

Thiago Rodrigues Oliveira

*Caracterização de Redes de Energia
Elétrica como Meio de Transmissão de
Dados*

Juiz de Fora
Setembro 2010

Thiago Rodrigues Oliveira

*Caracterização de Redes de Energia Elétrica como Meio de
Transmissão de Dados*

Dissertação apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Orientador: Moisés Vidal Ribeiro

Juiz de Fora
Setembro 2010

Termo de Aprovação

Thiago Rodrigues Oliveira

Caracterização de Redes de Energia Elétrica como Meio de Transmissão
de Dados

Dissertação apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre, pela seguinte banca examinadora:

Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Sérgio Lima Netto
Universidade Federal do Rio de Janeiro

Prof. Dr. Álvaro Augusto Machado de
Medeiros
Universidade Federal de Juiz de Fora

Juiz de Fora, 28 de Setembro de 2010

DEDICATÓRIA

Aos meus amigos e familiares.

AGRADECIMENTOS

A Deus por ter me dado saúde, força de vontade e ter colocado em minha vida as pessoas certas.

Ao professor Moisés Vidal Ribeiro pela orientação, paciência, disponibilidade, incentivo e crédito no meu trabalho.

À minha amada namorada Amanda, companheira incondicional, sempre carinhosa e paciente. Por estar presente na minha vida, por tudo de bom que representa pra mim e por me fazer sentir uma pessoa muito especial.

Aos meus pais, que nunca puseram obstáculos para responder às minhas necessidades, sempre me educando através dos seus exemplos.

Aos meus sogros pelo carinho, atenção e presença em minha vida.

Aos meus familiares que sempre me apoiaram, mesmo distantes.

Aos meus grandes amigos da época da graduação: Antônio Ângelo, Alexandre, Cristiano, José Augusto, Fabiano e Renato.

Aos amigos do Laboratório de Processamento de Sinais e Telecomunicação (LAPTEL), pela oportunidade de aprendizado, e também pelos bons momentos de descontração.

EPÍGRAFE

“O impossível existe até quando alguém duvide dele e prove o contrário.”

Albert Einstein

SUMÁRIO

| | |
|---|-----------|
| Lista de Figuras..... | |
| Lista de Tabelas | |
| Lista de Abreviaturas e Siglas..... | |
| Resumo..... | |
| Abstract..... | |
| 1 Introdução..... | 18 |
| 1.1 Objetivo do trabalho..... | 19 |
| 1.2 Divisão do trabalho | 20 |
| 1.3 Sumário | 20 |
| 2 Redes Elétricas para Transmissão de Dados | 22 |
| 2.1 Canais PLC..... | 23 |
| 2.1.1 <i>Características dos condutores de energia elétrica</i> | 26 |
| 2.1.2 <i>Características da rede de energia elétrica</i> | 28 |
| 2.1.3 <i>Parâmetros de espalhamento (S)</i> | 33 |
| 2.1.4 <i>Modelagem de canais PLC</i> | 34 |
| 2.1.5 <i>Dedução da modelagem de canais PLC no tempo contínuo</i> | 35 |
| 2.2 Ruído aditivo | 42 |
| 2.3 Acoplamento..... | 49 |
| 2.4 Sumário | 52 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 3 | Formulação do Problema | 54 |
| 3.1 | Caracterização de canais PLC | 54 |
| 3.2 | Sumário | 57 |
| 4 | Técnicas Propostas | 58 |
| 4.1 | Algoritmos para medição de canais PLC | 58 |
| 4.1.1 | <i>Sistema de transmissão DMT</i> | 59 |
| 4.1.2 | <i>Algoritmo para estimação da resposta em frequência do canal</i> | 62 |
| 4.1.2.1 | Sincronização | 62 |
| 4.1.2.2 | Estimação | 67 |
| 4.1.2.3 | Validação | 68 |
| 4.1.3 | <i>Algoritmos para estimação do comprimento efetivo do canal</i> | 68 |
| 4.1.3.1 | Algoritmo SEE | 69 |
| 4.1.3.2 | Algoritmo GLRT | 71 |
| 4.1.3.3 | Algoritmo mGLRT | 73 |
| 4.2 | Algoritmos para medição de ruído | 75 |
| 4.2.1 | <i>Extração de características</i> | 76 |
| 4.2.2 | <i>Seleção de características</i> | 78 |
| 4.2.3 | <i>Detecção</i> | 79 |
| 4.2.3.1 | Detector Bayes | 79 |
| 4.2.3.2 | Detector MLP | 81 |
| 4.2.4 | <i>Segmentação</i> | 82 |
| 4.3 | Sumário | 85 |
| 5 | Metodologias para Medição de Canais PLC e Ruídos | 86 |
| 5.1 | Medição da impedância de acesso de canais PLC | 86 |
| 5.2 | Estimação da resposta em frequência de canais PLC | 88 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 5.3 | Medição de ruído aditivo | 91 |
| 5.4 | Detecção e segmentação de ruídos impulsivos | 93 |
| 5.5 | Sumário | 94 |
| 6 | Resultados..... | 95 |
| 6.1 | Medição da impedância de acesso..... | 96 |
| 6.2 | Estimação da resposta em frequência do canal PLC | 99 |
| 6.3 | Estimação do comprimento efetivo do canal PLC | 107 |
| 6.4 | Medição do ruído aditivo | 116 |
| 6.5 | Detecção e segmentação do ruído impulsivo | 117 |
| 6.6 | Sumário | 124 |
| 7 | Conclusões..... | 127 |
| | Referências | 131 |
| | Apêndice A - Produção Científica..... | 137 |

