

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO  
CENTRO TECNOLÓGICO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TADEU LEITE DEZAN

**COMPARAÇÃO DAS TÉCNICAS DE MODULAÇÃO MULTIPORTADORAS  
APLICADAS ÀS COMUNICAÇÕES VIA REDE ELÉTRICA**

VITÓRIA  
2004

TADEU LEITE DEZAN

**COMPARAÇÃO DAS TÉCNICAS DE MODULAÇÃO MULTIPORTADORAS  
APLICADAS ÀS COMUNICAÇÕES VIA REDE ELÉTRICA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica – Automação.

Orientador: Prof. Evandro Ottoni Teatini Salles

Co-Orientador: Prof. Marcelo Eduardo Vieira Segatto

VITÓRIA  
2004

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)  
(Biblioteca Central da Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

---

Cxxxp Dezan, Tadeu Leite, 1977-  
Comparação das técnicas de modulação multiportadoras aplicadas às  
comunicações via rede elétrica / Tadeu Leite Dezan – 2004.  
xx f. : il.

Orientador: Evandro Ottoni Teatini Salles.  
Co-Orientador: Marcelo Eduardo Vieira Segatto.  
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Espírito Santo,  
Centro Tecnológico.

1. Processamento Digital de Sinais . 2. Comunicações via rede  
elétrica. 3. OFDM, DWMT, ELT, WPM. I. Salles, Evandro Ottoni Teatini.  
II. Segatto, Marcelo Eduardo Vieira. III. Universidade Federal do Espírito  
Santo. Centro Tecnológico. IV. Título.

CDU: XXX.X

---

**TADEU LEITE DEZAN**

**COMPARAÇÃO DAS TÉCNICAS DE MODULAÇÃO MULTIPORTADORAS  
APLICADAS ÀS COMUNICAÇÕES VIA REDE ELÉTRICA**

Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisição parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica – Automação.

Aprovada em 09 de Julho de 2004.

**COMISSÃO EXAMINADORA**

---

**Prof. Evandro Ottoni Teatini Salles, D.Sc.**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**  
**Orientador**

---

**Prof. Marcelo Eduardo Vieira Segatto, Ph.D.**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**  
**Co-Orientador**

---

**Prof. Ailson Rosetti de Almeida, Ph.D.**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**  
**Examinador**

---

**Prof. Antônio César de Castro Lima, Ph.D.**  
**Universidade Federal da Bahia**  
**Examinador Externo**

A minha maravilhosa família.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a Deus pela saúde que me abençoou nesta longa caminhada. Agradeço muito a minha família pelo apoio nos momentos mais difíceis da minha vida, que sem ela não conseguiria chegar até este nível de conhecimento.

Em especial, fico extremamente grato aos professores Evandro Ottoni Teatini Salles e Marcelo Eduardo Veieira Segatto pela condução de forma simples e transparente para a realização com sucesso deste trabalho. Agradeço aos colegas, que atualmente chamo de amigos, do laboratório CISNE: Klaus, Anderson e Érico por me aguentarem durante esses dois últimos anos.

Aos colegas da graduação e pós-graduação meus sinceros agradecimentos.

Aos meus inúmeros amigos fora da UFES, que sem eles não conseguiria levar uma vida repleta de felicidade e alegria. Valeu moçada !!!!!

## RESUMO

A utilização da rede de transmissão de energia elétrica como canal de comunicação (*Power Line Communication - PLC*) cria novas possibilidades para a popularização de serviços como a internet. O seu uso de forma eficiente depende do tipo de modulação que é empregada. Nesta dissertação de mestrado são investigadas o modelo de transmissão e canal para PLC. Também são comparadas diferentes técnicas de modulação digital multiplexadora com realização via transmultiplexer, considerando o emprego de sistemas ortogonais, em função de apresentarem algoritmos rápidos. Três tipos de modulação são estudadas: *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, *Discrete Wavelet Multitone* via *Extended Lapped Transform* e *Wavelet Packet Modulation*. São descritas as principais características de cada técnica sob o ponto de vista da teoria de bancos de filtros incluindo o custo computacional para a realização de cada uma. Também é mostrado a análise comparativa do desempenho em termos da taxa de erro de bit pela relação sinal-ruído em um canal PLC com multipercurso.

## **ABSTRACT**

The use of the low voltage energy grid as high speed communication networks, known as Power Line Communication – PLC, opens up the possibility to establish low cost widespread local area networks services such as internet. In this master thesis dissertation, transmission issues on the power line are investigated and modeling approaches are investigated. Multi-carrier modulation based on orthogonal transmultiplexer is used, because of its fast algorithms capabilities. Three different techniques are compared: Orthogonal Frequency Division Multiplexing, Discrete Wavelet Multitone through Extended Lapped Transform and Wavelet Packet Modulation. The main characteristics of each technique, including their computational cost, are described based on the filter banks theory. The system performance is analysed in terms of the bit-error rate versus signal-to-noise rate in a multipath powerline channel.

# SUMÁRIO

<b>Capa.....</b>	<b>i</b>
<b>Folha de rosto.....</b>	<b>ii</b>
<b>Ficha catalográfica.....</b>	<b>iii</b>
<b>Termo de aprovação.....</b>	<b>iv</b>
<b>Dedicatória.....</b>	<b>v</b>
<b>Agradecimentos.....</b>	<b>vi</b>
<b>Sumário.....</b>	<b>vii</b>
<b>Lista de Figuras.....</b>	<b>x</b>
<b>Lista de Tabelas.....</b>	<b>xiii</b>
<b>Lista de Siglas.....</b>	<b>xiv</b>
<b>Resumo.....</b>	<b>xv</b>
<b>Abstract.....</b>	<b>xvi</b>
<b>1. Introdução.....</b>	<b>1</b>
1.1 Estado da Arte.....	2
1.2 Tipo de Modulação Adotado.....	4
1.3 Objetivo Geral.....	5
1.4 Objetivo Específico.....	5
1.5 Contribuições.....	5
<b>2. Comunicação via Rede Elétrica.....</b>	<b>7</b>
2.1 Introdução.....	7
2.2 Topologia Sistema PLC Completo.....	7
2.3 Topologia Sistema PLC em home-network.....	9
<b>3. Caracterização do Canal PLC.....</b>	<b>13</b>
3.1 Introdução.....	13
3.2 Contribuição das Cargas para Geração dos Ruídos Impulsivos.....	14
3.3 Classificação dos Ruídos.....	16
3.4 Análise dos Ruídos Impulsivos no Domínio do Tempo.....	17
3.5 Modelo do canal PLC.....	18
3.5.1 Função de Transferência.....	19
3.5.1.1 Modelo Generalizado.....	20
3.5.1.2 Modelo Simplificado.....	21
3.5.2 Modelo dos tipos de Ruídos.....	23
3.5.2.1 Ruído Colorido.....	23

3.5.2.2 Ruído de Banda Vizinha.....	24
3.5.2.3 Ruído Impulsivos.....	24
<b>4. Modulação Multiportadoras.....</b>	<b>25</b>
4.1 Introdução.....	25
4.2 Transmultiplexar.....	26
4.2.1 Relação entrada-saída em TMUX.....	28
4.2.2 TMUX baseado em Matrizes Polifásicas.....	30
4.2.3 TMUX com Bancos de Filtros Paraunitários.....	31
4.3 OFDM.....	32
4.3.1 Histórico.....	32
4.3.2 Concepção Básica da Técnica OFDM.....	33
4.3.3 Modelo de transmissão e recepção do sinal OFDM.....	35
4.3.4 Modulação via DFT.....	37
4.3.5 Eliminação de Interferências.....	40
4.3.6 OFDM sob ponto de vista TMUX.....	41
4.4 DWMT.....	43
4.4.1 ELT.....	44
4.4.1.1 Definição.....	44
4.4.1.2 Técnica de Projeto.....	47
4.5 WPM.....	48
<b>5. Análise de Desempenho.....</b>	<b>52</b>
5.1 Introdução.....	52
5.2 Metodologia.....	52
5.2.1 Parâmetros dos Sistemas.....	53
5.2.2 Canal PLC.....	54
5.2.2.1 Ruído Colorido.....	56
5.2.2.2 Ruído frequência vizinhas.....	57
5.2.2.3 Ruído impulsivos.....	57
5.3 Comparação de Desempenho.....	59
5.3.1 Resposta em Frequência.....	59
5.3.2 Espalhamento no Tempo e Frequência.....	61
5.3.3 Complexidade Computacional.....	62
5.4 Resultado das Simulações.....	63
5.4.1 Validação.....	63
5.4.2 Canal PLC.....	64

5.4.3 Erros em rajada.....	65
5.4.4 Variação do tamanho do multipercurso em $H(f)$ .....	66
5.4.5 Variação do número de subportadoras para o OFDM.....	69
5.5 Comentários.....	70
<b>6. Conclusão.....</b>	<b>75</b>
6.1 Sugestões de Trabalhos Futuros.....	76
<b>Referências.....</b>	<b>77</b>
<b>Apêndice A – Fundamentos dos Sistemas Multitaxas.....</b>	<b>91</b>
<b>Apêndice B – Tipo de Acopladores.....</b>	<b>110</b>
<b>Apêndice C – Transformada ELT Rápida (<i>Fast ELT</i>).....</b>	<b>114</b>
<b>Apêndice D – Parâmetros dos Sistemas MCM Implementados.....</b>	<b>117</b>
<b>Apêndice E – Comparação de Desempenho da DWMT via ELT.....</b>	<b>121</b>
<b>Apêndice F – Espalhamento no Tempo e Frequência.....</b>	<b>128</b>
<b>Apêndice G – Implementação em Hardware.....</b>	<b>130</b>

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1 – Evolução do número de domicílios nos USA que possuem home-network através solução PLC.....	3
FIGURA 2.1 – Arquitetura de um sistema PLC completo.....	8
FIGURA 2.2 – Exemplo dos serviços que podem ser realizados em home-network via solução PLC.....	12
FIGURA 3.1 – Modelo completo do canal PLC.....	18
FIGURA 3.2 – Propagação do sinal pelo multipercurso através de uma derivação.....	19
FIGURA 3.4 – Exemplo de função de transferência de um canal PLC com multipercurso considerando 3 reflexões.....	22
FIGURA 3.5 – Comparação da função de transferência do canal PLC com e sem multipercurso.....	23
FIGURA 3.6 – Modelo de geração de ruído colorido.....	23
FIGURA 4.1 – Banco de filtro maximamente decimado.....	27
FIGURA 4.2 – Estrutura completa de um transmultiplexer.....	27
FIGURA 4.3 – Sinais no domínio da frequência obtidos a partir de $y(n)$ .....	28
FIGURA 4.4 – Circuito equivalente para geração de $x_k(n)$ .....	29
FIGURA 4.5 – (a) Estrutura equivalente para o TMUX utilizando representação polifásica; (b) Rearranjamento utilizando identidade de Noble.....	31
FIGURA 4.6 – Diferença entre FDM e OFDM ressaltando-se o aproveitamento do espectro.....	33
FIGURA 4.7 – Resposta em frequência de uma modulação QAM (função sinc) com ênfase nos pontos de amplitude zero.	34
FIGURA 4.8 – (a) Sinal OFDM composto por 5 subportadoras, e discretização em frequências das amostras no receptor OFDM; (b) Combinação do espectro de um sinal OFDM com 7 subportadoras.....	35
FIGURA 4.9 – (a) Transmissão analógica do sinal OFDM; (b) Recepção analógica do sinal OFDM.....	36
FIGURA 4.10 – Realização OFDM via DFT.....	37
FIGURA 4.11 – Diferenças entre saída de um bloco OFDM para (a) <i>wireless</i> e (b) <i>wireline</i> .....	39
FIGURA 4.12 – Adição do intervalo de guarda no sinal OFDM.....	40
FIGURA 4.13 – Espectro de potência de 3 subcanais OFDM.....	41
FIGURA 4.14 – Representação do OFDM por uma estrutura TMUX.....	42
FIGURA 4.15 – (a) Blocos de entrada na IELT com $M$ símbolos; (b) Blocos depois da IELT com $2KM$ símbolos; (c) Blocos de saída do transmissor com $M$ símbolos.....	45
FIGURA 4.16 – Estrutura de um sistema DWMT via ELT com transmissão de $M/2$ símbolos complexos.....	45
FIGURA 4.17 – Estrutura em árvore de um banco de filtros com oito canais uniformes.....	49
FIGURA 4.18 – Estrutura equivalente da Figura 3.19, representando um banco de análise de oito canais.....	49
FIGURA 4.19 – Estrutura em árvore equivalente a um banco de síntese com oito canais uniformes.....	50
FIGURA 4.20 – Exemplo da distribuição em frequência de cada subbanda de um banco de síntese com oito canais uniformes.....	50
FIGURA 5.1 – Diagrama de blocos dos sistemas implementados em Matlab.....	53
FIGURA 5.2 – Modelo de experimento para geração da função de transferência.....	55
FIGURA 5.3 – Resposta em frequência do canal PLC simulado.....	55
FIGURA 5.4 – Resposta do filtro passa-baixa utilizado para gerar o ruído colorido entre 0 e 5MHz.....	56
FIGURA 5.5 – Ruídos impulsivos gerados para modelamento do canal PLC (a) Tipo 1. (b) Tipo 2.....	58
FIGURA 5.6 – Resposta em frequência de alguns subcanais para os sistemas MCM simulados com $M = 64$ . (a) OFDM; (b) ELT para $K = 3$ ; (c) WPM para base de Haar.....	59
FIGURA 5.7 – Confirmação dos sistemas MCM perante o canal AWGN utilizando 4-QAM.....	63
FIGURA 5.8 – Confirmação dos sistemas MCM perante o canal AWGN utilizando 16-QAM.....	64
FIGURA 5.9 – BER $\times$ SNR para canal PLC modelado utilizando 4-QAM.....	64

FIGURA 5.10 – BER × SNR para canal PLC modelado utilizando 16-QAM.....	65
FIGURA 5.11 – BER × SNR para canal PLC modelado com erros em rajada utilizando 4-QAM.....	66
FIGURA 5.12 – BER × SNR para canal PLC modelado com erros em rajada utilizando 16-QAM.....	66
FIGURA 5.13 – Resposta em frequência do canal PLC variando o tamanho do multipercurso.....	67
FIGURA 5.14 – BER × SNR para o canal PLC variando o tamanho do seu multipercurso utilizando a técnica OFDM. (a) 4-QAM; (b) 16-QAM.....	67
FIGURA 5.15 – BER × SNR para o canal PLC variando o tamanho do seu multipercurso utilizando a técnica ELT (a) 4-QAM; (b) 16-QAM.....	68
FIGURA 5.16 – BER × SNR para o canal PLC variando o tamanho do seu multipercurso utilizando a técnica WPM (a) 4-QAM; (b) 16-QAM.....	68
FIGURA 5.17 – BER × SNR para ao canal PLC utilizando a técnica OFDM com 64 e 1024 subportadoras.....	69
FIGURA 5.18 – BER × SNR simulando erro em rajadas utilizando a técnica OFDM com 64 e 1024 subportadoras.....	69
FIGURA A.1 – Representação de um decimador.....	91
FIGURA A.2 – Demonstração da decimação do sinal $x(n)$ por $M = 4$ .....	92
FIGURA A.3 – Exemplo do espectro do sinal decimado para $M = 2$ .....	93
FIGURA A.4 – (a) Circuito completo da decimação; (b) Resposta típica do filtro decimador.....	93
FIGURA A.5 – Representação de um interpolador.....	94
FIGURA A.6 – Demonstração da interpolação do sinal $x(n)$ por $L = 4$ .....	95
FIGURA A.7 – Exemplo do espectro do sinal decimado para $L = 2$ .....	95
FIGURA A.8 – (a) Circuito completo da interpolação; (b) Resposta típica do filtro anti-imagem.....	96
FIGURA A.9 – Exemplo de uma cadeia de atraso de ordem $M$ .....	96
FIGURA A.10 – Conversor série-paralelo.....	97
FIGURA A.11 – Exemplo de um conversor S/P com $M = 3$ .....	97
FIGURA A.12 – Saídas em cada ramo do sinal $x(n)$ aplicado a um conversor S/P com $M = 3$ .....	97
FIGURA A.13 – Conversor paralelo-série.....	98
FIGURA A.14 – Exemplo de um conversor S/P com $M = 3$ .....	98
FIGURA A.15 – Saídas em cada ramo do sinal $x(n)$ aplicado a um conversor P/S com $L = 3$ .....	99
FIGURA A.16 – (a) Banco de Análise; (b) Banco de Síntese.....	100
FIGURA A.17 – Resposta típicas dos filtros. (a) Não sobreposto; (b) Marginalmente sobreposto; (c) Muito sobreposto.....	100
FIGURA A.18 – Banco de filtro DFT uniforme.....	101
FIGURA A.19 – Resposta em frequência do filtro $H_0$ .....	102
FIGURA A.20 – Identidade de Noble aplicada a sistemas multitaxas.....	103
FIGURA A.21 – Representação da $l$ -ésima componente polifásica tipo 1.....	103
FIGURA A.22 – Representação polifásica tipo 1.....	104
FIGURA A.23 – Representação da $l$ -ésima componente polifásica tipo 2.....	104
FIGURA A.24 – Representação polifásica tipo 2.....	105
FIGURA A.25 – Sistema multitaxa com $M$ canais maximamente decimado.....	105
FIGURA A.26 – (a) Representação polifásica de um sistema multitaxa com $M$ canais maximamente decimado. (b) Rearranjando utilizando identidade de Noble. (c) Simplificação.....	106
FIGURA A.27 – (a) Representação polifásica banco de filtro DFT uniforme. (b) Resposta típica dos filtros $H_k(z)$ .....	107
FIGURA A.28 – Banco de filtro DFT uniforme decimado.....	108
FIGURA A.29 – Exemplo de um sistema de reconstrução perfeita.....	109
FIGURA B.1 – Exemplo de um acoplador indutivo.....	110
FIGURA C.1 – Grafo de fluxo da <i>fast</i> ELT para $K = 1$ . (a) Transformada direta (banco de análise); (b) Transformada	115

inversa (banco de síntese).....	
FIGURA C.2 – Grafo de fluxo da <i>fast</i> ELT para $K = 2$ . (a) Transformada direta (banco de análise); (b) Transformada inversa (banco de síntese).....	115
FIGURA C.3 – Grafo de fluxo da <i>fast</i> ELT para caso geral. (a) Transformada direta (banco de análise); (b) Transformada inversa (banco de síntese).....	116
FIGURA E.1 – Resposta em frequência da ELT para $K = 1$ .....	121
FIGURA E.2 – Resposta em frequência da ELT para $K = 2$ .....	122
FIGURA E.3 – Resposta em frequência da ELT para $K = 3$ .....	122
FIGURA E.4 – Resposta em frequência da ELT para $K = 4$ .....	123
FIGURA E.5 – Comparação da ELT para vários $K$ através do canal PLC modelado utilizando 4-QAM.....	125
FIGURA E.6 – Comparação da ELT para vários $K$ através do canal PLC modelado utilizando 16-QAM.....	125
FIGURA E.7 – Comparação da ELT para vários $K$ na situação de erros em rajada utilizando 4-QAM.....	126
FIGURA E.8 – Comparação da ELT para vários $K$ na situação de erros em rajada utilizando 16-QAM.....	126
FIGURA G.1 – Sugestão de diagrama de blocos do hardware do transmissor.....	131

## LISTA DE TABELAS

TABELA 3.2 – Duração e amplitude dos ruídos gerados por equipamentos eletro-eletrônicos.....	16
TABELA 3.3 – Parâmetros da função de transferência $H(f)$ .....	22
TABELA 5.1 – Parâmetros dos sistemas MCM simulados.....	54
TABELA 5.2 – Parâmetros do Canal PLC.....	55
TABELA 5.3 – Comparação espalhamento tempo e frequência.....	60
TABELA 5.4 – Expressões de cálculo da complexidade computacional dos sistemas MCM implementados.....	61
TABELA 5.5 – Comparação da complexidade computacional para 64 subportadoras.....	62
TABELA B.1 – Características de núcleos toroidais de ferrite.....	111
TABELA B.2 – Valores típicos característicos dos cabos utilizados na rede elétrica.....	112
TABELA B.3 – Exemplo da atenuação no cabo de cobre em função da frequência.....	113
TABELA E.1 – Comparação da atenuação na banda de rejeição para variação de $K$ .....	123
TABELA E.2 – Comparação espalhamento tempo e frequência para a ELT.....	124
TABELA E.3 – Comparação da complexidade computacional para a ELT.....	124

## LISTA DE SIGLAS

B2B	Business to Business
PLC	Power Line Communication
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
Mbps	Mega bits por segundo
bps	Bits por segundo
ANSI	Amercian National Standards Institute
IEEE	Institute of Electrical and Eletronics Engineers
MCM	Multi-carrier Modulation
FHSS	Frequency-Hopping Spread Spectrum
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DMT	Discrete Multitone
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
DAB	Digital Audio Broadcasting
DVB	Digital Video Broadcasting
DWMT	Discrete Wavelet Multitone
ELT	Extended Lapped Transform
WPM	Wavelet Packet Modulation
ISI	Interferência Inter-simbólica
ICI	Interferência Inter-canal
IELT	Inverse Extended Lapped Transform
LAN	Local Area Network
HR	High Rate
CENELEC	Comitê Europeu de Normas Eletrotécnicas
PSD	Densidade Espectral de Potência
HomePNA	Home Phone Line Networking Alliance
HomeCNA	Home Cable Network Alliance
CEA	Connecticut Education Association
THD	Distorção Harmônica Total
SCR	Silicon Controlled Rectifier
GTO	Gate Tunr Off
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate-Comutated Thyristor

FIR	Resposta Finita ao Impulso
IIR	Resposta Infinita ao Impulso
DFT	Transformada Discreta de Fourier
IDFT	Transformada Inversa Discreta de Fourier
FFT	Transformada Rápida de Fourier
IFFT	Transformada Inversa Rápida de Fourier
AQAM	Adaptive Quadrature Amplitude Modulation
O-QAM	Orthogonal Quadrature Amplitude Modulation
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
AWGN	Additive White Gaussian Noise
LTI	Linear Invariante no Tempo
AM	Modulação em Amplitude
TMUX	Transmultiplexer
PR	Reconstrução Perfeita
FDMA	Frequency Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
CDMA	Code Division Multiple Access
TDM	Time Division Multiplexing
FDM	Frequency Division Multiplexing
CMFB	Cosine Modulated Filter Banks
QMF	Quadrature Mirror Filter
PSK	Phase Shift Keying
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing
CRC	Cyclic Redundancy Check
BER	Taxa de Errore Bit
SNR	Relação Sinal-Ruído
GenLOT	General Lapped Orthogonal Transform
MLT	Modulated Lapped Transform
IG	Intervalo de Guarda
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
FPGA	Field Programmable Gate Array



# 1. INTRODUÇÃO

Durante a última década ocorreu a explosão do setor de telecomunicações no mundo e, principalmente no Brasil devido a abertura do mercado às tecnologias estrangeiras com maiores intensidades na telefonia fixa / móvel e na Internet. Esta última por sua vez quebrou paradigmas nas empresas, mudando a filosofia de trabalho das companhias e a relação entre elas (B2B – *Business to Business*). Contudo, a principal mudança de hábito ocorreu na população de modo geral.

Atualmente, é possível obter uma informação de um assunto determinado sem muito esforço através da rede mundial de computadores (Internet). Também é possível realizar transações financeiras, compra e venda de bens com alto nível de segurança, conversação em tempo real e uma outra série de serviços que antigamente eram inimagináveis.

O mercado financeiro apostou alto no setor de tecnologia, muitas empresas chamadas de “virtuais” eram avaliadas por um valor muito maior que as empresas tradicionais. Contudo, após alguns anos, essas empresas de tecnologia não se mostraram tão rentáveis quanto o esperado, gerando um grande colapso no mercado mundial. Em 2000 ocorreu o chamado estouro da *Nasdaq* (bolsa onde são negociadas as ações das empresas de tecnologia). Pesquisas posteriores apontaram que o alto valor pago pelo acesso a Internet em conjunto com a baixa taxa de transmissão conseguida (insuficiente para muitos serviços que necessitam de processamento em tempo real) aliada aos fatores culturais foram alguns dos fortes motivos para o fracasso do setor.

Em virtude do fato, iniciou-se pesquisa em todo mundo para conseguir-se alta taxa de transmissão de dados aliada ao baixo custo. Vários rumos foram tomados, mas o que está chamando a atenção de todos os pesquisadores é a transmissão de dados via rede elétrica (PLC – *Power Line Communication*) [1] e via rede telefônica (ADSL – *Asymmetric Digital Subscriber Line*) [2]. Dentre estas, a solução PLC se destaca devido as seguintes características:

- ✓ Infraestrutura de cabeamento já pronta e chegando praticamente em todas as cidades do mundo;
- ✓ Custo de instalação desnecessário;
- ✓ Diversos pontos de acesso disponível em uma mesma sala;
- ✓ Alta taxa de transmissão de dados;
- ✓ Único meio físico de ligação (energia + dados).

Espera-se com isto que, em pouco tempo, a rede elétrica não tenha mais apenas a função de levar energia para os domicílios mas acesso à internet em alta velocidade e transmissão dos canais da televisão digital.

Para a atividade industrial, fabricantes de renome internacional estão desenvolvendo pesquisas para que a comunicação de uma planta inteira seja feita através da rede elétrica [3], e em consequência deste fato, as redes industriais poderiam ser padronizadas mais facilmente.

Com o intuito de chegar neste nível de sofisticação, várias soluções comerciais estão sendo desenvolvidas para transmissão de dados, voz e imagens, Internet e telemetria. Em 2004 o *International Symposium On Power-line Communications* apresenta a sua oitava edição, trazendo contribuições de muitos pesquisadores, visando integrar informações transmitidas via rede elétrica a outras redes existentes, tais como telefone e fibra óptica. Problemas tais como ruídos nas linhas, influência da topologia da rede, capacidade de transmissão também têm sido pesquisados, para garantir boas possibilidades de uso para esta tecnologia de comunicação.

Atualmente, tal tecnologia carece de normatização, havendo diversas abordagens para problemas relativos à codificação, sincronização e ao tipo de padrão. Diferentemente, o ADSL foi normatizado em 1994 pela ANSI (*American National Standards Institute*) [2].

## 1.1 Estado da Arte

Atualmente, a principal utilização da tecnologia PLC está sendo empregada nas chamadas *home-network* em funções que requerem baixa taxa de transmissão (ordem de algumas dezenas de bits por segundo). No entanto espera-se que, com a evolução da tecnologia, seja economicamente viável utilizar a rede elétrica em casas e prédios comerciais de pequeno, médio e grande porte para a interligação em rede de todos os dispositivos eletro-eletrônicos incluindo a rede de computadores e acesso à internet [4]. Dentre as funções disponíveis atualmente se destacam:

- ✓ Extensão de pontos de telefonia;
- ✓ Automação e controle dos equipamentos eletro-eletrônicos;
- ✓ Controle e supervisão do sistema de segurança;
- ✓ Serviços de assistência médica incluindo o monitoramento de crianças ou pessoas que necessitam de cuidados constantes;
- ✓ Serviços gerais.

Conforme reportagem publicada em [5], a estimativa de domicílios americanos que possuem *home-network* através da rede elétrica (PLC), segundo *The Yankee Group*, é mostrado na Figura 1.1.

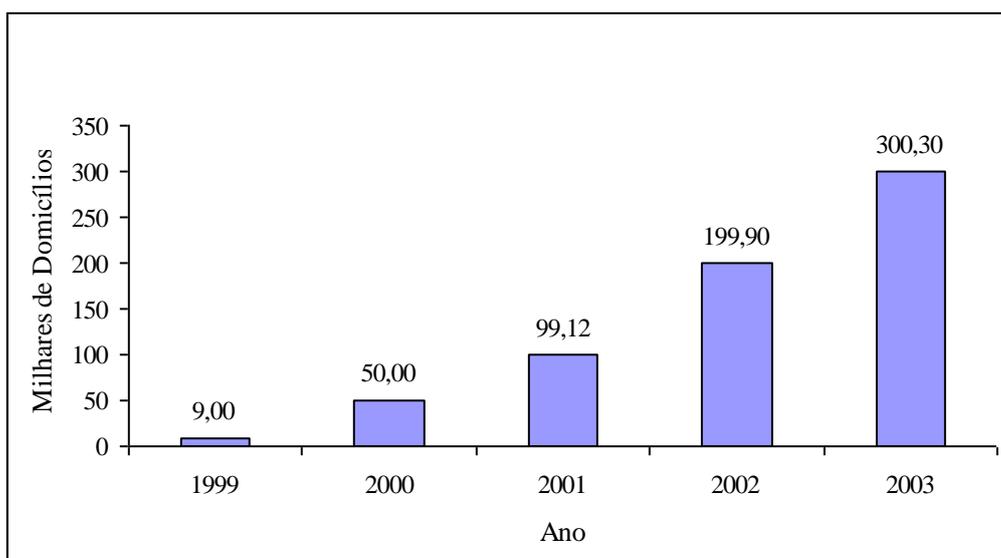


Figura 1.1 – Evolução do número de domicílios nos USA que possuem home-network através da solução PLC.

Fonte: The Yankee Group – USA, 1999 [5].

Como pode ser observada nas aplicações descritas, sistemas PLC podem ser uma solução para inúmeros casos. O grande desafio é conseguir taxas na ordem de 30 a 40 Mbps (Mega bits por segundo) com custo reduzido no intuito de viabilizar os negócios em tempo real, inclusive para transmissão de televisão digital.

## 1.2 Tipo de Modulação Adotado

Para a implementação do sistema de transmissão de dados via rede elétrica (PLC), como outra qualquer, necessita-se adotar uma técnica de modulação. Para o caso em referência onde se quer chegar a uma taxa de transmissão na ordem de alguns Mbps, tem-se as seguintes opções [1]:

- a) Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS);
- b) Modulação portadora única sem equalização;
- c) Modulação portadora única com equalização de canal;
- d) Modulação Multipordadoras (MCM).

O problema central em uma comunicação é a confiança (robustez) e eficiência do sistema [6]. Para sistemas ruidosos, como o PLC, as opções (b) e (c) não satisfazem estas condições [1]. Para taxas de até alguns Mbps a opção (a) é a melhor alternativa [7]. Já para o caso em questão, maior que 10 Mbps, a opção (d) é a melhor que se adapta as condições impostas na rede elétrica [7].

O sistema mais difundido entre os tipos básicos de Modulação Multipordadoras é o OFDM (*Orthogonal Frequency Division Modulation*) [4]. Este padrão ou sua variação, conhecida como DMT (*Discrete Multitone*), são as técnicas empregadas nas aplicações ADSL, DAB (*Digital Audio Broadcasting*), DVB (*Digital Video Broadcasting*). O OFDM também é um forte candidato para integrar o padrão da 4ª geração de telefonia celular bem como o da televisão digital [4].

Porém, a alta sobreposição espectral aliada a uma grande probabilidade de um pequeno desvio no oscilador do receptor em relação ao oscilador do transmissor, algo muito comum em sistemas de comunicação, podem gerar altos valores de interferência inter-canal (ICI) para a técnica OFDM devido a energia na banda de rejeição ser de apenas -13 dB. Como solução deste problema foi utilizado técnicas alternativas como a DWMT (*Discrete Wavelet Multitone*) e a WPM (*Wavelet Packet Modulation*) para melhoramento de desempenho na rede elétrica por apresentarem transformada rápida para a sua realização, serem ortogonais e possuírem a propriedade de reconstrução perfeita (maiores esclarecimentos ver item 5.5).

## 1.3 OBJETIVO GERAL

Dentro do Departamento de Engenharia Elétrica (DEL) da Universidade Federal do Espírito Santo (UFES) existe um grupo de pesquisa, que tem como objetivo final a implementação em hardware de uma solução PLC. O estudo da topologia e características da rede elétrica, as novas técnicas de transmissão digital e à pesquisa do tipo de plataforma que deve ser empregada para o

processamento digital, que necessita esta solução, são partes fundamentais para o entendimento global da solução PLC.

#### **1.4 Objetivo Específico**

Este trabalho tem como objetivo específico a comparação de desempenho de três das mais importantes técnicas de transmissão multiportadoras: OFDM, DWMT e WPM aplicadas a solução PLC. Para isto, utilizou-se o modelo de canal PLC existente mais próximo da realidade, desenvolvido por Dostert e Zimmerman [34][42][43].

Como a rede elétrica possui particularidades que diferem significativamente dos modelos de canais empregados em telecomunicações, ainda não ficou estabelecido qual a melhor forma de se transmitir dados em alta velocidade via este canal. O padrão a ser adotado e normatizado é o centro da solução PLC. Sendo assim, existe uma grande carência nesta área.

#### **1.5 Contribuições**

Dentre as contribuições geradas por esta dissertação de mestrado destaca-se a análise de forma ampla no comparativo das principais técnicas MCM: OFDM, DWMT e WPM tanto na abordagem via processamento de sinais, mais precisamente via teoria de banco de filtros (sistemas multitaxas) tanto via teoria de comunicação de dados. Estas abordagens foram relacionadas ao custo computacional envolvido em cada técnica estudada.

Na abordagem de banco de filtros, foi utilizada a forma generalista de representação de um sistema multiportadoras através da teoria dos sistemas transmultiplexers (TMUX). São analisados para cada técnica a resposta em frequência, espalhamento no tempo e frequência e complexidade computacional.

Na abordagem via comunicação de dados são analisados as influências das interferência inter-canal (ICI) e inter-simbólicas (ISI) através da curva taxa de erro de bit em função da relação sinal-ruído para o modelo de canal PLC completo proposto em [34][42][43].

## 2. COMUNICAÇÃO VIA REDE ELÉTRICA (PLC)

### 2.1 Introdução

A tecnologia PLC utiliza a infra-estrutura existente da rede elétrica para transmissão de dados, vídeo e imagens a uma taxa na ordem de alguns Mbps. É um modelo assimétrico que contém uma estrutura do tipo ponto-multiponto, pois, com o auxílio de um protocolo multiusuário, provê informações distribuídas para diversos usuários ao mesmo tempo.

A tecnologia PLC compreende duas categorias de aplicação na qual uma requer baixa taxa de transmissão e a outra alta taxa. Para a primeira enquadra-se a chamada *home-network* no qual já existem vários equipamentos comerciais. Para a segunda categoria, que é um grande negócio para as concessionárias de energia, a tecnologia PLC pode ser dividida em três grupos de aplicações segundo [8]:

- ✓ Consumidores – acesso à Internet e vídeo conferências;
- ✓ Municipais – monitoramento de tráfego e do meio ambiente;
- ✓ Serviços públicos – leitura de medidor automática, gerenciamento de carga, sistemas de monitoramento e telemetria.

Em recente trabalho publicado na revista de comunicações da IEEE (*Institute of Electrical and Eletronics Engineers*) [8] é analisado a viabilidade técnica de um sistema completo PLC provendo acesso à Internet aos domicílios localizados em um bairro da cidade de Nova York, USA. Este é o trabalho publicado mais avançado encontrado atualmente utilizando a tecnologia PLC para este fim.

### 2.2 Topologia sistema PLC completo

A topologia de um sistema completo PLC mais adequado à realidade para acesso rápido à internet é ilustrado na Figura 2.1. O sinal da provedora de serviços chega via fibra ótica, *cable modem* ou outro meio até um equipamento PLC servidor (*S-node*), normalmente localizado numa subestação. Com o auxílio de equipamentos acopladores, o servidor disponibiliza o sinal na rede de distribuição de média tensão (2.4 kV ~ 36 kV). Ao longo desta rede são utilizados repetidores (*R-node*), se necessários em função da distância, para prover o acesso ao lado de baixa tensão (até 600 V). Para isto, é necessário um equipamento que acople o sinal (*X-node*) que vem do lado de alta tensão para o lado de baixa tensão. Este realiza um by-pass no transformador, que em função das suas características de construção atenua o sinal de alta freqüência não permitindo a passagem do sinal para o lado de baixa tensão. Através das fases secundárias do transformador, o acesso é provido para uma quantidade limitada de clientes.

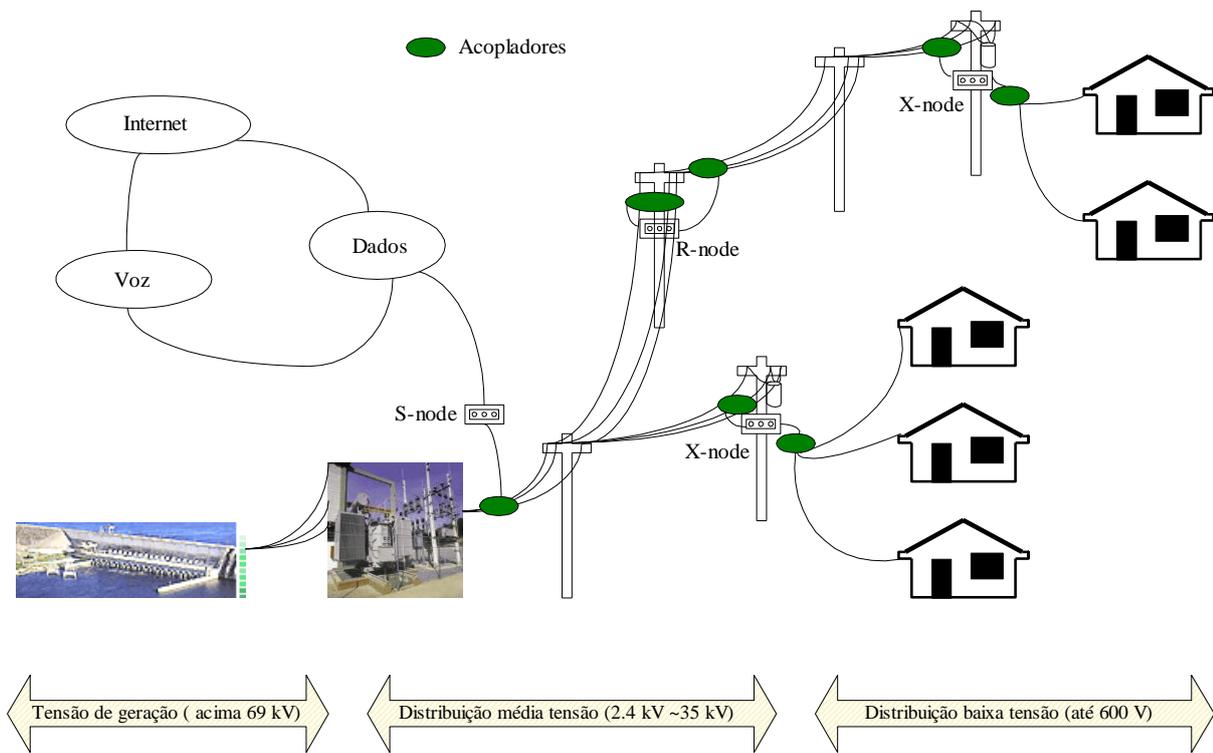


Figura 2.1 – Arquitetura de um sistema PLC completo.

O usuário, por sua vez, capta o sinal de uma tomada de energia através de um modem PLC (*GW-node*), também auxiliado por um acoplador, que filtra o sinal de baixa frequência (50 ou 60 Hz). Dependendo do comprimento do enlace e da carga demandada, é necessária também a utilização de um repetidor no lado de baixa tensão. A Figura 2.2 ilustra de melhor forma a topologia PLC no lado de baixa tensão.

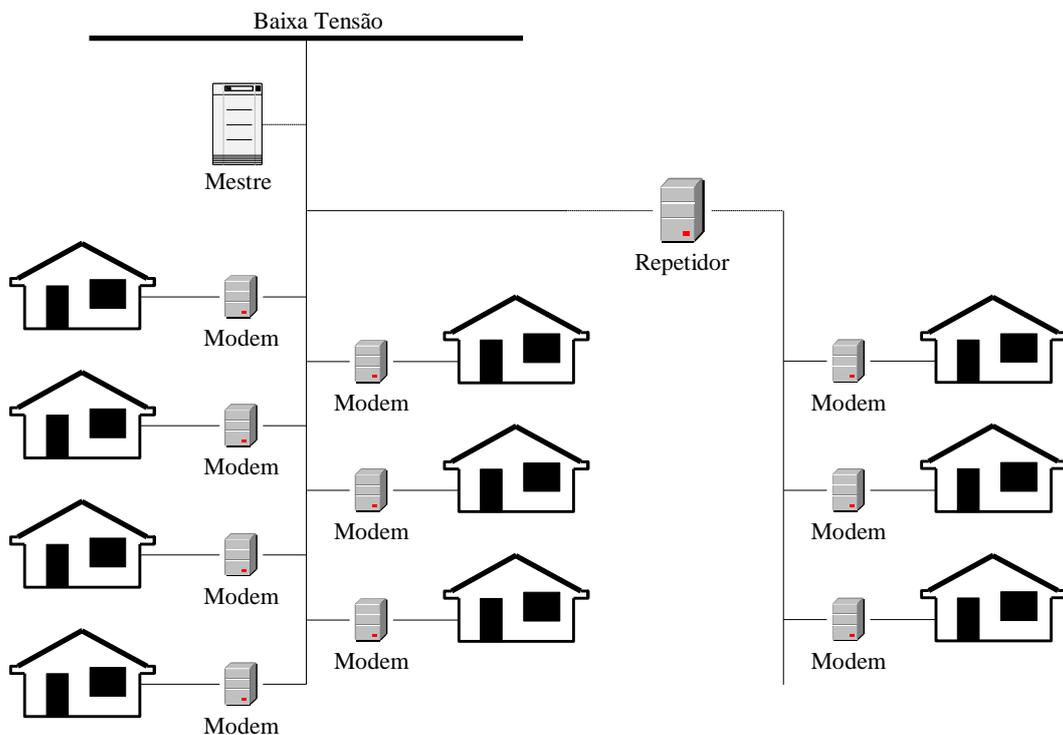


Figura 2.2 – Topologia PLC em baixa tensão.

