11 12 12 11 11 12 11 12 12 11 11
12 12 12 12 13 13 12 12 13 12 13 13 12 12
13 13 13 13 14 14 13 13 14 13 14 14 13 13
14 14 14 14 16 16 14 14 16 14 16 16 14 14
16 16 16 16 17 17 16 16 17 16 17 17 16 16
17 17 17 17 18 18 17 18 18 17 18 18 17 17
18 18 18 18 19 19 18 19 19 18 19 19 18 18
19 19 19 19 20 20 19 20 20 19 20 20 19 19
20 20 20 21 21 21 20 21 21 20 21 21 20 20
21 21 21 22 22 22 21 22 22 21 22 22 21 21
22 22 22 23 23 23 22 23 23 22 23 23 22 22
23 23 23 24 24 24 23 24 24 23 24 24 23 23
24 24 24 25 25 25 24 25 25 24 25 25 24 24
25 25 25 26 26 26 25 26 26 26 26 26 25 25
26 26 26 28 28 28 26 28 28 28 28 28 29 28
28 28 28 29 29 29 28 29 29 29 29 29 30 29
29 29 29 30 30 30 29 30 30 30 30 30 31 30
30 30 30 31 31 31 30 31 31 31 31 31 32 31
31 31 32 32 32 32 31 32 32 32 32 33 32
32 32 33 33 33 33 32 33 33 33 33 34 33
33 33 34 34 34 34 33 34 34 34 34 35 34
34 34 35 35 35 35 34 35 35 35 35 36 35
36 35 36 36 36 36 35 36 36 36 36 37 36
37 36 37 37 37 37 36 37 37 37 37 38 37
38 37 38 38 38 38 37 38 38 38 38 40 38
40 38 40 41 40 40 38 40 40 40 40 41 40
41 40 41 42 41 41 41 41 41 41 41 42 41
42 41 42 43 42 42 42 42 42 42 42 43 42
43 42 43 45 43 43 43 43 43 43 43 44 43
44 43 44 46 44 44 44 44 44 44 44 45 44
45 44 45 47 45 45 45 45 45 45 45 46 45
46 45 46 48 46 46 46 46 46 46 46 47 46
47 46 47 49 47 47 47 47 47 47 47 48 47
48 48 48 50 48 48 48 48 48 48 48 49 48
50 49 49 52 49 49 49 49 49 49 49 50 49
52 50 50 53 50 50 50 50 50 50 50 52 50
53 52 52 54 52 52 52 52 52 52 52 53 52
54 53 53 55 53 53 53 53 53 54 53 54 53
55 54 54 56 54 54 54 54 54 55 54 55 54
56 55 55 57 55 55 55 55 55 56 55 56 55
57 56 56 58 56 56 56 56 56 57 56 57 56
58 57 57 59 57 57 57 57 57 58 57 58 57
59 58 58 60 58 58 58 58 58 59 58 59 58
60 59 59 61 59 59 59 59 59 60 59 60 59
61 60 60 62 60 60 60 60 60 61 60 61 60
62 61 61 64 61 61 62 62 61 62 61 62 61
64 62 62 65 62 62 64 64 62 64 62 64 62
65 64 64 66 64 64 65 65 65 65 64 65 64
66 65 65 67 65 65 66 66 66 66 65 66 65
67 66 66 68 66 66 67 67 67 67 66 67 66
68 67 67 69 67 67 68 68 68 68 67 68 67
69 68 68 70 68 68 69 69 69 69 68 69 68
70 69 69 71 69 69 70 70 70 70 69 71 69
71 70 70 72 70 70 71 71 71 71 70 72 70
72 71 71 73 71 71 72 72 72 72 71 73 71

73 72 72 74 72 72 73 73 73 73 72 74 72
74 73 73 76 73 73 74 74 74 74 73 76 73
76 76 74 77 74 74 76 76 76 76 74 77 74
77 77 77 78 76 76 77 77 77 77 76 78 76
78 78 78 79 77 77 78 78 78 78 77 79 77
80 79 79 80 78 78 79 79 79 79 78 80 78
81 80 80 81 79 79 80 80 80 80 79 81 79
82 81 81 82 80 80 81 81 81 81 80 82 80
83 82 82 83 81 81 82 82 82 82 81 83 81
84 83 83 84 82 82 83 83 83 84 82 84 82
85 84 84 85 84 83 84 84 84 85 83 85 83
86 85 85 86 85 84 85 85 86 86 84 86 84
88 86 86 88 86 85 86 86 88 88 85 88 85