LISTA DE FIGURAS

| | | |
|-----------|--|----|
| Figura 1 | Infraestrutura de transmissão e distribuição de energia elétrica. | 24 |
| Figura 2 | Modelo para cabos condutores de energia elétrica. | 26 |
| Figura 3 | Parâmetros Z do quadripolo. | 29 |
| Figura 4 | Sistema de transmissão e recepção. | 31 |
| Figura 5 | Representação de parte de uma rede elétrica. | 32 |
| Figura 6 | Parâmetros de espalhamento de um quadripolo. | 33 |
| Figura 7 | Módulo da resposta em frequência de um canal PLC LIT. | 36 |
| Figura 8 | Módulo da resposta em frequência de um canal PLC LVT. | 40 |
| Figura 9 | Chaveamento entre $h_1(t, \tau)$ e $h_2(t, \tau)$, com relação a componente fundamental da rede elétrica, de um canal PLC LCVT. | 41 |
| Figura 10 | Módulo da resposta em frequência de um canal PLC LCVT. | 41 |
| Figura 11 | Comportamento da magnitude da resposta em frequência de um canal PLC periodicamente variante com o tempo (MUSOLINO; RAUGI; TUCCI, 2008). | 43 |

| | | |
|-----------|---|----|
| Figura 12 | Comportamento da magnitude da resposta em frequência de um canal PLC periodicamente variante com o tempo (CORRIPIO et al., 2006). | 43 |
| Figura 13 | Impulsos medidos da rede elétrica e envelope para extração de parâmetros característicos. | 47 |
| Figura 14 | Acoplador capacitivo. | 50 |
| Figura 15 | Acoplador indutivo. | 51 |
| Figura 16 | Acoplador indutivo com capacitor conectado à rede. | 52 |
| Figura 17 | Parâmetros medidos do acoplador usado nas medições em canais PLC. | 53 |
| Figura 18 | Canal PLC. | 55 |
| Figura 19 | Fluxograma do algoritmo aplicado para estimar a resposta em frequência do canal PLC. | 59 |
| Figura 20 | Sistema de transmissão DMT. | 60 |
| Figura 21 | Símbolo DMT completo no domínio do tempo discreto. | 61 |
| Figura 22 | Fluxograma do algoritmo para estimação da resposta em frequência de canais PLC. | 63 |
| Figura 23 | Janelamento usado na correlação. | 64 |
| Figura 24 | Processo de correlação. | 64 |

| | | |
|-----------|---|----|
| Figura 25 | Perfil do vetor \mathbf{y}_{corr} . | 65 |
| Figura 26 | Sinal transmitido. | 65 |
| Figura 27 | Região em que o sincronismo é considerado correto. | 66 |
| Figura 28 | Diagrama de blocos do algoritmo baseado no teste SEE. | 71 |
| Figura 29 | Diagrama de blocos do algoritmo baseado no teste GLRT. | 72 |
| Figura 30 | Função cumulativa de probabilidade da distribuição χ^2 . | 73 |
| Figura 31 | Diagrama de blocos do algoritmo baseado no teste mGLRT. | 74 |
| Figura 32 | Função cumulativa de probabilidade da distribuição F . | 75 |
| Figura 33 | Diagrama de blocos do algoritmo de detecção e segmentação de ruídos impulsivos. | 76 |
| Figura 34 | Fluxograma do algoritmo para a segmentação de ruídos impulsivos. | 83 |
| Figura 35 | Esquema de ligação do analisador de rede para medição da impedância de acesso. | 87 |
| Figura 36 | Esquema de ligação para medição da resposta em frequência do canal PLC. | 88 |
| Figura 37 | Circuito para sincronização com a rede elétrica. | 89 |

| | | |
|-----------|---|-----|
| Figura 38 | Sinal $v_{out}(t)$ em função da tensão da rede elétrica aplicada nos terminais do circuito. | 90 |
| Figura 39 | Esquema de ligação para medição do ruído de fundo. | 91 |
| Figura 40 | Disposição das tomadas utilizadas na avaliação das metodologias propostas. | 95 |
| Figura 41 | Parâmetros S do acoplador. | 97 |
| Figura 42 | Impedância de acesso em todas as tomadas sem nenhuma carga conectada. | 98 |
| Figura 43 | Impedância de acesso nas tomadas B, C e D, sem nenhuma carga conectada. | 98 |
| Figura 44 | Impedância de acesso nas tomadas E, F e G, sem nenhuma carga conectada. | 99 |
| Figura 45 | Impedância de acesso na tomada C para configurações 1 e 2. | 100 |
| Figura 46 | Impedância de acesso na tomada F para configurações 1 e 2. | 100 |
| Figura 47 | Impedância de acesso na tomada E para configurações 1 e 3. | 101 |
| Figura 48 | Impedância de acesso na tomada F para configuração 1, com furadeira desligada (<i>off</i>) e ligada (<i>on</i>). | 101 |
| Figura 49 | Valores dos coeficientes do vetor \mathbf{m}_t usado para determinar ponto de sincronismo correto. | 104 |

| | | |
|-----------|---|-----|
| Figura 50 | Varição temporal da magnitude da resposta em frequência do canal 1. | 104 |
| Figura 51 | Magnitude das respostas em frequência estimadas para os canais considerados. | 105 |
| Figura 52 | Magnitude das respostas em frequência estimadas para os canais considerados e sem cargas conectadas nas tomadas. | 106 |
| Figura 53 | Magnitude da resposta em frequência estimada para canal PLC ciclicamente variante com o tempo. | 107 |
| Figura 54 | Resposta ao impulso do canal PLC usado na simulação. | 108 |
| Figura 55 | Magnitude da resposta em frequência do canal PLC usado na simulação. | 108 |
| Figura 56 | Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo SEE para caso 1. | 110 |
| Figura 57 | Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo SEE para caso 2. | 111 |
| Figura 58 | Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo SEE para caso 3. | 111 |
| Figura 59 | Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo GLRT para caso 1. | 112 |
| Figura 60 | Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo GLRT para caso 2. | 112 |