Como em qualquer outra tecnologia de comunicação de alta velocidade, a solução PLC requer a utilização de roteadores, switches, repetidores para prover a segmentação da rede em função da largura de banda, número de usuários, comprimento do enlace e aplicação requerida.

A alocação da faixa de frequência a ser utilizada depende da localidade. O Comitê Europeu de Normas Eletrotécnicas (CENELEC) normalizou a faixa entre 3 a 148.5 kHz [1]. Os países da América Central e do Sul utilizam a faixa de frequência compreendida entre 1 a 30 MHz para prover serviços de acesso rápido.

### 2.3 Topologia sistema PLC em *home-network*

A chamada *home-network* é definida como a interconexão entre produtos ou sistemas eletrônicos habilitados a acesso remoto, permitindo controle total à distância destes produtos ou sistemas, tal como música, vídeo ou dados [9]. As tecnologias existentes atualmente em um nível de viabilidade comercial são listadas abaixo [10]:

- ✓ IEEE 802.11: Comunicação *wireless* para LANs (*Local Area Networks*) com custo muito mais baixo que outras tecnologias *wireless*, no entanto de alto custo comparado as tecnologias a fio. Este padrão foi desenvolvido inicialmente utilizando a modulação DSSS (*Direct-Sequence Spread Spectrum*) chegando até a 1 Mbps. Posteriormente foi utilizada a modulação FHSS (*Frequency-Hopping Spread Spectrum*) mudando o nome do padrão para IEEE 802.11 HR onde HR significa *High Rate*, ou seja, esta tecnologia veio para alcançar maiores níveis de transmissão podendo chegar até a 11 Mbps [11].
- ✓ IEEE 1394: É um padrão internacional com interfaces de baixo custo que integram entretenimento, comunicação e produtos para multimídia. Criado originalmente pela Apple Computer como *Fireware* para LANs de PC e posteriormente desenvolvido por um grupo do IEEE, o IEEE 1394 padronizou o formato de software e hardware provendo uma comunicação ponto-a-ponto via cabo ótico ou de cobre podendo conseguir taxas na ordem de 100, 200 ou 400 Mbps [12]. A maioria dos fabricantes atual opta pela utilização de cabos coaxiais.
- ✓ HomePNA: Em 1998 as indústrias de computadores e semicondutores criaram a HomePNA (*Home Phone Line Networking Alliance*) para promover e padronizar a tecnologia de rede utilizando os cabos telefônicos. Este grupo introduziu a tecnologia da primeira geração obtendo taxas na ordem de 1 Mbps [10]. Recentemente foi lançado o HomePNA 2.0 que provê taxas de até 36 Mbps utilizando modulação AQAM (*Adaptive Quadrature Amplitude Modulation*), podendo variar o carregamento de 2 a 8 bits por símbolo [13][14]. Versões futuras estão em desenvolvimento para chegar ao patamar de 100 Mbps [10].
- ✓ HomeCNA: *Home Cable Network Alliance* foi criado similarmente ao HomePNA no intuito de aproveitar o cabo coaxial utilizado para a transmissão de canais pagos da televisão muito difundido nos USA e Europa. O HomeCNA utiliza a tecnologia do padrão IEE 1394 para a transmissão de áudio, vídeo e dados [15].
- ✓ Ethernet: IEEE 802.3 ou simplesmente Ethernet é a tecnologia mais difundida e conhecida em rede de computadores. Conseguem-se até 100 Mbps utilizando quatro pares de fios de cobre.
- ✓ Bluetooth: Esta tecnologia de transmissão sem fio (*wireless*) é utilizada em pequenas distâncias de até 10 m, operando em 2.4 GHz obtendo até 1 Mbps [10]. É utilizada em equipamentos portáteis como laptops e PDAs (*Personal Digital Assistants*) para a criação das chamadas redes pessoais PAN (*Personal Area Network*).

- ✓ **HomePlug:** Utiliza a tecnologia PLC para prover comunicação entre os produtos e sistemas eletrônicos. Tem a grande vantagem de possuir toda a infra-estrutura pronta. No final de 1999 membros da CEA (*Connecticut Education Association*) formaram o *R7.3 Data Networking Subcomitte* no intuito de padronizar a tecnologia para obter taxas na ordem de 20 Mbps [10]. A HomePlug Alliance [16] foi criada a partir disto pelos fabricantes e padronizou como técnica de transmissão o OFDM (*Orthogonal Frequency Division Modulation*) [17-19].

Dentre estas, a tecnologia PLC tem grande potencial de crescimento devido aos enormes avanços encontrados na área [20]. Tecnologias com fio apresentam a vantagem de infra-estrutura pronta em todos o domicílio ou escritório, porém em um ambiente mais ruidoso. Já as tecnologias *wireless* apresentam maior mobilidade aliada ao maior custo.

Para a utilização PLC em *home-network* a topologia de rede fica muito simples. Os equipamentos são ligados diretamente à rede elétrica, podendo ser em circuitos diferentes, estabelecendo acesso aos outros ligados na mesma residência. Cada equipamento possui uma arquitetura simplificada em relação aos modems para acesso à internet. No entanto, cada equipamento deve possuir seu próprio acoplador para conseguir separar o sinal de rede elétrica ao da transmissão de dados.

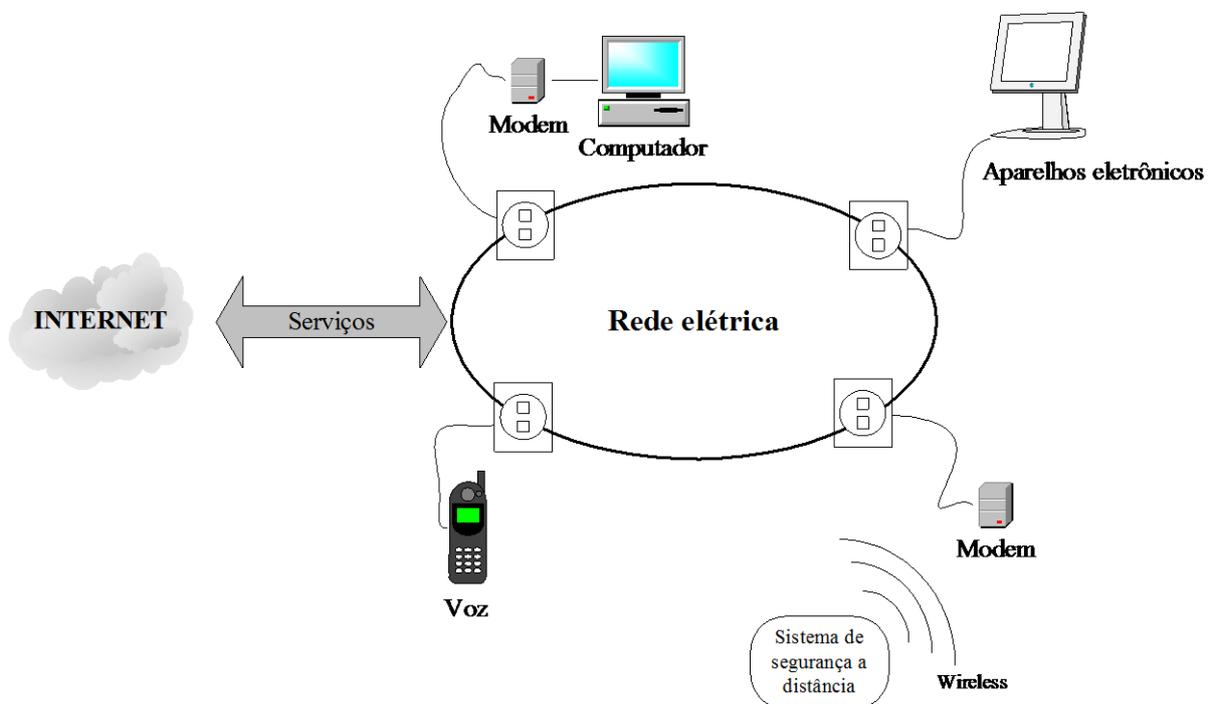


Figura 2.3 – Exemplo dos serviços que podem ser realizados em home-network via solução PLC.

### 3. CARACTERIZAÇÃO DO CANAL PLC

#### 3.1 Introdução

A rede elétrica possui características que diferem em muito dos meios convencionais de transmissão tais como o ar (*wireless*), cabos óticos, cabos coaxiais, cabos telefônicos e cabos de par trançado. Primeiramente, existe a diferença nas propriedades físicas do cobre, no qual a maioria dos cabos utilizados na rede elétrica é feita deste material. A resposta em frequência dos cabos composta por cobre apresenta uma banda muito menor em relação às fibras óticas e aos cabos coaxiais. No entanto, o uso de cabos propicia a utilização de outra faixa espectral para transmissão de dados além do 50 / 60 Hz utilizado para transmissão da energia elétrica.

Devido à topologia da rede elétrica, observa-se o aparecimento do fenômeno conhecido como multipercurso no qual ocorre a reflexão da onda em altas frequências. Adicionalmente, quando o tamanho do percurso apresenta um valor maior que algumas dezenas de metros, geralmente, a atenuação do cobre nas altas frequências torna-se relevante ao sinal aplicado à rede elétrica.

Contudo, estas duas características não são as mais destrutivas. Os ruídos e distúrbios na linha são as principais fontes de degradação do sinal no sistema PLC. Estes podem ser classificados da seguinte forma [21]:

#### i) Distúrbios na forma de onda

- ✓ Sobretensão;
- ✓ Subtensão;
- ✓ Faltas;
- ✓ Variação de Frequência;
- ✓ Distorção Harmônica.

#### ii) Distúrbios superimpostos

- ✓ Oscilações persistentes, podendo ser do tipo coerente ou aleatória;
- ✓ Transientes incluindo impulsos e oscilações lentas.

No que tange aos distúrbios de onda o efeito é pequeno no sistema PLC. Os equipamentos eletrônicos atuais possuem robustez suficiente em relação aos efeitos da sobretensão e subtensão. É claro que no caso da existência de uma falta (abertura do circuito) a transmissão de dados se torna impossível. Em relação à variação de frequência

da rede elétrica, as técnicas utilizadas hoje em dia não acarretam em nenhum tipo de dano ao sistema PLC. O maior problema nesta categoria ocorre com as distorções harmônicas. Estas são causadas pelo aparecimento de componentes múltiplas da frequência fundamental (50/60 Hz), possuindo maior energia nas componentes de menor ordem. Isto fez com que fosse adotado para os sistemas de potências a relevância da até a 35ª componente para cálculo do THD (*Total Harmonic Distortion*), conforme revisão proposta para a *IEEE 519 Standards Harmonic Distortions* [22]. Sendo assim, nas altas frequências, a distorção não é tão destrutiva para o sistema PLC quanto o é para o sistema de potência. Além disso, as distorções são atenuadas pelo uso de acopladores (ver Apêndice B).

Quanto à segunda categoria, esta representa o grande desafio a ser vencido pelo sistema PLC. Em sistemas de alta e média tensão, os distúrbios superimpostos aparecem principalmente devidos às plantas industriais que utilizam motores e sistemas de potência de alto valor. Já em baixa tensão, os distúrbios aparecem devido à diversificação dos tipos de cargas com características muito diferentes uma das outras e a variação enorme do carregamento ao longo do tempo. Toma-se, como exemplo, uma pequena oficina onde possui desde um compressor a uma lâmpada fluorescente. A cada instante uma carga é colocada ou retirada da rede e isto faz com que ocorram variações das impedâncias de linha ao longo do tempo [10][23].

Assim, vários estudos estão sendo realizados de forma a conseguir um modelo mais próximo da realidade para a rede elétrica. Alguns trabalham limitam-se a estudar como fazer uma medição correta da rede elétrica em altas frequências [24–29], outros trabalhos focam na atenuação causada pelo cabo e os ruídos nas altas frequências [30–33] e, por fim, outros tentam modelar tanto a rede elétrica [34–39] como os ruídos pertinentes a esta [40–43].

### **3.2 Contribuição das Cargas para Geração dos Ruídos Impulsivos**

Dentre os tipos de cargas eletro-eletrônicas, as que mais contribuem para a geração de ruídos em baixa tensão são:

- ✓ Motores elétricos: compressor, geladeira, refrigerador, freezer, aspirador de pó, condicionadores de ar, etc;
- ✓ Lâmpadas fluorescentes, dimmer, etc;
- ✓ Fontes chaveadas: computadores, amplificadores, monitores, televisão, etc.

Já para alta e média tensão destacam-se os motores de grande porte a partir de 100 HP, juntamente com os sistemas eletrônicos de potência que utilizam SCR (*Silicon Controlled Rectifier*), diodos, IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), GTO (*Gate Turn Off*), IGCT (*Integrated Gate-Comutated Thyristor*). Através de dados estatísticos chegou-se a conclusão que, no Brasil, mais de 50% da energia gerada é consumida por motores elétricos [44]. Este mesmo dado é válido para o restante do mundo.

Sendo assim, os motores elétricos podem ser considerados como as piores cargas. Quanto maior a potência, maior é o ruído impulsivo gerado na rede durante sua partida. Em sistemas PLC atuais o link não consegue se manter durante este acontecimento. No entanto, em regime permanente os motores elétricos são cargas em igualdade das demais.

Cargas tipo não-lineares como, por exemplo, lâmpadas fluorescentes, através de reator eletrônico, e fontes chaveadas, são as principais fontes de geração de harmônicas em baixa tensão. Estas harmônicas distorcem a tensão da rede elétrica através da adição de componentes indesejáveis ao sistema.

Como exemplo da influência das cargas na rede elétrica é mostrado na Tabela 3.1 a amplitude e o tempo de duração do ruído gerado na linha.

Descrição	1 AMPLITUDE [MV]	Duração [μs]
Forno elétrico	329.2	1015.8
Ferro de passar roupas	369.3	760.2
Televisão	197.2	722.4
Dimmer	670.8	140
Aspirador de pó	1457.5	Enquanto ligado
Secador	87.9	105.3

Tabela 3.1 – Duração e amplitude dos ruídos gerados por equipamentos eletro-eletrônicos.

Fonte: [45].

### 3.3 Classificação dos Ruídos

Em [42][43] é descrito que um canal PLC não pode ser modelado como um canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Assim sendo, os ruídos encontrados na rede elétrica são classificados em cinco categorias:

- ✓ Ruído colorido de fundo: possui baixa densidade espectral de potência (*Power Spectral Density* – PSD), variando com a frequência. Este tipo de ruído é gerado a partir da somatória das fontes de baixa potência. A PSD varia com o tempo na ordem de minutos ou horas.
- ✓ Ruído de bandas vizinhas: este tipo de ruído é causada pelo ingresso de estações de rádio e televisão com comprimento de onda de tamanho médio ou pequeno. Possui como característica sinais senoidais geralmente modulados em amplitude. O nível recebido varia com a hora do dia.
- ✓ Ruídos impulsivos periódicos, assíncronos com a frequência principal: estes ruídos possuem como característica principal uma repetição periódica entre 20 kHz e 200 kHz, no qual resulta em um espectro com frequências espaçadas de acordo com a taxa de repetição. As principais fontes geradoras são as fontes chaveadas.
- ✓ Ruídos impulsivos periódicos, síncronos com a frequência principal: estes ruídos possuem uma taxa de repetição múltipla da frequência da rede (no Brasil 60 Hz). Possuem uma pequena duração, em torno de

microsegundos, e possuem a densidade espectral de potência decrescente com a frequência. São gerados por fontes que operam sincronamente como a rede, com por exemplo, sistemas eletrônicos de potência.

- ✓ Ruídos impulsivos assíncronos: é causado por transientes na rede elétrica. Os impulsos possuem duração de alguns microsegundos até a poucos milisegundos e acontecem de forma aleatória. A PSD varia com o tipo de ruído, mas pode chegar a valores maiores que 50 dB em relação ao ruído de fundo.

Em [21] é realizada outro tipo de classificação de ruídos, contudo a divisão acima foi escolhida por ser mais clara. Para um tipo qualquer de carga, fica fácil definir a qual grupo esta pertence (enquanto que em [21] pode-se fazer confusão entre dois grupos).

### 3.4 Análise dos Ruídos Impulsivos no Domínio do Tempo

Na classificação dos tipos de ruídos descritos no item anterior, estes podem ser diferenciados basicamente por ruídos de fundo e ruídos impulsivos. Enquanto o ruído de fundo é estacionário numa escala de segundos, minutos ou horas, os ruídos impulsivos variam num curto intervalo de tempo em potência e duração. Nos trabalhos de Zimmermann e Dostert [42][43] os ruídos impulsivos foram classificados em dois tipos.

- ✓ Tipo 1: ruídos com grande amplitude inicial seguidos por oscilações suaves. Podem chegar a mais de 2 Volts de amplitude e possuem duração média de 50  $\mu$ s.
- ✓ Tipo 2: ruídos com oscilações bruscas em torno de 100 a 200 mV e de duração média de 100  $\mu$ s.

Para caracterização do impacto dos ruídos impulsivos na comunicação de dados, a energia e potência destes ruídos deverão ser consideradas. A partir do sinal de um ruído impulsivo no tempo  $n_{imp}(t)$  iniciado no instante  $t_i$  com duração  $t_w$ , a energia  $E_{imp}$  e potência  $P_{imp}$  do impulso são dadas respectivamente por:

$$E_{imp} = \int_{t_i}^{t_i+t_w} n_{imp}(t)^2 dt \text{ e} \quad (3.1)$$

$$P_{imp} = \frac{1}{t_w} \cdot \int_{t_i}^{t_i+t_w} n_{imp}(t)^2 dt. \quad (3.2)$$

### 3.5 Modelo do canal PLC

O modelo completo do canal PLC pode ser considerado como uma função de transferência dependente da frequência adicionados dos ruídos característicos da rede elétrica descritos no item 3.3 como mostra a Figura 3.1.

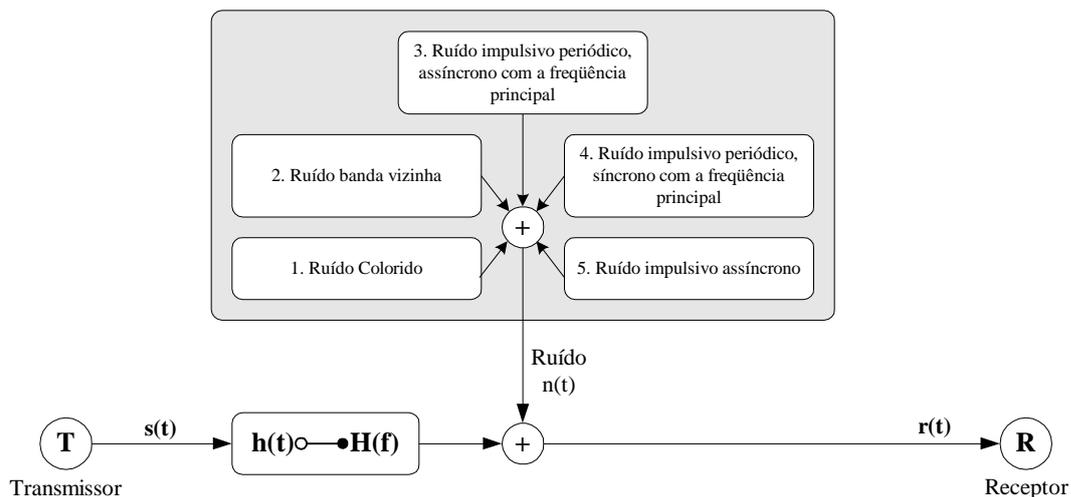


Figura 3.1 – Modelo completo do canal PLC.

A seguir será descrito o modelo mais apropriado para a função de transferência do canal PLC, assim como para os ruídos da rede elétrica.

### 3.5.1 Função de Transferência

Alguns modelos apropriados através de funções de transferência de redes elétricas são encontrados na literatura, porém a sua aplicabilidade em geral é muito limitada devido a necessidade do conhecimento de vários parâmetros, que na sua maioria são difíceis de se obter [34]. Isto acontece porque a maioria destes modelos é baseada na matriz de admitância advinda da teoria de sistemas elétricos de potência. Por esta abordagem é necessária a determinação dos parâmetros da linha (características dos cabos, conexões e o tipo da instalação) em alto nível de confiabilidade, algo praticamente impossível. Em alguns trabalhos, os modelos são obtidos a partir de medidas experimentais [35-39] e limitam-se à topologia estudada, assim qualquer variação na linha anula a validade do modelo proposto. Outras abordagens se limitam a estudar a resposta do canal PLC aplicado a frequências menores que 150 kHz, no qual para este trabalho não é aplicado.

O modelo de canal mais apropriado encontrado na literatura foi desenvolvido por Zimmermann e Dostert [34], conforme mostra a Figura 3.2. O modelo proposto apresenta uma função de transferência  $H(f)$  descrita por poucos parâmetros e é baseada nos efeitos físicos do canal dentro de uma faixa de frequência entre 500 kHz até 20 MHz. A propagação do sinal no modelo é via múltiplos caminhos, sendo considerado neste caso uma derivação. Similarmente, pode-se estender o mesmo princípio para modelos com várias derivações. Segundo [34], o erro observado no modelo, em comparações com medidas reais, são advindos da geometria, estrutura e propriedades dos materiais. No entanto, o erro do canal adotado é muito pequeno e as simulações apresentam resultados muito próximos da realidade.

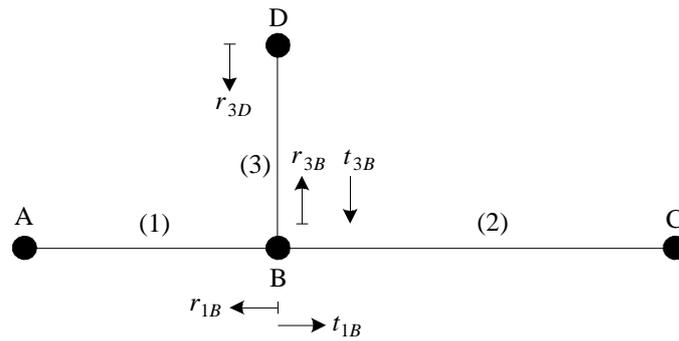


Figura 3.2 – Propagação do sinal pelo multipercursos através de uma derivação.

### 3.5.1.1 Modelo Generalizado

Para simplificação da análise da Figura 3.1, considera-se as impedâncias nos pontos A e C casadas. Os pontos restantes B e D são considerados pontos de reflexão denotados pelos fatores de transmissão  $t_{1B}$ ,  $t_{3B}$  e pelos fatores de recepção  $r_{1B}$ ,  $r_{3B}$  e  $r_{3D}$ . A partir destas condições, infinitos números de caminhos são possíveis através de reflexões múltiplas no trecho BD (ABC, ABDBC, ABDBDBC, etc.). Portanto, a função de transferência entre o ponto A e C será em função de um termo de peso, um de atenuação e um de atraso.

Cada caminho  $i$  possui um fator de peso  $g_i$  representado pelo produto dos fatores de transmissão e reflexão ao longo do caminho. O módulo de  $g_i$  é sempre menor ou igual a um, ou seja, sempre ocorrerá uma perda da potência do sinal ao longo do caminho e será tanto menor quanto for maior o número de transições ou reflexões neste caminho.

O atraso em cada caminho  $i$  é dado por:

$$\tau_i = d_i \cdot \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c_o} = \frac{d_i}{v_p}, \quad (3.3)$$

onde  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica do material isolante do cabo,  $c_o$  é a velocidade da luz,  $d_i$  é o tamanho do caminho e  $v_p$  é a velocidade de propagação da onda no cabo.

O termo de atenuação, designada pela característica passa-baixa da função de transferência, é uma função  $A(f,d)$  dependente da frequência e do comprimento do caminho da seguinte forma:

$$A(f,d) = e^{-\alpha(f)d}, \quad (3.4)$$

onde  $\alpha(f)$  é o fator de atenuação. Deve ficar bem claro que quanto maior a atenuação no cabo maior é a frequência de operação e o tamanho do caminho.

Baseada em investigações após vários experimentos, Dostert [34] encontrou uma expressão dada por:

$$\alpha(f) = a_0 + a_1 f^k, \quad (3.5)$$

que aproxima muito bem o fator de atenuação. A equação (3.5) é dependente de três parâmetros que podem ser obtidos facilmente através de funções de transferências medidas [34].

Portanto, a função de transferência generalizada do canal PLC proposto em [34] pode ser expressa por:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{|g_i(f)| e^{j\phi_{s_i}(f)}}_{\text{Termo de peso}} \cdot \underbrace{e^{-(a_0+a_1 f^k)d_i}}_{\text{Termo de Atenuação}} \cdot \underbrace{e^{-j2\pi f d_i}}_{\text{Termo de Atraso}}. \quad (3.6)$$

Através da equação (3.6) pode-se perceber que são considerados os efeitos de propagação do sinal em múltiplos caminhos e a atenuação do sinal devido às perdas de potência no cabo, em consequência das variações de frequência e de comprimento no condutor.

Devido ao fato que os pontos de reflexão podem exibir valores complexos e dependentes da frequência, o termo de peso é geralmente complexo e dependente da frequência. Considera-se que as componentes dos sinais nos  $N$  percursos sempre chegam juntas no receptor.

### 3.5.1.2 Modelo Simplificado

Após inúmeras medidas experimentais em [34], verificou-se a possibilidade de simplificação do termo de peso da equação (3.6), por um fator  $g_i$  real não mais dependente da frequência. Considerando que em redes heterogêneas geralmente muitos caminhos possuem atrasos muito próximos, sob este ponto de vista a equação

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{g_i}_{\text{Termo de peso}} \cdot \underbrace{e^{-(a_0+a_1 f^k)d_i}}_{\text{Termo de Atenuação}} \cdot \underbrace{e^{-j2\pi f (d_i/v_p)}}_{\text{Termo de Atraso}}, \quad (3.7)$$

representa o modelo simplificado referente à equação (3.6).

A Tabela 3.2 descreve os parâmetros utilizados na equação (3.7).

$i$	<b>1.1.1 Caminho em questão</b>
-----	---------------------------------

$N$	1.1.2 Número de Caminhos
$g_i$	Fator de peso do caminho $i$
$a_0, a_1$	Fator de atenuação (usualmente entre 0.1 e 0.2)
$k$	Parâmetros de atenuação
$d_i$	Tamanho do caminho $i$
$v_p$	Velocidade de propagação da onda no cabo

Tabela 3.2 – Parâmetros da função de transferência  $H(f)$ .

Portanto, a equação (3.7) representa um modelo paramétrico, descrevendo a resposta complexa em frequência de um canal típico PLC, cobrindo todos os efeitos substanciais pertinentes à rede elétrica dentro da faixa de 500 kHz a 20 MHz, contemplando um pequeno número de parâmetros. Além disso, a escolha dos  $N$  percursos permite o controle da precisão do modelo, algo especialmente importante para análise de desempenho de um sistema PLC.

A Figura 3.3 ilustra um exemplo de curva característica com multipercurso considerando três reflexões. O número total de decaimentos até a faixa de 20 MHz representa o número de reflexões considerados na escolha do modelo.

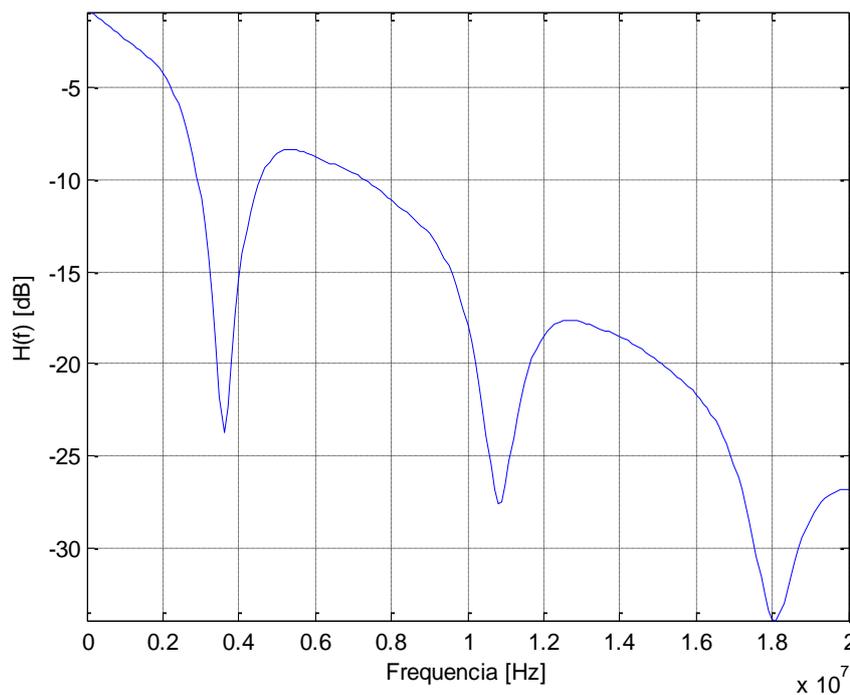


Figura 3.3 – Exemplo de função de transferência de um canal PLC com multipercurso considerando 3 reflexões.

Para efeito de visualização da atenuação causada pelo multipercurso, a Figura 3.4 mostra a comparação da função de transferência usada para gerar a Figura 3.3 com esta mesma função sem multipercurso.

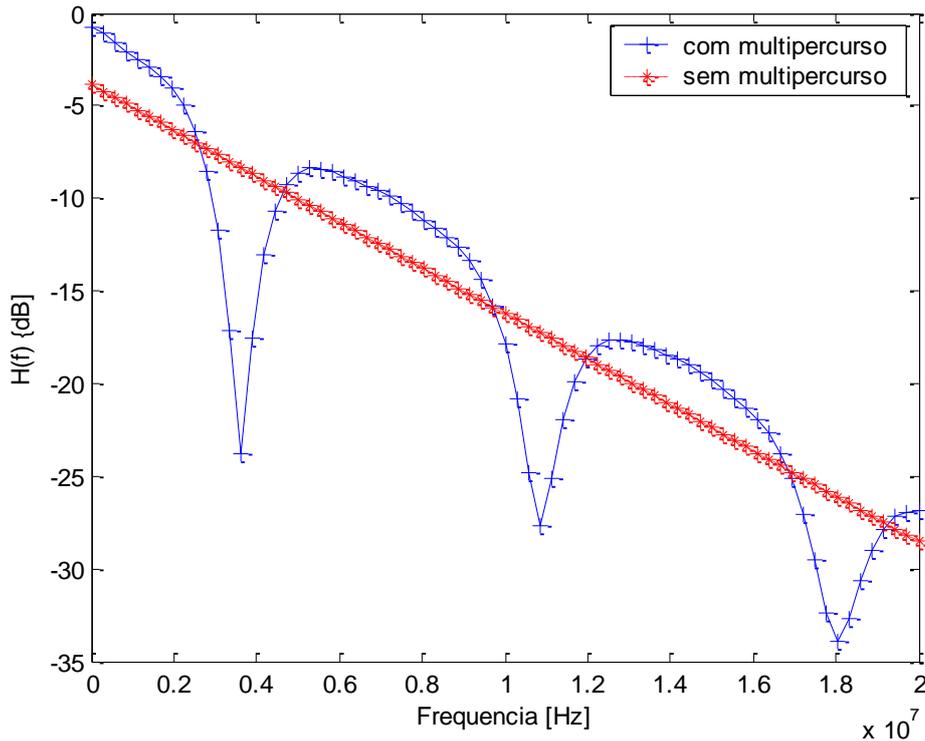


Figura 3.4 – Comparação da função de transferência do canal PLC com e sem multipercurso.

### 3.5.2 Modelo dos tipos de Ruídos

Basicamente, os cinco tipos de ruídos classificados no item 3.3 podem ser modelados por um ruído de fundo adicionado de ruídos de frequências vizinhas e pelos ruídos impulsivos.

#### 3.5.2.1 Ruído Colorido

O ruído colorido sintetiza os ruídos de fundo proveniente da rede elétrica. Este pode ser facilmente obtido a partir da filtragem de uma fonte de geração de ruído branco como mostrado na Figura 3.5.



Figura 3.5 – Modelo de geração de ruído colorido.

A partir da definição da faixa de frequência que o sistema PLC irá trabalhar, projeta-se um filtro digital passa-faixa FIR (Resposta Finita ao Impulso) ou IIR (Resposta Infinita ao Impulso) dentro do intervalo definido anteriormente.

#### 3.5.2.2 Ruído de Banda Vizinha

O ruído de banda vizinha  $n_{narrow}(t)$  pode ser descrito por uma superposição de  $N$  independentes fontes senoidais dado por:

$$n_{narrow}(t) = \sum_{i=1}^N A_i(t) \cdot \sin(2\pi f_i t + \varphi_i). \quad (3.8)$$

Cada portadora é definida por uma frequência  $f_i$ , amplitude  $A_i(t)$  e fase  $\varphi_i$ . A amplitude  $A_i(t)$  deve ser constante no tempo ou modulada em amplitude (AM) para melhor aproximar as ondas de rádio. A fase deve ser escolhida arbitrariamente fora do intervalo  $[0; 2\pi[$  [42][43] sendo esta não dependente do tempo. As portadoras podem ser escolhidas separadamente no domínio do tempo ou juntas no domínio da frequência. Para este último caso, o sinal no tempo pode ser obtido através do uso da IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*).

### 3.5.2.3 Ruído Impulsivos

Os ruídos impulsivos são os responsáveis pela maioria dos erros ocorridos na transmissão de dados no sistema PLC. A influência do ruído impulsivo ocasiona os erros de bits ou mesmo os erros em rajadas. Estes ruídos podem acontecer a qualquer instante com duração e amplitude variável tornando-os um evento aleatório. Em função destas propriedades o modelo que representa este tipo de ocorrência deve ser estocástico.

Portanto existem diferentes formas de modelar os ruídos impulsivos dentro da abordagem estocástica. Na maioria dos trabalhos são utilizadas as cadeias de Markov para modelagem deste processo. Como este assunto não leva para o foco dessa dissertação maiores informações podem ser obtidas dentro da bibliografia especializada neste assunto, encontradas em [43][123].

## 4. MODULAÇÃO MULTIPORTADORAS

### 4.1 Introdução

O problema central dentro da teoria de comunicações é como ser eficiente na transmissão da informação em canais imperfeitos [50]. Shannon propôs um teorema [51] no qual celebrou a separação em problemas distintos sem perda de desempenho para o sistema. Assim, durante muitos anos a solução para esse problema de comunicação foi buscada no particionamento em dois subproblemas – código de fonte e código de canal [50]. No entanto, nem mesmo com a evolução dos códigos atuais, foi-se possível prover uma alta eficiência e robustez para os sistemas de portadora única nas aplicações requeridas nos sistemas atuais como acesso à internet, vídeo, voz e dados (taxa de transmissão na ordem de alguns Mbps). Assim novas soluções foram propostas no intuito de prover um melhor desempenho em sistemas de comunicação.

Uma ótima solução foi partir para a realização da modulação via múltiplas portadoras (MCM – *Multi-carrier Modulation*). O princípio da MCM é bem simples e consiste na divisão de uma seqüência de bits em vários subcanais, cada um associado a sua própria portadora [52]. Assim, cada portadora de um subcanal, denominada subportadora, transmite parte da informação desejada. Com isto, tem-se um símbolo de maior duração produzindo uma série de vantagens relacionadas a seguir:

- ✓ Menor sensibilidade ISI (interferência inter-simbólica);
- ✓ Algoritmos de equalização menos complexo;
- ✓ Maior imunidade aos ruídos impulsivos e aos rápidos enfraquecimentos de sinal;
- ✓ Ganhos adicionais pela utilização de técnicas de melhoria do sinal (entrelaçamento e codificação) no domínio da freqüência, relativo aos obtidos pela utilização destas técnicas no domínio do tempo;
- ✓ Menor sensibilidade à seletividade em freqüência causada por multipercurso.

Originalmente, a técnica para se obter a MCM foi proposta utilizando um conjunto de banco de filtros analógicos ortogonais obedecendo à condição de Nyquist no qual estes filtros provêm funções no tempo contínuo. No entanto, para conseguir-se esta realização, é necessário que estes filtros analógicos sejam perfeitamente ortogonais, e isto é extremamente complexo e custoso de se obter em implementações analógicas.

Com o advento da evolução da teoria de processamento de sinais e da microeletrônica, foi possível começar a repensar na idéia da utilização da transmissão de dados via MCM.

Do início da década de 70 até o meio da década de 90 dois caminhos em paralelo foram tomados. Um foi realizado pelos pesquisadores da área de telecomunicações e o outro pelo grupo de processamento de sinais. Enquanto o primeiro buscava a implementação e o desenvolvimento do *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) a partir da patente de Chang [53], o outro grupo estava preocupado em provar matematicamente a eficiência da modulação multiporadora via teoria de banco de filtros. Estas duas correntes começaram a se interagir a partir dos trabalhos dos irmãos Tzannes [54][55] e foram concretizadas a partir da publicação em [56]. Neste trabalho é mostrado que a maioria dos padrões de comunicações conhecidos podem ser representados sob o ponto de vista de banco de filtros (síntese / análise), ou seja, como uma estrutura *transmultiplexer* (TMUX). Estão inclusos os sistemas *Code Division Multiple Access* (CDMA), *Time Division Multiple Access* (TDMA), *Frequency Division Multiple Access* (FDMA) e OFDM. Outros sistemas multiporadoras são intrinsecamente representados sob a ótica dos TMUXs como *Cosine Modulated Filter Banks* (CMFB) e *Wavelet Packet Modulation* (WPM).

#### 4.2 Transmultiplexer

Neste trabalho de dissertação optou-se por uma abordagem generalista como é o caso dos TMUXs. A partir da escolha de sistemas ortogonais, em função de apresentarem algoritmos rápidos, três tipos se encaixam neste contexto: OFDM, *Discrete Wavelet Multitone* (DWMT) via *Extended Lapped Transform* (ELT) e WPM.

O TMUX pode ser interpretado como um sistema de banco de filtros (maiores detalhes ver Apêndice A) que converte um sinal TDM (*Time Division Multiplexing*) em FDM (*Frequency Division Multiplexing*) e vice-versa [57]. Esta estrutura foi estudada no início da década de 70 por Bellanger [58] para aplicações em telefonia. Em 1986 Vetterli [59] propôs um novo padrão para os TMUX como será visto posteriormente.

Para melhor entendimento de como se obter um TMUX tome como base um sistema de bancos de filtros maximamente decimado como o da Figura 4.1. Partindo do pressuposto que o sistema possui reconstrução perfeita (PR – *Perfect Reconstruction*) pode-se afirmar que o sinal de entrada  $x(n)$  é o mesmo do sinal de saída  $\hat{x}(n)$ . Assim a partir da entrada dos  $M$  sinais nos expansores do banco de síntese, que são multiplexados no tempo, pode-se recuperá-los através do processo inverso no banco de análise conforme mostra a Figura 4.2. A estrutura mostrada na Figura 4.2 representa um sistema TMUX.

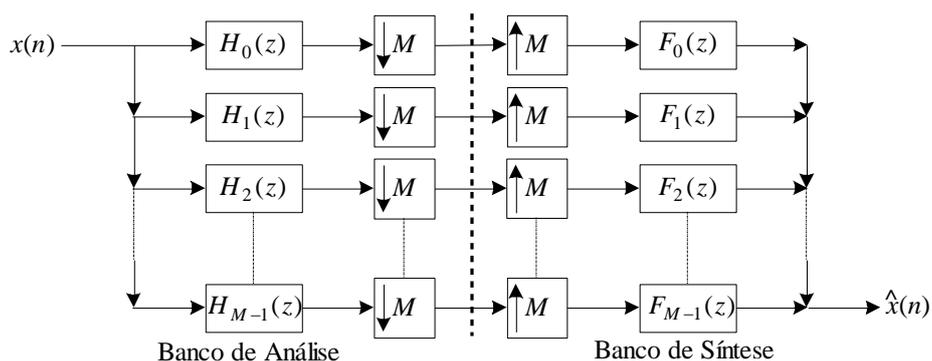


Figura 4.1 – Banco de filtro maximamente decimado.

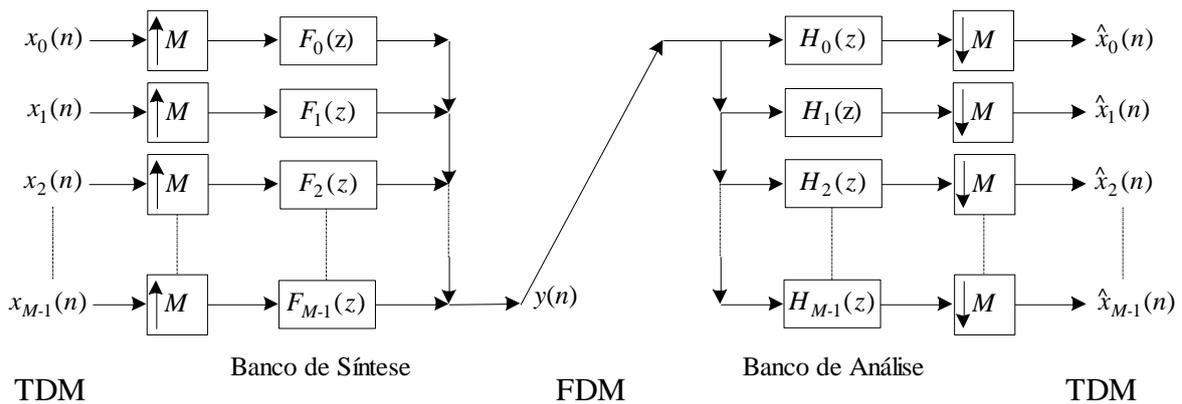


Figura 4.2 – Estrutura completa de um transmultiplexer.