89 88 88 89 88 88 88 88 89 89 86 89 86
90 89 89 90 90 89 90 89 90 90 88 90 88
91 90 90 91 91 90 91 90 91 91 90 91 89
92 91 91 92 92 91 92 91 92 92 91 92 90
93 92 92 93 93 92 93 92 93 93 92 93 91
94 93 93 94 94 93 94 93 94 94 93 94 92
95 94 94 95 95 94 95 94 95 95 94 95 93
96 95 95 96 96 95 96 95 96 96 95 96 94
97 96 96 97 97 96 97 96 97 97 96 97 95
98 97 98 98 98 97 98 97 98 98 97 98 96
100 98 100 100 100 98 100 98 100 100 98 100 97
101 101 101 101 101 100 101 101 101 101 100 101 100
102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102
103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103
104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104
105 105 105 105 105 105 105 105 105 105 105 105 105
106 106 106 106 106 106 106 106 106 106 106 106 106
107 107 107 107 107 107 107 107 107 107 107 107 107];

r3=[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2
3 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3
4 4 4 4 5 4 4 4 4 4 4 4 4
5 5 5 5 7 5 5 5 5 5 5 5 5
7 7 7 7 8 7 7 7 7 7 8 7 7
8 8 8 8 9 8 8 8 9 8 9 8 8
9 9 9 9 10 9 9 9 10 9 10 9 9
10 10 10 10 11 10 10 10 11 10 11 11 10
11 11 11 11 12 12 11 11 12 11 12 12 11
12 12 12 12 13 13 12 12 13 12 13 13 12
13 13 13 13 14 14 13 13 14 13 14 14 13
14 14 14 14 15 15 14 14 15 14 15 15 14
15 15 15 15 16 16 15 15 16 15 16 16 15
16 16 16 16 17 17 16 16 17 16 17 17 16
17 17 17 17 19 19 17 19 19 17 19 19 17
19 19 19 19 20 20 19 20 20 19 20 20 19
20 20 20 21 21 21 20 21 21 20 21 21 20
21 21 21 22 22 22 21 22 22 21 22 22 21
22 22 22 23 23 23 22 23 23 22 23 23 22
23 23 23 24 24 24 23 24 24 23 24 24 24
24 24 24 25 25 25 24 25 25 24 25 25 25
25 25 25 26 26 26 25 26 26 26 26 26 26
26 26 26 27 27 27 26 27 27 27 27 27 27
27 27 27 28 28 28 27 28 28 28 28 29 28
28 28 28 29 29 29 28 29 29 29 29 31 29
29 29 29 31 31 31 29 31 31 31 31 32 31
31 31 32 32 32 32 31 32 32 32 32 33 32
32 32 33 33 33 33 32 33 33 33 33 34 33
33 33 34 34 34 34 33 34 34 34 34 35 34
34 34 35 35 35 35 34 35 35 35 35 36 35
36 35 36 36 36 36 35 36 36 36 36 37 36
37 36 37 37 37 37 36 37 37 37 37 38 37
38 37 38 38 38 38 37 38 38 38 38 39 38
39 38 39 39 39 39 38 39 39 39 39 40 39
40 39 40 41 40 40 39 40 40 40 40 41 40
41 40 41 43 41 41 41 41 41 41 41 43 41
43 41 43 45 43 43 43 43 43 43 43 44 43
44 43 44 46 44 44 44 44 44 44 44 45 44

45 44 45 47 45 45 45 45 45 45 46 45
46 45 46 48 46 46 46 46 46 46 47 46
47 46 47 49 47 47 47 47 47 47 48 47
48 48 48 50 48 48 48 48 48 48 49 48
50 49 49 51 49 49 49 49 49 49 50 49
51 50 50 52 50 50 50 50 50 50 51 50
52 51 51 53 51 51 51 51 51 51 52 51
53 52 52 55 52 52 52 52 52 52 53 52
55 53 53 56 53 53 53 53 53 55 53 53
56 55 55 57 55 55 55 55 55 56 55 56
57 56 56 58 56 56 56 56 56 57 56 57
58 57 57 59 57 57 57 57 57 58 57 58