| | | |
|-----------|---|-----|
| Figura 61 | Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo GLRT para caso 3. | 113 |
| Figura 62 | Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo mGLRT para caso 1. | 113 |
| Figura 63 | Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo mGLRT para caso 2. | 114 |
| Figura 64 | Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo mGLRT para caso 3. | 114 |
| Figura 65 | Estimativas para o comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal 1. | 115 |
| Figura 66 | Medição do ruído aditivo através do analisador de espectro. | 116 |
| Figura 67 | Estimação da densidade espectral de potência do ruído aditivo através do método <i>Welch</i> | 118 |
| Figura 68 | Estimação da densidade espectral de potência do ruído aditivo através do método <i>Welch</i> | 118 |
| Figura 69 | Desempenho do detector Bayes para diferentes valores de SNR e com relação ao banco de dados sintéticos. | 120 |
| Figura 70 | Desempenho da rede neural MLP, usada como detector, para diferentes valores de SNR e com relação ao banco de dados sintéticos. | 120 |
| Figura 71 | Perfil de magnitude máxima dos eventos do banco de dados real correspondentes à classe sem ruído impulsivo. | 121 |

| | | |
|-----------|--|-----|
| Figura 72 | Perfil de amplitude máxima do módulo da amplitude dos eventos do banco de dados real correspondentes à classe com ruído impulsivo. | 122 |
| Figura 73 | Desempenho do detector Bayes para diferentes quantidades de características selecionadas e quando o banco é constituído por dados medidos. | 122 |
| Figura 74 | Desempenho da rede neural MLP, usada como detector, para diferentes quantidades de características selecionadas e quando o banco é constituído por dados medidos. | 123 |
| Figura 75 | Parcela da sequência $\{y[n]\}$ em que foram detectados e segmentados dois ruídos impulsivos consecutivos e bastante próximos. | 125 |
| Figura 76 | Parcela de $y(t)$ em que foram detectados e segmentados dois eventos de ruído impulsivo. | 125 |

LISTA DE TABELAS

| | | |
|-----------|--|-----|
| Tabela 1 | Descrição dos parâmetros da resposta em frequência baseada no modelo de multi-propagação. | 35 |
| Tabela 2 | Parâmetros do modelo de um canal PLC em rede BT externa(ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b). | 35 |
| Tabela 3 | Parâmetros do modelo de um canal PLC em rede BT externa. | 42 |
| Tabela 4 | Comprimento dos condutores. | 96 |
| Tabela 5 | Disposição das cargas. | 96 |
| Tabela 6 | Características do sinal DMT transmitido e valores dos parâmetros do algoritmo estimador da resposta em frequência do canal PLC. | 102 |
| Tabela 7 | Definição de canais PLC de acordo com as posições do transmissor e do receptor. | 103 |
| Tabela 8 | Parâmetros adotados para os algoritmos utilizados para estimação do comprimento efetivo do canal PLC. | 107 |
| Tabela 9 | Tipos de ruído considerados para análise de desempenho dos algoritmos usados na estimação do comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal PLC. | 110 |
| Tabela 10 | Parâmetros usados para estimação da densidade espectral de potência do | |

ruído aditivo através do método *Welch*. 117

Tabela 11 Parâmetros adotados para o algoritmo de detecção e segmentação de ruídos impulsivos. 124

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC conversor analógico para digital - *analogic-to-digital converter*

AM modulação em amplitude - *amplitude modulation*

ANATEL Agência Nacional de Telecomunicações

ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica

AT alta tensão

AWGN ruído aditivo branco gaussiano - *additive white Gaussian noise*

BER taxa de bits errados - *bit error rate*

BT baixa tensão

DAC conversor digital para analógico - *digital-to-analogic converter*

DFT transformada discreta de Fourier - *discrete Fourier transform*

DMT *discrete multitone modulation*

EMC compatibilidade eletromagnética - *electromagnetic compatibility*

EMI interferência eletromagnética - *electromagnetic interference*

EOS estatísticas de ordem superior

FDR *Fisher's discriminant ratio*

FM modulação em frequência - *frequency modulation*

GCEM método gradiente conjugado, escalonado e modificado

GLRT *generalized likelihood ratio test*

IBI interferência entre blocos - *interblock interference*

ICI interferência entre subportadoras - *inter carrier interference*

IDFT transformada inversa de Fourier - *inverse discrete Fourier transform*

LAPTEL Laboratório de Processamento de Sinais e Telecomunicações

LCVT linear e ciclicamente variante com o tempo

LIT linear e invariante com o tempo

LVT linear e variante com o tempo

MAP mapeamento

mGLRT *modified generalized likelihood ratio test*

MIMO *multiple input multiple output*

ML *maximum likelihood*

MLP perceptron multicamadas - *multilayer perceptron*

MT média tensão

OFDM *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

PLC *power line communication*

PNBL Plano Nacional de Banda Larga

PSD densidade espectral de potência - *power spectral density*

RBW resolução de largura de banda - *resolution bandwidth*

Rx receptor

SCR diodo controlado de silício

SEE *signal energy estimation*

SNR relação sinal ruído - *signal to noise ratio*

Tx transmissor

UFJF Universidade Federal de Juiz de Fora

ZF *zero forcing*

RESUMO

Esta dissertação apresenta, de forma detalhada, um conjunto de metodologias e técnicas destinadas à análise de redes de energia elétrica como meio de transmissão de dados (*power line communication* - PLC). As características das redes elétricas que influenciam um sistema de comunicação de dados consideradas neste trabalho são as seguintes: a impedância de acesso à rede elétrica, a resposta ao impulso e o ruído. Para tanto, técnicas de processamento de sinais para estimação da resposta em frequência, estimação do comprimento efetivo da resposta ao impulso, detecção e segmentação de ruídos impulsivos e análise espectral de ruídos aditivos são propostas e discutidas na presente contribuição. Os desempenhos objetivos e a apreciação subjetiva das técnicas propostas, a partir de dados sintéticos e medidos, evidenciam a adequação destas técnicas para a análise em questão. Além disso, formulações matemáticas para a resposta ao impulso de canais PLC invariantes, variantes e periodicamente variantes no tempo, derivadas a partir do modelo de multi-propagação para canais PLC, são apresentadas. Tais formulações proporcionam de forma simples e objetiva a emulação dos possíveis comportamentos temporais de canais PLC reais e, portanto, podem se constituir como ferramentas de grande utilidade para o projeto e a avaliação de sistemas de comunicações baseados na tecnologia PLC.