O sinais TDM, compostos por  $\{x_0(n) \dots x_{M-1}(n)\}$ , são convertidos em um sinal FDM, representado na Figura 4.2 por  $y(n)$ , através da utilização de expansores (*upsamplers*) e dos filtros  $F_k(z)$  (banco de síntese). Os sinais originais são recuperados novamente passando  $y(n)$  através do banco de análise seguido por uma cadeia de decimadores.

No modelo proposto por Bellanger [58] os sinais  $x_k(n)$  são limitados em banda, não ocorrendo à sobreposição (*overlap*) entre as subbandas adjacentes. Devido a isto, ocorre o aparecimento de uma faixa espectral não utilizada chamada de banda de guarda conforme mostrado na Figura 4.3. Maior banda de guarda implica em uma transição maior entre a banda passante a banda de rejeição (menor custo dos filtros  $H_k(z)$ ) e assim maior facilidade para recuperar os sinais  $x_k(n)$  advindos da etapa FDM. No entanto, a existência de banda de guarda implica em perda de eficiência espectral, algo muito importante em algumas aplicações.

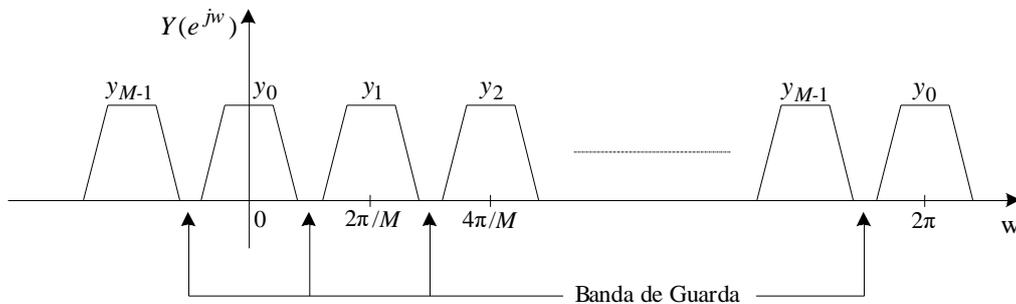


Figura 4.3 – Sinais no domínio da frequência obtidos a partir de  $y(n)$ .

O modelo proposto por Vetterli elimina a banda de guarda, permitindo sobreposição entre os subcanais (*crosstalk*). A eliminação do *crosstalk* é realizada no banco de análise de forma análoga à realizada para o cancelamento de *alias* nos bancos QMF (*Quadrature Mirror Filter*) [60].

Na estrutura TMUX utilizada atualmente, três tipos de erro descritos abaixo são encontrados entre os sinais de saída  $x_k(n)$  e os de entrada  $x_k(n)$  [8]:

- ✓ Crosstalk entre subbandas adjacentes;
- ✓ Distorção de amplitude;
- ✓ Atraso de grupo.

A eliminação destes erros fica condicionada ao projeto dos filtros  $F_k(z)$  e  $H_k(z)$  pertencentes respectivamente aos bancos de síntese e análise.

#### 4.2.1 Relação entrada-saída em TMUX

A relação entre a saída  $x_k(n)$  e as entradas  $x_m(n)$  pode ser representada pela Figura 4.4.

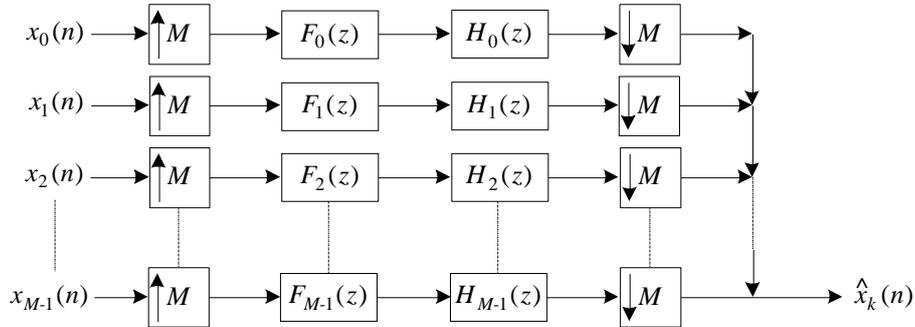


Figura 4.4 – Circuito equivalente para geração de  $x_k(n)$ .

Através da identidade polifásica (ver Apêndice A) pode ser provado que cada ramo da Figura 4.4 representa um sistema linear e invariante no tempo (LTI) [60]. Por esta razão, pode-se escrever:

$$\hat{X}_k(z) = \sum_{m=0}^{M-1} S_{km}(z) X_m(z), \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad (4.1)$$

onde  $S_{km}(z)$  é a  $k$ -ésima componente de  $H_k(z)F_m(z)$ . Definindo os sinais de entrada e saída respectivamente pelos vetores

$$\mathbf{x}(n) = \begin{bmatrix} x_0(n) \\ \vdots \\ x_{M-1}(n) \end{bmatrix} \text{ e } \hat{\mathbf{x}}(n) = \begin{bmatrix} \hat{x}_0(n) \\ \vdots \\ \hat{x}_{M-1}(n) \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

a equação (4.1) pode ser reescrita sob a seguinte forma:

$$\hat{\mathbf{X}}(z) = S(z) \mathbf{X}(z). \quad (4.3)$$

Assim, o TMUX pode ser representado por um sistema LTI com matriz de transferência  $S(z)$  de tamanho  $M \times M$ . O sistema é livre de *crosstalk* se e somente se a matriz  $S(z)$  for diagonal [60]. Sob esta condição, cada sinal TDM reconstruído possui a relação

$$\hat{X}_k(z) = S_{kk}(z) X_k(z) \quad (4.4)$$

com o sinal original.

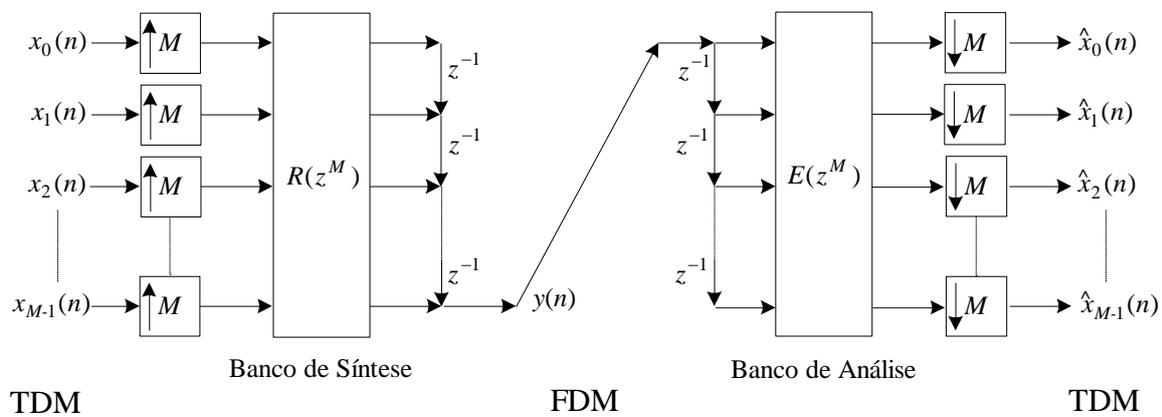
A função de transferência  $S_{kk}$  representa a distorção depois da eliminação do *crosstalk*. A distorção de amplitude e fase são eliminadas se  $S_{kk}$  for respectivamente um passa tudo para qualquer  $k$  e possuir fase linear [60]. Finalmente, a condição de PR é obtida se for satisfeita a seguinte condição [60]:

$$S_{kk}(z) = c_k z^{-n_k}, \quad (4.5)$$

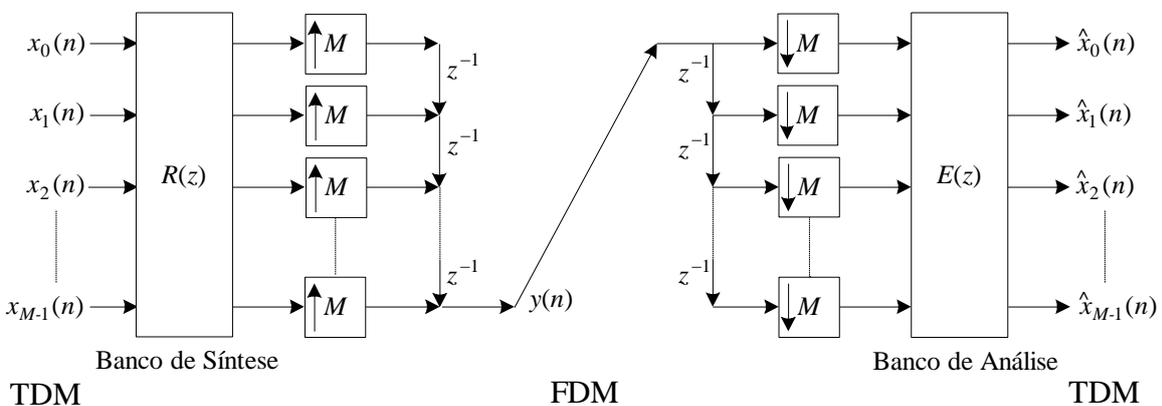
para todo  $k$ , para algum valor  $c_k$  não zero e um inteiro  $n_k$ . Sob esta condição os sinais TDM são recuperados sem erros, ou seja,  $x_k(n) = c_k x_k(n - n_k)$ .

#### 4.2.2 TMUX baseado em Matrizes Polifásicas

A estrutura do TMUX mostrada na Figura 4.2 pode ser representada segundo a decomposição polifásica como exibida na Figura 4.5(a). Aplicando a identidade de Noble, como descrito na seção A.3 do Apêndice A, pode-se representar o TMUX pela Figura 4.5(b). Assim o banco de análise e síntese são representados pelas matrizes polifásicas  $E(z)$  e  $R(z)$  respectivamente.



(a)



(b)

Figura 4.5 – (a) Estrutura equivalente para o TMUX utilizando representação polifásica.

(b) Rearrangemento utilizando identidade de Noble.

Utilizando a notação polifásica a partir da equação (4.5) chega-se a

$$S(z) = R(z)E(z) = cz^{-m_0} \begin{bmatrix} 0 & I_{M-1} \\ z^{-1} & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.6)$$

onde  $c$  é um valor inteiro não nulo,  $m_0$  é um inteiro e  $I_{M-1}$  representa a matriz identidade de dimensão  $M-1 \times M-1$ .

#### 4.2.3 TMUX com Bancos de Filtros Paraunitários

Os sistemas TMUX que apresentam os bancos de análise e síntese paraunitários possuem uma série de benefícios [60] listados a seguir:

- ✓ Os filtros de síntese  $F_k(z)$  possuem o mesmo tamanho dos filtros de análise  $H_k(z)$ ;
- ✓  $F_k(z)$  pode ser encontrado por inspeção a partir de  $H_k(z)$ ;
- ✓ Existe uma boa técnica de convergência rápida para cálculo dos coeficientes dos filtros;
- ✓ Propriedade básica no projeto de sistemas PR coseno modulado;
- ✓ Propriedade básica para geração das bases wavelets ortonormais.

Uma matriz causal  $H(z)$  ( $p \times r$ ) é dita paraunitária se satisfaz às duas condições a seguir [60]:

- i) Cada entrada  $H_{km}(z)$  é estável;
- ii)  $H(e^{jw})$  é unitária, ou seja,

$${}^1 H^{\dagger}(e^{jw})H(e^{jw}) = dI, \text{ para todo } w \quad (4.7)$$

e para algum  $d > 0$ .

Quando se diz que um banco de filtro é paraunitário, pode-se afirmar que este também é ortogonal [57]. Assim, tal propriedade é de suma importância pois, a ortogonalidade trás vantagens e o presente trabalho é focado em TMUXs ortogonais.

A seguir serão descritos os principais tipos de TMUXs ortogonais incluindo as suas características e custo computacional para a sua realização.

### 4.3 OFDM

---

<sup>1</sup>  $H^{\dagger}(e^{jw})$  é a matriz transposta conjugada de  $H(e^{jw})$ .

### 4.3.1 Histórico

Sistemas FDM ou sistemas multiportadoras foram utilizados em aplicações militares na década de 60 (Bello [61], Zimmerman [62] e Powers e Zimmernan [63]). No entanto, devido à dificuldade de implementação relacionada a se conseguir a sincronização das múltiplas portadora, dito sistema de modulação foi abandonado.

Também na década de 60, mais precisamente no ano de 1968, Chang propôs a utilização do FDM em que as portadoras eram ortogonais [53], ocorrendo assim à sobreposição do espectro sem, no entanto, ocorrer interferências entre as subportadoras. Esta nova técnica, batizada de OFDM, foi patenteada por Chang em 1970. Concomitantemente, Saltzberg [64] propôs em 1967 um sistema multiportadora empregando O-QAM (*Orthogonal Quadrature Amplitude Modulation*) deslocado no tempo.

Weinstein e Ebert [65] propõem, em 1971, uma solução digital via uso da Transformada de Fourier Discreta (DFT) no lugar dos bancos geradores senoidais, reduzindo significativamente a complexidade de implementação dos modems OFDM. Em 1980, Hirosaki [66] sugeriu um algoritmo de equalização para eliminar as interferências intersímbolos (ISI) e intercanal (ICI) causada pela resposta impulsiva de erros na frequência e no tempo. Neste mesmo ano, Peled [67] estuda uma simplificação para o modem OFDM enquanto no ano seguinte Hirosaki [68] introduz a implementação do O-QAM proposto por Saltzberg através da DFT. Posteriormente Cimini [69] e Kalet [70] publicam resultados experimentais da aplicação OFDM em comunicações móveis.

Desde a década de 90 a técnica OFDM vem sendo utilizada em radiodifusão (DAB – *Digital Audio Broadcasting* e DVB – *Digital Video Broadcasting*), transmissão digital sobre linhas de telefone (ADSL)<sup>2</sup> e rede elétrica (PLC), e em redes locais sem fio (*Wireless Lan*). Também o padrão OFDM está muito cotado para ser utilizado na 4ª geração de telefonia celular [4].

### 4.3.2 Concepção Básica da Técnica OFDM

A técnica OFDM, ao contrário da técnica FDM, permite que um conjunto de canais modulados em frequência se sobreponha mutuamente, como ilustra a Figura 4.6. Com isto, consegue-se um aumento no aproveitamento do espectro através de uma economia de banda sem que a informação que trafega em um canal interfira em qualquer outro [71][72]. Além disso, a informação a ser transmitida é dividida nos subcanais (cada subcanal leva parte da informação, ou seja, a transmissão é paralela), acarretando em todas as vantagens descritas no item 4.1 [71].

---

<sup>2</sup> Para o ADSL é utilizado a modulação DMT (*Discrete Multitone*) que é uma variação do OFDM onde utiliza-se um algoritmo adaptativo para variar o carregamento em cada subportadora.

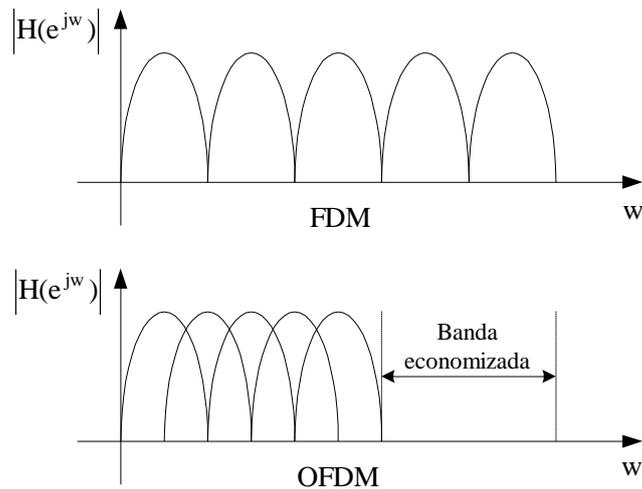


Figura 4.6 – Diferença entre FDM e OFDM ressaltando-se o aproveitamento do espectro.

A sobreposição de espectros só é possível devido à propriedade de ortogonalidade entre canais. Pode-se demonstrar que se os filtros espectrais que constituem cada canal forem ortogonais entre si, na recepção a interferência entre canais é zero [71]. A propriedade da ortogonalidade entre dois sinais  $s_i$  e  $s_j$ , ortogonais entre si, garante que [72]:

$$\int_0^T s_i(t) \cdot s_j(t) dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (4.8)$$

No presente caso, a escolha de cada subportadora e o espaçamento entre cada uma delas é cuidadosamente escolhido a fim de que se obtenha a ortogonalidade. Na Figura 4.7 observa-se o espectro de um pulso com modulação QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) que apresenta amplitude zero em pontos bem específicos. A fim de construir o conjunto de subportadoras, utiliza-se um espaçamento igual a  $1/T_s$  (tempo de amostragem) entre estas, tal que os picos de uma coincida com os zeros de outra. Com isto, é possível obter a condição de ortogonalidade mesmo com sobreposição espectral, conforme se observa na Figura 4.8.

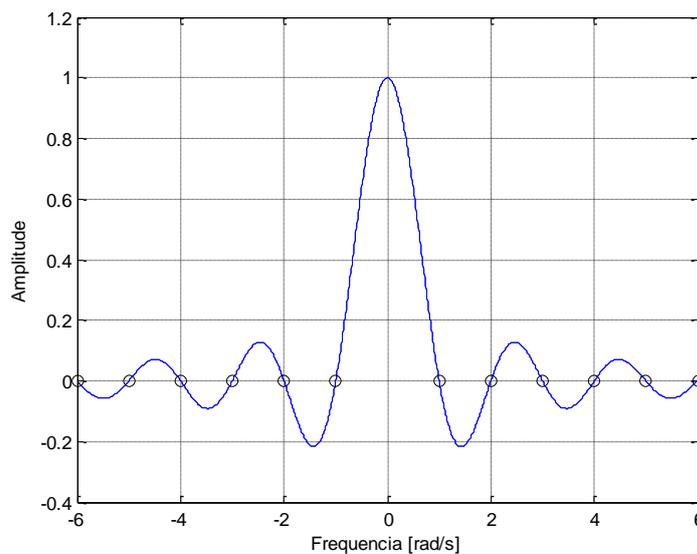


Figura 4.7 – Resposta em frequência de uma modulação QAM (função sinc) com ênfase nos pontos de amplitude zero.

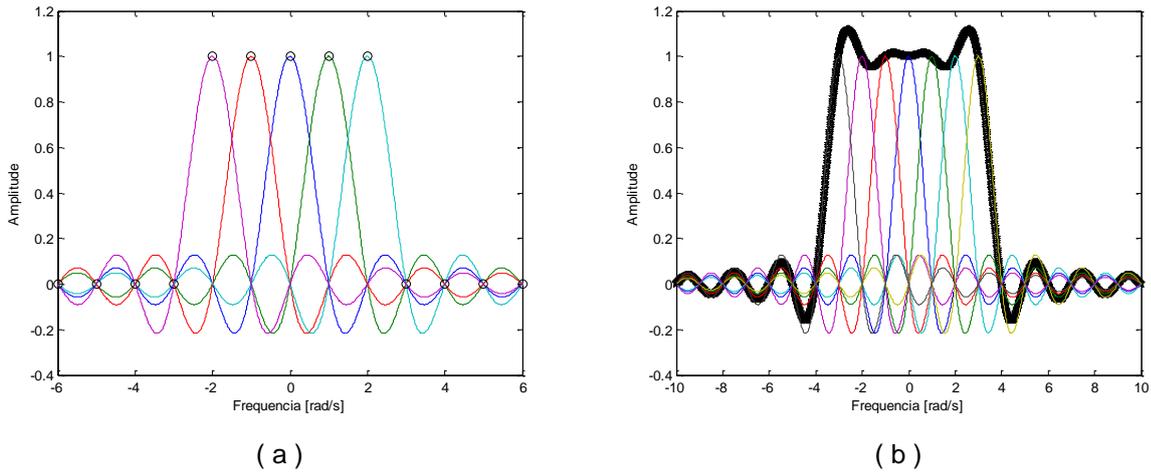


Figura 4.8 – (a) Sinal OFDM composto por 5 subportadoras, e discretização em frequências das amostras no receptor OFDM. (b) Combinação do espectro de um sinal OFDM com 7 subportadoras.

### 4.3.3 Modelo de transmissão e recepção do sinal OFDM

Para  $N$  subportadoras QAM igualmente espaçadas por  $f_s$  e iniciando-se em  $t=t_s(=1/f_s)$ , o sinal da  $i$ -ésima subportadora pode se escrito por [72]:

$$s_i(t) = \text{Re} \left\{ d_i \cdot e^{j2\pi \left( \frac{1}{T} \right) \cdot (t-t_s)} \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T \quad (4.9)$$

para  $s(t) = 0, t_s + T < t < t_s$   
 $i = 0, 1, 2, \dots, (N-1)$ ,

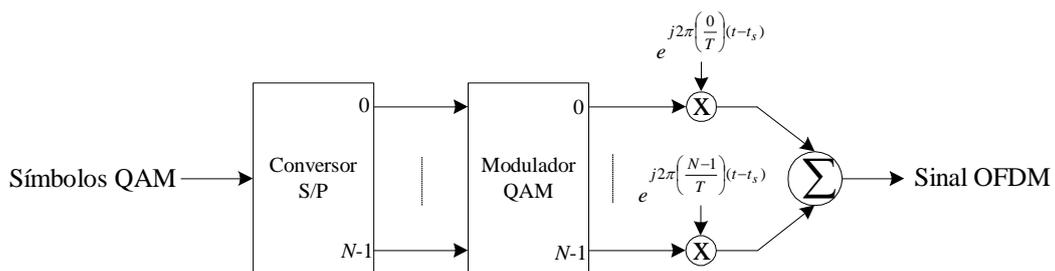
onde  $T = N \cdot t_s$  é a duração do símbolo OFDM e  $d_i$  é o símbolo QAM transmitido pela subportadora  $i$ .

A partir destes  $N$  símbolos QAM é constituído um símbolo OFDM expresso por [72]:

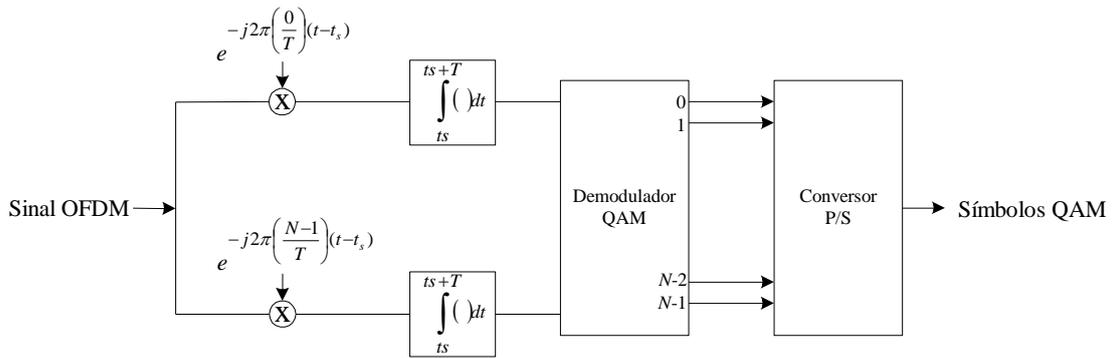
$$s_i(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} d_i \cdot e^{j2\pi \left( \frac{1}{T} \right) \cdot (t-t_s)} \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T \quad (4.10)$$

para  $s(t) = 0, t_s + T < t < t_s$ .

Assim o processo de transmissão analógica do sinal OFDM pode ser exemplificado como a Figura 4.9(a).



(a)



( b )

Figura 4.9 – (a) Transmissão analógica do sinal OFDM. (b) Recepção analógica do sinal OFDM.

A recuperação do sinal OFDM é realizada de forma inversa daquela da transmissão conforme mostra a Figura 4.9(b): o sinal recebido passa por um banco de  $N$  filtros correlatados seguidos de comparações com limiares de decisões adequados, obtendo-se  $N$  símbolos QAM após o conversor paralelo/série (P/S).

Supondo que a entrada do receptor é o sinal OFDM dado pela equação (4.10) em um canal ideal (sem ruído), o sinal  $r_k(t)$  após os bancos correlatados é dado por [72]:

$$r_k(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \cdot \int_{t_s}^{t_s+T} e^{\left[-j2\pi\left(\frac{i-k}{T}\right)(t-t_s)\right]} dt, \quad (4.11)$$

onde os parâmetros desta equação são os mesmos utilizados na equação (4.9).

#### 4.3.4 Modulação via DFT

A partir da equação (4.10) percebe-se que o sinal OFDM em banda base pode ser representado pela IDFT (Transformada Fourier Discreta Inversa) da seqüência discreta dos  $N$  símbolos QAM que formam cada símbolo OFDM. O mesmo raciocínio equivale para a equação (4.11) que representa a DFT. Isto elimina os bancos de filtros analógicos e faz com que tanto no transmissor quanto no receptor tenha-se um método de multiplexação e demultiplexação através de uma transformada de bloco. O diagrama de blocos de um sistema OFDM é exibido na Figura 4.10.

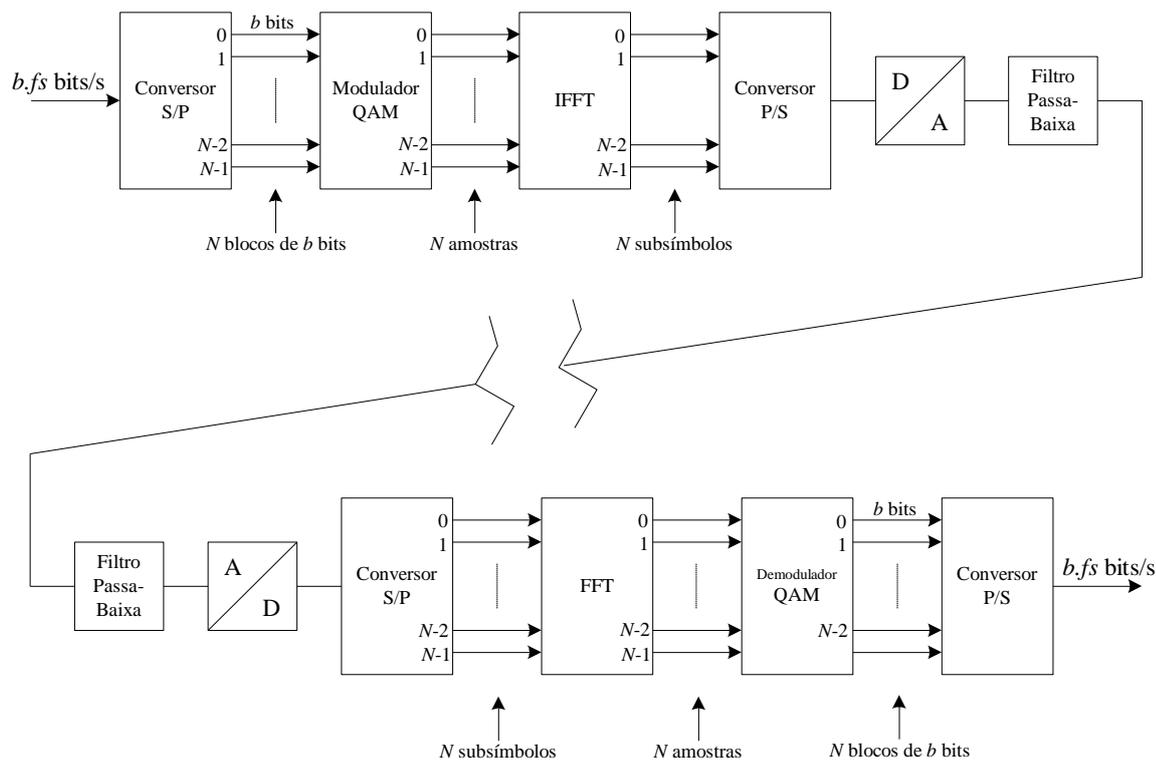


Figura 4.10 – Realização OFDM via DFT.

A forma eficiente de implementação da DFT e da IDFT é por meio da FFT e IFFT respectivamente (*Fast Fourier Transform* e *Inverse Fast Fourier Transform*). Um aumento no número de subportadoras a ser transmitidas implica em um aumento no número de pontos da FFT. O custo computacional associado a uma FFT é de  $M \log_2 N$  onde  $N$  é o número de pontos da transformada sendo facilmente implementado por arquiteturas baseadas em processamento de sinais.

O processo de transmissão digital de um sistema OFDM pode ser descrito da seguinte forma: considerando uma transmissão serial de dados, a uma determinada taxa de  $b.f_s$  bits/s a partir de uma fonte de sinal já digitalizada, os bits são primeiramente agrupados formando  $N$  blocos de  $b$  bits através de um conversor série/paralelo (S/P). Posteriormente, são formadas  $N$  amostras através de um estágio de modulação tipo QAM ou PSK (*Phase Shift Keying*) onde o espectro de um pulso (Figura 4.7) atende às necessidades de ortogonalização. Como resultado da modulação QAM, cria-se um novo conjunto de símbolos que possuem como característica a ausência de simetria espectral. Sob o ponto de vista de análise de Fourier, um sinal deste tipo é complexo ou mesmo caracterizado por um vetor de dimensão 2. O bloco IFFT realiza o procedimento de modulação digital a partir dos  $N$  símbolos QAM, também conhecidos como subsímbolos OFDM. Devido à falta de simetria espectral, a aplicação da IDFT (via IFFT) também gera uma representação complexa (parte real e parte imaginária). Em termos práticos, isto equivale a duas componentes defasadas em quadratura de um mesmo sinal, trafegando pelo meio físico. A fim de manter uma única componente, é necessário aplicar o procedimento de extensão hermitiana sobre o sinal advindo do QAM de tal forma a lhe conferir simetria espectral. Pela análise de Fourier, a aplicação da IDFT a um espectro simétrico sempre gera coeficientes reais (no caso deste trabalho, sinais modulados) e conseqüentemente de uma única componente. A extensão hermitiana é realizada (gerando simetria) da seguinte maneira: suponha sinais  $a_k(n) + jb_k(n)$  na saída do QAM, para  $k \in [0, N-1]$ ,  $j = (-1)^{\frac{k}{2}}$  e  $n$  representando o tempo discreto. Então, o resultado da operação é dado por:

$$\alpha_k(n) = \begin{cases} 0, & k = 0 \\ a_k(n) + jb_k(n) & 1 \leq k \leq N/2 - 1 \\ 0 & k = N/2 \\ a_{N-k}(n) - jb_{N-k}(n) & N/2 + 1 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (4.12)$$

Observe que as transformações de Fourier agora devem conter o dobro de pontos do caso anterior. Uma vez modulado pela IFFT, o sinal pode então sofrer uma transformação P/S, recuperando sua taxa de bits original. A fim de disponibilizá-lo no meio físico o sinal deve passar finalmente por uma conversão D/A.

A Figura 4.11 ressalta duas possíveis estruturas OFDM [72]: com modulação em RF extra e sem modulação RF extra. No primeiro caso, trata-se de aplicações *wireless* onde é necessário compatibilizar a saída do sinal com a banda de trabalho. Já no segundo caso, situação *wireline*, necessita-se apenas de um reforço de sinal e uma etapa adequada de acoplamento.

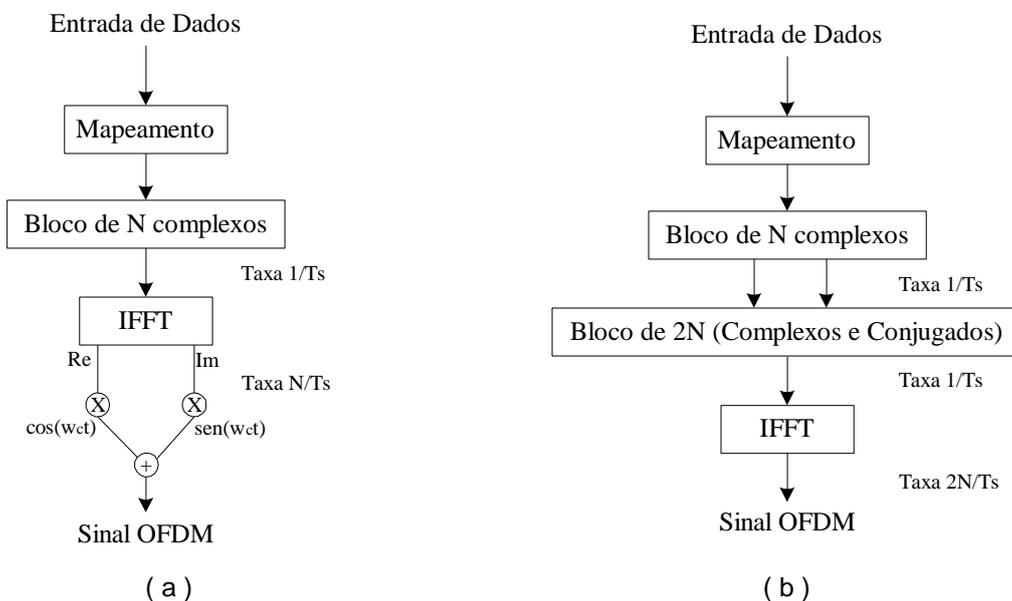


Figura 4.11 – Diferenças entre saída de um bloco OFDM para (a) *wireless* e (b) *wireline*.

Observe a etapa de modulação extra para o caso (a) Copyright [72].

É importante frisar que tanto o processo de conversão S/P como a P/S vão exigir blocos de amostragem digital, também conhecidos como decimadores e interpoladores. Tais operações garantem que a ordem de composição dos bits na entrada será respeitada ao se disponibilizar o sinal na saída (maiores detalhes ver Apêndice A).

No receptor ocorre o processo inverso ao ocorrido no transmissor conforme pode ser observado na Figura 4.10.

#### 4.3.5 Eliminação de Interferências

Os principais tipos de interferência que ocorrem em uma transmissão de dados são:

- ✓ Interferência inter-canal (ICI): interferência que ocorre entre subcanais adjacentes, no caso do TMUX é o *crosstalk*.

- ✓ Interferência inter-simbólica (ISI): interferência que ocorre entre consecutivos símbolos em um mesmo subcanal.

Como dito anteriormente no item 4.1, a ISI é muito menor nos sistemas MCM que nos sistemas de portadora única em função do aumento do símbolo ( $M^3$  vezes maior [71]). Contudo, quando a ISI aparece, geralmente, ocorre uma considerável perda de eficiência do sistema.

Para sua eliminação é introduzido um intervalo de guarda (IG) a cada início do símbolo OFDM. Este intervalo é uma cópia inteira e não zero (extensão cíclica) do final do símbolo OFDM a fim de evitar a perda de ortogonalidade, ou seja, o aparecimento de ICI. O processo é exemplificado na Figura 4.12.

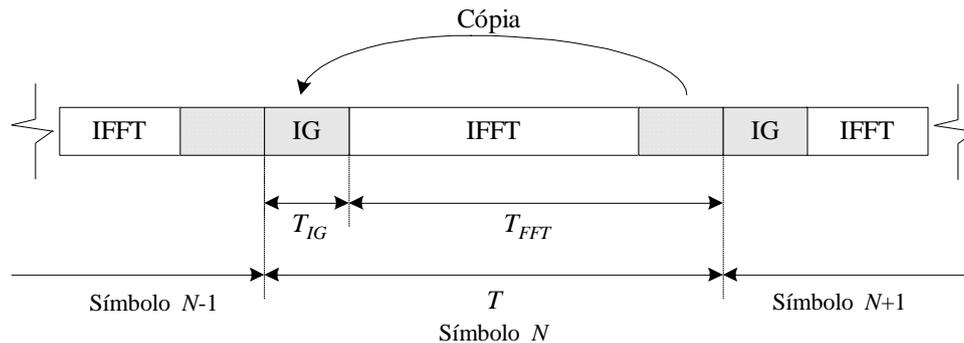


Figura 4.12 – Adição do intervalo de guarda no sinal OFDM.

Desde que as interferências criadas pelo canal de transmissão (em particular os sinais de multipercurso) sejam menores que o intervalo de guarda, a ISI é zero. Como em muitas aplicações o IG deveria apresentar um alto valor, utiliza-se em conjunto um algoritmo de equalização para eliminação da ISI.

Outro fator importante com a adição do IG é a redução da taxa de transmissão pela relação  $(T_{FFT}/(T_{FFT}+T_{IG}))$  e a redução da eficiência espectral, pois neste caso é requerida uma maior banda.

Em relação à interferência intercanal (ICI), assume-se que seu valor é zero quando mantida a ortogonalidade entre as subportadoras. No entanto, no caso de ocorrer perda da ortogonalidade, caso comum em aplicações *wireless*, a ICI torna-se alta em virtude da diferença entre o lóbulo principal e o primeiro lóbulo lateral ser de apenas 13 dB como mostra a Figura 4.13.

<sup>3</sup>  $M$  = número de subbandas.

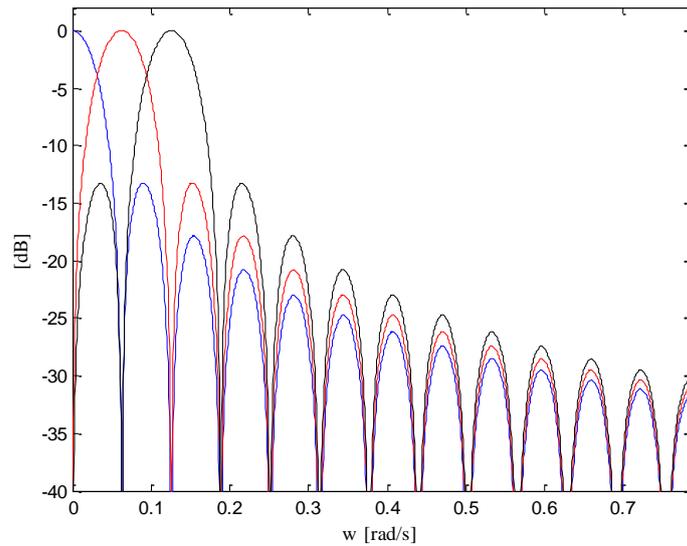


Figura 4.13 – Espectro de potência de 3 subcanais OFDM.

#### 4.3.6 OFDM sob ponto de vista TMUX

Para facilidade no entendimento do OFDM optou-se por introduzir o assunto de forma convencional, utilizada pela maioria dos pesquisadores na área. Entretanto, a partir deste ponto, será abordado o OFDM sob ponto de vista do TMUX para efeito de comparação com outras técnicas.

Considerando uma estrutura TMUX maximamente decimada com  $M$  subcanais como apresentada na Figura 4.14 e considerando a modulação dos sinais  $\{x_0(n)...x_{M-1}(n)\}^T$  através das subportadoras  $\{f_k(t)\}$  o sinal transmitido no tempo  $y(t)$ , a partir de uma taxa de conversão digital-analógica (D/A) igual a  $T_s$ , pode ser expressa por [56]:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x_k(i) f_k(t-iMT_s). \quad (4.13)$$

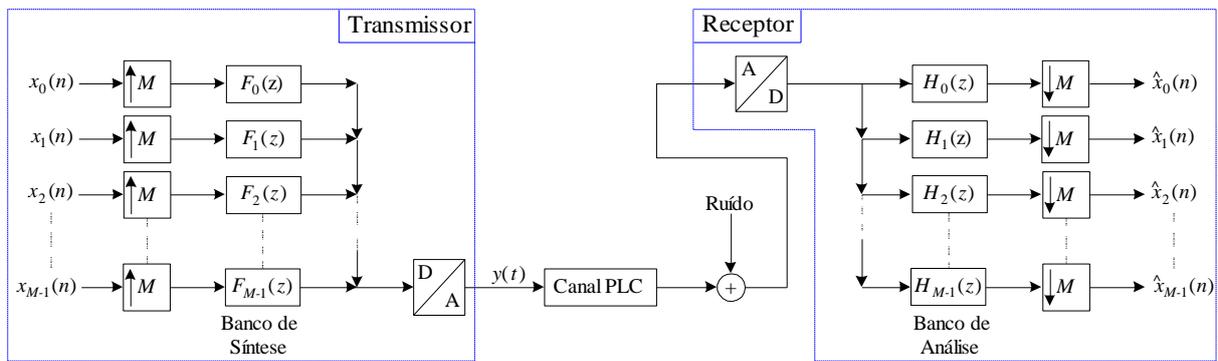


Figura 4.14 – Representação do OFDM por uma estrutura TMUX.

No caso do OFDM os filtros de análise e síntese são modulados por uma função exponencial e podem ser escritos como

$$f_k(t) = u(t) \cdot e^{-j2\pi g_k t}, \tag{4.14}$$

onde:  $g_k = g_0 + \frac{k}{MT_s}, k \in [0, M-1]$ .