59 58 58 60 58 58 58 58 58 59 58 59
60 59 59 61 59 59 59 59 59 60 59 60
61 60 60 62 60 60 60 60 60 61 60 61
62 61 61 63 61 61 62 62 61 62 61 62
63 62 62 64 62 62 63 63 62 63 62 63
64 63 63 65 63 63 64 64 63 64 63 64
65 64 64 67 64 64 65 65 65 65 64 65
67 65 65 68 65 65 67 67 67 67 65 67
68 67 67 69 67 67 68 68 68 68 67 68
69 68 68 70 68 68 69 69 69 69 68 69
70 69 69 71 69 69 70 70 70 70 69 71
71 70 70 72 70 70 71 71 71 71 70 72
72 71 71 73 71 71 72 72 72 72 71 73
73 72 72 74 72 72 73 73 73 73 72 74
74 73 73 75 73 73 74 74 74 74 73 75
75 75 74 76 74 74 75 75 75 75 74 76
76 76 75 77 75 75 76 76 76 76 75 77
77 77 77 79 76 76 77 77 77 77 76 79
80 79 79 80 77 77 79 79 79 79 77 80
81 80 80 81 79 79 80 80 80 80 79 81
82 81 81 82 80 80 81 81 81 81 80 82
83 82 82 83 81 81 82 82 82 82 81 83
84 83 83 84 82 82 83 83 83 84 82 84
85 84 84 85 84 83 84 84 84 85 83 85
86 85 85 86 85 84 85 85 86 86 84 86
87 86 86 87 86 85 86 86 87 87 85 87
88 87 87 88 87 87 87 87 88 88 86 88
89 88 88 89 88 88 88 88 89 89 87 89
91 89 89 91 91 89 91 89 91 91 88 91
92 91 91 92 92 91 92 91 92 92 91 92
93 92 92 93 93 92 93 92 93 93 92 93
94 93 93 94 94 93 94 93 94 94 93 94
95 94 94 95 95 94 95 94 95 95 94 95
96 95 95 96 96 95 96 95 96 96 95 96
97 96 96 97 97 96 97 96 97 97 96 97
98 97 98 98 98 97 98 97 98 98 97 98
99 98 99 99 99 98 99 98 99 99 98 99
100 99 100 100 100 99 100 99 100 100 99 100 99
101 101 101 101 101 100 101 101 101 101 100 101 100
103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103
104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104
105 105 105 105 105 105 105 105 105 105 105 105
106 106 106 106 106 106 106 106 106 106 106 106
107 107 107 107 107 107 107 107 107 107 107 107];

r4=[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2
3 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3 3
4 4 4 4 5 4 4 4 4 4 4 4
5 5 5 5 6 5 5 5 5 5 5 5
6 6 6 6 7 6 6 6 6 6 6 6
7 7 7 7 8 7 7 7 7 8 7 7
8 8 8 8 10 8 8 8 10 8 10 8
10 10 10 10 11 10 10 10 11 10 11 10
11 11 11 11 12 12 11 11 12 11 12 11
12 12 12 12 13 13 12 12 13 12 13 12
13 13 13 13 14 14 13 13 14 13 14 13
14 14 14 14 15 15 14 14 15 14 15 14
15 15 15 15 16 16 15 15 16 15 16 15

16 16 16 16 17 17 16 16 17 16 17 17 16
17 17 17 17 18 18 17 18 18 17 18 18 17
18 18 18 18 19 19 18 19 19 18 19 19 18
19 19 19 19 20 20 19 20 20 19 20 20 19
20 20 20 22 22 22 20 22 22 20 22 22 20
22 22 22 23 23 23 22 23 23 22 23 23 22
23 23 23 24 24 24 23 24 24 23 24 24 24
24 24 24 25 25 25 24 25 25 24 25 25 25
25 25 25 26 26 26 25 26 26 26 26 26 26
26 26 26 27 27 27 26 27 27 27 27 27 27
27 27 27 28 28 28 27 28 28 28 28 29 28
28 28 28 29 29 29 28 29 29 29 29 30 29
29 29 29 30 30 30 29 30 30 30 30 31 30
30 30 30 31 31 31 30 31 31 31 31 32 31