Palavras-chave: Redes de energia elétrica; Transmissão de dados; Estimação de canais; Detecção e segmentação de ruídos impulsivos; Densidade espectral de potência.

ABSTRACT

This thesis addresses a set of methodologies and techniques for the analysis of electric grids as a medium for data communications (power line communications - PLC). The main features influencing a communication system that are considered in this work are the input impedance, the channel impulse response, and the noise. In this regards, signal processing-based techniques are investigated, proposed and analyzed for the estimations of the channel frequency response and the effective length of the channel impulse response; the detection and segmentation of impulsive noise; and the power spectral analysis of the additive noise at the channel output. The numerical performance and subjective analysis regarding the use of the proposed techniques in synthetic and measured data indicate that those techniques fit well in the thesis purposes. In addition, mathematical formulation for invariant, time-varying, and periodically time-varying PLC channel models, which are based on multi-path channel model approach, are presented. These formulations are simple and elegant ones for the emulation of possible temporal behavior of existing PLC channels and, as a result, can constitute a useful tool for the design and analysis of PLC systems.

Key-words: Electrical networks; Data transmission; Channel estimation; Impulsive noise detection and segmentation; Power spectrum density.

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos vem crescendo o interesse pela utilização da rede de energia elétrica como um meio de transmissão de dados. A tecnologia associada à esta técnica de transmissão é conhecida como *power line communication* (PLC) (FERREIRA et al., 2010). No Brasil, por exemplo, a tecnologia PLC pode ser utilizada como uma alternativa para popularizar o acesso à internet dentro do Plano Nacional de Banda Larga (PNBL), instituído através do Decreto nº 7.175, de 12 de maio de 2010, dado que a capilaridade da rede elétrica é muitíssimo superior a qualquer infraestrutura de telecomunicações. De fato, a maioria da população possui acesso à energia elétrica, principalmente através do programa “Luz Para Todos”, criado através do Decreto nº 4.873, de 11 de novembro de 2003, o qual é destinado à universalização do acesso e do uso da energia elétrica à população brasileira, principalmente aquela parcela que reside longe dos centros urbanos. Fato que não ocorre, por exemplo, com relação a outros meios de acesso à internet, como os que utilizam de linhas telefônicas, TVs a cabo, etc. Além disso, o custo de implementação da tecnologia PLC é entre 40% e 60% abaixo daquele associado à outras tecnologias (HRASNICA; HAIDINE; LEHNERT, 2005), posto que a infraestrutura necessária, o que corresponde à maior parcela do custo de implementação, já se encontra instalada.

Por outro lado, como as redes elétricas foram projetadas para a transmissão e distribuição de energia elétrica, ou seja, sinais de baixa frequência e elevada potência, é esperado que estas redes afetem, de modo significativo, os sinais destinados à comunicação de dados que venham a ser transmitidos através delas, ou seja, sinais de elevada frequência e baixíssima potência. De fato, as redes de energia possuem diferentes características, tais como, topologia, condutores empregados, tipos e dinâmica de funcionamento de cargas, em função do tempo e localização, os quais limitam o uso da tecnologia PLC. Portanto, para um melhor aproveitamento das redes elétricas, é necessário um estudo detalhado de suas características que impactam o projeto e o desempenho do sistema PLC. Este conjunto de características são informações preciosas que devem ser utilizadas na etapa de projeto de um sistema PLC independentemente de sua finalidade, que pode ser promover acesso

à internet, viabilizar redes inteligentes (*smart grids*, *smart home* e *smart building*), etc.

Entretanto, não há trabalhos desenvolvidos para este tipo de estudo com relação às redes elétricas brasileiras, nem uma descrição detalhada dos métodos necessários para proporcionar tal análise. De fato, a literatura sobre a caracterização das redes elétricas como meio de transmissão de dados é abundante no exterior, mas totalmente escassa no que diz respeito ao Brasil. Esta escassez de informação é um vetor limitante ao aprofundamento das pesquisas e desenvolvimentos para a introdução de novas gerações de tecnologias PLC, capazes de oferecer novos limiares de desempenho e aplicabilidades.

Atualmente, a tecnologia PLC tem seu desenvolvimento em países da América do Norte, Europa e Ásia, nos quais a renda per capita é elevada e, portanto, o custo desta tecnologia para países emergentes e em desenvolvimento é elevado. Além disso, tais tecnologias PLC apresentam desempenho bastante aleatório em países, tal como o Brasil, posto que elas não foram desenvolvidas a partir das características das redes elétricas brasileiras. O conhecimento das redes elétricas brasileiras também pode oferecer subsídios para o desenvolvimento de equipamentos e metodologias capazes de avaliar *a priori* a capacidade de uma seção da rede elétrica como meio de transmissão de dados, de fornecer indicações e orientações sobre quais os tipos de adaptações e modificações necessários para viabilizar a seção da rede elétrica. Estes equipamentos e metodologias reunidos sob o nome Analisador PLC é, de fato, uma solução de grande demanda para as concessionárias de energia elétrica.

1.1 **Objetivo do trabalho**

O objetivo do presente trabalho é de apresentar, de forma detalhada, metodologias e técnicas destinadas à avaliar a rede elétrica como meio para transmissão de dados. Para tanto, as metodologias e técnicas descritas neste trabalho, estão relacionadas ao levantamento das características da rede elétrica, na faixa de frequência de 1,705 até 50 MHz, as quais impactam de forma significativa o projeto e o desempenho do sistema PLC. Dentre as características de interesse, destacam-se a impedância de entrada da rede elétrica, a resposta em frequência do canal PLC, o comprimento efetivo de sua resposta ao impulso, a densidade espectral de potência do ruído aditivo e dados estatísticos relacionados com a ocorrência dos ruídos impulsivos (instantes inicial e final, taxa de ocorrência, etc). Para tanto, algumas técnicas disponíveis na literatura são avaliadas, enquanto outras são propostas. Os resultados computacionais, obtidos a partir de dados sintéticos e

medidos, indicam de forma inequívoca a adequação das técnicas propostas para a análise das características da rede elétrica para a tecnologia PLC.