É provado pelo Teorema de Balian-Low [73] que a única função  $u(t)$  modulada por uma função exponencial que resulta numa base ortogonal é a janela retangular, cuja expressão é dada por:

$$u(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{MT_s}, & 0 \leq t \leq MT_s \\ 0 & , \text{outra situação} \end{cases} \tag{4.15}$$

Assim, a saída do  $k$ -ésimo subcanal no tempo discreto é dada pela expressão [56]

$$y_k(n) = \frac{1}{\sqrt{MT_s}} \sum_{m=0}^{M-1} x_m(n-1) e^{j2\pi km/M}, \quad (4.16)$$

que representa a IDFT. Portanto é considerado que o OFDM é um caso particular de um sistema TMUX, no qual utiliza-se uma janela retangular como filtro protótipo modulado através de uma função exponencial.

#### 4.4 DWMT

Para a utilização de TMUX em sistemas de comunicações os bancos de síntese e análise devem utilizar um função oscilatória para modulação. Foi visto no item anterior que o OFDM utiliza uma função exponencial complexa para esta função. No entanto, a função mais utilizada para modulação é o coseno e os bancos de filtros que a utilizam são chamados de Bancos de Filtros Coseno Modulados (CMFB – *Cosine Modulated Filter Banks*).

Segundo Vaydyanathan [60] os sistemas CMFB são divididos em duas classes:

- ✓ Sistemas de reconstrução próxima (Pseudo QMF): os sistemas chamados de pseudo QMF não possuem a propriedade de reconstrução perfeita e foram introduzidos por Nussbaumer em 1981 e posteriormente foram desenvolvidos por diversos autores [74–77]. Nestes sistemas, os filtros de análise  $H_k(z)$  e síntese  $F_k(z)$  são escolhidos de forma a que o *aliasing* entre os canais adjacentes sejam cancelados e a função de distorção  $T(z) = E(z)R(z)$  seja somente aproximada a um atraso. Estes sistemas podem ser utilizados em muitas aplicações inclusive em sistemas MCM. Neste trabalho não foi utilizado os sistemas pseudo QMF por não apresentarem a propriedade de ortogonalidade, e conseqüentemente transformada rápida em relação ao OFDM.
- ✓ Sistemas de reconstrução perfeita (PR): Os sistemas PR foram desenvolvidos por Malvar [78–80] e por Koilpillai e Vaidyanathan [81]. Estes sistemas são paraunitários, ou seja, são ortogonais. Assim, a sua realização pode ser obtida

através de algum algoritmo que implemente uma transformada rápida como a DCT (*Discrete Cosine Transform*).

A grande vantagem dos sistemas pseudo QMF em relação aos sistemas PR é a menor complexidade de projeto do filtro protótipo.

Para os sistemas PR os filtros de análise e síntese são paraunitários, em consequência podem gerar bases wavelets ortonormais [60]. O nome DWMT, introduzido por Sandberg e Tzannes [54] em função do sistema MCM utilizado, foi baseado em filtros wavelets de  $M$  subbandas. A partir deste ponto, os sistemas MCM ortogonais baseados na teoria TMUX passaram a ser chamados de DWMT.

Na a realização dos sistemas DWMT dois tipos são os mais comuns: via ELT introduzida por Malvar [78–80] ou via Vaidyanathan [81]. Enquanto na ELT o filtro protótipo apresenta tamanho  $2KM$ , no segundo método o filtro apresenta tamanho  $2mM-1$ , onde  $M$  é o número de subcanais,  $K$  é o fator de sobreposição (*overllaping*) e  $m$  algum inteiro. Dentre estas, a mais utilizada é a ELT, em função de apresentar um rápido algoritmo denominado *Fast ELT* [78], ao contrário da abordagem apresentada em [81], que faz uso da representação polifásica (ver Apêndice A) com custo computacional superior se comparado a uma transformação ortogonal.

#### 4.4.1 ELT

##### 1.2 4.4.1.1 DEFINIÇÃO

Na ELT os filtros protótipo apresentam um tamanho igual à  $2KM$ , onde  $M$  é o número de subbandas e  $K$  é o fator de sobreposição de valor inteiro maior ou igual a 1. Consequentemente, existe no tempo uma sobreposição dos filtros de cada subbanda, daí o surgimento do termo *extended* no nome da transformada. Quando  $K = 1$  a ELT é mais conhecida como MLT (*Modulation Lapped Transform*) [78]. Para a ELT, o tamanho do filtro protótipo sempre será maior do que o número de subbandas por um múltiplo de 2

devido ao fato multiplicativo  $2KM$ . O caso geral, para qualquer tamanho de filtro, foi proposto por Queiroz [83] denominado de GenLOT (*General Lapped Orthogonal Transform*).

Ao contrário da IDFT/DFT, onde  $M$  símbolos de entrada mapeiam  $M$  símbolos de saída, na IELT (ELT inversa)  $M$  símbolos de entrada (Figura 4.15(a)) mapeiam  $2KM$  símbolos de saída (Figura 4.15(b)). Assim, consecutivos blocos de saída tem uma sobreposição de  $2KM - M$  símbolos. A partir do resultado da soma dos símbolos onde ocorre sobreposição, consegue-se gerar  $M$  símbolos de saída para cada  $M$  símbolos de entrada (Figura 4.15(c)) com um atraso  $D = 2K - 1$  no transmissor.

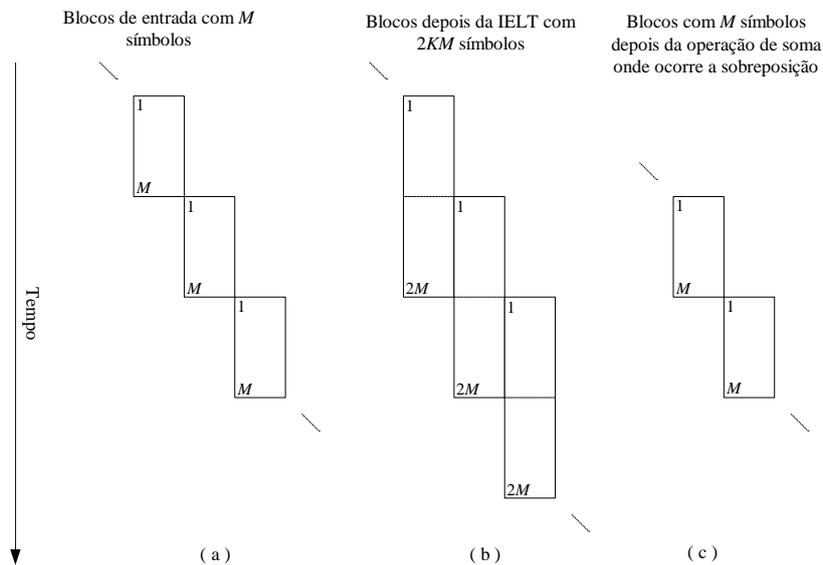


Figura 4.15 – (a) Blocos de entrada na IELT com  $M$  símbolos; (b) Blocos depois da IELT com  $2KM$  símbolos; (c) Blocos de saída do transmissor com  $M$  símbolos.

No receptor utiliza-se a ELT onde blocos com  $2KM$  símbolos na entrada resultam em  $M$  símbolos de saída. Deve ficar bem claro que dentre os  $2KM$  símbolos de entrada existe uma sobreposição em  $2KM - M$  símbolos em função do algoritmo do transmissor. A Figura 4.16 ilustra a estrutura DWMT utilizando a ELT. Basicamente a diferença em relação ao OFDM é a utilização da IELT e ELT ao invés da IFFT e FFT no transmissor e receptor respectivamente.

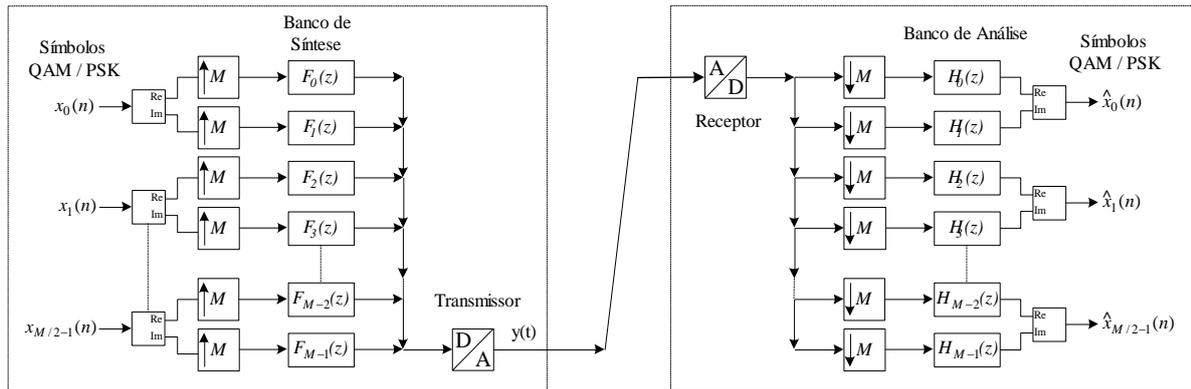


Figura 4.16 – Estrutura de um sistema DWMT via ELT com transmissão de  $M/2$  símbolos complexos.

A função base da IELT pode ser gerada modulando o filtro portótipo  $h(n)$  por uma função cosseno. Os coeficientes da transformada são expressos por:

$$p_{nk} = h(n) \cdot \sqrt{\frac{2}{M}} \cdot \cos \left[ \left( n + \frac{M+1}{2} \right) \cdot \left( k + \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{\pi}{M} \right], \quad (4.17)$$

para  $n = 0, 1, \dots, 2KM-1$  e  $k = 0, 1, \dots, M-1$ ;

onde  $p_{n,k}$  denota o elemento da  $n$ -ésima linha e  $k$ -ésima coluna da matriz transformada  $\mathbf{P}$  ( $2KM \times M$ ) definida por:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} P_0^T & P_1^T & \dots & P_{2K-1}^T \end{bmatrix}^T. \quad (4.18)$$

Para o projeto da janela  $h(n)$ , Malvar [78] adotou a condição de simetria par dada por

$$h(2KM - 1 - n) = h(n), \quad (4.19)$$

consequentemente  $h(n)$  possui fase linear. O grande problema é descobrir um método de projeto do filtro protótipo  $h(n)$  de tamanho  $2KM$  que atenda a propriedade PR. Para isto, Malvar [82] desenvolveu um técnica de projeto onde um grupo de famílias de filtros protótipos podem ser gerado através de:

$$\begin{aligned}
 h(n) &= c_{n0} \cdot c_{n1} \\
 h(M-1-n) &= s_{n0} \cdot c_{n1} \\
 h(M+n) &= c_{n0} \cdot s_{n1} \\
 h(2M-1-n) &= -s_{n0} \cdot s_{n1}
 \end{aligned}
 \tag{4.20}$$

para  $n = 0, 1, 2, \dots, M/2-1$  e os coeficientes  $c_{nk}$  e  $s_{nk}$  são dados por:

$$\begin{aligned}
 c_{n0} &\equiv \cos(\theta_{n0}) \\
 c_{n1} &\equiv \cos(\theta_{n1}) \\
 s_{n0} &\equiv \sin(\theta_{n0}) \\
 s_{n1} &\equiv \sin(\theta_{n1})
 \end{aligned}
 \tag{4.21}$$

com os ângulos definidos por

$$\begin{aligned}
 \theta_{n0} &\equiv -\frac{\pi}{2} + \mu_{n+M/2} \\
 \theta_{n1} &\equiv -\frac{\pi}{2} + \mu_{M/2-1-n}
 \end{aligned}
 \tag{4.22}$$

onde:

$$\mu_k \equiv \left[ \left( \frac{1-\rho}{2M} \right) (2K+1) + \rho \right] \cdot \frac{(2K+1)\pi}{8M} \quad (4.23)$$

para  $n = 0, 1, 2, \dots, M$ . O parâmetro  $\rho$  é livre e apresenta valores típicos entre  $[0,1]$ .

#### 4.4.1.2 Técnica de Projeto

Segundo Malvar [78] tem-se  $KM/2$  possibilidades para atender a condição de PR. Assim, o critério a ser escolhido depende da aplicação requerida. Por exemplo: para aplicações em compressão de imagens o critério de maximização de ganho na codificação é o mais relevante, enquanto em aplicações como TMUX ou filtragem adaptativa o critério de desempenho do filtro é o mais relevante.

Em aplicações simples a janela seno levantado (*raised-sine*) é uma boa escolha para  $K = 1$ . Para  $K = 2$  a família de janelas descritas pelas equações (4.20) a (4.23) é considerada uma boa escolha, ficando a critério do parâmetro livre  $\rho$  na escolha da atenuação na banda de rejeição [78]. Já para  $K > 3$  tem-se que partir para um dos critérios relativos à aplicação requerida.

Como Malvar optou pelo critério de desempenho do filtro protótipo, a transformada ELT rápida ou *Fast* ELT torna-se uma ótima opção para realização da DWMT, e por isso foi escolhida neste trabalho.

A técnica de projeto é baseada na minimização da energia na banda de rejeição do filtro protótipo (passa-baixa)  $h(n)$  definida por

$$E_s \equiv \frac{1}{\pi} \int_{\omega_s}^{\pi} |H(e^{j\omega})|^2 d\omega, \quad (4.24)$$

onde  $\omega_s$  é o início da banda de rejeição.

A partir da equação (4.24) o projeto da janela  $h(n)$  torna-se um problema de otimização não-linear. Uma das técnicas disponíveis para este problema é realizada através do método de multiplicadores de Lagrange.

No método de otimização empregado por Malvar obtém-se primeiramente os ângulos definidos na equação (4.22). Segundo [78] uma boa escolha destes ângulos diminui sensivelmente o número de iterações para convergência do método empregado.

Em relação à complexidade computacional, a *Fast* ELT (maiores detalhes ver Apêndice C) requer o número de operações necessários para realizar as butterflies mais a DCT-IV. Segundo Malvar [78] é requerido  $M/2(2K+\log_2 M+3)$  operações de multiplicação e  $M/2(2K+3\log_2 M+1)$  operações de adição para a sua implementação.

#### 4.5 WPM

A transformada conhecida como *Wavelet Packets* (WP) foi introduzido por Coifman, Meyer e Wickerhauser [73] generalizando a relação entre aproximação multiresolução e *wavelets* onde o espaço de aproximação multiresolução é decomposto em um espaço de baixa resolução mais um espaço de detalhes. Assim, a partir de uma base ortonormal duas outras bases ortonormais podem ser geradas [73]. Estas duas bases podem especificar uma par de filtros QMF de modo a, dado  $h(n)$ ,

$$g(n) = (-1)^{1-n}h(1-n). \quad (4.25)$$

Considerando os filtros em  $Z$ , ( $G(z)$  e  $H(z)$ ) a WP pode ser descrita como uma estrutura em árvore de um banco de filtros com  $M$  canais uniformes como mostra a Figura 4.17 [57]. A estrutura da Figura 4.17 possui uma representação equivalente, exibida na Figura 4.18, que nada mais é que um banco de análise de um TMUX com  $M = 8$ . O mesmo raciocínio vale para a Figura 4.19, que representa o banco de síntese de um TMUX.

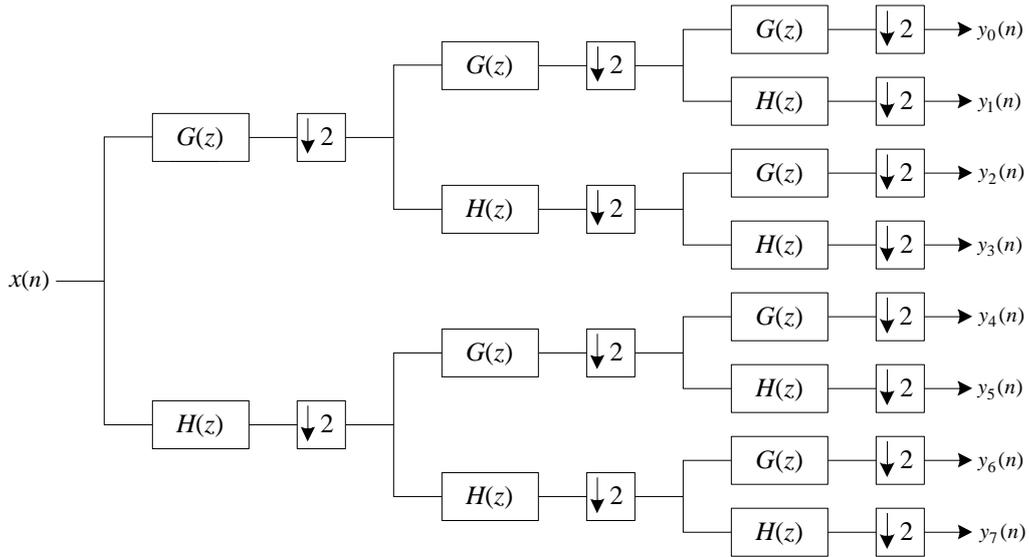


Figura 4.17 – Estrutura em árvore de um banco de filtros com oito canais uniformes.

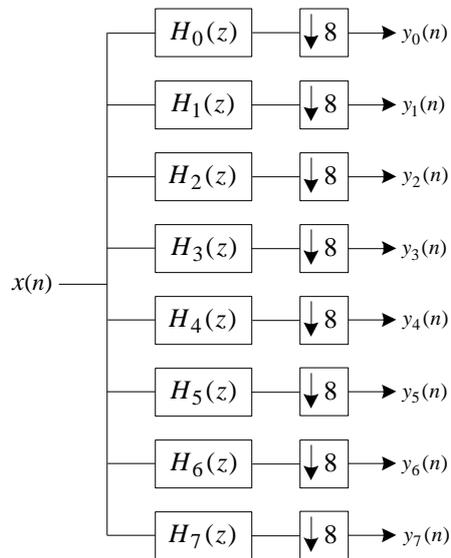


Figura 4.18 – Estrutura equivalente da Figura 4.17, representando um banco de análise de oito canais.

onde:

$$\begin{aligned}
 H_0(z) &= G(z)G(z^2)G(z^4) \\
 H_1(z) &= G(z)G(z^2)H(z^4) \\
 H_2(z) &= G(z)H(z^2)G(z^4) \\
 H_3(z) &= G(z)H(z^2)H(z^4) \\
 H_4(z) &= H(z)G(z^2)G(z^4) \\
 H_5(z) &= H(z)G(z^2)H(z^4) \\
 H_6(z) &= H(z)H(z^2)G(z^4) \\
 H_7(z) &= H(z)H(z^2)H(z^4)
 \end{aligned}
 \tag{4.26}$$

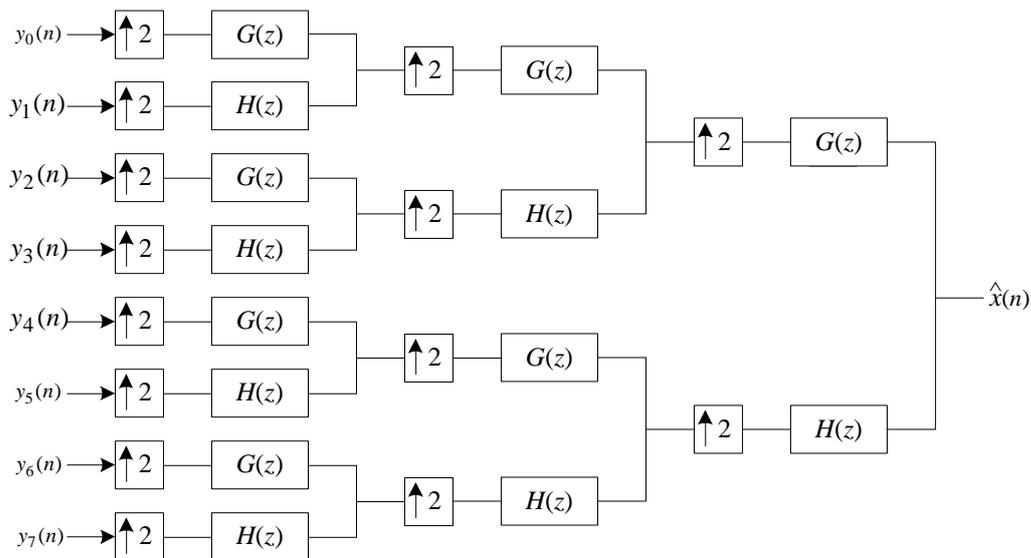


Figura 4.19 – Estrutura em árvore equivalente a um banco de síntese com oito canais uniformes.

Na Figura 4.20 é mostrada a distribuição na frequência de cada subbanda da Figura 4.18.

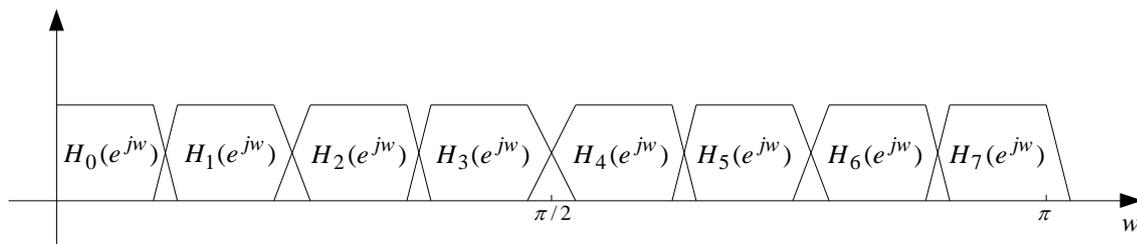


Figura 4.20 – Exemplo da distribuição em frequência de cada subbanda de um banco de síntese com oito canais uniformes.

Supondo um sistema MCM tipo WPM com  $k$  estágios, o sinal transmitido  $y(t)$  a uma taxa  $T_s$  é expresso por

$$y(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{+\infty} x_m(n) \cdot h_{k,m}(t - nT_s), \quad (4.27)$$

onde  $x_m(n)$  para  $n \geq 0$  são os símbolos transmitidos,  $h_{k,m}(t)$  é a função WP da  $m$ -ésima subbanda e  $M$  é o número total destas.

A WPM, assim como a DFT, mapeia  $M$  símbolos de entrada em  $M$  símbolos de saída. A WPM possui algoritmo rápido para sua realização com complexidade  $2ML \log_2(2ML)$  [73], onde  $L$  é o número de coeficientes dos filtros  $H(z)$  e  $G(z)$  (supondo constante o tamanho dos filtros).

## 5. ANÁLISE DE DESEMPENHO

### 5.1 Introdução

Este capítulo tem por objetivo mostrar a metodologia empregada e os resultados obtidos na comparação de desempenho das técnicas MCM aplicadas a sistemas PLC. Para isto, o capítulo está dividido da seguinte forma: após a apresentação da metodologia utilizada, o desempenho das técnicas MCM é comparado inicialmente perante os critérios comumente empregados na análise de bancos de filtros [56][84]: resposta em frequência, produto espalhamento no tempo  $\times$  espalhamento na frequência e complexidade computacional. Posteriormente, são apresentados os resultados das simulações através da Taxa de Erro de Bit (BER – *Bit Error Rate*) em função da relação Sinal-Ruído (SNR – *Signal to Noise Ratio*) para um canal PLC. Finalmente, serão descritos os comentários pertinentes aos resultados obtidos.

### 5.2 Metodologia

Neste trabalho foram implementados três sistemas MCM, desenvolvidos com o uso da plataforma Matlab<sup>4</sup>, conforme mostra a Figura 5.1. Utilizou-se um gerador de sequência binária com distribuição uniforme, média zero e variância unitária para formar os dados seriais. A etapa do transmissor é composta basicamente pelo modulador QAM seguida da transformada inversa que, no caso do OFDM, é a IFFT. Para a DWMT foi utilizado a *Fast IELT* e para a WPM a *IWP* (*Inverse Wavelet Packet*). São desconsiderados no transmissor da Figura 5.1 os blocos de adição de formação de *frame* (conjunto de símbolos), sincronismo e adição do intervalo de guarda, no caso do OFDM. Os dados gerados pelo transmissor passam pelo canal PLC, composto da função de transferência  $H(f)$  (veja equação 3.7) e dos ruídos característicos da rede elétrica modelados conforme item 3.5.2. Posteriormente, os dados são recuperados através do receptor composto basicamente pela respectiva transformada direta (FFT, *Fast ELT* e *WP*) e pelo demodulador QAM. A BER é calculada comparando-se os dados recuperados com os dados originados pelo gerador binário.

---

<sup>4</sup> Matlab™ é uma marca registrada de Mathworks.

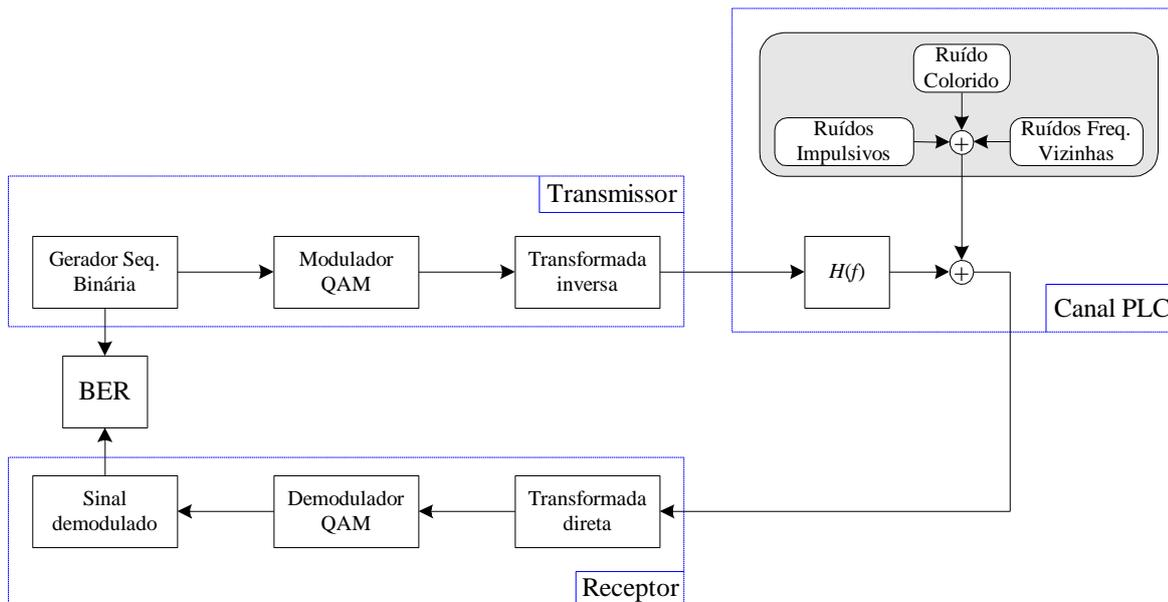


Figura 5.1 – Diagrama de blocos dos sistema implementados em Matlab.

### 5.2.1 Parâmetros dos Sistemas

O primeiro parâmetro adotado foi o número de subportadoras igual a 64 para todos os sistemas MCM implementados, em função da limitação da ordem máxima realizável pela *Fast ELT* (maiores detalhes são descritos no item 5.5).

Para as simulações foi considerado que todos os sistemas MCM construídos possuem potência de saída idêntica e que utilizam modulação constante em todas as 64 subbandas, ou seja, não se emprega modulação adaptativa. Foi definido que cada sistema irá atuar na banda base de 0 a 5 MHz, portanto a taxa de amostragem em cada sistema deve ser pelo menos de 10 Msps (amostras por segundo) segundo o critério de Nyquist [117].

Na aplicação PLC os sinais transmitidos na rede elétrica tem que ser reais. Esta condição impõe o uso da simetria Hermitiana (veja equação 4.12) no OFDM, como mostrado na Figura 4.11(b). Assim, o número de canais utilizados é  $(N/2-1)$ , onde  $N$  é o tamanho da IFFT. Para a ELT e a WPM utiliza-se duas subportadoras em cada canal, sendo que uma transmite a parte real da constelação e a outra transmite a parte imaginária da constelação como mostrado na Figura 4.15.

As taxas de transmissão para cada técnica MCM, utilizando a modulação 4-QAM e 16-QAM, são apresentadas na Tabela 5.1 onde se observa uma pequena diferença entre elas devido aos parâmetros adotados. O cálculo das variáveis de cada sistema está descrito no Apêndice D.

Neste trabalho, a ELT apresentou melhor resultado pela relação desempenho  $\times$  custo computacional para  $K$  igual a 3 (ver Apêndice E), enquanto para a WPM a melhor base foi a Haar (equivalente Daubechies 1) para a mesma relação. Assim, neste capítulo, sempre que for referenciado a ELT é considerado um fator de sobreposição igual a 3 e para a WPM é considerada a base de Haar.

2 DESCRIÇÃO	Tipo de Modulação Multiportadora		
	OFDM	ELT	WPM
Número de subportadoras ( $M$ )	64	64	64

Intervalo de guarda (% de $M$ )	12,5	0	0
Nº de símbolos por frame	10	20	10
Nº real de subcanais utilizados	31	32	32
Duração de cada símbolo	7,2 $\mu$ s	6,4 $\mu$ s	6,4 $\mu$ s
Taxa de transmissão com 4-QAM	7,83 Mbps <sup>5</sup>	7,69 Mbps	9,09 Mbps
Taxa de transmissão com 16-QAM	15,65 Mbps	15,38 Mbps	18,18 Mbps

Tabela 5.1 – Parâmetros dos sistemas MCM simulados.

### 5.2.2 Canal PLC

O canal PLC exibido na Figura 5.1 consiste da função de transferência obtida a partir do modelo ilustrado na Figura 5.2, adicionado dos ruídos característicos da rede elétrica. O modelo adotado, conforme Figura 5.2, é composto de uma linha de 200 metros com os terminais casados. No ponto (A) localiza-se o transmissor (T) e no ponto (C) localiza-se o receptor representado pela carga  $Z_L$ . É considerada uma derivação em aberto (BD) de 12 metros de tamanho a 30 metros do transmissor (A), assim a resistência no ponto (D) é infinita. O modelo leva em conta o caminho direto e as 3 primeiras reflexões na derivação BD, pois neste caso as reflexões posteriores apresentam pouca influência em relação ao caminho direto conforme a equação 3.7.

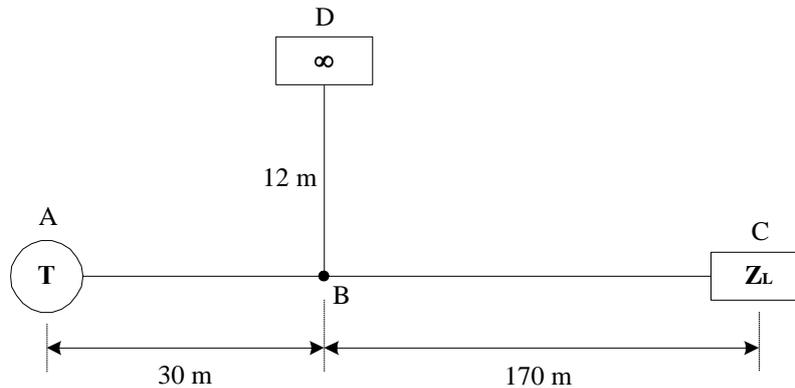


Figura 5.2 – Modelo de experimento para geração da função de transferência.

A Tabela 5.2 mostra os parâmetros utilizados para o canal PLC [43]. Optou-se por utilizar estes parâmetros e a topologia da Figura 5.2, com uma derivação, pois pode-se afirmar que o canal simulado se aproxima de um canal PLC real, em função do erro obtido através dos experimentos realizados em [43] ser muito baixo.

Parâmetros de Atenuação					
$k = 1$		$a_0 = 0$		$a_1 = 7.8 \times 10^{-10}$	
Parâmetros dos Caminhos					
$i$	$g_i$	$d_i$	$i$	$g_i$	$d_i$
1	0.64	200	3	-0.15	248
2	0.38	224	4	0.05	272

Tabela 5.2 – Parâmetros do Canal PLC.

<sup>5</sup> Mbps = mega bits por segundo.

A Figura 5.3 mostra a resposta em frequência da função de transferência do canal simulado com os parâmetros da Tabela 5.2 na faixa de frequência definida acima.

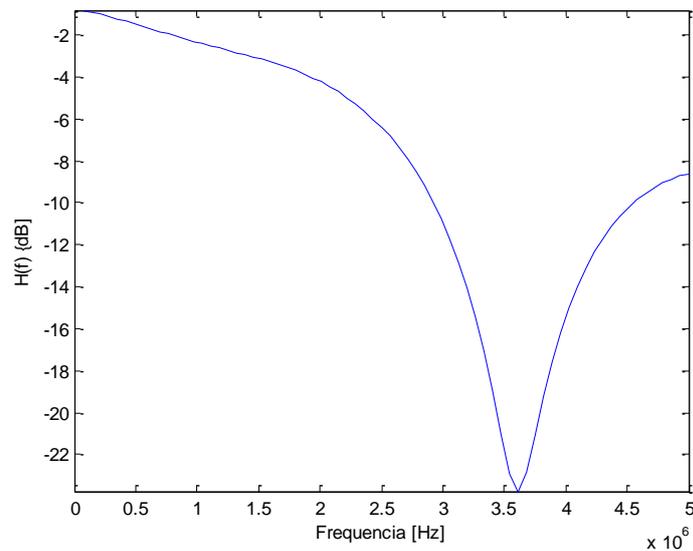


Figura 5.3 – Resposta em frequência do canal PLC simulado.

Como descrito no item 3.5.1.2 o número de decaimentos na função de transferência é igual ao número de reflexões utilizados na escolha do modelo. Sendo assim, a função de transferência empregado neste trabalho apresenta três decaimentos até 20 MHz (ver Figura 3.3). No entanto, dentro da banda adotada (0 a 5 MHz) aparece um decaimento.

Em sistemas de comunicação um fator de muita importância é o tamanho da banda disponível. O ideal é conseguir a taxa requerida com a menor banda possível. Os sistemas PLC disponíveis comercialmente atualmente utilizam no máximo até 10 MHz de banda, uma vez que ainda não existe uma normalização. Assim os principais motivos por empregar um banda de 5 MHz são: trabalho na banda base, minimização de banda e avaliação da influência do multipercurso.

Os ruídos da rede elétrica como exibido na Figura 5.1 são modelados por: ruído colorido, interferência de frequências vizinhas e os ruídos impulsivos, conforme descrito no item 3.6.2 [41][42].

#### 5.2.2.1 Ruído Colorido

O ruído colorido foi obtido a partir da filtragem do ruído AWGN através de um filtro passa-baixa com resposta em frequência entre 0 e 5 MHz como pode ser observado na Figura 5.4.

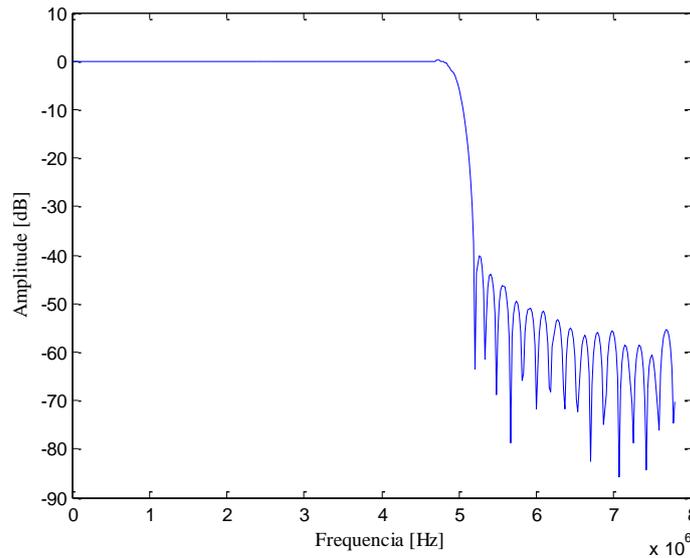


Figura 5.4 – Resposta do filtro passa-baixa utilizado para gerar o ruído colorido entre 0 e 5MHz.

### 5.2.2.2 Ruído frequência vizinhas

Os ruídos de frequências vizinhas foram modelados conforme equação (3.8). As frequências onde são empregadas as interferências foram escolhidas aleatoriamente até a frequência máxima permitida para AM (aproximadamente 1500 kHz) chegando a 10ª e 15ª subportadora de cada sistema, ou seja, 781,25 kHz e 1171,87 kHz. A amplitude do ruído foi definida igual a 15dB (31,62 vezes menor) da potência média do sinal transmitido e a fase foi escolhida aleatoriamente fora do intervalo  $[0, 2\pi]$ .

Portanto, os sinais de frequências vizinhas são expressos por:

$$n_{narrow}(t) = \frac{P_{sinal}}{31,62} \cdot [\sin(2\pi 781250t + 8,5\pi) + \sin(2\pi 1171870t + 6,5\pi)]. \quad (5.1)$$

### 5.2.2.3 Ruído impulsivos

Geralmente, os ruídos impulsivos são modelados utilizando a teoria da Cadeia de Markov, que necessita de uma abordagem complexa e de difícil implementação. Como em [42][43] foi apresentada uma medida estatística da amplitude, duração e intervalo entre os ruídos impulsivos optou-se nesta dissertação por uma abordagem simplificada descrita a seguir.

Os ruídos impulsivos foram classificados em dois tipos[42][43]: o primeiro com duração em torno de 100  $\mu$ s e amplitude variando entre 100 e 200 mV e o segundo com menor duração obtendo na média 50  $\mu$ s e até 2 V de amplitude. Os dois tipos ruídos gerados para uso na simulação estão mostrados na Figura 5.5.

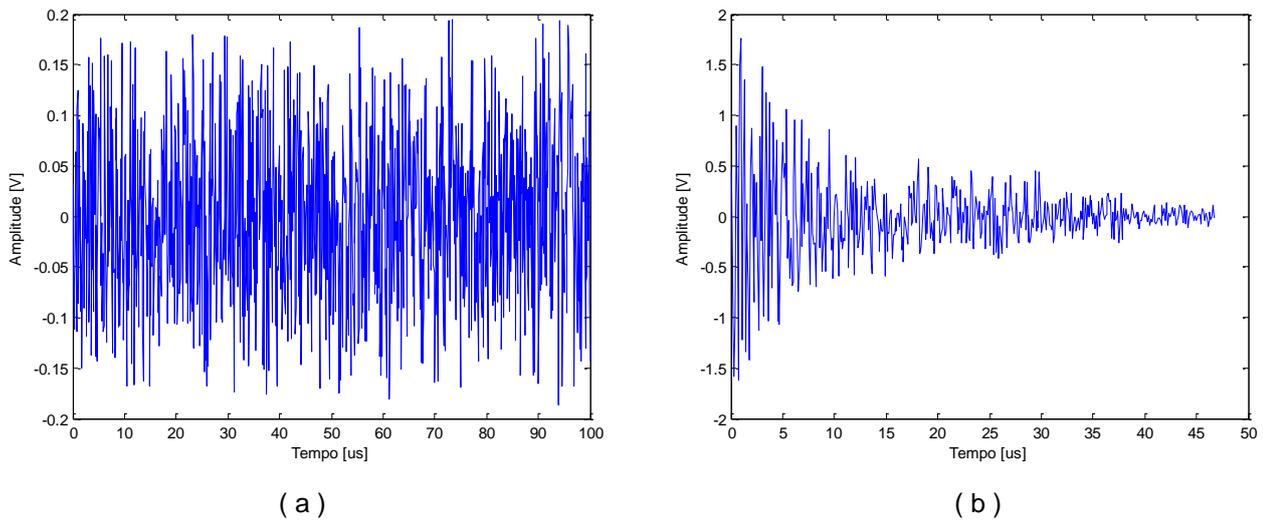


Figura 5.5 – Ruídos impulsivos gerados para modelamento do canal PLC (a) Tipo 1. (b) Tipo 2.

Segundo Dostert e Zimmerman [42][43] os ruídos possuem as seguintes características:

- ✓ Amplitude – 90% são do tipo 1 e 99% são menores que 2 V.
- ✓ Duração – apenas 1% excede 500 µs.
- ✓ Duração do intervalo entre ruídos consecutivos – 90% menor que 200 ms, 30% entre 10 e 20 ms.

Para a simulação, foi considerado um ambiente extremamente ruidoso. Baseado nisto, foram adotados os seguintes critérios:

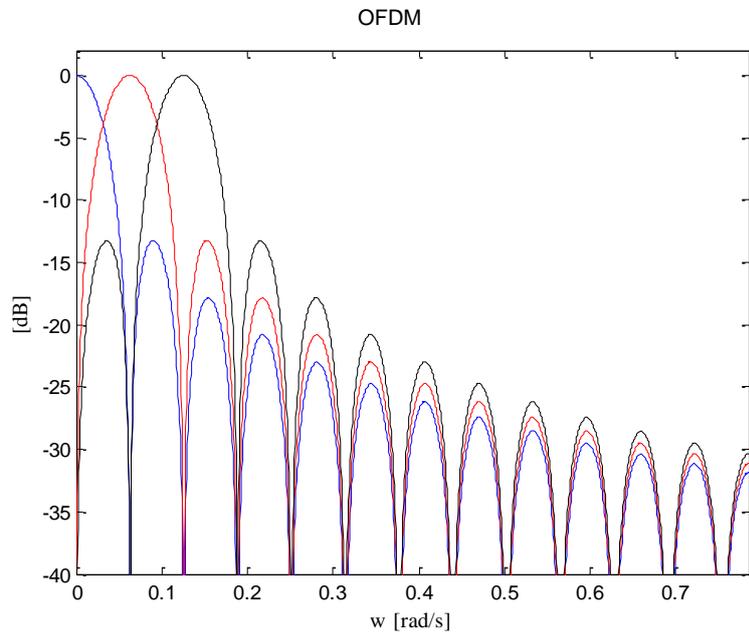
- ✓ A cada 9 ruídos tipo 1 será acrescido um ruído tipo 2;
- ✓ A cada vez que for inserido um ruído tipo 1 ou 2, estes sempre terão a mesma PSD conforme Figura 4.4;
- ✓ Para o ruído tipo 1 foi adotado duração igual a 100 µs e para o tipo 2 igual a 46,7 µs;
- ✓ Foi criada uma variável aleatória com distribuição uniforme para se obter o tempo de intervalo entre os ruídos. Para os ruídos tipo 1 e 2 considerou-se médias de 1 ms e 10 ms respectivamente.