31 31 32 32 32 32 31 32 32 32 32 34 32
32 32 34 34 34 34 32 34 34 34 34 35 34
34 34 35 35 35 35 34 35 35 35 35 36 35
36 35 36 36 36 36 35 36 36 36 36 37 36
37 36 37 37 37 37 36 37 37 37 37 38 37
38 37 38 38 38 38 37 38 38 38 38 39 38
39 38 39 39 39 39 38 39 39 39 39 40 39
40 39 40 41 40 40 39 40 40 40 40 41 40
41 40 41 42 41 41 41 41 41 41 41 42 41
42 41 42 43 42 42 42 42 42 42 42 43 42
43 42 43 46 43 43 43 43 43 43 43 44 43
44 43 44 47 44 44 44 44 44 44 44 46 44
46 44 46 48 46 46 46 46 46 46 46 47 46
47 46 47 49 47 47 47 47 47 47 47 48 47
48 48 48 50 48 48 48 48 48 48 48 49 48
50 49 49 51 49 49 49 49 49 49 49 50 49
51 50 50 52 50 50 50 50 50 50 50 51 50
52 51 51 53 51 51 51 51 51 51 51 52 51
53 52 52 54 52 52 52 52 52 52 52 53 52
54 53 53 55 53 53 53 53 53 54 53 54 53
55 54 54 56 54 54 54 54 54 55 54 55 54
56 55 55 58 55 55 55 55 55 56 55 56 55
58 56 56 59 56 56 56 56 56 58 56 58 56
59 58 58 60 58 58 58 58 58 59 58 59 58
60 59 59 61 59 59 59 59 59 60 59 60 59
61 60 60 62 60 60 60 60 60 61 60 61 60
62 61 61 63 61 61 62 62 61 62 61 62 61
63 62 62 64 62 62 63 63 62 63 62 63 62
64 63 63 65 63 63 64 64 63 64 63 64 63
65 64 64 66 64 64 65 65 65 65 64 65 64
66 65 65 67 65 65 66 66 66 66 65 66 65
67 66 66 68 66 66 67 67 67 67 66 67 66
68 67 67 70 67 67 68 68 68 68 67 68 67
70 68 68 71 68 68 70 70 70 70 68 71 68
71 70 70 72 70 70 71 71 71 71 70 72 70
72 71 71 73 71 71 72 72 72 72 71 73 71
73 72 72 74 72 72 73 73 73 73 72 74 72
74 73 73 75 73 73 74 74 74 74 73 75 73
75 75 74 76 74 74 75 75 75 75 74 76 74
76 76 75 77 75 75 76 76 76 76 75 77 75
77 77 77 78 76 76 77 77 77 77 76 78 76
78 78 78 79 77 77 78 78 78 78 77 79 77
80 79 79 80 78 78 79 79 79 79 78 80 78
82 80 80 82 79 79 80 80 80 80 79 82 79
83 82 82 83 80 80 82 82 82 82 80 83 80
84 83 83 84 82 82 83 83 83 84 82 84 82
85 84 84 85 84 83 84 84 84 85 83 85 83
86 85 85 86 85 84 85 85 86 86 84 86 84
87 86 86 87 86 85 86 86 87 87 85 87 85
88 87 87 88 87 87 87 87 88 88 86 88 86
89 88 88 89 88 88 88 88 89 89 87 89 87
90 89 89 90 90 89 90 89 90 88 90 88
91 90 90 91 91 90 91 90 91 91 90 91 89
92 91 91 92 92 91 92 91 92 92 91 92 90
94 92 92 94 94 92 94 92 94 94 92 94 91
95 94 94 95 95 94 95 94 95 95 94 95 92
96 95 95 96 96 95 96 95 96 96 95 96 94
97 96 96 97 97 96 97 96 97 97 96 97 95

```
98 97 98 98 98 97 98 97 98 98 97 98 96
99 98 99 99 99 98 99 98 99 99 98 99 97
100 99 100 100 100 99 100 99 100 100 99 100 99
101 101 101 101 101 100 101 101 101 101 100 101 100
102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102 102
103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103 103
104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104 104
106 106 106 106 106 106 106 106 106 106 106 106 106