1.2 Divisão do trabalho

Esta dissertação está organizada da seguinte forma: no Capítulo 2 é apresentada uma revisão sobre as características das redes elétricas que impactam no desempenho do sistema PLC. A seguir, os modelos de canais PLC linear e invariante com o tempo (LIT), linear e variante com o tempo (LVT) e linear e ciclicamente variante com o tempo (LCVT), são descritos. São apresentadas as principais características do ruído presente em canais PLC. Finalmente, o dispositivo acoplador, do qual será utilizado em todas as medições propostas neste trabalho, é comentado.

O Capítulo 3 formula os problemas investigados nesta dissertação visando, sobretudo, justificar de forma objetiva e direta o porquê das técnicas e metodologias propostas e/ou investigadas nos capítulos seguintes.

No Capítulo 4 são descritos todos os algoritmos utilizados nas metodologias propostas. Uma modulação multi-portadora, utilizada como base para a estimação da resposta em frequência de canais PLC, é discutida. São apresentados também três algoritmos que foram testados para a estimação do comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal. Finalmente, é descrita a técnica desenvolvida para a detecção e a segmentação de ruídos impulsivos.

No Capítulo 5 são descritas as metodologias empregadas para a medição e a estimação de algumas características de interesse dos canais PLC. São apresentados os *setups* dos equipamentos necessários à medição e as técnicas envolvidas.

No Capítulo 6 são apresentados e discutidos alguns resultados da aplicação das metodologias e técnicas propostas e analisadas nesta dissertação.

Finalmente, o Capítulo 7 apresenta as conclusões e observações finais da presente dissertação.

1.3 Sumário

Este capítulo discursou, de forma simplificada, o objetivo e a organização desta dissertação. O próximo capítulo apresenta uma revisão sobre o sistema PLC, abordando

as características das redes elétricas que impactam em um sistema de comunicação operando nesta rede, as características do ruído aditivo. São apresentados os modelos que representam canais PLC LIT, LVT e LCVT. Por fim, é apresentado o dispositivo destinado a interfacear o dispositivo de medição com a rede elétrica.

2 *REDES ELÉTRICAS PARA TRANSMISSÃO DE DADOS*

Como o sistema de comunicação PLC, ou seja, sistema de transmissão de dados através da rede elétrica, faz uso da infraestrutura existente para fornecimento de energia elétrica, estudar e entender a mesma é de fundamental importância para a avaliação do comportamento destas redes no que tange a transmissão de dados. Noutras palavras, é necessário conhecer como o sinal transmitido é afetado (distorcido e atenuado) por este meio de comunicação de dados, o qual não foi projetado para este fim.

Um sinal transmitido através da rede elétrica sofre severas atenuações que aumentam com a frequência e a distância entre transmissor e receptor. Além disso, a presença de ruídos impulsivos devido às cargas eletrônicas, principalmente as não lineares, as quais são conectadas às redes elétricas, é uma fonte de elevada degradação do sinal transmitido através das mesmas. Além disso, a impedância de acesso à rede elétrica, que varia com a frequência, contribui com a atenuação do sinal transmitido, o que é resultado da falta de casamento de impedância, não apenas no ponto de conexão à rede elétrica, mas também nas conexões e derivações na própria infra-estrutura de cabeamento destas redes.

Este capítulo é destinado então a apresentar uma discussão sobre as características das redes elétricas relacionadas diretamente ao desempenho de um sistema de comunicação de dados que faça uso desta infraestrutura. Neste contexto, é discutido o impacto de cada característica pertinente às redes elétricas, tais como aquelas relacionadas aos condutores, à topologia da rede, às cargas conectadas à ela, etc. Em seguida, é proposto um novo equacionamento que representa a resposta ao impulso de canais PLC LIT, derivada a partir de sua modelagem, no domínio da frequência, proposta na literatura. Além disso, são sugeridos novos modelos destinados à representar canais PLC que variam com o tempo (LVT) e também sincronamente com a componente fundamental da rede elétrica (LCVT), através de algumas melhorias dos modelos apresentados em (PICORONE, 2009), visando, sobretudo, modelar o comportamento de canais PLC reais. São também descritos neste capítulo, os tipos de ruídos presentes na rede elétrica, classificados de acordo com algumas características nos domínios do tempo e da frequência. E, por fim, é apresentado o

dispositivo acoplador, que é um dispositivo indispensável para a realização de um sistema de comunicação que utiliza a rede elétrica como meio de propagação de sinais de dados.

Este capítulo encontra-se organizado da seguinte maneira: Na Seção 2.1 é listado um conjunto de características da rede elétrica que estão relacionadas diretamente com o desempenho do sistema de comunicação que faz uso da própria rede para transmissão de dados. Além disso, são apresentados modelos que contemplam essas características e outras, como variações temporais do canal, e que são bastante úteis em simulações de sistemas PLC de comunicação. Em seguida, na Seção 2.2 são listados os tipos de ruídos presentes nas redes elétricas. E por fim, na Seção 2.3 é apresentado o dispositivo acoplador.

2.1 Canais PLC

A rede elétrica foi projetada e dimensionada para a transmissão de energia usando-se uma portadora senoidal de frequência igual a 60 Hz, como é o caso aqui do Brasil, ou 50 Hz em países como Alemanha, Argentina, entre outros. Esta rede é subdividida em rede de transmissão e de distribuição. A primeira compreende a transmissão de energia elétrica em longas distâncias (redes de alta tensão (AT)), com níveis de tensão superiores a 69 kV e potências elevadíssimas. As redes AT também são usadas pelas concessionárias de energia elétrica para o atendimento de grandes consumidores, tais como siderúrgicas, montadoras, refinarias, etc.