### 5.3 Comparação de Desempenho

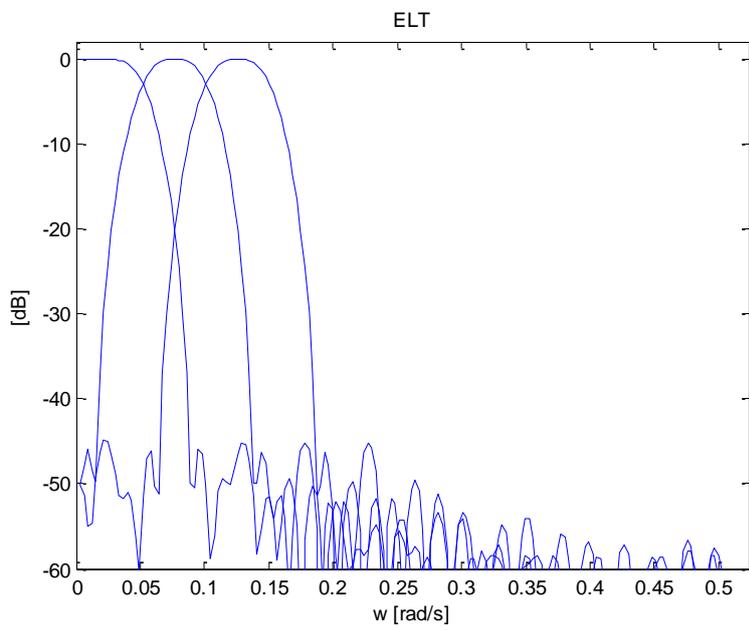
#### 5.3.1 Resposta em Frequência

As Figuras 5.6(a) a 5.6(c) mostram a resposta em frequência de alguns filtros para cada sistema MCM simulado. A ELT apresenta uma atenuação na banda de rejeição de 45 dB, enquanto para o OFDM e WPM é de apenas 13 dB. Portanto, a ELT possui maior

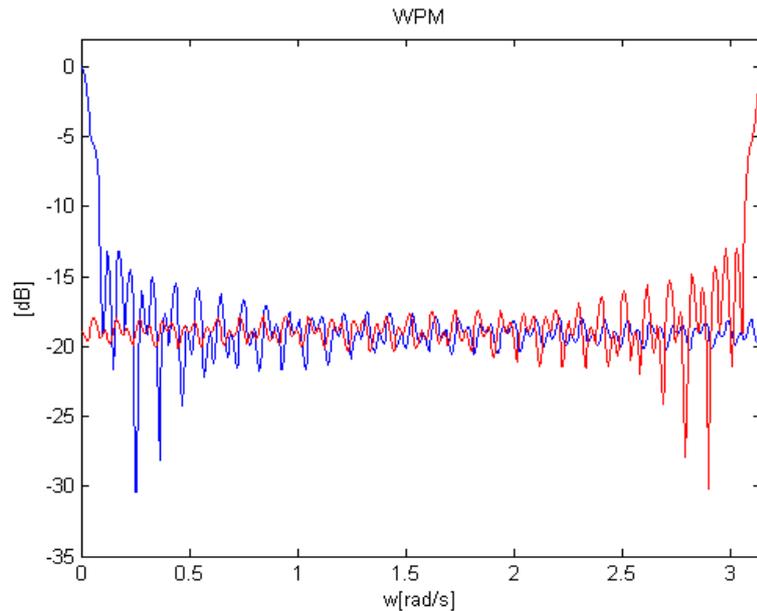
robustez perante a ICI nas situações de perda da ortogonalidade ou aparecimento de interferência de frequências vizinhas.



( a )



( b )



( c )

Figura 5.6 – Resposta em frequência de alguns subcanais para os sistemas MCM simulados com  $M = 64$ .  
 (a) OFDM; (b) ELT para  $K = 3$ ; (c) WPM para base de Haar.

### 5.3.2 Espalhamento no Tempo e Frequência

A partir da resposta impulsiva de um canal de cada sistema MCM utilizado, chega-se à Tabela 5.3 a partir das equações (F.1) a (F.6) (ver Apêndice F).

Descrição	OFDM	ELT	WPM
Espalhamento no Tempo	341,25	871,05	1365,3
Espalhamento na Frequência	0,0123	0,0020	0,0032
Produto espalhamento Tempo $\times$ Frequência	4,20	1,78	4,33

Tabela 5.3 – Comparação espalhamento tempo e frequência.

Quanto menor for o espalhamento no domínio do tempo, mais concentrada é a energia de uma função no domínio do tempo, tornando o sinal mais robusto a ISI. Similarmente para a frequência, quanto menor for o espalhamento neste domínio, mais concentrada é a energia no domínio da frequência, que faz o sinal mais robusto a ICI. Como existe uma relação direta entre a resolução no tempo  $\times$  frequência (Princípio da incerteza de Heisenberg [73]), ou seja, um aumento na resolução de um dos domínios resulta em diminuição no outro, deseja-se que o produto de ambos seja o menor possível.

Apesar da ELT possuir um filtro protótipo de maior tamanho em relação aos filtros dos outros sistemas MCM, a sua maior eficiência espectral aliada a uma razoável resolução no tempo produz o melhor resultado neste critério de avaliação.

Como mostrado em [84], a tendência de um maior número de subportadoras aumenta ainda mais a vantagem da DWMT em relação ao OFDM, que por analogia representa a mesma tendência em relação a WPM, uma vez que esta última possui desempenho equivalente ao OFDM neste critério.

### 5.3.3 Complexidade Computacional

Um fator de muita importância para a avaliação do desempenho de um sistema digital refere-se a complexidade computacional, já que acarreta na utilização de hardware mais complexo e de maior custo.

O custo computacional envolvendo somente a transformada de bloco em cada sistema MCM implementado, que representa a grande diferença de implementação entre eles, é calculada através das expressões mostradas na Tabela 5.4.

DESCRIÇÃO	OFDM	ELT	WPM
Operações de multiplicação	$M \log_2 M$	$M/2(2K + \log_2 M + 3)$	$2LM \log_2(2LM)$
Operações de adição	$M \log_2 M$	$M/2(2K + 3 \log_2 M + 1)$	$2LM \log_2(2LM)$

Tabela 5.4 – Expressões de cálculo da complexidade computacional dos sistemas MCM implementados.

O cálculo empregado na Tabela 5.5 considera  $M = 64$  subportadoras, fator de sobreposição igual  $K = 3$  para a ELT e tamanho dos filtros  $G(z)$  e  $H(z)$  igual a  $L = 2$  (referente a base de Haar) para a WPM.

Percebe-se que o OFDM leva uma grande vantagem no critério custo computacional, pois apresenta um algoritmo pelo menos 65% mais rápido em relação aos outros sistemas MCM estudados.

DESCRIÇÃO	OFDM	ELT	WPM
Número de operações de multiplicação	384	480	2048
Número de operações de adição	384	800	2048
Número de Total de operações	768	1280	4096
Número de Total de operações (100% = 768)	100,00	164,78	533,33

Tabela 5.5 – Comparação da complexidade computacional para 64 subportadoras.

## 5.4 Resultado das Simulações

Nesta seção, será mostrada primeiramente a validação dos resultados perante o canal AWGN. Posteriormente, são mostradas as simulações perante o canal PLC implementado. Outros testes a seguir são realizados: erros em rajada, variação do tamanho do multipercurso da função de transferência do canal PLC e comparação da variação do número de subportadoras para o OFDM. Em todos os casos, os resultados são mostrados através da BER em função SNR.

#### 5.4.1 Validação

Para validação dos sistemas MCM construídos foram realizadas simulações em um canal AWGN utilizando-se uma seqüência pseudo-aleatória de pouco mais de 3 milhões de bits. O desempenho dos sistemas foram analisados através da BER em função da SNR. Conforme [71], um sistema MCM tem que obter a mesma resposta de um sistema de portadora única em canais AWGN. Exemplificando, qualquer sistema MCM que utiliza a modulação 4-QAM tem que apresentar a mesma resposta no canal AWGN quanto utiliza-se esta mesma modulação em sistemas de portadora única. A confirmação do resultado é visto nas Figura 5.7 e 5.8 e são válidas para todos os sistemas MCM utilizados neste trabalho.

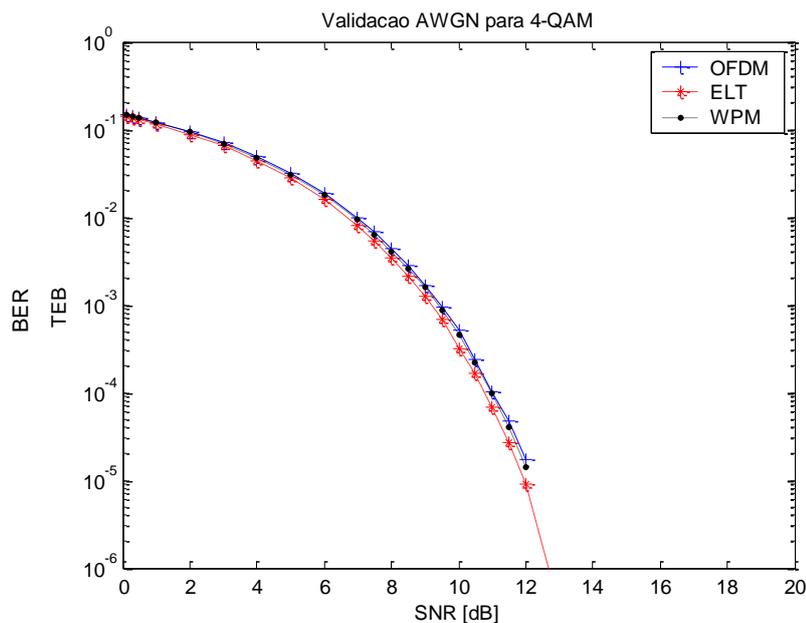


Figura 5.7 – Confirmação dos sistemas MCM perante o canal AWGN utilizando 4-QAM.

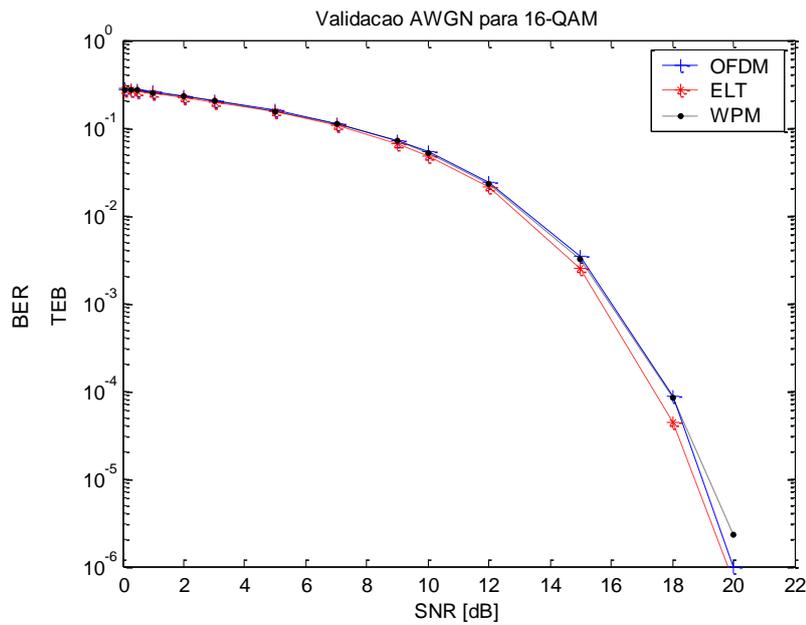


Figura 5.8 – Confirmação dos sistemas MCM perante o canal AWGN utilizando 16-QAM.

#### 5.4.2 Canal PLC

As Figuras 5.9 e 5.10 mostram os resultados das simulações para o canal PLC utilizando a mesma metodologia do item anterior. Nota-se em todos os casos a ocorrência do fenômeno de “cauda”, ou seja, mesmo com um aumento no valor da SNR a BER fica estabilizada em um determinado valor.

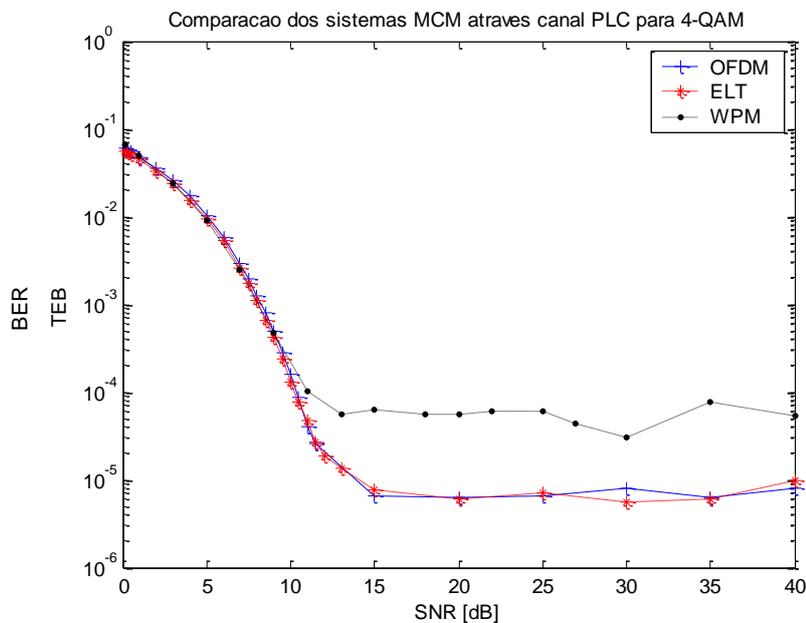


Figura 5.9 –BER × SNR para canal PLC modelado utilizando 4-QAM.

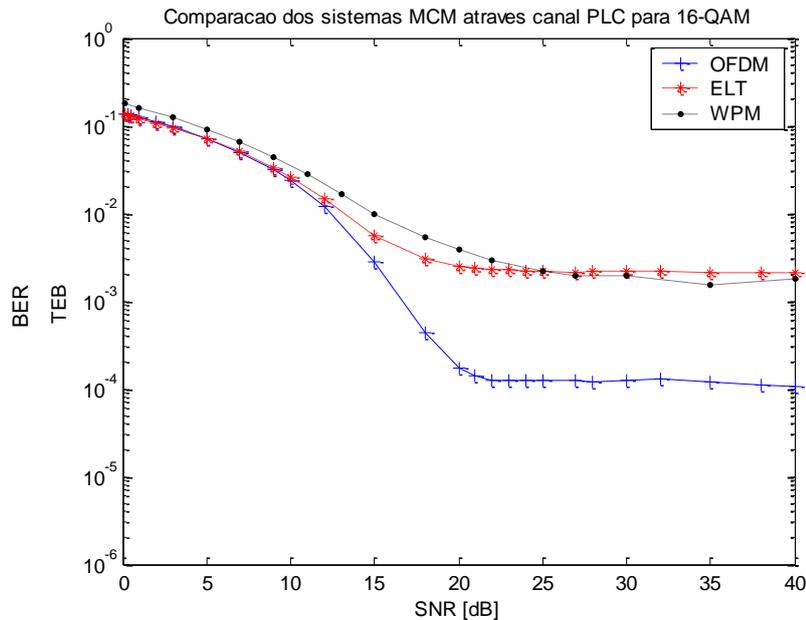


Figura 5.10 –BER × SNR para canal PLC modelado utilizando 16-QAM.

Devido ao multipercurso existente no canal PLC, o fator preponderante para a geração de erro nos símbolos recebidos é a ISI. Como o OFDM apresenta o intervalo de guarda, este possui vantagem em relação aos outros sistemas MCM para combate a ISI. Além disso, pesa o fato de possuir um menor espalhamento no tempo, acrescentando ainda mais robustez perante a ISI. Por causa disto o OFDM apresentou melhor resultado nesta situação.

Para o caso de se utilizar um modelo de canal PLC com maior número de derivações, a ISI ficará ainda maior em relação a ICI aumento a vantagem do OFDM perante as outras técnicas.

### 5.4.3 Erros em rajada

Ao se elevar a potência dos ruídos impulsivos para simular erros em rajada é observado, Figuras 5.11 e 5.12, um aumento no patamar do fenômeno “cauda”. Conclui-se que este fenômeno aparece devido aos ruídos impulsivos síncronos e, principalmente, aos ruídos impulsivos assíncronos existentes na rede elétrica.

Assim, quanto maior a potência, duração dos ruídos impulsivos ou aparecimento destes em intervalos mais curtos, maior o erro detectado no receptor. Para todos os casos o OFDM apresentou melhor resultado devido a sua maior robustez perante a ISI conforme descrito no item 5.4.2.

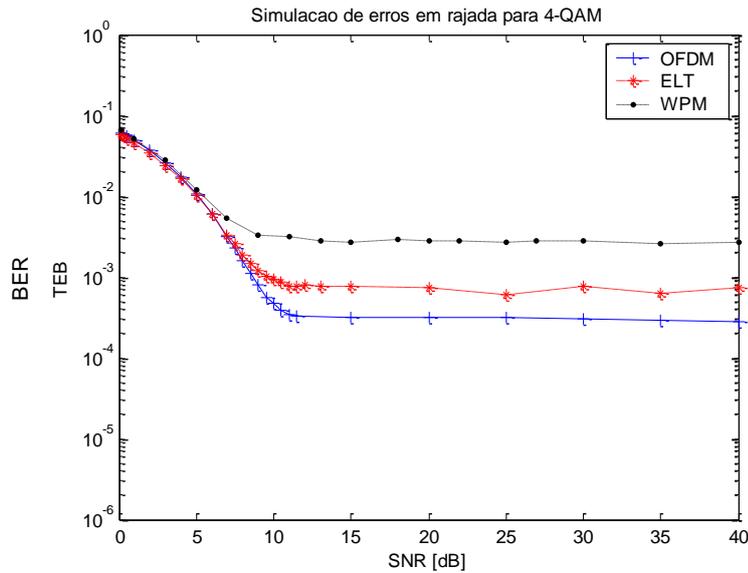
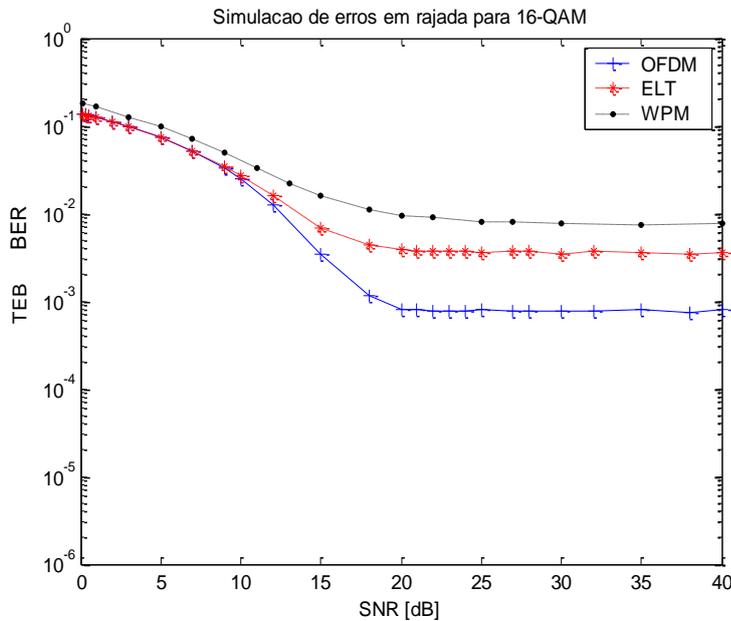


Figura 5.11 – BER × SNR para canal PLC modelado com erros em rajada utilizando 4-QAM.



em rajada utilizando 16-QAM.

Figura 5.12 – BER × SNR para canal PLC modelado com erros

#### 5.4.4 Variação do tamanho do multipercurso em $H(f)$

Para medir a influência do multipercurso da função de transferência  $H(f)$  do canal PLC no desempenho dos sistemas MCM foi reduzido o seu tamanho da derivação BD (vide Figura 5.2) de inicialmente 12 metros para 9 metros e 0 metros (sem multipercurso). A Figura 5.13 mostra a resposta em frequência em cada caso.

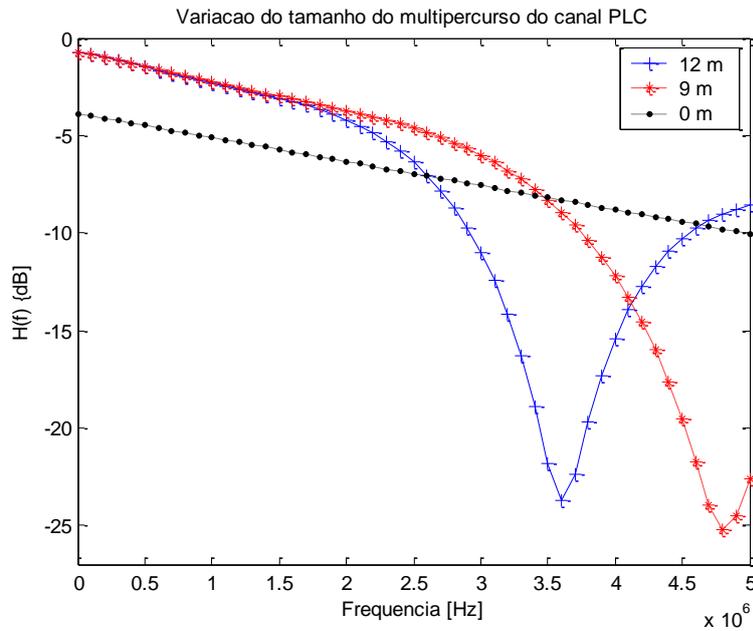
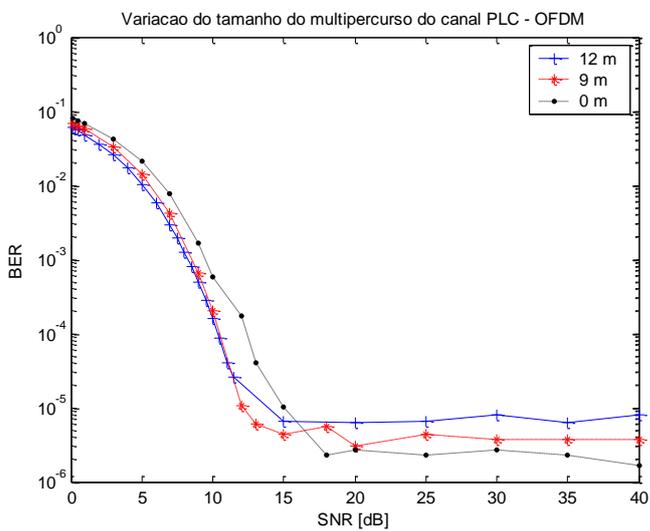
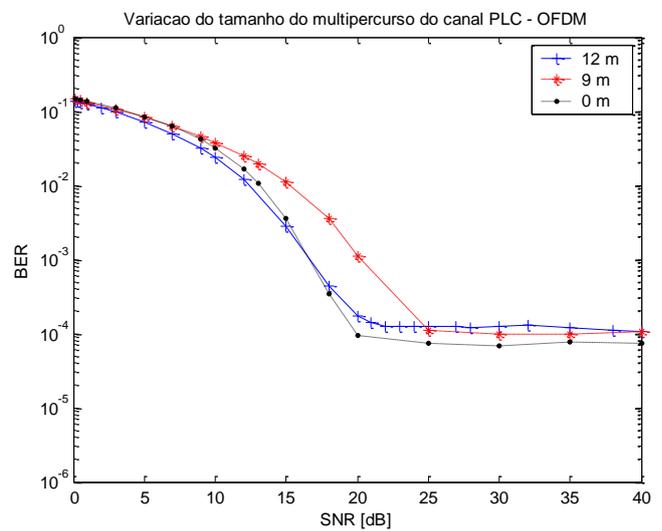


Figura 5.13 – Resposta em frequência do canal PLC variando o tamanho do multipercurso.

A seguir, as Figuras 5.14 a 5.16 exibem a resposta de cada sistema MCM implementado com a redução do tamanho do multipercurso. Foi considerada a mesma situação do item 5.4.2 com exceção da variação do multipercurso em todos os casos.



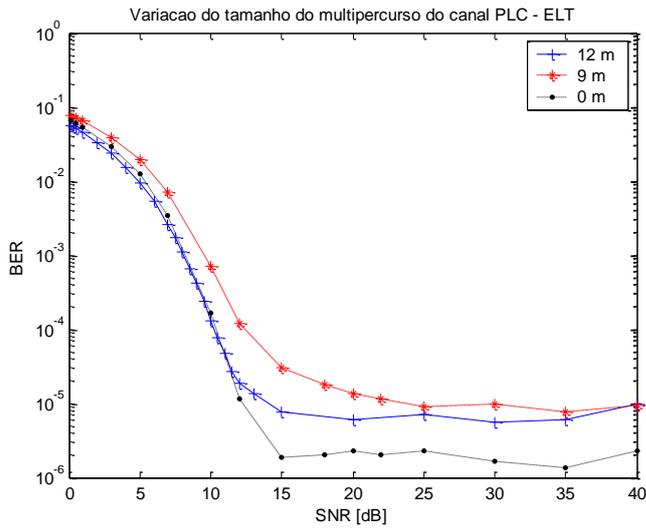
(a)



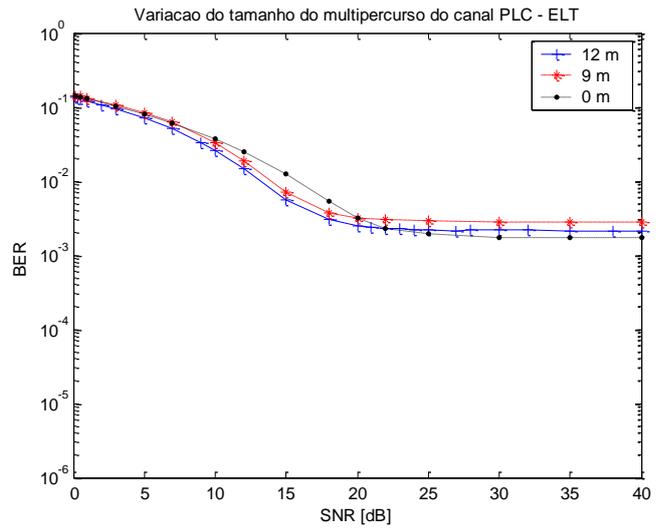
(b)

Figura 5.14 – BER  $\times$  SNR para o canal PLC variando o tamanho do seu multipercurso utilizando a técnica OFDM.

(a) 4-QAM; (b) 16-QAM.



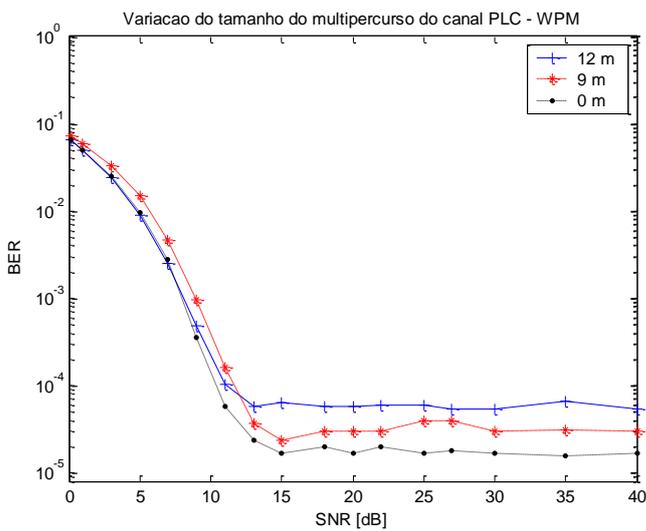
(a)



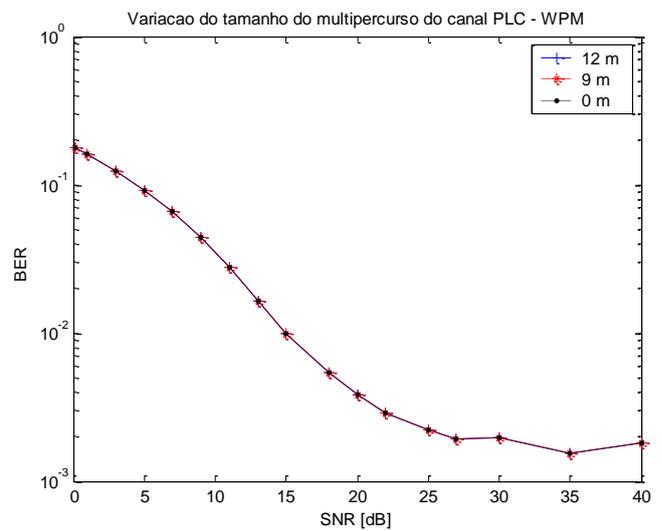
(b)

Figura 5.15 – BER  $\times$  SNR para o canal PLC variando o tamanho do seu multipercurso utilizando a técnica ELT.

(a) 4-QAM; (b) 16-QAM.



(a)



(b)

Figura 5.16 – BER  $\times$  SNR para o canal PLC variando o tamanho do seu multipercurso utilizando a técnica WPM.

(a) 4-QAM; (b) 16-QAM.

Para a modulação 4-QAM a diferença entre o canal PLC com multipercurso de 12 m e sem multipercurso foi pior por volta de 200 % para todos os casos. Já para a modulação 16-QAM pode-se considerar equivalente o desempenho da ELT e da WPM perante a variação do multipercurso. Para o OFDM existe um ganho em torno de 30% para o canal PLC sem multipercurso. Sob essa condição observa-se mais uma vez que para o canal PLC os ruídos impulsivos são a maior fonte de degradação do sinal transmitido.

#### 5.4.5 Variação do número de subportadoras para o OFDM

Aumentando-se o número de subportadoras pode-se chegar a um valor no qual a resposta espectral de cada subcanal seja aproximadamente plana, elevando a eficiência do sistema<sup>6</sup>. Com base nisto, foi realizado uma simulação para a técnica OFDM com 1024 subportadoras em função do canal PLC ser mais ruidoso que o canal ADSL. Os resultados comparando o uso de 64 ou 1024 subportadoras são mostrados nas Figuras 5.17 e 5.18.

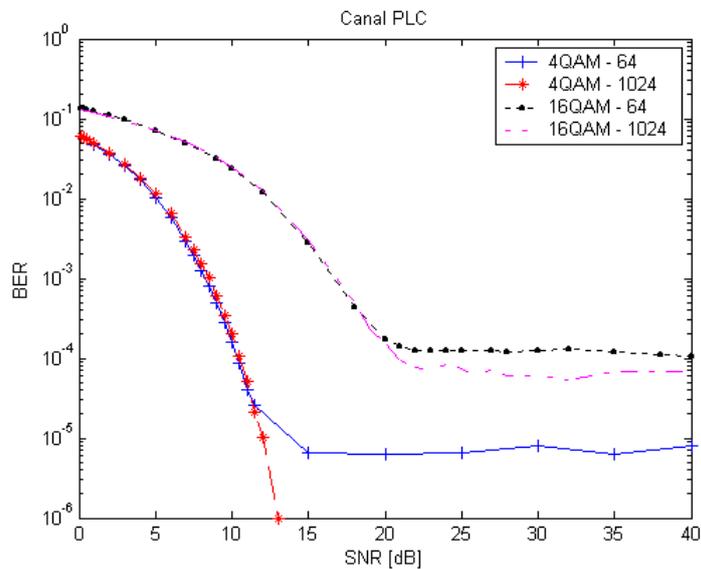


Figura 5.17 –BER × SNR para ao canal PLC utilizando a técnica OFDM com 64 e 1024 subportadoras.

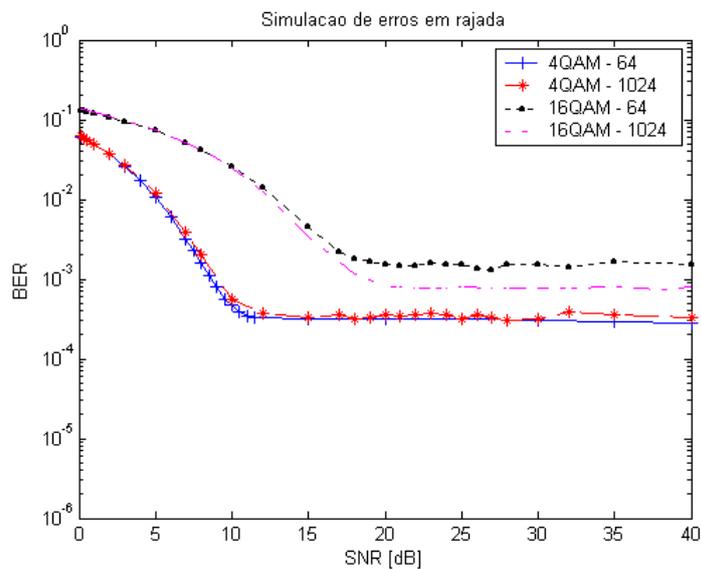


Figura 5.18 – BER × SNR simulando erro em rajadas utilizando a técnica OFDM com 64 e 1024 subportadoras.

Pela Figura 5.17 observa-se que na situação com maior número de subportadoras para a modulação 4-QAM o resultado pode ser considerado equivalente a um canal AWGN. Nesta situação o aumento do número de subportadoras proposto foi suficiente para conseguir vencer os ruídos impulsivos simulados. Para o caso utilizando a modulação 16-

<sup>6</sup> Para a aplicação ADSL utiliza-se 512 subportadoras [2].

QAM o ganho utilizando 1024 subportadoras não é tão evidente, contudo não pode ser considerado ruim em se tratando de um aumento de desempenho em torno de 50 %.

Na situação em que se considera os erros em rajada de alta potência, Figura 5.18, o resultado foi equivalente para 64 e 1024 subportadoras quando empregado o 4-QAM. Para a modulação 16-QAM o ganho foi de aproximadamente 100% utilizando 1024 subportadoras em relação a 64 subportadoras.

No entanto, para ambos os casos descritos (Figuras 5.17 e 5.18), mesmo com o aumento do número de subportadoras a taxa de erro está muito alta para o valor de taxa de transmissão requerido (ordem de alguns Mbps) com exceção da modulação 4-QAM através do canal PLC. A solução para os outros casos é o uso em conjunto com aumento do número de subportadoras um eficiente código corretor de erros (maiores detalhes ver item 5.5).

## 5.5 Comentários

Neste trabalho optou-se por uma abordagem generalista das técnicas de transmissão via múltiplas portadoras utilizando a teoria de banco de filtros, mais precisamente via TMUX, para encontrar o melhor padrão para a solução PLC.

A escolha das técnicas estudadas foram baseadas nos principais trabalhos publicados nesta área. Além do OFDM, que é o padrão adotado nas aplicações atuais onde envolvem transmissão via multiportadoras, foi escolhido a DWMT e a WPM por satisfazerem as condições impostas inicialmente como reconstrução perfeita, transformada rápida e ortogonalidade.

Os primeiros trabalhos publicados por volta de 1994, mostraram que as novas técnicas propostas são perfeitamente aplicáveis em modulação digital como é o caso da DWMT [54][85] e da WPM [50][86-88]. Posteriormente, procurou-se mostrar a comparação das técnicas somente sob o ponto de vista da teoria de banco de filtros [55-56][90-91].

A partir disto, surgiram muitos trabalhos comparando o desempenho do OFDM em relação a DWMT, CMFB e WPM aplicados a algum tipo de canal de transmissão. A maioria destes trabalhos aponta a técnica alternativa como melhor solução que o OFDM, baseando-se para isto, geralmente, em pontos específicos. Em nenhum trabalho é considerado uma abordagem completa como a utilizada nesta dissertação de Mestrado, que avalia os pontos fortes e fracos de cada técnica em comparação a complexidade computacional.

Citando exemplos: Sun e Lun [91] afirmam que a DWMT via ELT é melhor que o OFDM para a aplicação PLC (o canal PLC utilizado na simulação foi um filtro FIR de ordem 6). Os autores comparam a DWMT utilizando uma equalização adaptativa com algoritmo de alta complexidade em relação ao OFDM sem nenhum tipo de melhoria. Nesta situação, realmente a DWMT é a melhor técnica, porém sem o uso do algoritmo de equalização o OFDM apresenta resultado muito melhor. Em nenhum momento foi abordado o tema custo computacional. Uma abordagem similar foi utilizada por Zhang e Bi [92] utilizando a WPM ao invés da DWMT. Neste trabalho chega-se a conclusão de que a WPM possui melhor desempenho do que o OFDM, porém é empregado na WPM um algoritmo de equalização adaptativa como em [91] e também não é abordado a complexidade da realização da WPM.

Isto acontece com outros trabalhos, onde as técnicas são comparadas em escalas diferentes e assim consegue-se obter um melhor resultado para a técnica proposta em relação ao OFDM. Além disso, os critérios utilizados são sempre aqueles onde as referidas técnicas são superiores ao OFDM como é o caso da ICI. No critério complexidade computacional, quando mencionado, é dito que pertencem a mesma ordem. Isto é verdade, todos os sistemas são

implementados na mesma ordem  $M \log_2 M$  (onde  $M$  é o número de subportadoras) sob o ponto de vista da métrica computacional. Contudo, dois algoritmos digitais podem ter mesma ordem de complexidade e, mesmo assim, um pode ser mais custoso do que o outro acima de 20 vezes. Este é o caso de se comparar a WPM utilizando a base db10 (Daubechies 10) em relação ao OFDM. Esta diferença é extremamente importante devido à escolha do hardware a ser utilizado. Por isso o custo computacional deve ter um peso importante na conclusão de qual técnica é a melhor para a aplicação requerida. Entre esses trabalhos destaca-se para a utilização do CMFB (com e sem a propriedade de reconstrução perfeita – PR) [84][95][97-99] e para a WPM [92-94].

Em relação ao CMFB, existe a possibilidade de se utilizar ou não a propriedade PR. Com o uso de PR os filtros são paraunitários ou seja, ortogonais, e possuem baixa sobreposição espectral entre os canais adjacentes. Consequentemente trabalha-se com filtros de menor tamanho (menor atenuação na banda de rejeição) e com isso estes possuem menor complexidade computacional. Nos tipos pseudo QMF (sem PR) ocorre uma grande sobreposição espectral entre os canais adjacentes obrigando a necessidade de uma alta atenuação na banda de rejeição para minimização da ICI. Portanto, os filtros são de maior tamanho e maior custo computacional. Para um fator de sobreposição até 6 (tamanho de cada filtro é 6 vezes maior que o número de canais) existe um método de projeto de filtro menos complexo para os tipo pseudo QMF em relação aos com PR [60][99]. Contudo, nesta situação os sistemas pseudo QMF apresentam um desempenho mais baixo em relação ao OFDM [99]. Nesse caso, a solução é utilizar um alto fator de sobreposição ( $>10$ ). Para isto, é necessário o emprego de métodos de otimização não-linear para projeto do filtro protótipo, como os métodos descritos em [97-98]. Nestes trabalhos consegue-se chegar a filtros protótipos com fator de sobreposição até 16 e mais de 100 dB na banda de rejeição. Nesta situação, a complexidade computacional fica no mínimo  $(N+1+M \log_2 M)$  multiplicações e  $(N+M \log_2 M)$  adições usando a realização conforme Figura A1.27 (ver Apêndice A). Para este tipo de implementação em hardware é necessário a utilização de um chip extra, por exemplo um FPGA (*Field Programmable Gate Array*) ou mesmo um chip ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*), com a única função de realizar a convolução de  $M$  símbolos reais ou  $M/2$  símbolos complexos com os  $M$  filtros de tamanho  $N=KM$  ( $x(n)*h(n)$ ), onde  $K$  é o fator de sobreposição. Isto acarreta em maior custo de fabricação e projeto. No caso da utilização de um único chip, como um processador DSP, seriam necessários  $(M(N+1)+M \log_2 M)$  multiplicações e  $(NM+M \log_2 M)$  adições, que torna esta opção descartada de início.

Neste trabalho são comparadas as técnicas em igualdade de escala adotando a futura implementação em hardware via único processador. Assim, descartou-se a técnica pseudo QMF em virtude de não compensar em ganho de desempenho ao preço pago pelo alto custo computacional.