107 107 107 107 107 107 107 107 107 107 107 107 107];
```

%Coeficientes dos filtros dos blocos wavelet

```
lor=[0.2304 0.7148 0.6309 -0.0280 -0.1870 0.0308 0.0329 -0.0106];
```

```
lod=[-0.0106 0.0329 0.0308 -0.1870 -0.0280 0.6309 0.7148 0.2304];
```

```
hir=[-0.0106 -0.0329 0.0308 0.1870 -0.0280 -0.6309 0.7148 -0.2304];
```

```
hid=[-0.2304 0.7148 -0.6309 -0.0280 0.1870 0.0308 -0.0329 -0.0106];
```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Prasad, E. & Hara, S. – Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications. Artech House universal personal communications series. London, 2003.
- [2] Atarashi, H. & Sawahashi, M. – Variable Spreading Factor Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing (VSF-OFCDM). Third International Workshop on Multicarrier Spread-Spectrum and Related Topics (MC-SS2001). 2001.
- [3] IEEE 802.11 Task Group a, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band, 1999.
- [4] ETSI TS 101 475 V1.2.2: Broadband Radio Access Networks (BRAN) – HIPERLAN Type 2 – Physical (PHY) Layer. France, 2001.
- [5] ATSC Digital Television Standard: Part 2 – RF/Digital Transmission System Characteristics. EUA, 2007.
- [6] ETSI EN 300 744 V1.1.2: Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. France, 1997.
- [7] DIBEG: Digital Broadcasting Expert Group. Disponível em: < <http://www.dibeg.org>>. Acesso em. 22 dez. 2012.
- [8] Hong Kong Technical Standard for Digital Terrestrial Television Broadcasting. Disponível em: < <http://www.coms-auth.hk>>. Acesso em. 22 dez. 2012.
- [9] ABNT NBR 15601: Televisão digital terrestre - Sistema de transmissão. ABNT, Brasil, 2008.

- [10] Paula, A. S. – Um estudo comparativo entre os sistemas OFDM e SCCP. Dissertação apresentada à EPUSP. São Paulo, 2010.
- [11] Fabbryccio *et al.* - Algoritmo concorrente com decisão suave para equalização em sistemas OFDM no domínio da frequência. XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Rio de Janeiro, setembro de 2008.
- [12] Abdullah, K. & Hussain, Z. M. - Performance of Fourier-Based and Wavelet-Based OFDM for DVB-T Systems. Australasian Telecommunication Networks and Applications Conference, December 2nd – 5th 2007, Christchurch, New Zealand.
- [13] Zbydniowski, L. & Zielinski, T.P. - Coded OFDM vs. Wavelet-OFDM and Circular Wavelet-OFDM for Power Line Communications. Third Workshop on Power Line Communications, October 1-2, 2009, Udine, Italy.
- [14] Chang, R. W. – Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission. Bell Systems Technical Journal, vol. 46. December, 1966.
- [15] Lima, G. C. *et al* – Projeto MI-SBTVD: STC-OFDM e Estimação de Canal. Revista Científica Periódica – Telecomunicações, vol. 09. Novembro de 2006.