As redes elétricas de distribuição compreendem aquelas entre as subestações abaixadoras de tensão (AT/MT(média tensão)), as quais são localizadas perto dos centros consumidores de energia, e o consumidor final (cargas). A rede de distribuição divide-se, em função do nível de tensão de distribuição, em redes de média tensão (MT) e redes de baixa tensão (BT). Essencialmente, as redes MT distribuem a energia elétrica com níveis de tensão variando entre 5 kV e 69 kV. Já as redes BT, distribuem a energia com tensões inferiores a 500 V. No Brasil, a rede de BT fornece níveis de tensão de 110/220/380 V (monofásico, bifásico e trifásico). Além disso, as redes BT compreendem a infraestrutura existente entre o transformador abaixador MT/BT e as cargas em residências, comércios e pequenas indústrias. A Figura 1 ilustra a infra-estrutura de transmissão e distribuição de energia elétrica.

Visando a transmissão de dados com taxas elevadas, as redes MT e BT têm sido de grande interesse, posto que a atenuação do sinal é diretamente proporcional ao

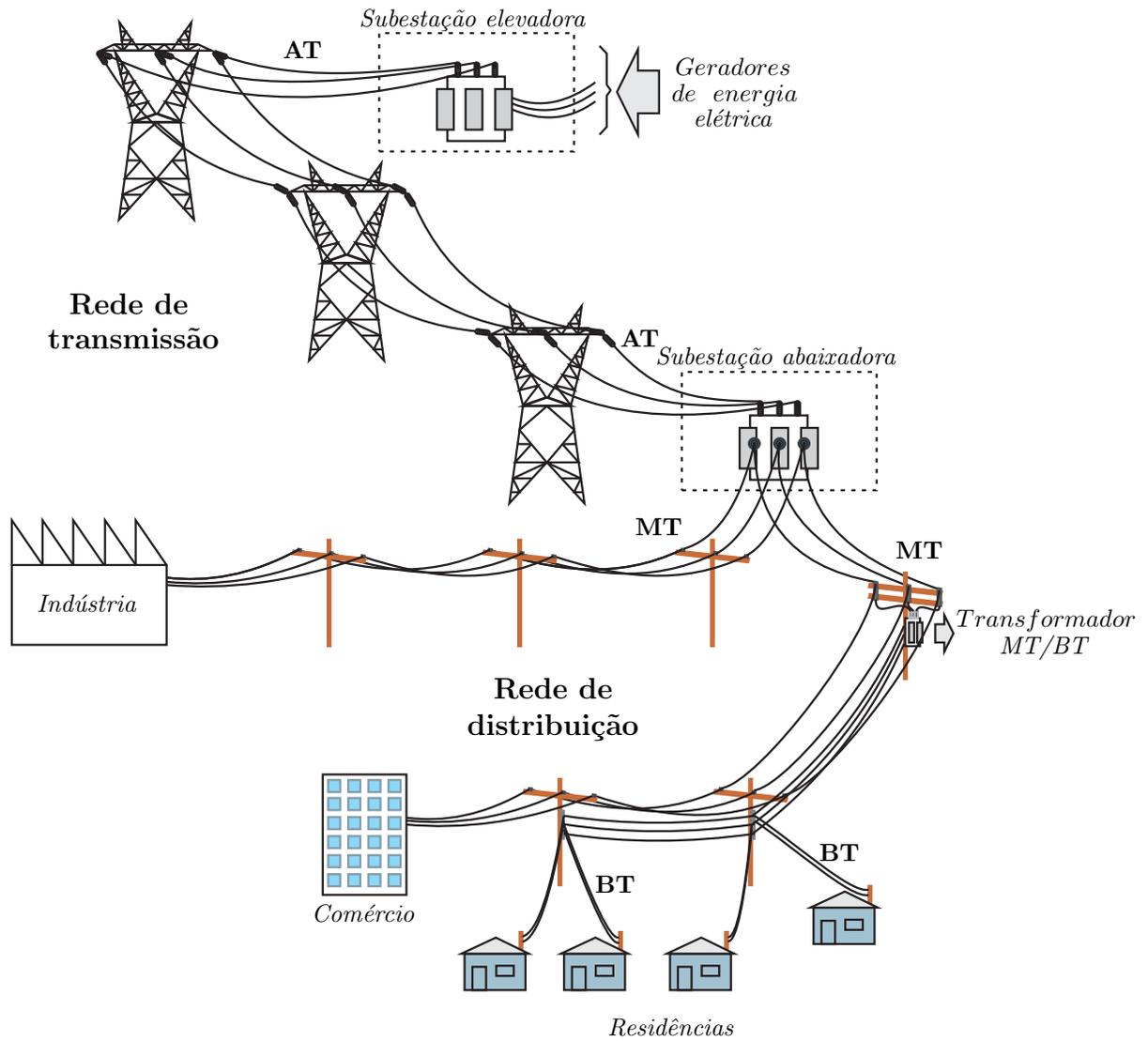


Figura 1: Infraestrutura de transmissão e distribuição de energia elétrica.

aumento da distância (perda ôhmica) entre o transmissor e receptor PLC, e ao aumento da frequência da portadora (efeito *skin*).

Para as redes MT e BT empregam-se os adjetivos internas (*indoor*) e externas (*outdoor*). As redes elétricas internas compreendem as instalações elétricas em ambientes residenciais, comerciais e industriais, geralmente consideradas até o ponto de inserção do medidor de energia da concessionária. Além disso, são também consideradas redes elétricas internas aquelas presentes em embarcações, aviões, veículos automotores, etc. Por outro lado, o adjetivo externa está associados a redes BT/MT/AT, as quais na sua grande maioria pertencem às empresas de transmissão e concessionárias de distribuição de energia elétrica.