Ficou comprovado pelos resultados mostrados nas Figuras 4.8 a 4.11 que é necessário o uso de algoritmo de equalização para combater a ISI quando se utiliza a DWMT ou a WPM, principalmente para modulações de maior carregamento (16-QAM). Isto já era esperado como mostrado em alguns trabalhos. Em [99] demonstra-se que algoritmos simples de equalização resultam em ganho significativo de desempenho para o OFDM, enquanto para os outros sistemas MCM são necessários algoritmos complexos de equalização [91-92], [96], [100] demandando ainda mais capacidade de hardware.

A escolha do número de subportadoras para comparação das técnicas MCM abordadas ficou condicionada ao máximo tamanho que o método de otimização não-linear da ELT converge, que é de 64 [101]. Para um número maior de subportadoras ( $M > 64$ ) a realização da ELT deve ser feita como descrita para os sistemas CMFB pseudo QMF ou seja, com o emprego de convolução pois não é garantida a ortogonalidade entre os filtros, e assim foi descartada pelos mesmos motivos descritos acima.

Em virtude dos pontos expostos anteriormente, o OFDM apresenta a melhor relação desempenho  $\times$  custo computacional para a aplicação PLC. Uma ótima solução é realizar uma variação do padrão DMT (*Discrete Multitone*)

com um aumento do número de subportadoras até a capacidade de processamento do processador adotado para combate dos ruídos impulsivos característicos da rede elétrica.

O DMT é na verdade um nome dado ao padrão adotado para o ADSL para o não pagamento de royalties, uma vez que o OFDM é patenteado. Quando se utiliza um código corretor de erros no OFDM (os mais utilizados são o CRC – *Cyclic Redundancy Check* em conjunto com o *Reed-Solomon*) este passa a chamar-se COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [113]. O DMT é um melhoramento do COFDM onde se utiliza um algoritmo para variar o carregamento em cada subportadora de acordo com a SNR do canal de transmissão em intervalos regulares [6]. Esta solução elimina a necessidade de equalização no receptor em alguns casos.

Um fator que não foi apresentado anteriormente em virtude de não considerar logo de início uma vantagem para o OFDM na comparação das técnicas, mas que tem um peso relativo para escolha desta é o alto número de trabalhos envolvidos sobre este assunto, além das soluções já adotadas em algumas aplicações (DAB, DVB, xDSL). Consequentemente existe um grande número de pessoas com bom nível de conhecimento do OFDM. Os vários estudos já realizados no OFDM conseguiram solucionar os pontos fracos da técnica: sincronização (perda de ortogonalidade) e ruído de fase [102–108], alta razão entre valor de pico e valor médio da potência do sinal (problemas de saturação no amplificador) [109–112]. Para as outras técnicas apresentadas nesta dissertação não existem trabalhos relacionados diretamente ao melhor algoritmo de sincronização e a escolha do amplificador.

Uma solução para combate aos ruídos impulsivos da rede elétrica, maior fonte de geração de erros, é o uso de acopladores na parte da rede onde estão ligadas as cargas do sistema de potência (motores, fontes de potência de alto valor, inversores de frequência, etc.). Contudo, esta solução deve ser estudada previamente para verificar a sua viabilidade financeira.

Uma sugestão de implementação em hardware do OFDM é proposto no Apêndice G.

## **6. CONCLUSÃO**

Neste trabalho foram estudados três tipos de sistemas MCM ortogonais: OFDM, DWMT realização via ELT e WPM aplicados a solução PLC. Foram descritas as principais características de cada sistema e posteriormente mostrou-se o desempenho individual quanto a: resposta em frequência, espalhamento no tempo e frequência, complexidade computacional e curva taxa de erro de bit em função da SNR para um canal PLC. O canal utilizado apresenta multipercurso adicionado de ruídos impulsivos e interferências de frequências vizinhas.

Os resultados mostraram que o OFDM foi a melhor solução para sistemas PLC perante a modulação via DWMT (ELT) e a WPM, quando se observa a relação desempenho  $\times$  custo computacional.

Isto ocorreu devido ao multipercurso existente no canal PLC empregado, que gera uma ISI com muito mais potência que a ICI. Como o OFDM possui uma maior robustez no desvio de tempo em relação as outras técnicas devido ao ciclo prefixo e ao menor espalhamento no tempo (ver item 5.3.2), daí o seu melhor desempenho para o canal PLC. Outro fator muito importante foi a complexidade computacional, uma vez que o OFDM é pelo menos 63% menos custoso que as outras técnicas.

O caso de perda da ortogonalidade no OFDM pode ser combatido através do uso de um bom algoritmo de sincronização. Um outro ponto fraco do OFDM é o alto valor da razão da potência máxima do sinal pela potência média deste, pois quando o sinal a ser transmitido passa por um estágio de amplificação, é gerado uma alta distorção devido a não-linearidade do amplificador. Este problema é resolvido através do uso de amplificadores especiais [4] [109-112].

Assim, a técnica OFDM com todas as suas melhorias já descritas na literatura especializada tais como o uso de códigos corretores de erros e variação de carregamento nas subportadoras, apresenta-se como a melhor técnica para uso na solução PLC, dentre as técnicas avaliadas.

## 6.1 Sugestões de Trabalhos Futuros

Para a continuação do trabalho, no caso da aplicação PLC, é sugerido a implementação em Matlab de um sistema OFDM completo incluindo algoritmos de códigos detectores de erro, variação de carregamento nas subportadoras e sincronização. Posteriormente, deve ser realizada a medida da métrica computacional de cada bloco. Assim, é possível saber qual o melhor desenho de hardware para uma futura implementação.

Como sugestão de extensão dos resultados obtidos é a aplicação das técnicas estudadas em um outro tipo de canal de transmissão, como o caso de *wireless* simulando o efeito *Doppler*. Neste caso a ICI é muito maior que no canal PLC e assim pode acontecer do OFDM não ser a melhor técnica para esta aplicação. Este tipo de estudo é muito importante em vista das novas tecnologias tais como *Wi-Fi* e da expectativa do Brasil implementar seu sistema de TV digital, que certamente empregará alguma técnica multiportadora, devido às particularidades do meio de comunicação ser sem fio.

## REFERÊNCIAS

- [1] Klaus Dostert, “**Powerline Communications**”, Prentice Hall PTR, Krikenbach – Alemanha, Dezembro – 2000.
- [2] ANSI / T1E1.4/94-007, “**ASYMMETRIC Digital Subscriber Line (ADSL) Metallic Interface**”, 1994.
- [3] ABB, “**MV and LV powerline communications: new proposed IEC standards**”, IEEE.
- [4] Phillip, Eric. “**Adaptive Techniques for Multiuser OFDM**”, Tese de Doutorado, James Cook University, Austrália, Dezembro – 2001.
- [5] Amitava Dutta-Roy, “**Networks for homes**”, IEEE Spectrum, Vol.: 36, Nº: 12, pp.: 26 – 33, Dezembro – 1999.
- [6] A. Pandharipande, “**Principles of OFDM**”, IEEE Potentials, pp.: 16 – 19, Abril/Maio – 2002.
- [7] D. Raphaeli, E. Bassin, “**A comparison between OFDM, single carrier, and spread spectrum for high data rate PLC**”, International Symposium on Power-line Communications and its Applications (ISPLC'99), Março / Abril – 1999, Lancaster – Inglaterra.
- [8] George Jee, R. Rao, Y. Cern, “**Demonstration of the technical viability of PLC systems on medium and low voltage lines in the United States**”, IEEE Communications Magazine, Maio – 2003.
- [9] R. Holtz et al., “**Guide to Home Networks**”, <http://www.cea.org/networkguide>.
- [10] Bill Rose, “**Home Networks: A Standards Perspective**”, IEEE Communications Magazine, Volume: 39, Issue: 12 , pp.: 78 – 85, Dezembro – 2001.
- [11] **IEEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer Specifications (PHY)**, IEEE Std. 802.11, Junho – 1997.
- [12] **IEEE Standard for a High Performance Serial Bus**, IEEE Std. 1394-1995, Agosto – 1996.
- [13] P. Bisaglia, R. Castle, Simon H. Baynham, “**Channel Modeling and System Performance for HomePNA 2.0**”, IEEE in Journal on Selected Areas Communications, Volume: 20, Issue: 5, pp.: 913 – 922, Junho – 2002.
- [14] **Interface specification for HomePNA 2.0**, 10M8 technology 2.0.7. to members of HomePNA. <http://www.homepna.org>.
- [15] <http://www.homecna.org>.
- [16] <http://www.homeplug.org>.
- [17] P. Vuckovic, Miroslav L. Dukie, “**Ofdm as a possible modulation technique for power line communication**”, VII Telekomunikacioni Forum Telfor'2000, Beograd, 2000.
- [18] Mirko M. Obradovic, F. N. Pavliodou, Danilo M. Obradovic, “**Power line communication based on ofdm**”, Telekomukacione mrze.

- [19] Hensen, C., **“Data transmission applications via low voltage power lines using OFDM technique”**, Proceedings of IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Vol.: 1 , pp: 210 – 214, Setembro – 1998.
- [20] Tanaka, M., **“High frequency noise power spectrum, impedance and transmission loss of power line in Japan on intrabuilding power line communications”**, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.: 34 , Issue: 2 , pp: 321 – 326, Maio – 1998.
- [21] Ferreira, H. C.; Grove, H. M.; Hooijen, O.; Han Vinck, A. J., **“Power line communications: an overview”**, IEEE AFRICON 4th, Vol.: 2 , pp: 558 – 563, Setembro – 1996.
- [22] IEEE Standard 519-1992, **“Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems”**, IEEE, New York, 1993.
- [23] D. L. Waring, K. Kerpez, S. Galli, S. G. Ungar, **“Home Networks And Internet Appliances Shape Service Provider Access Architectures”**, XIIIth International Symposium on Services and Local access (ISSLS), Stockholm, Sweden, 18–23 Junho, 2000.
- [24] Kwasniok, P .J.; Bui, M. D.; Kozlowski, A. J.; Stanislaw, S. S, **“Technique for measurement of powerline impedances in the frequency range from 500 kHz to 500 MHz”**, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.: 35, Issue: 1, pp: 87 – 90, Fevereiro – 1993.
- [25] **IEEE standard procedures for measurement of power frequency electric and magnetic fields from AC power lines**, ANSI/IEEE Std 644-1987, Março – 1987.
- [26] Lu, Q.; Kwok, D. P.; Tong, S.B.; Yang, S. Y., **“A DFT-based approach for precise tuning of a band-pass filter for the extraction of control signals from power lines”**, Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, 1992 ('Power Electronics and Motion Control'), Vol.:1, pp: 530 – 535, 9-13 Novembro – 1992.
- [27] **IEEE standard procedure for measuring conducted emissions in the range of 300 kHz to 25 MHz from television and FM broadcast receivers to power lines**, ANSI/IEEE Std 213-1987 , 31 Agosto – 1988.
- [28] Millanta, L. M.; Forti, M.M.; Maci, S. S., **“A broad-band network for power-line disturbance voltage measurements”**, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.: 30, Issue: 3, pp: 351 – 357, Agosto – 1988.

- [29] Misakian, M., **“Measurement of electrical parameters near AC and DC power lines”**, 5th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC-88), pp: 114, 20–22 Abril – 1988.
- [30] Bellanger, M. G.; Froment, S.; Rousseau, M.; Moreau, P., **“Sinusoidal impulse attenuation in a PLC multicarrier receiver”**, IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2002 (ICASSP '02), Vol.: 4, pp: IV-3760 – IV-3763, Maio – 2002.
- [31] Kim, C. J.; Chouikha, M. F., **“Attenuation characteristics of high rate home-networking PLC signals”**, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 17, Issue: 4, pp: 945 – 950, Outubro – 2002.
- [32] Durbak, D. W.; Stewart, J. R., **“PLC signal attenuation in branched networks”**, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 5, Issue: 2, pp: 878 – 883, Abril – 1990.
- [33] Tanaka, M., **“Transmission characteristics of a power line used for data communications at high frequencies”**, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.: 35, Issue: 1, pp: 37 – 42, Fevereiro – 1989.
- [34] Zimmermann, M.; Dostert, K., **“A multipath model for the powerline channel”**, IEEE Transactions on Communications, Vol.: 50, Issue: 4, pp: 553 – 559, Abril – 2002.
- [35] Hooijen, O. G., **“A channel model for the residential power circuit used as a digital communications medium”**, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.: 40, Issue: 4, pp: 331 – 336, Novembro – 1998.
- [36] F. J. Canete, Luis Diez, J. A. Cortes, J. T. Entrambasaguas, **“Broadband modelling of indoor power-line channels”**, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.: 48, Issue: 1, pp: 175 – 183, Fevereiro – 2002.
- [37] Youbing Zhang; Shijie Cheng; Haibo He; Lan Xiong; Nguimbis, J., **“Modeling of low voltage power network used as high frequency communication channel based on experimental results in china”**, IEEE International Conference on Power System Technology, 2002 (PowerCon 2002), Vol.: 2, pp: 1280 – 1284, Outubro – 2002.
- [38] Canete, F. J.; Cortes, J. A.; Diez, L.; Entrambasaguas, J. T., **“Modeling and evaluation of the indoor power line transmission medium”**, IEEE Communications Magazine, Vol.: 41, Issue: 4, pp: 41 – 47, Abril – 2003.
- [39] Mousa, A. M.; Srivastava, K. D., **“Modelling of power lines in lightning incidence calculations”**, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 5, Issue: 1, pp: 303 – 310, Janeiro – 1990.
- [40] Tang, L. T.; So, P. L.; Gunawan, E.; Chen, S.; Lie, T. T.; Guan, Y. L., **“Characterization and modeling of in-building power lines for high-speed data transmission”**, International Conference on Power System Technology, 2000 (PowerCon 2000), Vol.: 1, pp: 445 – 450, 4-7 Dezembro – 2000.
- [41] Arafiles, V. P.; Valdez, I., **“Power line noise effects and new radio noise models”**, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp: 51 – 52, 9-13 Agosto – 1993.

- [42] M. Zimmermann, K. Dostert, "[An Analysis of the Broadband Noise Scenario in Powerline Networks](#)", Proceedings of the 4th International Symposium on Powerline Communications and its Applications, pp: 131 – 138, Limerick – Irlanda, Abril – 2000.
- [43] Zimmermann, M.; Dostert, K., "**Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications**", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.: 44, Issue: 1, pp: 249 – 258, Fevereiro – 2002.
- [44] <http://www.aneel.gov.br>.
- [45] Marubayashi and S. Tachikawa, "**Spread Spectrum Transmission on Residential Power Line**", IEEE Conference on Spread-Spectrum Techniques, pp: 1082 – 1086, Janeiro – 1996.
- [46] Nguimbis, J.; Shijie Cheng; Youbing Zhang; Haibo He; Lan Xiong, "**On the design of a broadband low impedance load mitigating coupling unit for efficiency OFDM signal power transfer maximization through the PLC network**", International Conference on Power System Technology (PowerCon 2002), Vol.: 2, pp: 1316 – 1321, 13-17 Outubro – 2002.
- [47] Lim, C.K.; So, P.L.; Gunawan, E.; Chen, S.; Lie, T.T.; Guan, Y.L., "**Development of a test bed for high-speed power line communications**", International Conference on Power System Technology (PowerCon 2000), Vol.: 1, pp: 451 – 456, 4-7 Dezembro – 2000.
- [48] J. A. Malack and J. R. Engstrom, "**RF Impedance of United States and European Power Lines**", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.: 1, pp: 36 – 38, Fevereiro – 1976.
- [49] R. M Vines, H. J Trussel, L. J Gale and J. B O'Neal, "**Noise on residential power distribution circuits**", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.: 1, pp: 6 – 12, Fevereiro – 1995.
- [50] G. W. Wornell, "**Emerging Applications of Multirate Signal Processing and Wavelets in Digital Communications**", Proceedings of the IEEE, Vol.: 84, Issue: 4, pp.: 586 – 603, Abril – 1996.
- [51] C. E. Shannon, "**A mathematical theory of communication**", The Bell System Technical Journal, Vol.: 27, pp: 379 – 423, 623 – 656, Julho / Outubro – 1948.
- [52] J. A. C. Bingham, "**Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come**", IEEE Communications Magazine, Issue: 5, pp.: 5 – 14, Maio – 1990.
- [53] R. W. Chang, R. A. Gibby, "**A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing data Transmission Scheme**", IEEE Transactions on Communications Technology, Vol.: 16, Issue: 4, pp.: 529 – 540, Agosto – 1968.
- [54] S. D. Sandberg, M. A. Tzannes, "**Overlapped Discrete Multitone Modulation for High Speed Copper Wire Communications**", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.: 13, Issue: 9, pp.: 1571 – 1585, Dezembro – 1995.

- [55] M. A. Tzannes, M. C. Tzannes, J. proakis, P. N. Heller, “**DMT sustems, DWMT systems and digital filter banks**”, IEEE International Conference on Serving Humanity Through Communications, Vol.: 1, pp: 311 – 315, Maio – 1994.
- [56] A. k. Akansu, P. Duhamel, X. Lin, M. Couville, “**Orthogonal Transmultiplexers in Communication: A Review**”, IEEE Transaction on signal processing, Vol.: 46, Issue: 4, pp: 979 – 995, Abril – 1998.
- [57] N. J. Fliege, “**Multirate Digital Signal Processing**”, John Wiley & Sons, Universidade de Tecnologia de Hamburgo – Alemanha, 2000.
- [58] M. Bellanger, J. Daguët, “**TDM-FDM Transmultiplexer: Digital Polyphase and FFT**”, IEEE Transactions on Communications, Vol.: 22, Issue: 9, pp. 1199 – 1205, Setembro – 1974.
- [59] M. Vetterli, “**Perfect Transmultiplexers**”, IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing (ICASSP), pp: 2567 – 2570, Tokio – Japão, Abril – 1986.
- [60] P. P. Vaidyanathan, “**Multirate systems and Filter Banks**”, EnglewoodCliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [61] P. Bello, “**Selective fading limitations of the KATHRYN modem and some system design considerations**”, IEEE Transactions on Communications Technology, Vol.: 13, pp: 320 – 333, Setembro – 1965.
- [62] M. Zimmermann, A. Kirsch, “**The AN/GSC-10/KATHRYN variable rate data modem for HF radio**”, IEEE Transactions on Communications Technology, Vol.: 15, pp: 197 – 205, Abril – 1967.
- [63] E. Powers, M. Zimmermann, “**A digital implementation of a multichannel data modem**”, Procedure of the IEEE in International Conference on Communication, Philadelphia – USA, 1968.
- [64] B. Saltzberg, “**Performance of an efficient parallel data transmission system**”, IEEE Transactions on Communications Technology, Vol.: 15, Issue: 6, pp: 805 – 813, Dezembro – 1967.
- [65] S. Weinstein, P. Ebert, “**Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform**”, IEEE Transactions on Communications Technology, Vol.: 19, Issue: 5, pp: 628 – 634, Outubro – 1971.
- [66] B. Hirosaki, “**An alalysis of automatic equalizers for orthogonally multiplexed QAM systems**”, IEEE Transactions on Communications Technology, Vol.: 28, p: 73 – 83, Janeiro – 1980.
- [67] A. Peled, A. Ruiz, “**Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms**”, Procedure of IEEE in the International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP’80, Vol.: 3, pp: 964 – 967, Denver – USA, Abril – 1980.
- [68] B. Hirosaki, “**An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete fourier transform**”, IEEE Transactions on Communications Technology, Vol.: 29, pp: 983 – 989, Julho – 1981.
- [69] L. Cimini, “**Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing**”, IEEE Transactions on Communications Technology, Vol.: 33, pp: 665 – 675, Julho – 1985.

[70] I. Kalet, **“The multitone channel”**, IEEE Transactions on Communications Technology, Vol.: 37, pp: 119 – 124, Fevereiro – 1989.

[71] L. Hanzo, W. Webb, T. S  ller, **“Single and multi-carrier quadrature amplitude modulation”**, Wiley Press, 1998.

[72] Ernesto L. Pinto, Cl  udio P. Albuquerque, **“A t  cnica de transmiss  o OFDM”**, Revista Cient  fica Peri  dicos – Telecomunica  es, Vol.: 05, N  : 1, Junho – 2002.

[73] S. Mallat, **“A wavelet tour of signal processing”**, Academic Press, Paris – Fran  a, 1997.

[74] J. H. Rothweiler, **“Polyphase quadrature filters, a new subband coding technique”**, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP’83, Vol.: 8, pp: 1280 – 1283, Boston – USA, Abril – 1983.

[75] P. L. Chu, **“Quadrature mirror filter design for an arbitrary number of equal bandwidth channels”**, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol.: 33, Issue: 1, pp: 203 – 218, Fevereiro – 1985.

[76] J. Masson, Z. Picel, **“Flexible design of computationally efficient nearly perfect QMF filter banks”**, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP’85, Vol. 10, pp: 541 – 544, Fevereiro – 1985.

[77] R. V. Cox, **“The design of uniformly and nonuniformly spaced pseudo QMF”**, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol.: 34, pp: 1090 – 1096, Outubro – 1986.

[78] H. S. Malvar, **“Signal Processing with Lapped Transforms”**, ArtechHouse, Boston – USA, 1992.

[79] H. S. Malvar, **“Extended lapped transforms: properties, applications, and fast algorithms”**, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol.: 40, Issue: 11, pp: 2703 – 2714, Novembro – 1992.

[80] H. S. Malvar, **“Extended lapped transforms: fast algorithms and applications”**, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP’91, Vol.: 3, pp: 1797 – 1800, Abril – 1991.

[81] R. D. Koilpillai, P. P. Vaidyanathan, **“Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction”**, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.: 40, pp: 770 – 783, Abril – 1992.

[82] H. S. Malvar, **“Modulated QMF filter banks with perfect reconstruction”**, IEEE Electronics Letters, Vol.: 26, Issue: 13, pp: 906 – 907, Junho – 1990.

[83] Ricardo L. Queiroz, **“On lapped transforms”**, Tese de Doutorado, Universidade de Arlington, Texas – USA, 1994.

[84] M. Ohm, R. Schur, J. Speidel, **“Extended lapped transforms for digital multicarrier modulation”**, IEEE Transaction on Signal Processing, Vol.: , pp: 217 – 221, Abril – 2001.

[85] A. Akansu, X. Lin, “**A comparative performance evaluation of DMT (OFDM) and DWMT (DSBMT) based DSL communications systems for single and multitone interference**”, IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'98), pp: 3269 – 3272, 1998.

[86] W. Yang, G. Bi, T. S. Yum, “**A multirate wireless transmission system using wavelet packet modulation**”, IEEE 47<sup>th</sup> Vehicular Technology Conference, Vol.: 1, pp: 368 – 372, Maio – 1997.

[87] Alan R. Lindsey, “**Wavelet packet modulation for orthogonally multiplexed communication**”, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.: 45, Issue: 5, pp: 1336 – 1339, Maio – 1997.

[88] Alan R. Lindsey, J. C. Dill, “**Wavelet packet modulation: a generalized method for for orthogonally multiplexed communications**”, IEEE Proceedings of the Twenty-Seventh Southeastern Symposium on System Theory, pp: 392 – 396, 12-14 Março – 1995.

[89] W. Kozek, G. Pfander, J. Ungermann, G. Zimmermann, “**A comparison of various MCM schemes**”, 5<sup>th</sup> Workshop Internacional de OFDM, pp: 201 – 205, Hamburgo – Alemanha, 2000.

[90] N. Neurohr, M. Schilpp, “**Comparison of transmultiplexers for multicarrier modulation**”, IEEE 40<sup>th</sup> International Conference on Signal Processing (ICSP'98), pp: 35 – 38, 1998.

[91] M. C. Sun, Daniel P. k. Lun, “**Power-line communications using DWMT modulation**”, IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2002), Vol.: 4, pp: IV-493 – IV-496, 26-29 Maio – 2002.

[92] X. zhang, G. Bi, “**OFDM scheme based on complex orthogonal wavelet packet**”, 12<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Vol.: 2, pp.: 99 – 104, Setembro / Outubro – 2001.

[93] B. G. Negash, H. Nikookar, “**Wavelet based OFDM for wirelles channels**”, IEEE 53rd Vehicular Technology Conference, Vol.: 1, pp: 688 – 691, 6-9 Maio – 2001.

[94] B. G. Negash, H. Nikookar, “**Wavelet-based multicarrier transmission over multipath wireless channels**”, IEEE Eletronics Letters, Vol.: 36, Issue: 21, pp: 1787 – 1788, Outubro – 2000.

[95] S. G. Kang, E. K. Joo, “**Design of OFDM system with reduced spectral overlap**”, IEEE Internatinal Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS'99), pp: 227 – 230, Phuket – Tailândia, Dezembro – 1999.

[96] R. W. Lowdermilk, F. Harris, “**Design and performance of fading insensitive orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) using polyphase filtering techniques**”, IEEE Conference Record of the Thirtieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Vol.: 1, pp.: 674 – 678, Novembro – 1996.

[97] P. Martin, F. C. Roldan, F. L. Ferreras, M. U. Manso, “**Distortion analysis in a new transmultiplexer for xDSL applications**”, IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '01), Vol.: 1, pp.: 227 – 230, Novembro – 2001.

[98] T. Saramaki, R. Bregovic, “**An efficient approach for design nearly perfect-reconstruction cosine-modulated and modified DFT filter banks**”, IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '01), Vol.: 6, pp.: 3617 – 3620, Maio – 2001.

[99] Rizos, A. D.; Proakis, J. G.; Nguyen, T. Q.; “**Comparison of DFT and cosine modulated filter banks in multicarrier modulation**”, IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '94), Vol.: 2, pp: 687 – 691, Novembro / Dezembro – 1994.

[100] A. Viholainen, J. Alhava, M. Renfors, “**Implementation of parallel cosine and sine modulated filter banks for equalized transmultiplexers systems**”, IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '01), Vol.: 6, pp.: 3625 – 3628, Maio – 2001.

[101] Henrique Malvar, Resposta por email pessoal, [malvar@microsoft.com](mailto:malvar@microsoft.com).

[102] J. Beek, M. Sandell, P. Borjesson, “**ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems**”, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.: 45, Issue: 7, pp: 1800 – 1805, Julho – 1997.

[103] P. Moose, “**A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction**”, IEEE Transactions on Communications, Vol.: 42, Issue: 10, pp: 2908 – 2914, Outubro – 1994.

[104] Uwe Lambrette, Michael Speth, Heinrich Meyr, “**OFDM Burst Frequency Synchronisation by Single Carrier Training Data**”, IEEE Communication Letters, Vol.: 1, N°: 2, Março – 1997.

[105] Jean Armstrong, “**Analysis of New and Existing Methods of Reducing Intercarrier Interference Due to Carrier Frequency Offset in OFDM**”, IEEE Transactions on Communications, Vol.: 47, Issue: 3, pp.: 365 – 369, Março – 1999.

[106] Hui Liu Ufuk Tureli, “**A High-Efficiency Carrier Estimator for OFDM Communications**”, IEEE Communications Letters, Vol.: 2, N°: 4, pp: 104 – 106.

[107] Y. Wu, W. Y. Zou, “**Orthogonal frequency division multiplexing: a multi-carrier modulation scheme**”, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.: 41, N°: 3, pp: 392 – 399, Junho – 1995.

[108] Stefan Kaiser, “**OFDM code-division multiplexing in fading channels**”, IEEE Transactions on Communications, Vol.: 50, Issue: 8, pp: 1266 – 1273, Agosto – 2002.

[109] Minh T. Le, Louis Thibault, “**Performance Evaluation of COFDM for Digital Audio Broadcasting Part II: Effects of HPA Nonlinearities**”, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol.: 44, N°: 2, pp: 165 – 171, Junho – 1998.

[110] S. Merchán, A. García Armada, J. L. García, “**OFDM Performance in Amplifier Nonlinearity**”, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol.: 44, N°: 1, pp: 106 – 113, Março – 1998.

[111] Qun Shi, “**OFDM in Bandpass Nonlinearity**”, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 42, N°: 3, pp: 253 – 258, Agosto – 1996.

- [112] Hyun Woo Kang, Yong Soo Cho, Dae Hee Youn, **“On Compensating Nonlinear Distortions of an OFDM System Using an Efficient Adaptive Predistorter”**, IEEE Transactions on Communications, Vol.: 47, N°: 4, pp: 522 – 526, Abril – 1999.
- [113] W. Y. Zou, Wu Yiyan, **“COFDM: an overview”**, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol.: 41, Issue: 1, pp: 1 – 8, Março – 1995.
- [114] M. Schobinger, S. R. Meier, **“DSP-based signal processing for OFDM transmission”**, IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '01), Vol.: 2, pp: 1249 – 1252, Maio – 2001.
- [115] K. L. Leo, M. C. Cho, J. W. Lee, M. H. Sunwoo, S. K. Oh, **“Design of a high speed OFDM modem system for powerline communications”**, IEEE Workshop on Signal Processing Systems (SIPS '02), pp: 264 – 269, Outubro – 2002.
- [116] J. S. Chow, J. C. Tu, John M. Cioffi, **“A discrete multitone transceiver system for HDSL applications”**, IEEE Journal on Selected areas in Communications, Vol.: 8, N°:6, pp: 895 – 907, Agosto – 1991.
- [117] Rogério M. Carvalho, **“Princípio de Comunicações”**, Vitória – Brasil, 2000.
- [118] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schfer, **“Discrete-time signal processing”**, Prentice Hall, New Jersey – USA, 1989.
- [119] Andreas Antoniu, **“Digital Filters – analysis, design and applications”**, McGraw-Hill, 1993.
- [121] M. Bellenger, G. Bonnerot, M. Coudreuse, **“Digital filtering by polyphase network: application to sample rate alteration and filter banks”**, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol.: 24, pp: 109 – 114, Abril – 1976.
- [122] M. Vetterli, J. Kovacevic, **“Wavelets and subband coding”**, Prentice Hall – PTR, New Jersey – USA, 1995.
- [123] Henry Stank, John W. Woods, **“Probability and random processes with applications to signal processing”**, Prentice Hall, New Jersey – USA, 2002.

# APÊNDICE A

## FUNDAMENTOS DOS SISTEMAS MULTITAXAS

Neste apêndice será descrito de forma simplificada os fundamentos dos sistemas multitaxas que são um pré-requisito básico para compreensão da teoria de transmultiplexers (TMUX).

### 3 A1. OPERAÇÕES BÁSICAS DE MULTITAXAS

#### 4 A1.1 DECIMAÇÃO

O processo de decimação<sup>7</sup> constitui uma redução da taxa de amostragem do sinal discreto  $x(n)$  por um fator  $M$ , ou seja, a cada intervalo de tamanho  $M$ ,  $M-1$  amostras são desprezadas [57].

Como ilustrado na Figura A.1 percebe-se que o sinal de saída do decimador pode ser expresso por:

$$y(m) = x(m \cdot M), \quad (\text{A.1})$$

e sua transformada discreta pode ser expressa por [60]

$$Y(z) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} y(m) \cdot z^{-m} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(mM) \cdot z^{-m}. \quad (\text{A.2})$$

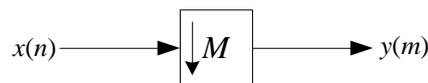


Figura A.1 – Representação de um decimador.

A Figura A.2 exemplifica a decimação de um sinal discreto  $x(n)$  por 4. O sinal de saída  $y(m)$  passa a ter um tempo entre amostras 4 vezes maior, ou seja a taxa de amostragem é reduzida por este fator. Percebe-se facilmente que a cada 4 amostras 3 são desprezadas.

---

<sup>7</sup> O processo de decimação também é chamado de *downsampler*, *subsampler*, *sampling rate compressor* ou *compressor*.

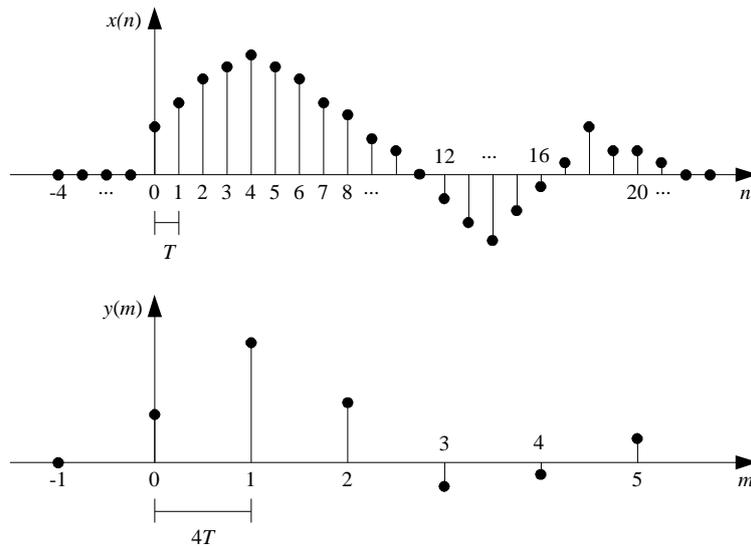


Figura A.2 – Demonstração da decimação do sinal  $x(n)$  por  $M = 4$ .

5

### • **ESPECTRO DO SINAL DECIMADO**

Uma pergunta muito freqüente é o que acontece com o espectro do sinal decimado? Esta resposta é obtida através da expressão do sinal decimado no domínio da freqüência a partir da equação (A.2) [60]. O espectro do sinal decimado é dado por

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(e^{j(\omega - 2\pi k/M)}), \quad (\text{A.3})$$

e a sua prova da equação pode ser vista em [118-119].

Assim, o espectro do sinal decimado pode ser obtido a partir de 3 passos:

- 1) A banda do sinal  $X(e^{j\omega})$  é aumentada em  $M$  vezes obtendo  $X(e^{j\omega/M})$ ;
- 2)  $M-1$  cópias do sinal do item 1 são criadas e deslocadas uniformemente em sucessão sobre  $2\pi$ ;
- 3) Os sinais dos itens 1 e 2 são somados e divididos por  $M$ .

É importante salientar que o sinal  $X(e^{j\omega/M})$  não possui periodicidade em  $2\pi$ , no entanto o sinal resultante do item 3 possui. A Figura A.3 exemplifica as etapas descritas acima.

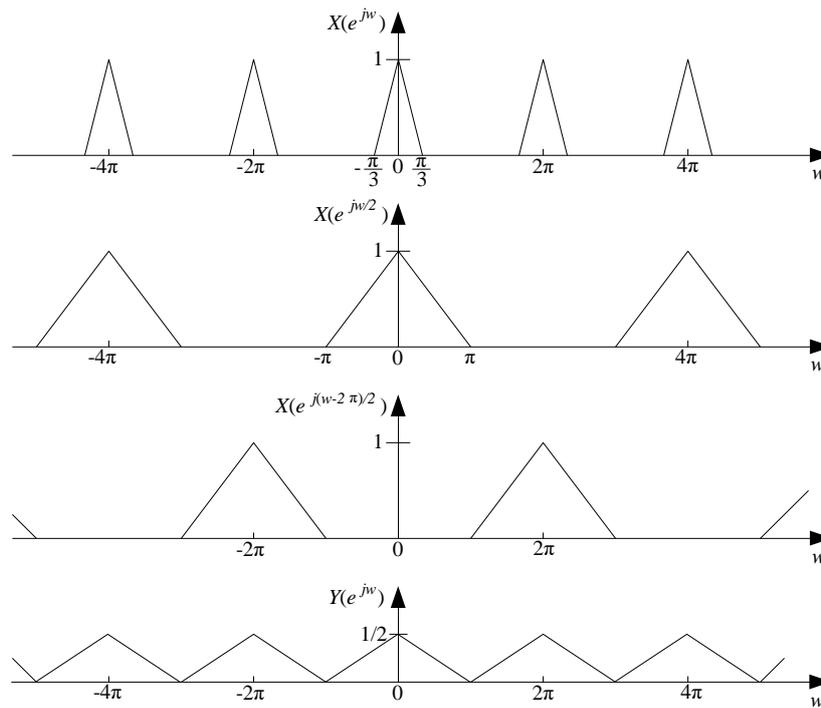


Figura A.3 – Exemplo do espectro do sinal decimado para  $M = 2$ .

Em virtude do aumento de banda, como resultado da decimação, é muito comum ocorrer uma sobreposição do espectro conhecido como *aliasing*. Uma vez ocorrido este processo é impossível recuperar o sinal  $x(n)$ . Para evitar o aparecimento do *aliasing* utiliza-se um filtro passa-baixa anterior ao decimador (pré-filtragem), com a finalidade de limitar a banda do sinal em  $\pi/M$  [57] [60].

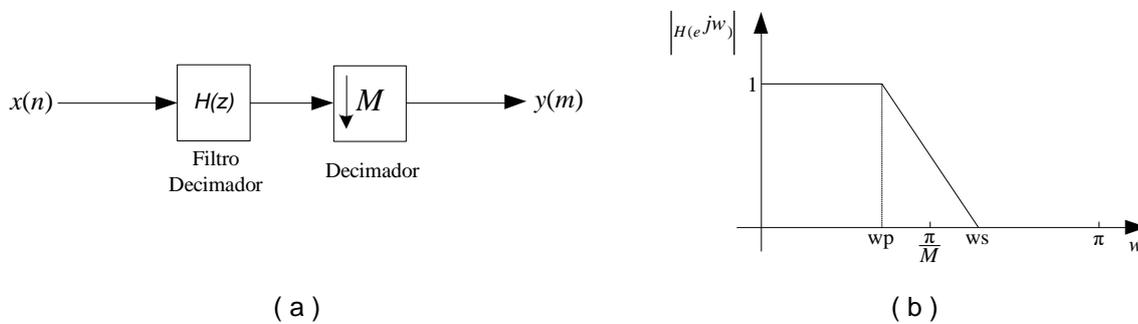


Figura A.4 – (a) Circuito completo da decimação; (b) Resposta típica do filtro decimador.

## A1.2 INTERPOLAÇÃO

O processo de interpolação<sup>8</sup> representada esquematicamente na Figura A.5 constitui um aumento da taxa de amostragem do sinal discreto  $x(n)$  por um fator  $L$ , ou seja,  $L-1$  amostras usualmente de valor zero são colocadas a cada par de amostras [57]. O sinal resultante  $y(m)$  é dado por:

$$y(m) = \begin{cases} x(n/L) & \text{para } n \text{ múltiplo inteiro de } L \\ 0 & \text{para outras situações.} \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

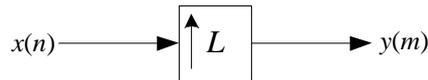


Figura A.5 – Representação de um interpolador.

A transformada Z da saída do interpolador é [60]

$$\begin{aligned} Y(z) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} y(m) \cdot z^{-m} = \sum_{n=\text{mul.de } L} y(m) \cdot z^{-m} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} y(kL) z^{-kL} \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) z^{-kL} = X(z^L). \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

A Figura A.6 exemplifica a interpolação de um sinal discreto  $x(n)$  por 4. O sinal de saída  $y(m)$  passa a ter um tempo entre amostras 4 vezes menor, ou seja a taxa de amostragem é aumentada por este fator. Percebe-se facilmente que a cada par de amostras 3 valores zeros são inseridos.

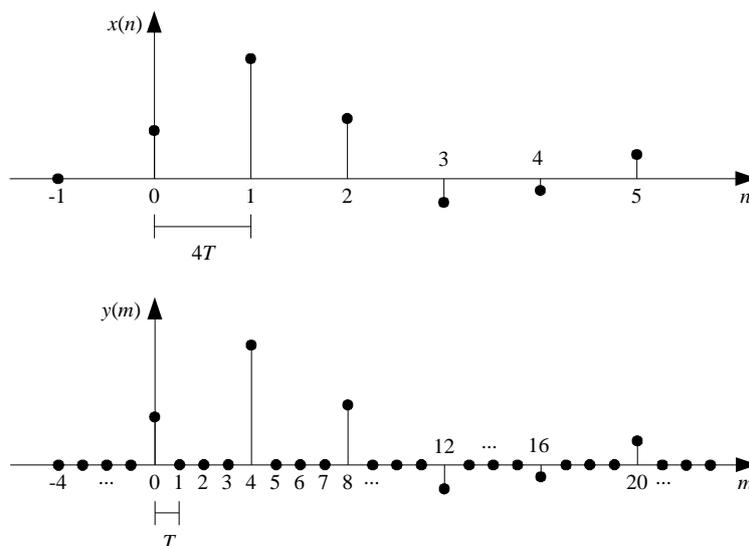


Figura A.6 – Demonstração da interpolação do sinal  $x(n)$  por  $L = 4$ .

<sup>8</sup> O processo de interpolação também é chamado de *upsampler*, *sampling rate expander* ou *expansão* [60].

## • ESPECTRO DO SINAL INTERPOLADO

Apesar da inserção de zeros no sinal resultante do processo da interpolação, a distribuição espectral não é alterada e sim a energia do sinal [57]. O único efeito no espectro do sinal é a redução da banda pelo fator  $L$  como pode ser observado na Figura A.7.

Outro fato importante é o fenômeno chamado de imagem espectral que é o aparecimento de  $L-1$  cópias idênticas do espectro do sinal interpolado [57].