- [16] Matiae, D. – OFDM as a possible modulation technique for multimedia applications in the range of mm waves. Introduction to OFDM, II edition. October, 1998.
- [17] Weinstein, S. B. & Ebert, P. M. - Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fouriertransform. IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. COM-19, No.5. October, 1971.
- [18] Cooley, J. W. *et al* - The Fast Fourier Transform and its Applications. IEEE Trans on Education, 1969.
- [19] Gauss, C. F. - Theoria Interpolationis Methodo Nova Tractata, Werke. Göttingen, 1866.

- [20] Peled, A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computation complexity algorithms", *IEEE Proc. Conf. Acoustic, Speech and Signal Processing*, pp. 964-967, 1980.
- [21] Vetterli, M. & Herley, C. - Wavelets and filter banks: Theory and design. *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 40, NO. 9, september 1992.
- [22] Diniz, P. S. R., Silva, E. A. B. & Netto, S. L. - *Processamento Digital de Sinais: Projeto e Análise de Sistemas*, Bookman, 2004.
- [23] Proakis, J. G. – *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications*, Third Edition. Prentice Hall, 1996.
- [24] Oliveira, H. M. - *Wavelets: Entrando na Onda*, Universidade Federal de Pernambuco, 2001. Disponível em: < <http://www.ee.ufpe.br/codec/deOliveira.html>>. Acesso em. 02 jun. 2011.
- [25] Malat, S., *A Wavelet Tour of Signal Processing*. New York: Academic press, 1999.
- [26] Daubechies, I. - *Ten Lectures on Wavelets*. Philadelphia, PA: Society for Industrial and Applied Mathematics, 1991.
- [27] Haar, A. - Zur Theorie der orthogonalen Funktionensysteme, *Mathematische Annalen*, 69, pp 331–371. 1910.
- [28] Abdullah, K. & Hussain, Z. M. - Studies on DWT-OFDM and FFT-OFDM Systems. *International Conference on Communication, Computer and Power*, Muscat, February 15 – 18, 2009.
- [29] Kattoush, A. - A Novel Radon-Wavelet Based OFDM System Design and Performance Under Different Channel Conditions. *The International Arab Journal of Information Technology*, Vol. 7, No. 4, October 2010.

- [30] Kasliwal, *et al* – Wavelet OFDM. EE678 Wavelets Application Assignment. Disponível em: < <http://pt.scribd.com/doc/50524093/Wavlet-based-OFDM>>. Acesso em. 25 mai. 2011.
- [31] Hoch, M. - Comparison of ConvOFDM and Wavelet–OFDM for Narrow–Band Power Line Communications. Universität Erlangen–Nürnberg, Germany
- [32] Koga, H *et al* – High-speed Power Line Communication System based on Wavelet-OFDM. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2003. ISPLC 2003, March 2003.
- [33] ABNT NBR 15608-1: Televisão digital terrestre - Guia de operação, Parte 1: Sistema de transmissão - Guia para implementação da ABNT NBR 15601:2007. ABNT, Brasil, 2008.
- [34] Paiva, M. C. & Mendes, L. L. - Uma implementação em software do subsistema de transmissão do padrão do ISDB-T_b. Disponível em: <http://www.dtv.org.br/index.php/informacoes-tecnicas/historia-da-tv-digital-no-brasil>>. Acesso em. 03 fev. 2012.
- [35] Bedick, G. *et al* - Field Measurements for ISDB-T_b in the VHF Band. IEEE Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), 2011.
- [36] ABERT/SET, Digital Television Systems Brazilian Tests Final Report, May, 2000.
- [36] White, C. - Data Communications and Computer Networks. Thomson Course Technology. pp. 140–143, Boston, 2007.
- [38] Benedetto, S. & Biglieri, E. - Principles of Digital Transmission: With Wireless Applications. Springer. (1999).
- [39] Federal Standard 1037C. Disponível em: < http://www.its.bldrdoc.gov/fs-1037/dir-019/_2849.htm>. Acesso em. 05 set. 2011.