No que tange os cabos das redes AT/MT/BT pode-se ressaltar que os mesmos apresentam diferentes seções (bitolas), materiais e formas de conexão, além de não serem blindados eletromagneticamente. Portanto, diferentemente dos cabos telefônicos e de TV a cabo, os condutores das redes AT/MT/BT apresentam limitações, do ponto de vista técnico, mais severas do que aquelas encontradas nos cabos acima citados devido às seguintes razões:

1. Usualmente os cabos das redes AT/MT/BT não são magneticamente blindados;
2. Forte presença de descasamento de impedância, devido, sobretudo, à capilaridade da rede e à universalização do acesso as redes de transmissão de energia elétrica;
3. A impedância de entrada da rede elétrica varia com a frequência e com o tempo devido ao comportamento dinâmico de cargas variantes no tempo.

Apesar de todas essas limitações, desde a década de 80 do século passado vem aumentando o interesse, as pesquisas e o desenvolvimento de tecnologia para a transmissão de dados via rede elétrica. Devido aos avanços alcançados nos últimos anos, com relação à tecnologia PLC, as agências reguladoras brasileiras, a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) e a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), introduziram regulamentações do ponto de vista de telecomunicações e de energia elétrica, respectivamente, de modo a viabilizar o uso das redes elétricas como meio de comunicação de dados. Atualmente, as redes elétricas externas podem ser usadas para a transmissão de dados em alta velocidade, desde que a banda de frequência seja entre 1,705 e 50 MHz, conforme a Resolução 527 de 8 de abril de 2009 da ANATEL (ANATEL, 2010), e que a Resolução Normativa 375 de 25 de agosto de 2009, da ANEEL (ANEEL, 2010), também seja completamente atendida.

2.1.1 Características dos condutores de energia elétrica

Da teoria de linhas de transmissão, uma parcela de comprimento infinitesimal (Δx) de um condutor pode ser modelada por seus parâmetros distribuídos (HAYT, 1994; MENG et al., 2002). Estes parâmetros, conforme a Figura 2, são resistência R , capacitância C , indutância L e condutância G , expressos por unidade de comprimento.

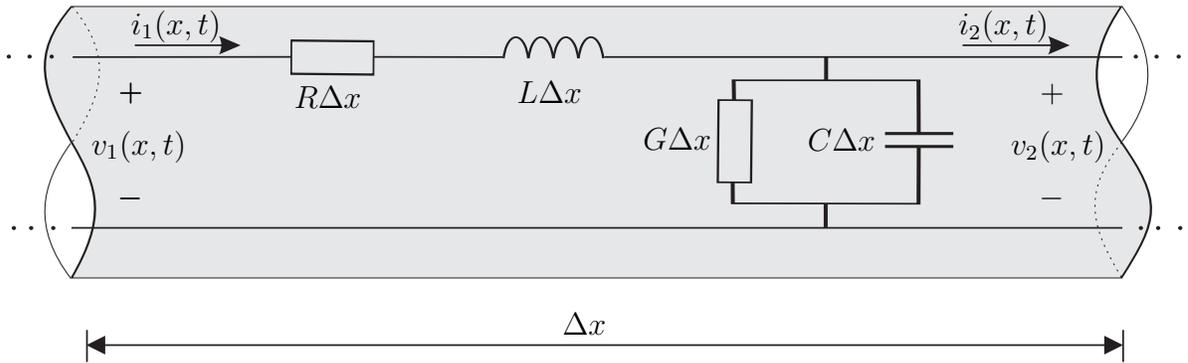


Figura 2: Modelo para cabos condutores de energia elétrica.

Seja agora, as tensões $v_1(x, t)$ e $v_2(x, t)$, e as correntes $i_1(x, t)$ e $i_2(x, t)$ nas posições indicadas no circuito da Figura 2. Logo, $v_1(x, t)$ e $i_1(x, t)$ podem ser calculados, respectivamente, por

$$v_1(x, t) = v_2(x, t) + R \cdot \Delta x \cdot i_1(x, t) + L \cdot \Delta x \cdot \frac{di}{dt}(t) \quad (2.1)$$

e

$$i_1(x, t) = i_2(x, t) + G \cdot \Delta x \cdot v_2(x, t) + C \cdot \Delta x \cdot \frac{dv}{dt}(t), \quad (2.2)$$

em que $\frac{dv}{dt}(t)$ e $\frac{di}{dt}(t)$ são, respectivamente, as derivadas da tensão e da corrente, em relação ao tempo.

Assumindo que $v(t)$ e $i(t)$ são sinais senoidais, ou seja, podem ser representados por

$$v(t) = \mathbb{R} \{ V_{pico} \cdot e^{j(2\pi ft + \psi)} \} \quad (2.3)$$

e

$$i(t) = \mathbb{R} \{ I_{pico} \cdot e^{j(2\pi ft + \delta)} \}, \quad (2.4)$$

em que $\psi - \delta$ é a diferença de fase entre a tensão e a corrente e $\mathbb{R}\{\cdot\}$ denota a parte real de um número complexo. As equações (2.1) e (2.2) são equações diferenciais cuja solução

é dada por (HAYT, 1994)

$$V(l) = V_2 \cosh(\gamma l) + I_2 Z_0 \sinh(\gamma l) \quad (2.5)$$

e

$$I(l) = I_2 \cosh(\gamma l) + \frac{V_2}{Z_0} \sinh(\gamma l), \quad (2.6)$$

em que os fasores V_2 e I_2 representam, respectivamente, $v_2(x, t)$ e $i_2(x, t)$ da Figura 2, $\cosh(\cdot)$ e $\sinh(\cdot)$ denotam as funções de cosseno hiperbólico e seno hiperbólico, respectivamente, enquanto que l é o comprimento do condutor. Além disso, Z_0 é denominada impedância característica do condutor e γ sua constante de propagação. Note que

$$Z_0(\Omega) = \sqrt{\frac{(R + j\Omega L)}{(G + j\Omega C)}} \quad (2.7)$$

e

$$\gamma(\Omega) = \sqrt{(R + j\Omega L)(G + j\Omega C)} = \alpha + j\beta, \quad (2.8)$$

em que $\Omega = 2\pi f$ rad/s é a frequência angular, α representa a parcela de perda por atenuação, enquanto que β , a parcela de propagação ou atraso de fase. Note que Z_0 e γ são parâmetros dependentes com a frequência Ω , entretanto, esta dependência será omitida nas expressões seguintes, por simplicidade.