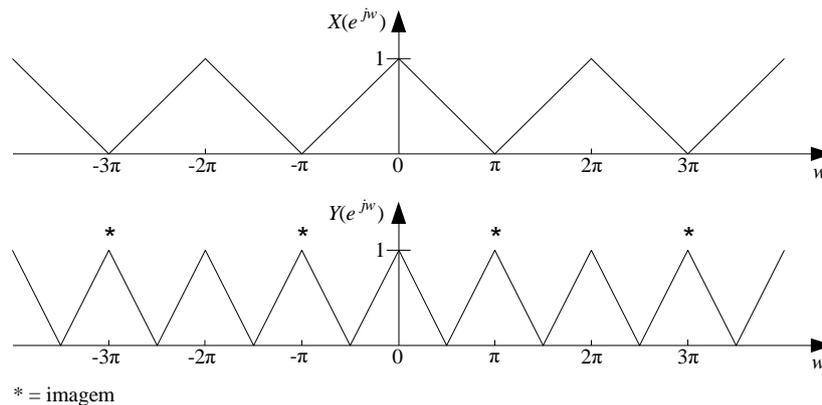


Figura A.7 – Exemplo do espectro do sinal decimado para  $L = 2$ .

Para obter o espectro ideal do sinal interpolado no domínio da frequência utiliza-se um filtro passa-baixa com frequência de corte em  $\pi/L$  com o objetivo de eliminar as imagens (pós-filtragem). Este filtro é denominado anti-imagem [57] ou filtro interpolador [60].

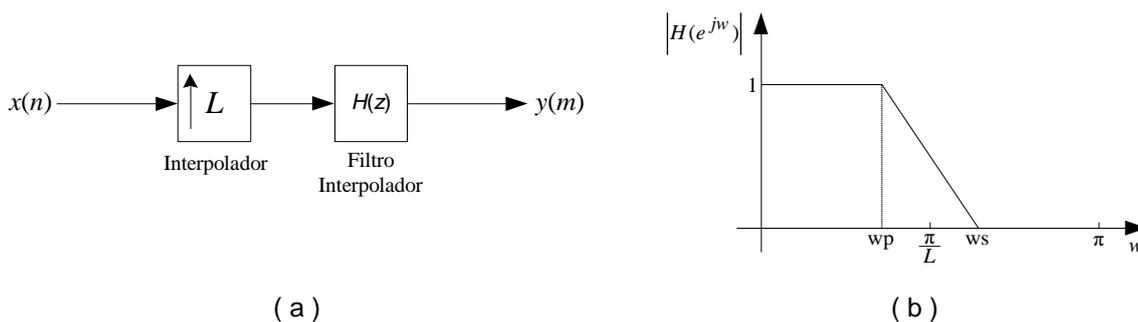


Figura A.8 – (a) Circuito completo da interpolação; (b) Resposta típica do filtro anti-imagem.

## A1.3 CONVERSORES SÉRIE-PARALELO (S/P) E PARALELO-SÉRIE (P/S)

Os conversores utilizados são baseados em uma cadeia de atraso conforme Figura A.9, onde a função de transferência da  $k$ -ésima saída é dada por  $z^{-k}$ .

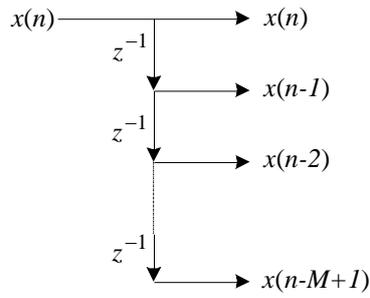


Figura A.9 – Exemplo de uma cadeia de atraso de ordem  $M$ .

Os conversores S/P são obtidos a partir de uma cadeia de atraso seguida por decimadores como pode ser observado na Figura A.10. A taxa de saída para cada  $x(nM-k)$  é  $M$  vezes menor que a taxa da entrada.

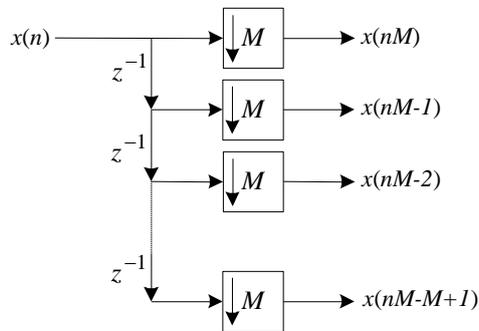


Figura A.10 – Conversor série-paralelo.

Para melhor entendimento toma-se, por exemplo, um sinal discreto  $x(n)$  causal aplicado ao conversor S/P da Figura A.11 com  $M = 3$ . A saída em cada ramo é mostrada na Figura A.12.

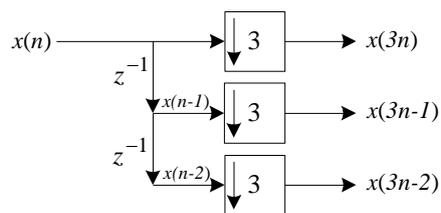


Figura A.11 – Exemplo de um conversor S/P com  $M = 3$ .

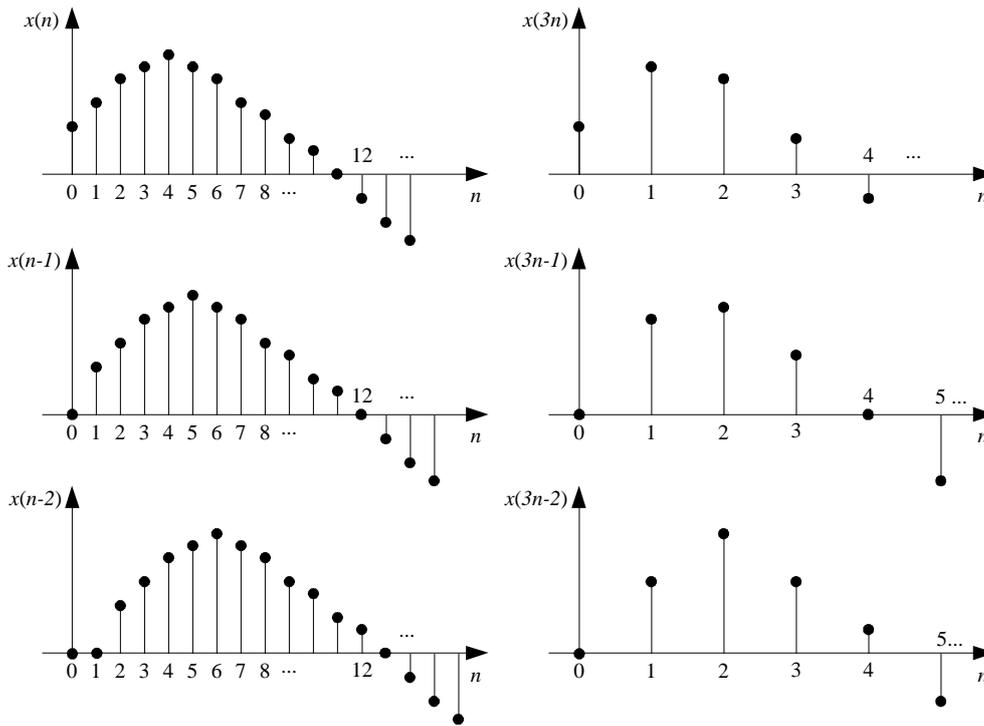


Figura A.12 – Saídas em cada ramo do sinal  $x(n)$  aplicado a um conversor S/P com  $M = 3$ .

Os conversores P/S são obtidos a partir de uma cadeia de atraso seguido por expansores como pode ser observado na Figura A.13. Portanto, observa-se que a taxa de saída é  $M$  vezes maior que a taxa da entrada.

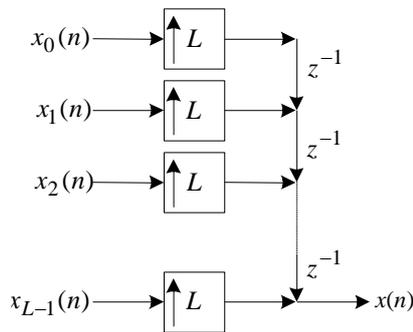


Figura A.13 – Conversor paralelo-série.

Como exemplo, toma-se os sinais de entrada obtidos na Figura A.12 aplicados ao conversor P/S com  $L = 3$  conforme Figura A.14. O sinal de saída resultante  $x(n)$  é mostrado na Figura A.15.

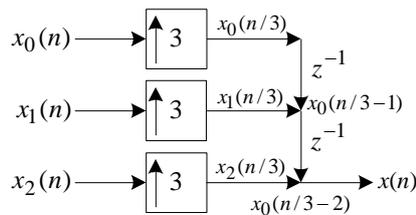


Figura A.14 – Exemplo de um conversor S/P com  $M = 3$ .

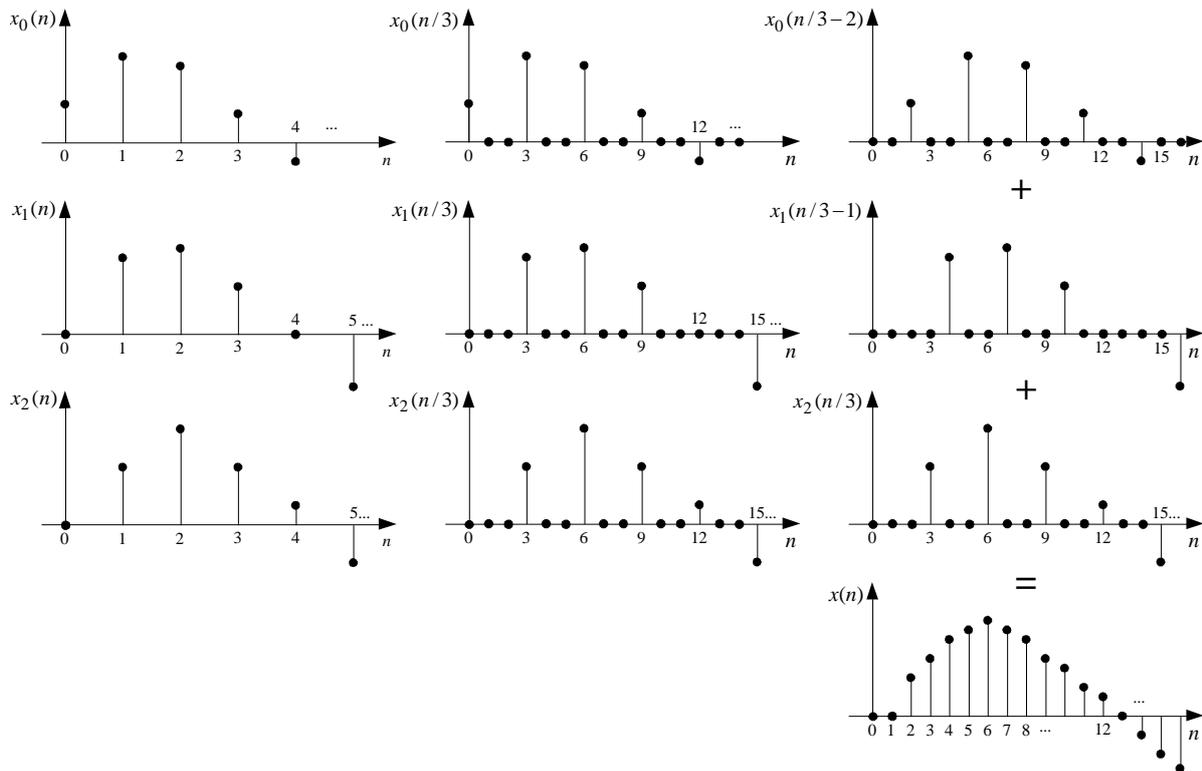


Figura A.15 – Saídas em cada ramo do sinal  $x(n)$  aplicado a um conversor P/S com  $L = 3$ .

## A2. BANCOS DE FILTROS DIGITAIS

Um banco de filtro digital é constituído por vários filtros digitais que possuem a mesma entrada ou saída [60].

O banco de filtro que possui a mesma entrada conforme Figura A.16(a) é chamado de Banco de Análise e os filtros denominados  $H_k(z)$  de filtros de análise. Este sistema divide um sinal  $x(n)$  em  $M$  sinais  $x_k(n)$  denominados subbandas. O banco de filtro que possui a mesma saída conforme Figura A.16(b) é chamado de Banco de Síntese e os filtros  $F_k(z)$  de filtros de síntese. Os filtros combinados em  $M$  subbandas dão origem a um único sinal  $x(n)$ .

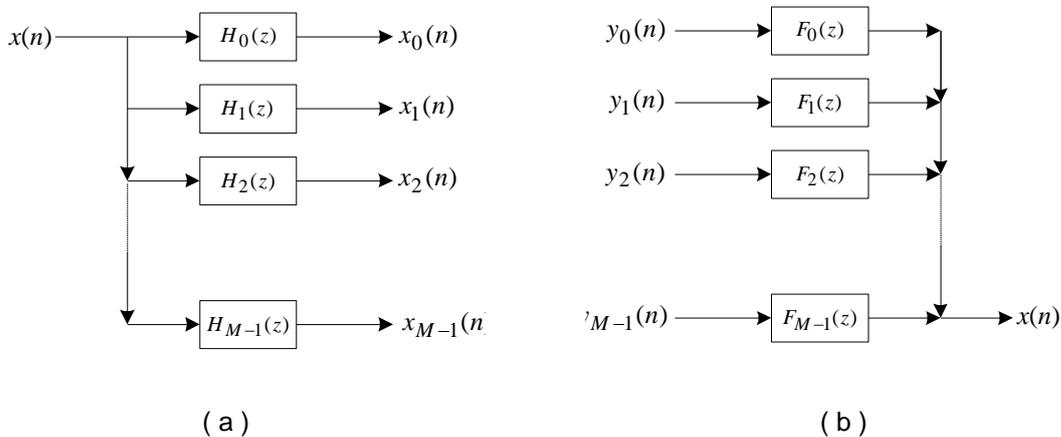


Figura A.16 – (a) Banco de Análise; (b) Banco de Síntese.

A resposta espectral das  $M$  subbandas de um banco de filtro pode ser de três tipos: não sobreposta, marginalmente sobreposta e muito sobreposta. O critério de projeto dos filtros varia conforme a aplicação requerida. A Figura A.17 exemplifica o exposto.

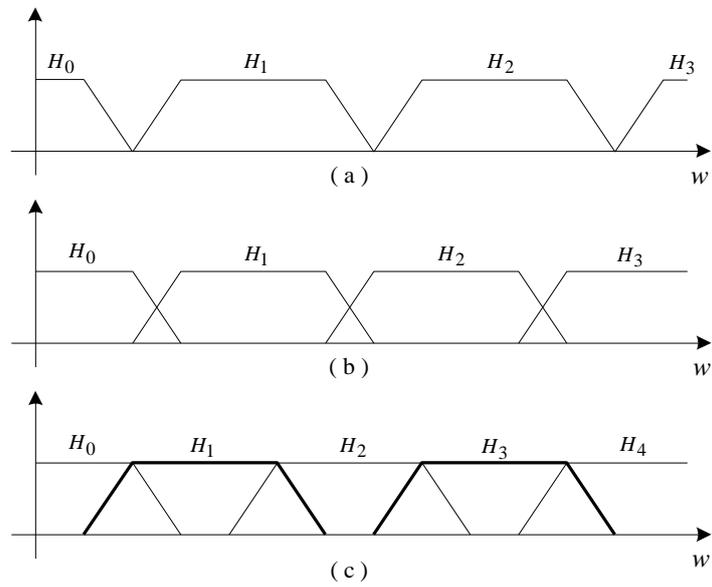


Figura A.17 – Resposta típicas dos filtros.

(a) Não sobreposto; (b) Marginalmente sobreposto; (c) Muito sobreposto.

## A2.1 BANCO DFT UNIFORME

O exemplo mais conhecido de banco de filtro é o DFT uniforme. Este é baseado na matriz DFT chamada de  $W$  com dimensões  $M \times M$  [60]. Os elementos da matriz DFT são obtidos a partir de:

$$[W]_{km} = W^{km}, \quad (\text{A.6})$$

onde  $W = e^{-j2\pi nM}$ .

Pela Figura A.18 percebe-se que o banco de filtro DFT uniforme é constituído de uma cadeia de atraso de ordem  $M$  seguido da matriz  $W^*$ , que é a matriz conjugada de  $W$ .

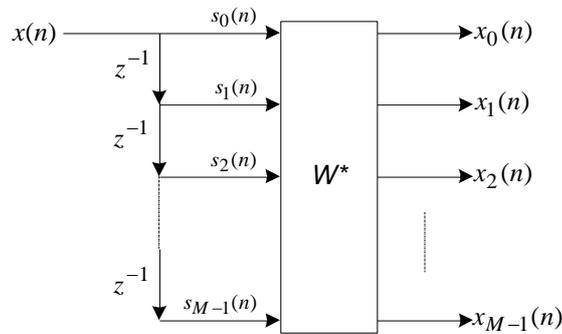


Figura A.18 – Banco de filtro DFT uniforme.

Aplicando um sinal discreto  $x(n)$  no banco DFT uniforme tem-se em cada entrada da matriz  $W^*$ , que representa uma subbanda de um banco de filtro convencional, um sinal  $s_i(n) = x(n-i)$ .

Aplicando a definição de  $W$ , obtém-se a equação geral de saída de cada canal dada por

$$x_k(n) = \sum_{i=0}^{M-1} s_i(n) W^{-ki} \quad (\text{A.7})$$

Percebe-se que a cada valor de  $n$  é computado pelo banco um conjunto de  $M$  sinais  $x_k(n)$  e que o resultado é o mesmo que a inversa da DFT, exceto o fator de escala  $1/M$ . Aplicando a transformada Z na equação (A.7), tem-se

$$X_k(z) = \sum_{i=0}^{M-1} S_i(z) W^{-ki} = \sum_{i=0}^{M-1} z^{-i} W^{-ki} X(z) = \sum_{i=0}^{M-1} (z W^k)^{-i} X(z), \quad (\text{A.8})$$

onde  $S_i(z)$  é a transformada Z de  $s_i(n)$ . Pode-se reescrever a equação (A.8) como se segue:

$$X_k(z) = H_k(z)X(z), \quad (\text{A.9})$$

para:

$$H_k(z) \stackrel{\Delta}{=} H_0(zW^k), \quad (\text{A.10})$$

com:

$$H_0(z) = 1 + z^{-1} + \dots + z^{-(M-1)}. \quad (\text{A.11})$$

Portanto, o banco de filtro DFT uniforme é equivalente a um banco de análise com os filtros  $H_k(z)$  da equação (A.10). Sendo assim, a resposta em frequência de cada subbanda é dada por:

$$H_k(e^{j\omega}) = H_0(e^{j(\omega - 2\pi k/M)}). \quad (\text{A.12})$$

Da equação (A.12) conclui-se que os  $M$  filtros que representam o banco DFT uniforme são uma versão deslocada de  $H_0(e^{j\omega})$  que possui ordem  $M$ . A denominação uniforme vem deste princípio. Pela resposta em frequência de cada canal conforme Figura A.19 percebe-se que a atenuação na banda de rejeição é aproximadamente 13 dB [118].

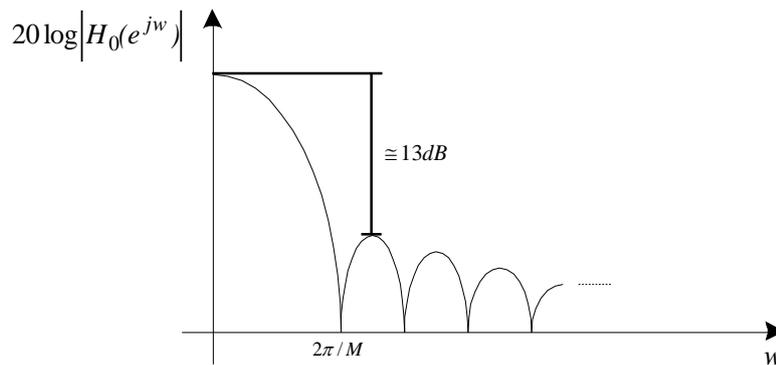


Figura A.19 – Resposta em frequência do filtro  $H_0$ .

### A3. IDENTIDADE DE NOBLE

Uma das teorias de sistemas multitaxas mais utilizadas são as identidades de Noble. Esta diz que dada uma função racional  $G(z)$ , precedida por um decimador ou seguida por um expansor, é possível inverter a ordem realizando uma modificação em  $G(z)$  conforme mostra a Figura A.20.

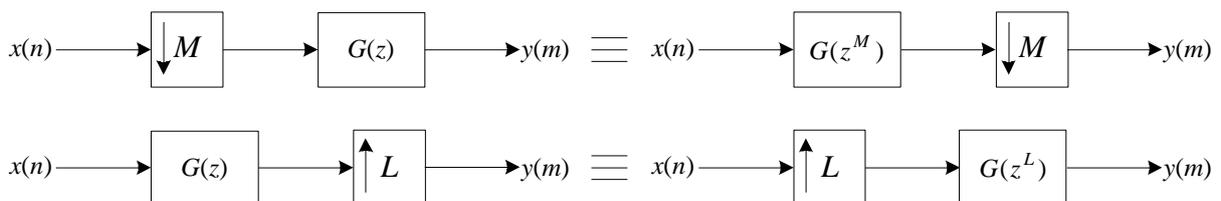


Figura A.20 – Identidade de Noble aplicada a sistemas multitaxas.

## A4. REPRESENTAÇÃO POLIFÁSICA

Um dos grandes avanços na área de processamento de sinais a multitasas foi o desenvolvimento da técnica da representação polifásica por Bellanger [121]. Esta técnica permitiu uma grande simplificação nos resultados teóricos e, principalmente, foi e é uma ferramenta eficiente de implementação de banco de filtros.

Existem dois tipos de representação polifásica. A tipo 1 é utilizada para o banco de análise e a tipo 2 para o banco de síntese.

### A4.1 Representação Polifásica Tipo 1

Esta representação é uma ferramenta interessante para bancos de filtros seguidos de decimadores conforme mostra a Figura A.21.



Figura A.21 – Representação da  $l$ -ésima componente polifásica tipo 1.

A partir da Figura A.21 obtém-se a representação polifásica tipo 1 expressa por:

$$H(z) = \sum_{l=0}^{M-1} z^{-l} E_l(z^M), \quad (\text{A.13})$$

onde  $E_l(z)$  são as componentes polifásicas de  $H(z)$  definida por:

$$E_l(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e_l(n) z^{-n}, \quad (\text{A.14})$$

com:

$$e_l(n) = h(Mn + l), \quad 0 \leq l \leq M - 1. \quad (\text{A.15})$$

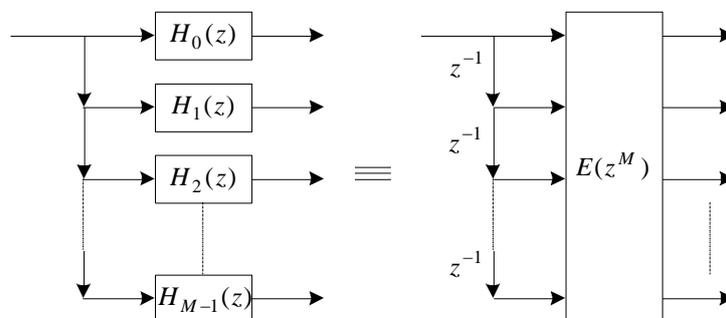


Figura A.22 – Representação polifásica tipo 1.

### A4.2 Representação Polifásica Tipo 2

<sup>9</sup> Quando  $l = 0$ , tem-se a 0-ésima componente polifásica de  $H(z)$ .

Esta representação equivale a um conjunto de expansores seguidos de filtros como é o caso do banco de análise.



Figura A.23 – Representação da l-ésima componente polifásica tipo 2.

A partir da Figura A.23 obtém-se a representação polifásica tipo 2 dada por:

$$H(z) = \sum_{l=0}^{M-1} z^{-(M-1-l)} R_l(z^M), \quad (\text{A.16})$$

onde:

$R_l(z)$  é uma permutação de  $E_l(z)$ , ou seja,

$$R_l(z) = E_{M-1-l}(z). \quad (\text{A.17})$$

A prova da equação (A.17) é baseada na teoria da transposição de redes e grafos.

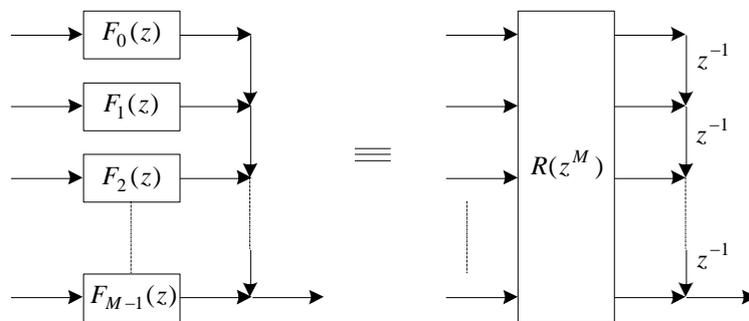


Figura A.24 – Representação polifásica tipo 2.

## 5.1 A5. BANCOS DE FILTROS MAXIMAMENTE DECIMADOS

Sistemas de bancos de filtros maximamente decimados são aqueles que apresentam a estrutura conforme a Figura A.25. O banco de análise possui  $M$  canais, sendo cada canal composto por um filtro  $H_k(z)$  e um decimador de ordem  $M$ . O banco de síntese também possui  $M$  canais, tendo em cada canal um filtro  $F_k(z)$  e um expensor de ordem  $M$ . A origem do nome maximamente decimado vem que a ordem dos decimadores ou expansores é a mesma do número de canais.

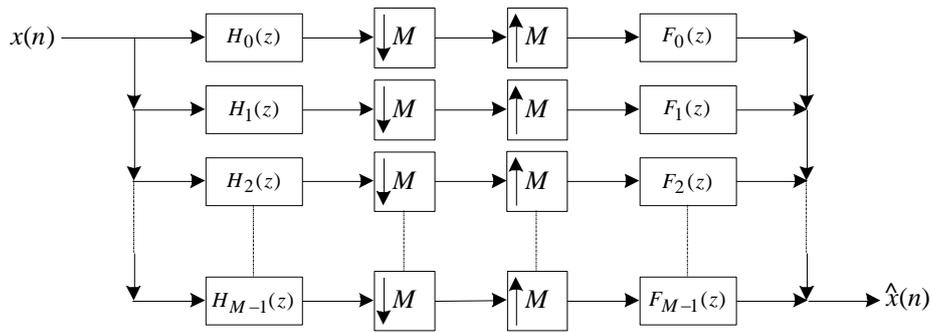
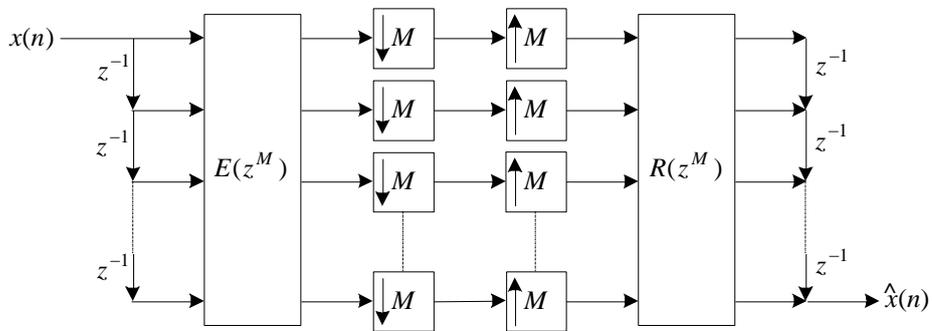
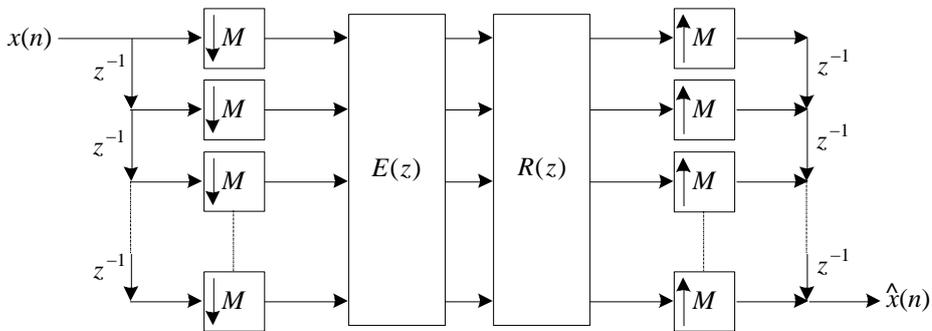


Figura A.25 – Sistema multitaxa com  $M$  canais maximamente decimado.

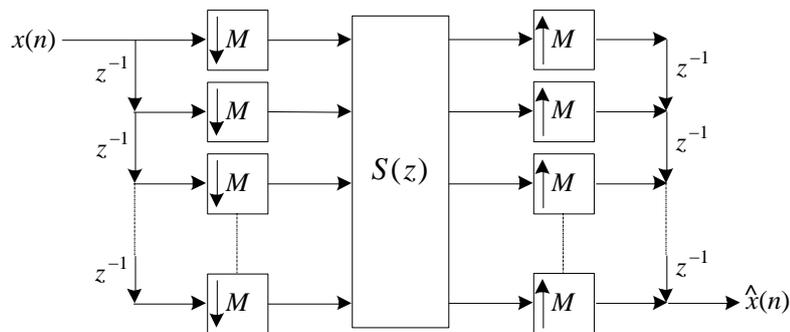
Aplicando-se a representação polifásica apresentada no item anterior, pode-se representar o sistema pela Figura A.26(a). A partir desta representação e utilizando-se a identidade de Noble obtém-se a Figura A.26(b), onde se observa duas matrizes polifásicas em série, ou seja, uma simplificação pode ser realizada multiplicando as duas matrizes ( $S(z) = R(z)E(z)$ ) como na Figura A.26(c), onde  $S(z)$  é a matriz polifásica.



(a)



(b)



(c)

Figura A.26 – (a) Representação polifásica de um sistema multitaxa com  $M$  canais maximamente

decimado.

(b) Rearrangando utilizando identidade de Noble. (c) Simplificação.

## 5.2

### A6. IMPLEMENTAÇÃO POLIFÁSICA DE BANCOS DE FILTROS DFT UNIFORME

Foi descrito no item A2.1 que um banco de filtro DFT uniforme tem que satisfazer a equação (A.10). Sendo assim, existem outros bancos que podem satisfazer a condição exposta além do exemplo que foi exposto neste item. Na verdade a Figura A.18 representa um caso particular onde  $E_l(z) = 1$  para todo  $l$ . Com o advento da representação polifásica foi possível implementar o caso geral exibido na Figura A.27.

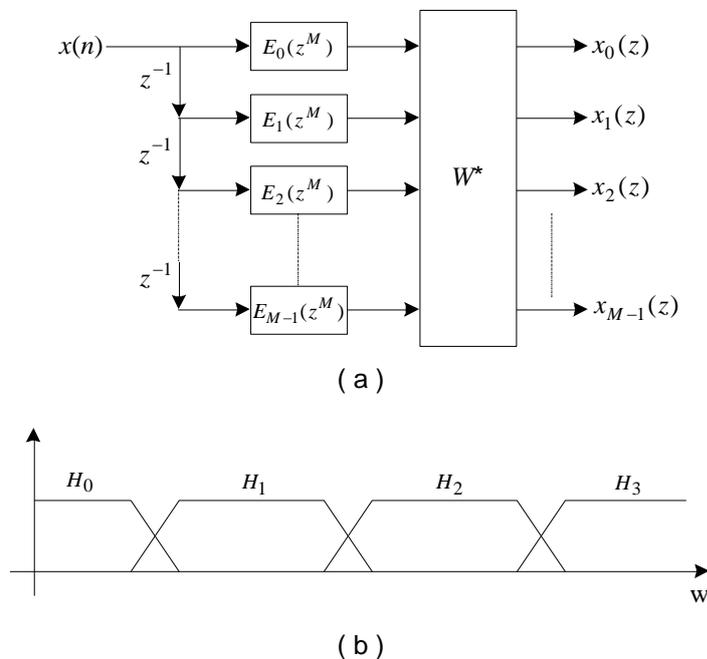


Figura A.27 – (a) Representação polifásica banco de filtro DFT uniforme. (b) Resposta típica dos filtros  $H_k(z)$ .

A partir da equação (A.10) pode-se chegar a:

$$H_k(z) = H_0(zW^k) = \sum_{l=0}^{M-1} (z^{-1}W^{-k})^l E_l(z^M), \quad (\text{A.18})$$

que representa a  $k$ -ésima subbanda.

Fazendo  $X_k(z)$  a saída de cada canal  $H_k(z)$  é

$$Xk(z) = \sum_{l=0}^{M-1} W^{-kl} (z^{-l} E_l(z^M) X(z)). \quad (\text{A.19})$$

Com a representação da Figura A.27 é possível encontrar filtros que satisfazem à equação (A.10), mas que possam ter tamanho maior que  $M$ . Assim, obtém-se maiores valores de atenuação na banda de rejeição.

Com relação à complexidade computacional do sistema da Figura A.27, que possui  $M$  subbandas e filtros  $H_k(z)$  de ordem  $N$ , são necessários  $(N+1+M\log_2 M)$  multiplicações e  $(N+M\log_2 M)$  adições. Se cada filtro fosse implementado independentemente seriam necessários  $MN$  multiplicações e  $(N-1)M$  adições [60]. Como é possível perceber, a redução de complexidade computacional é drástica utilizando-se a representação polifásica.

A partir da Figura A.27 pode-se utilizar a identidade de Noble chegando-se a Figura A.28, que representa um banco de filtro DFT uniforme decimado. Neste caso, cada saída (canal) apresenta uma largura de banda  $M$  vezes menor que o sinal  $x(n)$ . Isto é muito importante para algumas aplicações como o caso de bancos QMF.

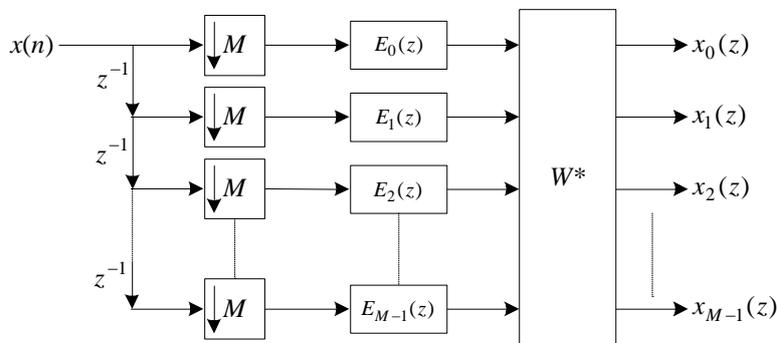


Figura A.28 – Banco de filtro DFT uniforme decimado.

### 5.3 A7. SISTEMAS DE RECONSTRUÇÃO PERFEITA

Um sistema multitaxa possui reconstrução perfeita se o sinal recebido for  $y(n) = cx(n-n_0)$  para algum  $c \neq 0$  e  $n_0$  inteiro, ou seja, o sinal recebido é o sinal transmitido atrasado no tempo e atenuado por uma constante.

Um exemplo de sistema de reconstrução perfeita é mostrado na Figura A.29. O banco de análise é composto por um banco IDFT uniforme e o banco de síntese por um banco DFT uniforme. Lembrando que  $WW^* = MI$ , a saída  $y(n) = M^2 x(n-M+1)$ .

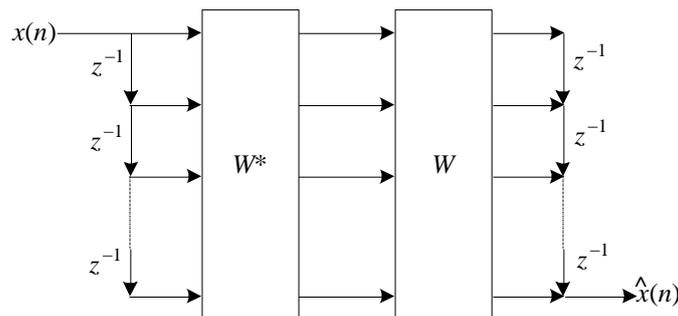


Figura A.29 – Exemplo de um sistema de reconstrução perfeita.

Generalizando a definição para qualquer sistema a multitaxas como exibido na Figura A.26(b), este possui reconstrução perfeita se e somente for satisfeita a condição [60]

$$\underbrace{R(z)E(z)}_{S(z)} = cz^{-m_0} \begin{bmatrix} \mathbf{0} & I_{M-r} \\ z^{-1}I_r & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.20})$$

para algum inteiro  $0 \leq r \leq M-1$ ;  $c \neq 0$ ;  $m_0$  inteiro. Na equação (A.20)  $I_r$  é a matriz identidade de ordem  $r \times r$  e  $I_{M-r}$  é a matriz identidade de tamanho  $M-r \times M-r$ .

## APÊNDICE B

### B1. Tipos de acopladores

Os acopladores são utilizados para separar o sinal da transmissão de dados ao sinal da rede elétrica. Estes operam como um filtro passa-alta eliminando o sinal de 60 Hz, podendo ser de dois tipos:

- ✓ Capacitivos;
- ✓ Indutivos,

sendo este o tipo mais utilizado.

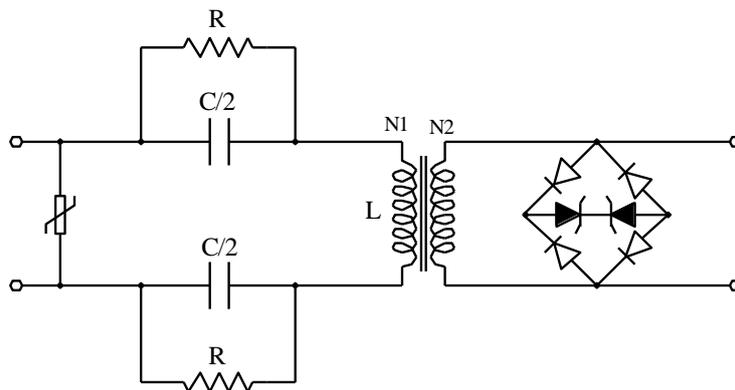


Figura B.1 – Exemplo de um acoplador indutivo.

A Figura B.1 exemplifica um modelo de acoplador indutivo composto por um circuito  $LC$  onde a frequência de corte é dada por:

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (\text{B.1})$$

Um varistor é utilizado na entrada para proteção. No secundário utilizam-se diodos zener para limitar a tensão num valor pré-determinado. No entanto, para altas frequências os

diodos zener não podem ser utilizados devido as suas características construtivas, necessitando, portanto de semicondutores específicos para esta aplicação. Sendo assim é utilizada uma ponte de diodos rápidos tipo Schottky. Os diodos zener são aplicados na saída da ponte.

Para o caso de se retirar o acoplador instantaneamente da rede elétrica, a energia armazenada nos capacitores tende a circular por um caminho. Com o circuito primário aberto, os capacitores não suportarão a energia armazenada e assim se queimarão. Além disto existe uma alta probabilidade de acontecer um acidente com a pessoa que estará manuseando o equipamento (acoplador). Para evitar estes problemas resistores de alto valor ôhmico são utilizados em paralelo com cada capacitor.

Segundo K. Dostert [1], o indutor deve ser confeccionado utilizando um núcleo toroidal de ferrite. Para cada diâmetro escolhido a especificação do material é variada. A Tabela B.1 apresenta as características de três tipos de núcleo toroidal de ferrite.

<b>6 CARACTERÍSTICA</b>	<b>R10</b>	<b>R16</b>	<b>R20/7</b>
Diâmetro	10 mm	16 mm	20 mm
Designação do material	N30	N27	N27
Indução de saturação	380 mT	480 mT	480 mT

Tabela B.1 – Características de núcleos toroidais de ferrite.

A ferrite tipo R10 é indicada para utilização nos receptores enquanto que os ferrites R16 e R20 são empregados nos transmissores. É indicado por Dostert [1] que seja utilizado um indutor com pequeno número de voltas. Algo em torno de 10 a 20 voltas é uma boa escolha.

Segundo a norma EN 50065, a máxima tensão admissível a ser utilizada na rede elétrica a partir de 20 kHz é 10 V. Sendo assim, é necessário no transmissor a utilização de um estágio de amplificação de corrente no intuito de compensar a atenuação ao longo do cabo. Em vista disto, o acoplador tem uma função muito importante em relação ao conjunto PLC uma vez que um projeto de má qualidade passa a ser um fonte de degradação do sinal, gerando muitos erros na recepção. Assim, trabalhos recentemente publicados mostram novos projetos de unidades de acoplamento [46][47] no intuito de maximizar a energia transmitida em altas frequências.

## **6.1 B2. IMPEDÂNCIA E ATENUAÇÃO NA REDE ELÉTRICA**

Todo cabo de cobre pode ser modelado por um circuito RLC para obtenção da sua impedância característica conforme [1]

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (\text{B.2})$$

Para a frequência de interesse do sistema PLC, a Equação (B.2) pode ser aproximada por [1]:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{B.3})$$

Devido à dimensão do tamanho de uma rede elétrica e em consequência do grande número de cargas ligadas em paralelo, tem-se uma faixa de variação da impedância característica da rede em função do tempo e das cargas alimentadas neste período de tempo. Assim a predição da impedância característica do canal é muito complicada de se obter. Segundo K. Dostert [1] a impedância da linha varia no intervalo entre 2–150  $\Omega$ , enquanto Malack e Engstrom [48] mostram que o valor da impedância varia no intervalo entre 0–80  $\Omega$ .

De acordo com Vines [49] a impedância em baixa tensão é resultado principalmente das:

- ✓ Impedância do transformador de distribuição
- ✓ Características dos cabos utilizados
- ✓ Impedância dos dispositivos conectados a rede elétrica

A Tabela B.2 mostra os valores padrões dos cabos utilizados nos sistemas de potência.

Tipo de Cabo	L [mH/Km]	C [ $\mu$ F/Km]	Z [ $\Omega$ ]
até 1 kV	0.25–0.31	0.34–08	19.6–27
Média tensão	0.22–04	0.2–0.5	28–33

Tabela B.2 – Valores típicos característicos dos cabos utilizados na rede elétrica.

Fonte: K. Dostert [1].

Como pode ser observado, a impedância do canal sempre será baixa e variará dentro de um intervalo. Dado que na teoria a máxima transferência de potência depende da relação entre a impedância característica do canal em relação à unidade de acoplamento, esta variação do valor da impedância traz consequências no projeto do acoplador. Assim, nos sistemas PLC, é adotado para o projeto do acoplador do transmissor e do receptor um valor de impedância suficientemente baixa na saída e entrada respectivamente, aproximando a impedância do canal PLC na maioria das situações.

Em relação à atenuação do sinal de comunicação de dados no meio físico da rede elétrica, esta está ligada diretamente a faixa de frequência utilizada para a transmissão de dados. Quanto maior a frequência maior a atenuação causada pelo cobre. Isto pode ser observado na Tabela B.3.

Atenuação [a cada 100 Km]	7 FREQÜÊNCIA [KHZ]
6.12 dB	200
9.25 dB	300
12.39 dB	400

Tabela B.3 – Exemplo da atenuação no cabo de cobre em função da freqüência.

Fonte: K. Dostert [1].

Para conseguir-se altas taxas de transmissão é necessário trabalhar com uma banda na casa de alguns MHz. Sendo assim, a atenuação no cabo da rede elétrica torna-se, juntamente com os ruídos, um grande problema a ser vencido no desenvolvimento de um sistema PLC comercial. Também fica evidente que quando a distância ficar na casa de centena de metros é necessária a utilização de um repetidor.

# APÊNDICE C

## Fast ELT

O algoritmo desenvolvido em [78-80] e denominado de *Fast ELT* parte do pressuposto que seja conhecido os ângulos da equação (4.21), atendendo a condição de convergência rápida, e que seja utilizado uma transformada rápida para sua realização.

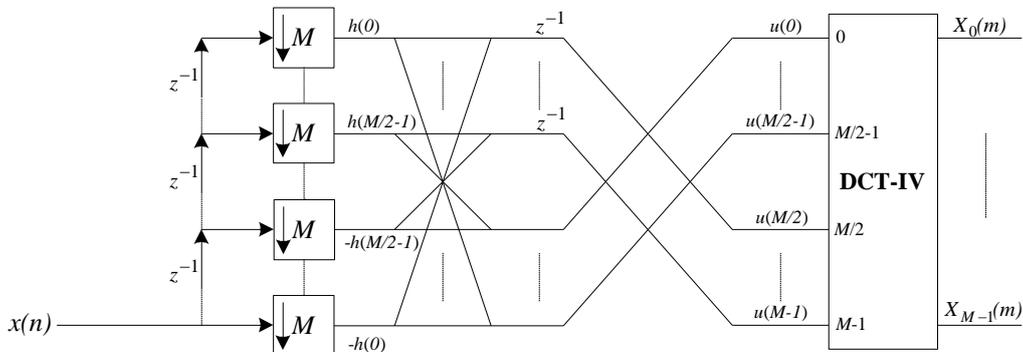
Foi definido a utilização da DCT tipo IV como transformada rápida dada por:

$$X_k = \sqrt{\frac{2}{M}} \cdot \sum_{n=0}^{M-1} x_n \cdot \cos \left[ \left( n + \frac{1}{2} \right) \cdot \left( k + \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{\pi}{M} \right], \quad (\text{C.1})$$

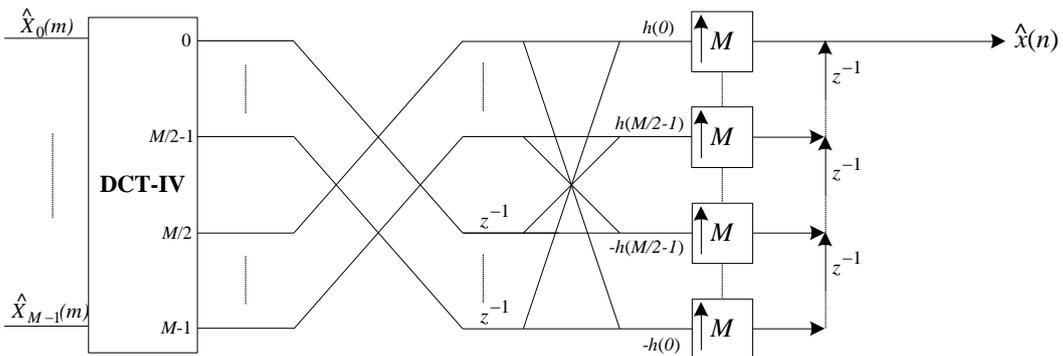
onde  $k = 0, \dots, M-1$  e representa cada subcanal. Percebe-se que a sua definição pode ser utilizada como ferramenta para realização da modulação exigida pela equação (4.17).

Assim, a partir dos ângulos  $\theta_{nk}$ , a janela  $h(n)$  é obtida através de *butterflies* para atender a condição dada pela equação (4.19).

As Figuras C.1 e C.2 mostram os grafos de fluxo do algoritmo da *Fast ELT* para os casos particulares de fator de sobreposição  $K = 1$  e  $K = 2$  respectivamente.



(a)



(b)

Figura C.1 – Grafo de fluxo da *fast* ELT para  $K = 1$ .

(a) Transformada direta (banco de análise); (b) Transformada inversa (banco de síntese).

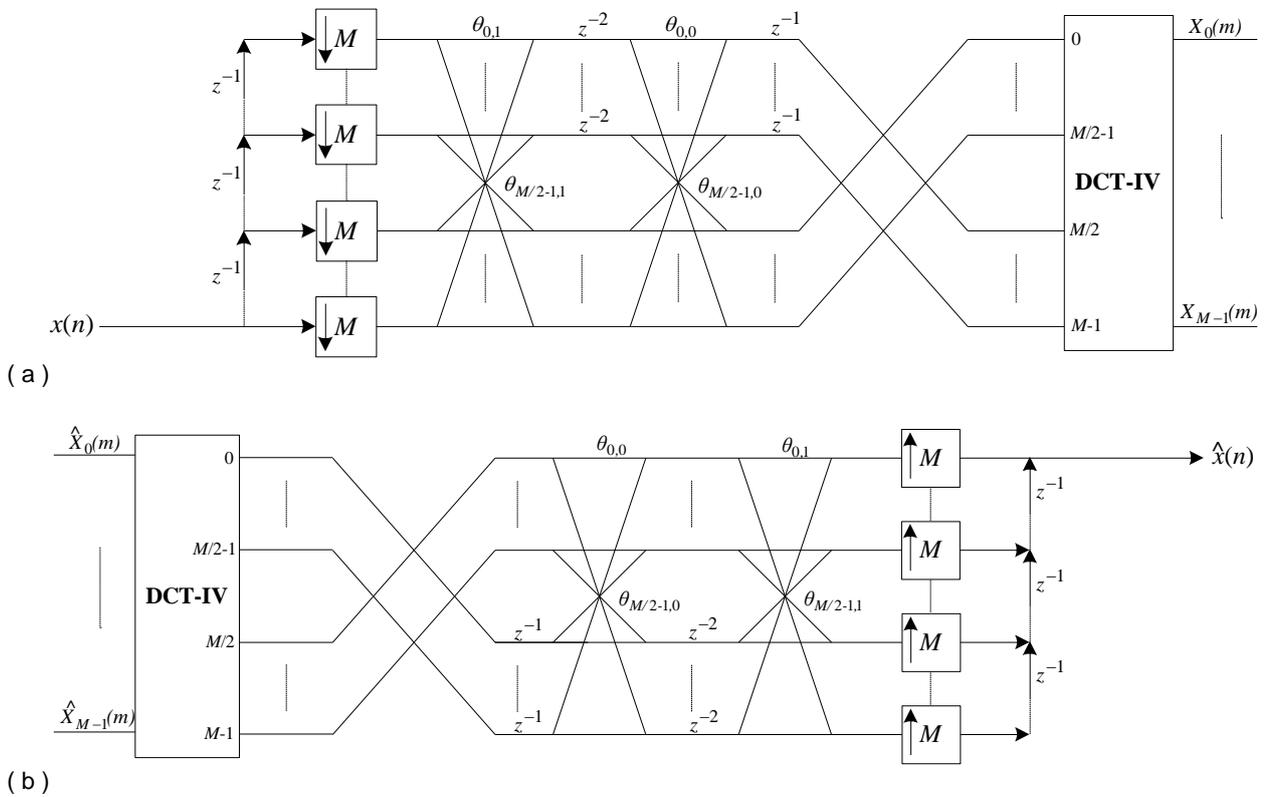
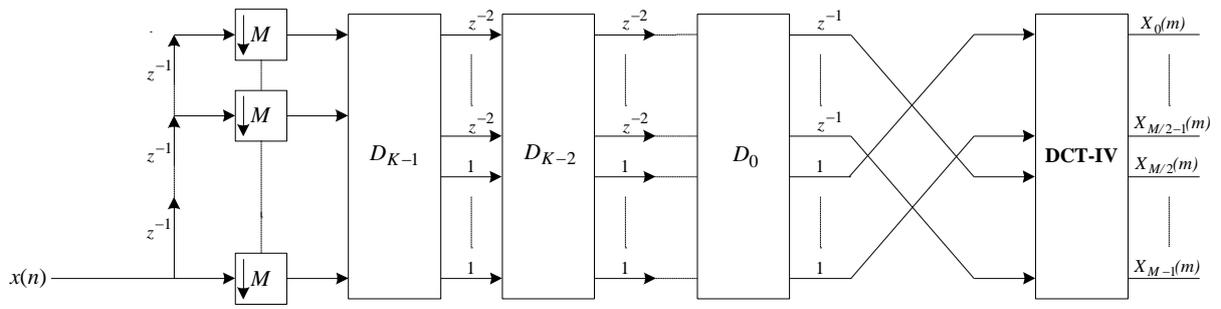


Figura C.2 – Grafo de fluxo da *fast* ELT para  $K = 2$ .

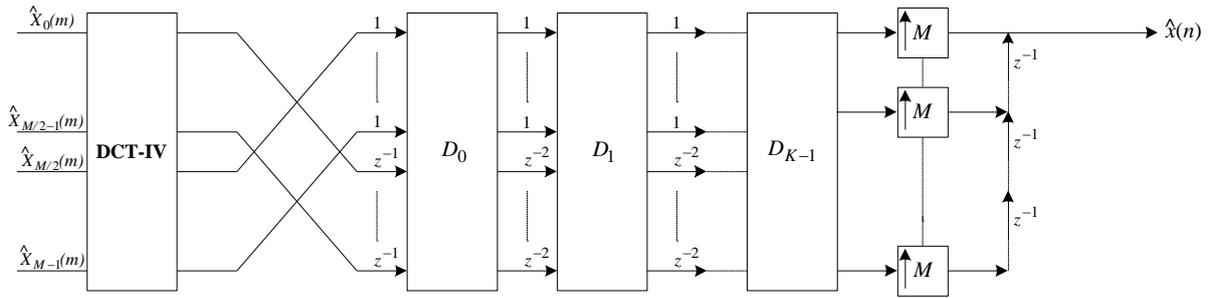
(a) Transformada direta (banco de análise); (b) Transformada inversa (banco de síntese).

Note nas Figuras C.1 e C.2, que tanto na transformada direta como na transformada inversa é usada a DCT-IV. Isto acontece pois a DCT-IV é a sua própria transformada [83]. Como descrito no item 4.4.4.1 (capítulo 4) a quantidade de atrasos é dada por  $D = 2K - 1$ , assim para  $K = 1$  tem-se um atraso ( $z^{-1}$ ), enquanto para  $K = 2$  tem-se três atrasos ( $z^2 + z^{-1}$ ) e assim por diante.

A Figura C.3 exibe o grafo de fluxo para o caso geral, ou seja,  $K$  algum inteiro maior que 1.



(a)



(b)

Figura C.3 – Grafo de fluxo da *fast* ELT para caso geral.

(a) Transformada direta (banco de análise); (b) Transformada inversa (banco de síntese).

# APÊNDICE D

## Parâmetros dos Sistemas MCM Implementados

Neste apêndice é descrito como se calcula a taxa de transmissão de dados e o tempo de cada símbolo a partir da definição de alguns parâmetros para os sistemas MCM implementados.

Para todos os sistemas foram considerados 64 subportadoras, transmissão em banda base de 0 a 5 MHz e taxa de conversão A/D e D/A de 10 Msps (pelo menos – caso ideal).

É usualmente utilizados em sistemas de comunicações um conjunto de símbolos denominado de *frame* para acrescentar robustez no controle da sincronização dos dados transmitidos. Em sistemas multiportadoras utiliza-se um número de símbolos não muito baixo, mas também não muito alto para compor um *frame*. Valores entre 5 a 10 são muito utilizados.

### D.1 OFDM

Definindo:

- ✓ Intervalo de guarda = 12,5% do tamanho do símbolo;
- ✓ Número de símbolos por *frame* = 10.

O tamanho do símbolo OFDM é igual a  $64 + (64 \times 0,125) = 64 + 8 = 72$  amostras. Para cada frame é considerado mais um símbolo para sincronização no receptor. Assim cada frame possui  $(10+1) \times 72 = 792$  amostras.

Considerando uma taxa de conversão D/A igual a 10 Msps, tem-se:

$$\text{Número de frames por segundo} = \frac{10 \cdot 10^6}{792} = 12.626,26 \text{ fps.}$$

### D1.1 TAXA DE TRANSMISSÃO

Em cada símbolo, tem-se  $(64/2-1 = 31)$  subcanais utilizados em função da necessidade de uso da simetria Hermetiana na aplicação PLC.

Utilizando a modulação 4-QAM, tem-se  $31 \times 2$  bits por símbolo, enquanto para o 16-QAM tem-se  $31 \times 4$  bits por símbolo. Como cada frame é constituído por 10 símbolos, a taxa de transmissão é dada por:

- ✓  $T_{4QAM} = 12.626,26 \times 10 \times 31 \times 2 = 7.828.282$  bps (bits por segundo);

$$\checkmark T_{16QAM} = 12.626,26 \times 10 \times 31 \times 4 = 15.656.565 \text{ bps.}$$

## D1.2 DURAÇÃO DO SÍMBOLO

Cada símbolo OFDM é composto por 72 amostras. Para a taxa de 10 Msps, tem-se:

$$T_{\text{símbolo}} = \frac{72}{10 \cdot 10^6} = 7,2 \mu\text{s}.$$

## D.2 DWMT VIA ELT

Definindo:

$$\checkmark \text{Número de símbolos por } frame = 20.$$

É definido um número maior de símbolos por *frame* em função que nesta técnica ocorre a sobreposição no tempo como descrito no capítulo 4. Sendo assim, é necessário a inclusão de  $2M(K-1)+M$  amostras no final de cada *frame* para conseguir recuperar o último símbolo referente a este. Como no OFDM, é considerado na ELT que em cada *frame* tenha mais um símbolo para sincronização no receptor. Assim cada *frame* possui  $[(20+1) \times 64] + [2 \times 64 \times (3-1) + 64] = 1344 + 320 = 1.664$  amostras considerando fator de sobreposição  $K = 3$ .

Considerando uma taxa de conversão D/A igual a 10 Msps, tem-se:

$$\text{Número de frames por segundo} = \frac{10 \cdot 10^6}{1.664} = 6.009,61 \text{ fps.}$$

## D2.1 TAXA DE TRANSMISSÃO

Em cada símbolo, tem-se  $(64/2 = 32)$  subcanais utilizados em função da necessidade de trabalhar com número reais na saída da transformada.

Utilizando a modulação 4-QAM, tem-se  $32 \times 2$  bits por símbolo, enquanto para o 16-QAM tem-se  $32 \times 4$  bits por símbolo. Como cada *frame* é constituído por 20 símbolos, a taxa de transmissão é dada por:

$$\checkmark T_{4QAM} = 6.009,61 \times 20 \times 32 \times 2 = 7.692.307 \text{ bps;}$$

$$\checkmark T_{16QAM} = 6.009,61 \times 20 \times 32 \times 4 = 15.384.615 \text{ bps.}$$

## D2.2 DURAÇÃO DO SÍMBOLO

Cada símbolo ELT é composto por 64 amostras. Para a taxa de 10 Msps, tem-se:

$$T_{\text{símbolo}} = \frac{64}{10 \cdot 10^6} = 6,4 \mu\text{s}.$$

### D.3 WPM

Definindo:

- ✓ Número de símbolos por *frame* = 10.

Como no OFDM, é considerado na WPM que em cada *frame* tenha mais um símbolo para sincronização no receptor. Assim cada *frame* possui  $(10+1) \times 64 = 704$  amostras.

Considerando-se uma taxa de conversão D/A igual a 10 Msps, tem-se:

$$\text{Número de frames por segundo} = \frac{10 \cdot 10^6}{704} = 14.204,54 \text{ fps.}$$

#### D3.1 TAXA DE TRANSMISSÃO

Em cada símbolo, tem-se  $(64/2 = 32)$  subcanais utilizados em função da necessidade de trabalhar com número reais na saída da transformada.

Utilizando a modulação 4-QAM, tem-se  $32 \times 2$  bits por símbolo, enquanto para o 16-QAM tem-se  $32 \times 4$  bits por símbolo. Como cada *frame* é constituído por 10 símbolos, a taxa de transmissão é dada por:

- ✓  $T_{4\text{QAM}} = 14.204,54 \times 10 \times 32 \times 2 = 9.090.909 \text{ bps};$
- ✓  $T_{16\text{QAM}} = 14.204,54 \times 10 \times 32 \times 4 = 18.181.818 \text{ bps.}$

#### D3.2 DURAÇÃO DO SÍMBOLO

Cada símbolo WPM é composto por 64 amostras. Para a taxa de 10 Msps, tem-se:

$$T_{\text{símbolo}} = \frac{64}{10 \cdot 10^6} = 6,4 \mu\text{s}.$$

## APÊNDICE E

### 8 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO DA DWMT VIA ELT

Neste apêndice é comparado o desempenho da ELT para fatores de sobreposição de 1 a 4. A análise será feita de forma similar a utilizada no Capítulo 5.

## E.1 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

As Figuras E.1 a E.4 mostram a resposta em frequência de 3 filtros para cada fator de sobreposição.

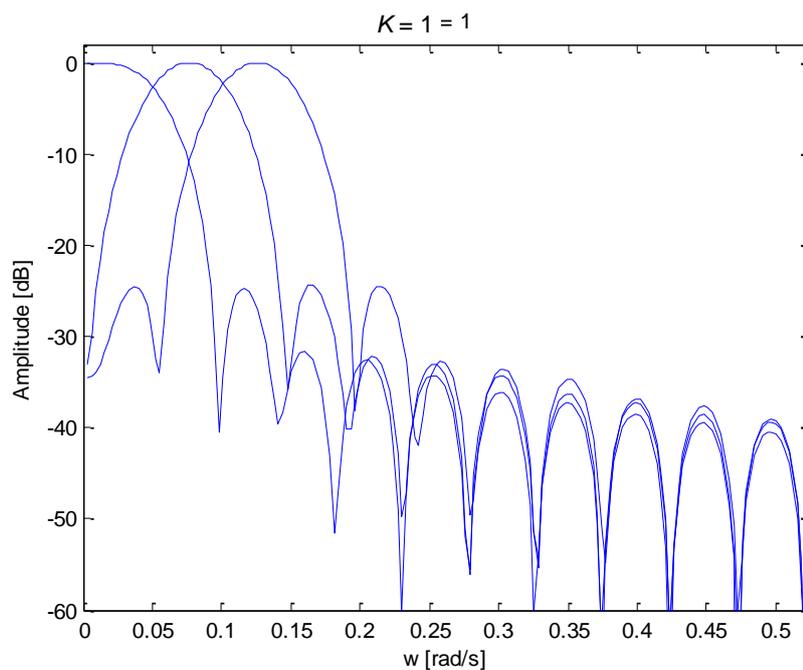


Figura E.1 – Resposta em frequência da ELT para  $K = 1$ .

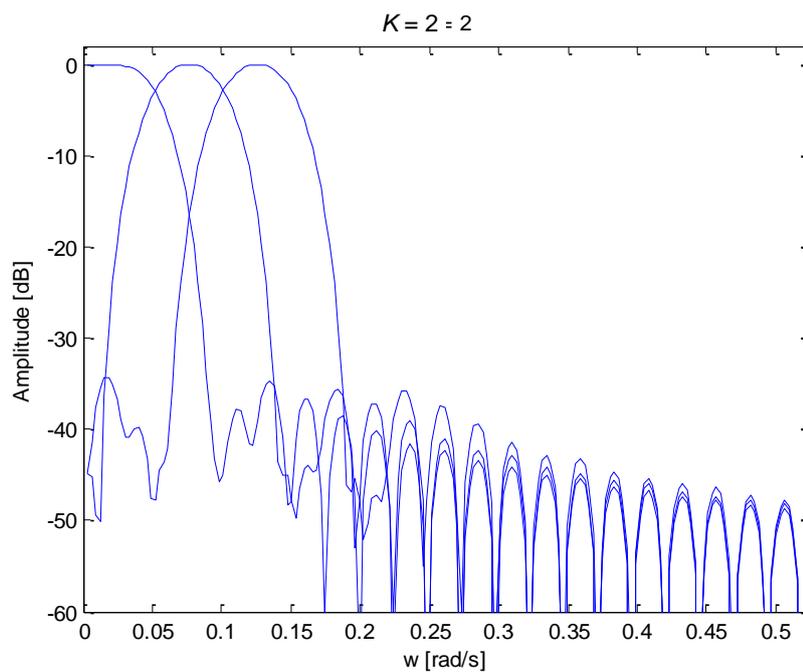


Figura E.2 – Resposta em frequência da ELT para  $K = 2$ .

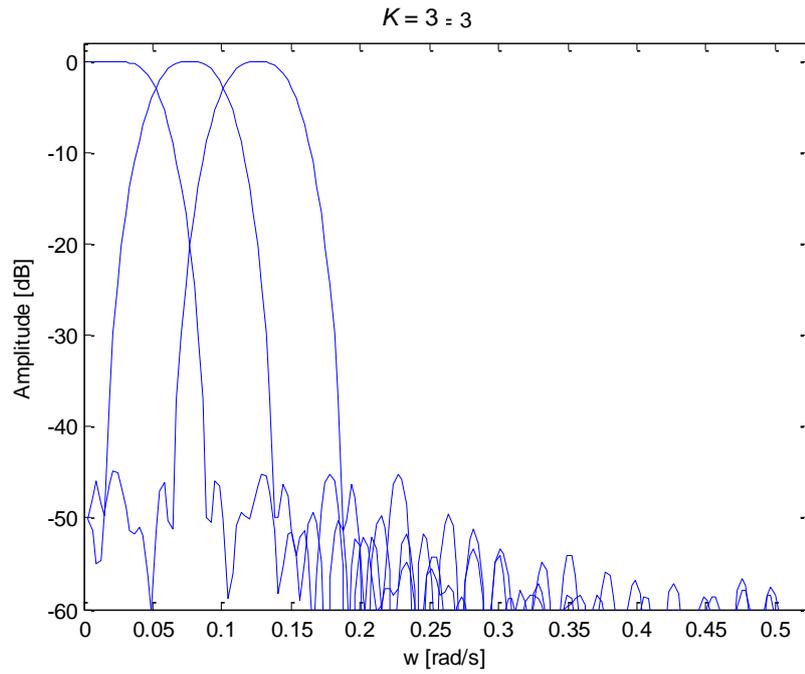


Figura E.3 – Resposta em frequência da ELT para  $K = 3$ .

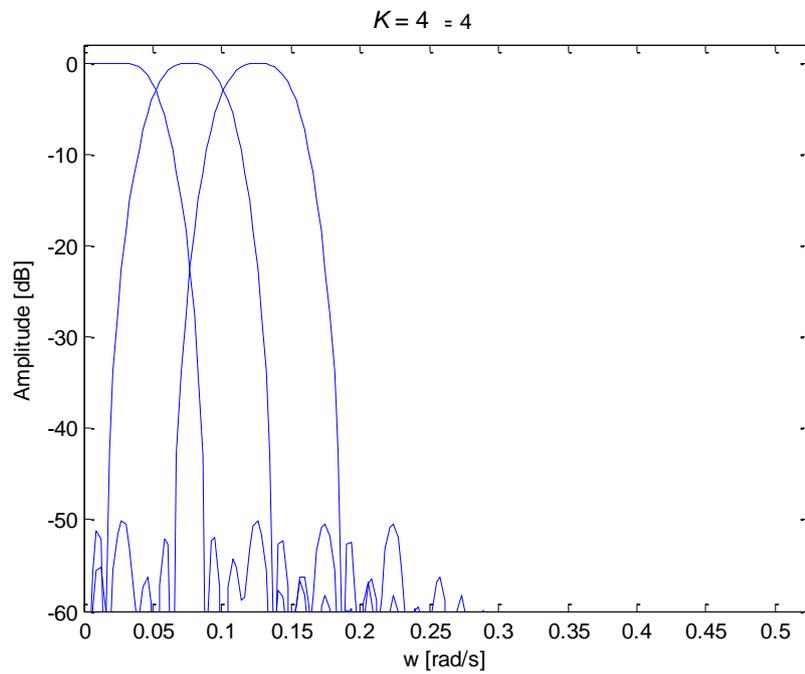


Figura E.4 – Resposta em frequência da ELT para  $K = 4$ .

A Tabela E.1 exibe o valor mínimo na banda de rejeição para as situações definidas.

DESCRIÇÃO	K = 1	K = 2	K = 3	K = 4
Atenuação na banda de rejeição	-24,5 dB	-34,3 dB	-45,2 dB	-50 dB

Tabela E.1 – Comparação da atenuação na banda de rejeição para variação de K.

Como esperado, quanto maior o fator de sobreposição maior é a atenuação na banda de rejeição em virtude de um filtro protótipo de maior tamanho. Contudo, a diferença entre K igual a 3 e 4 não é tão expressiva.

## E.2 Espalhamento no Tempo e Frequência

A partir da resposta impulsiva de um canal para cada fator de sobreposição, chega-se a Tabela E.2 a partir das equações (F.1) a (F.6) (ver Apêndice F).

DESCRIÇÃO	K = 1	K = 2	K = 3	K = 4
Espalhamento no Tempo	578,02	759,49	871,05	933,31
Espalhamento na Frequência	0,0061	0,0031	0,0020	0,0015
Produto espalhamento Tempo × Frequência	3,54	2,33	1,78	1,43

Tabela E.2 – Comparação espalhamento tempo e frequência para a ELT.

## E.3 Complexidade Computacional

A Tabela E.3 mostra o custo computacional envolvido para cada fator de sobreposição.

DESCRIÇÃO	K = 1	K = 2	K = 3	K = 4
Número de operações de multiplicação	352	416	480	544
Número de operações de adição	672	736	800	864
Número de Total de operações	1024	1152	1280	1408
Número de Total de operações (100% = 1024)	100 %	112,5%	125%	137,5%

Tabela E.3 – Comparação da complexidade computacional para a ELT.

## E.4 Resultado das Simulações

As Figuras E.5 e E.6 mostram o resultado da comparação de desempenho para a variação do fator de sobreposição da ELT através do canal PLC para a modulação 4-QAM e 16-QAM respectivamente. Para K = 3 existe uma pequena vantagem quando é

empregada a modulação 4-QAM. No caso do 16-QAM o desempenho são equivalente para todas as situações.

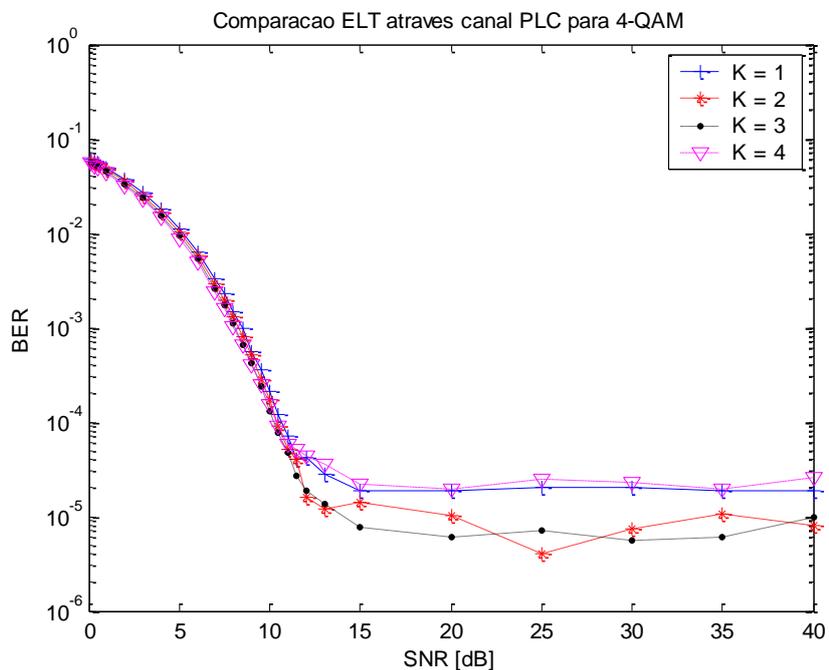


Figura E.5 – Comparação da ELT para vários K através do canal PLC modelado utilizando 4-QAM

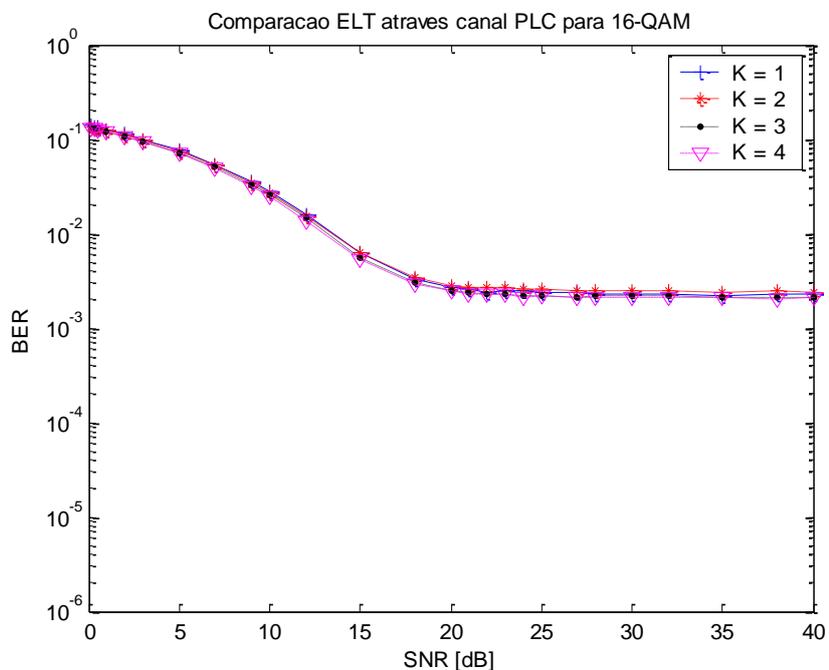


Figura E.6 – Comparação da ELT para vários K através do canal PLC modelado utilizando 16-QAM

As Figuras E.7 e E.8 exibem o resultado da comparação de desempenho para a variação do fator de sobreposição da ELT no caso de erros em rajada para a modulação 4-QAM e 16-QAM respectivamente. Tanto para a modulação 4-QAM quanto para o 16-QAM o desempenho são equivalentes para todas as situações.

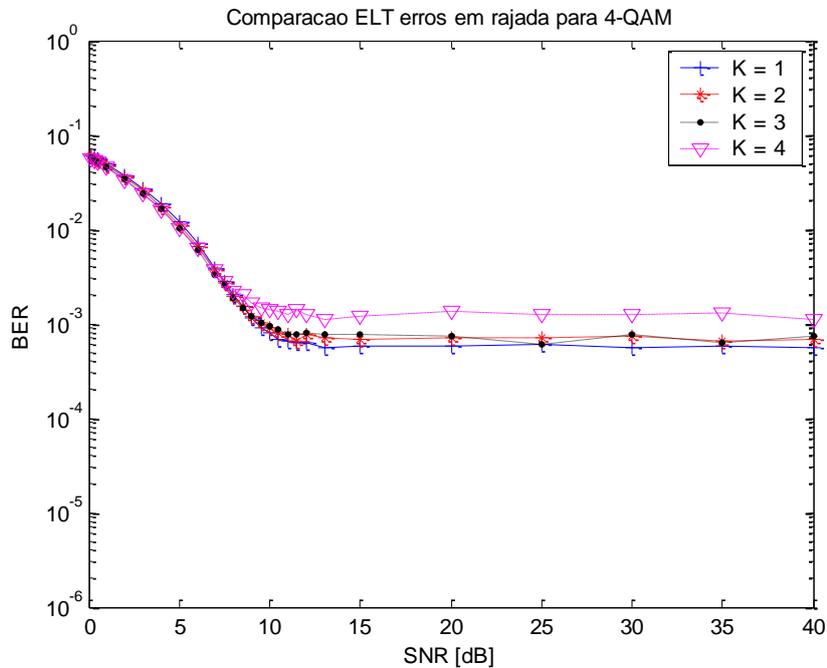


Figura E.7 – Comparação da ELT para vários K na situação de erros em rajada utilizando 4-QAM

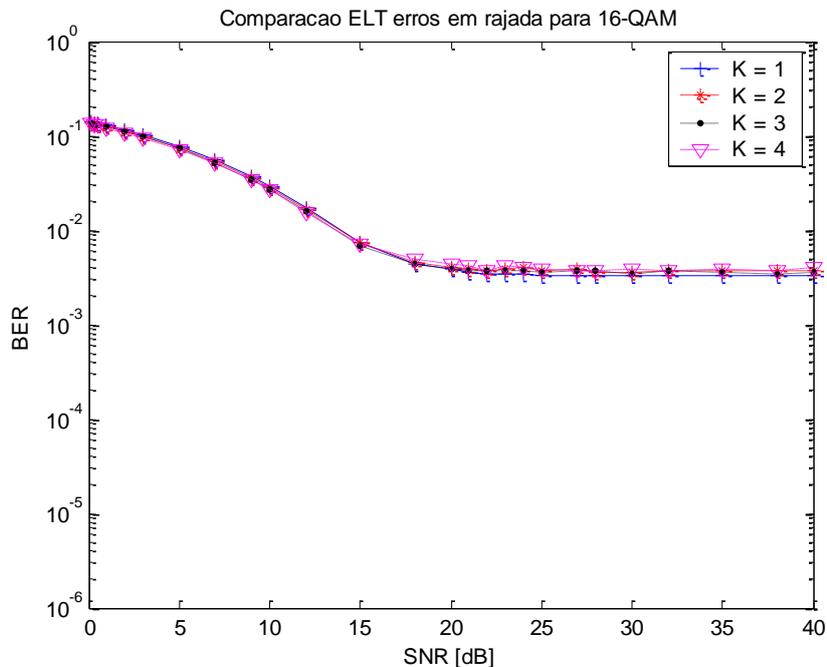


Figura E.8 – Comparação da ELT para vários K na situação de erros em rajada utilizando 16-QAM

É observado que para um fator igual a 4, em todas as situações, o seu desempenho é sempre o pior. Isto acontece devido a uma significativa ISI causada por uma alta

sobreposição no tempo, onde um ruído impulsivo gera erros em um grande número de símbolos.

## **E.5 Conclusão**

Considerando a relação entre a média dos critérios E.1 a E.3  $\times$  custo computacional, a melhor situação é quando utilizada um fator de sobreposição igual a 3. Este fator apresentou o melhor resultado nas simulações aliado a uma pequena diferença nos critérios E.1 e E.2 em relação ao fator 4, daí a escolha por  $K = 3$  neste trabalho.

## APÊNDICE F

### F1. Espalhamento no Tempo e Frequência

A definição do espalhamento no tempo de uma função discreta no tempo  $h_0(n)$  é dada por

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{E} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (n - \bar{n})^2 \cdot |h_0(n)|^2, \quad (\text{F.1})$$

onde:

$$E = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |h_0(n)|^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} |H_0(e^{jw})|^2 dw \quad (\text{F.2})$$

é a energia do sinal dada pela fórmula de Parseval [122] e  $\bar{n}$  é o centro da função  $h_0(n)$  expressa por

$$\bar{n} = \frac{1}{E} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} n |h_0(n)|^2. \quad (\text{F.3})$$

Na equação (F.2),  $H_0(n)$  é a transformada de Fourier da função  $h_0(n)$  dada por

$$H_0(e^{jw}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h_0(n) e^{-jwn}. \quad (\text{F.4})$$

Similarmente, o espalhamento na frequência da função discreta no tempo  $h_0(n)$  é definida por

$$\sigma_w^2 = \frac{1}{2\pi E} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} (w - \bar{w})^2 \cdot |H_0(e^{jw})|^2 dw, \quad (\text{F.5})$$

onde a frequência de centro é

$$\bar{w} = \frac{1}{2\pi E} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} w |H_0(e^{jw})|^2 dw. \quad (\text{F.6})$$

## APÊNDICE G

### G1. Implementação em Hardware

A implementação em hardware do OFDM foi estudada em alguns trabalhos [114-116]. Uma possível sugestão de hardware para implementação do OFDM como técnica de modulação para um sistema PLC é mostrado no diagrama de blocos da Figura G.1.

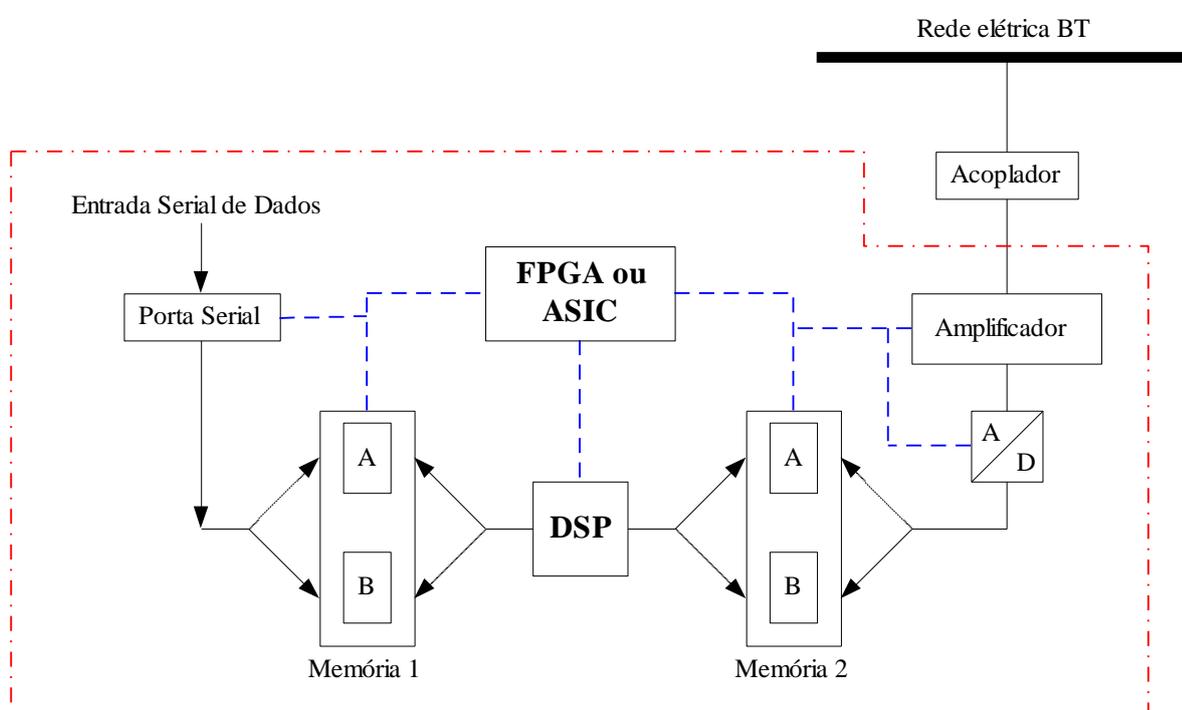


Figura G.1 – Sugestão de diagrama de blocos do hardware do transmissor.

Os dados recebidos pela porta serial são condicionados em uma memória 1 na posição B até completar o *buffer* de tamanho igual ao número de subportadoras. Isto equivale a conversão série-paralelo dos bits a serem transmitidos. Em paralelo, o processador DSP realiza a modulação (codificação, constelação, sincronização, IFFT e adiciona intervalo de guarda) através do *buffer* A da memória 1 guardando o sinal modulado no *buffer* A da memória 2. Enquanto isso o conversor D/A está enviando para o amplificador as amostras geradas pelo *buffer* B da memória 2. Posteriormente as amostras são amplificadas e jogadas na rede elétrica através do acoplador.

Após cada varredura de programa o processo é invertido, ou seja, o DSP passa a trabalhar com os *buffers* B das memórias e as entradas e saídas são realizadas a partir dos *buffers* A. Este processo é denominado *ping-pong*.

Como pode ser observado na Figura G.1 vários processos em paralelo são realizados ao mesmo tempo. O FPGA ou ASIC tem a função de coordenar e sincronizar todos eles, inclusive o estágio de pré-amplificação para minimização do aparecimento de harmônicos.