O valor do parâmetro R é predominantemente o resultado do efeito *skin* (efeito em que a corrente elétrica alternada tende a fluir pela superfície do condutor, o que aumenta a sua resistência aparente devido à redução da área de propagação da corrente elétrica) e é proporcional a raiz quadrada da frequência ($R \propto \sqrt{f}$), enquanto a condutância é diretamente proporcional a frequência ($G \propto f$) e é determinada principalmente pelas perdas dielétricas dos materiais isolantes dos condutores. Como o sinal PLC ocupa frequências de alguns MHz, as Equações (2.7) e (2.8) podem ser simplificadas, assumindo-se que a atenuação causada por R e G são muito menores se comparada com a provocada por L e C , ou seja, $R \ll \Omega L$ e $G \ll \Omega C$. Logo, as Equações (2.7) e (2.8) podem ser reescritas como:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.9)$$

e

$$\gamma = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{Z_0} + G Z_0 \right) + j\Omega \sqrt{LC}. \quad (2.10)$$

Consequentemente,

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{Z_0} + GZ_0 \right) \quad (2.11)$$

e

$$\beta = \Omega \sqrt{LC}. \quad (2.12)$$

As expressões acima referem-se apenas às características físicas de um condutor, as quais afetam os sinais transmitidos através destes. Uma discussão sucinta sobre a influência da infra-estrutura da rede elétrica na atenuação do sinal PLC é apresentada na Seção 2.1.2.

2.1.2 Características da rede de energia elétrica

Vários são os fatores que influenciam a transmissão de sinais através da rede elétrica. As características da própria rede, tais como topologia, comprimento dos condutores, tipos de condutores, entre outras, bem como a dinâmica de funcionamento das cargas conectadas à ela, são fatores que determinam as distorções que os sinais irão sofrer durante seu percurso através da rede elétrica (TOKUDA et al., 2010; RAUGI et al., 2010; CORRIPIO et al., 2006; BARMADA; MUSOLINO; RAUGI, 2006). Além disso, reflexões irão ocorrer nos pontos em que esses sinais serão injetados e extraídos, bem como nas terminações dos condutores com cargas conectadas ou mesmo em aberto (impedância infinita) e nas conexões (derivações) entre cabos com características físicas e químicas distintas, tais como diâmetro, material, comprimento, etc.

Um fator importante a ser considerado, no que diz respeito à rede elétrica, é a sua impedância de entrada. Este fator é influenciado pelas características da rede e pelos dispositivos conectados à ela. De fato, os condutores apresentam uma característica bem estacionária, ou seja, uma vez instalados, suas características, tais como comprimento e posição, não se alteraram ao longo do tempo. Por outro lado, as cargas conectadas à rede elétrica são os principais responsáveis pelas variações temporais de parâmetros responsáveis pela distorção do sinal PLC, posto que as mesmas variam ao longo do tempo (conexão, desconexão, nível de corrente exigida da rede elétrica, etc). A impedância no ponto em que o sinal de comunicação é injetado ou extraído da rede elétrica é denominada de impedância de acesso.

Para definir corretamente a impedância de acesso faz-se necessário o circuito

elétrico esboçado na Figura 3. Este circuito pode ser representado por um quadripolo em que V_1 e I_1 denotam fasores de tensão e corrente, respectivamente, com relação a uma componente cossenoidal com frequência angular $\Omega = 2\pi f$ rad/s, na entrada deste circuito. Da mesma forma, V_2 e I_2 referem-se aos fasores de tensão e corrente na saída do circuito elétrico considerado. Então os seguintes parâmetros podem ser definidos:

1. Z_{11} é a impedância de entrada com saída em aberto;
2. Z_{12} é a impedância de transferência inversa com entrada em aberto;
3. Z_{21} é a impedância de transferência direta com saída em aberto;
4. Z_{22} é a impedância de saída com a entrada em aberto.

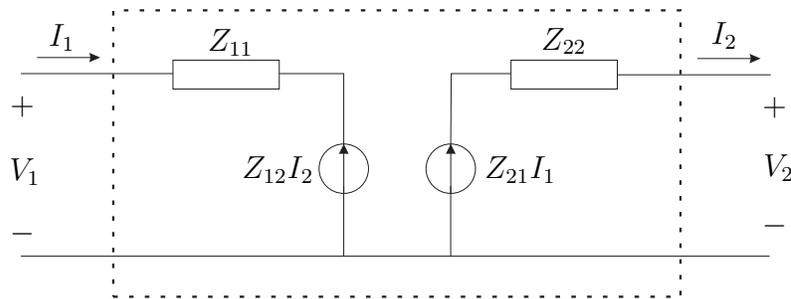


Figura 3: Parâmetros Z do quadripolo.

Os parâmetros Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} e Z_{22} se relacionam com as tensões e correntes de entrada e saída, através de

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

e podem ser calculados, adotando-se as seguintes expressões:

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0}, \quad (2.14)$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0}, \quad (2.15)$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (2.16)$$

e

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0}. \quad (2.17)$$

Logo, $Z_{11} = Z_{in}$ denota a impedância de acesso à rede elétrica e pode ser calculada, com base nas características dos condutores, pela expressão (MENG et al., 2004;

SABOLIC; BAZANT; MALARIC, 2005)

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tanh(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tanh(\beta l)}, \quad (2.18)$$

em que $\tanh(\cdot)$ é a função tangente hiperbólica, Z_L é a impedância conectada nos terminais de saída do quadripolo, β pode ser calculado através de (2.12), enquanto que Z_0 é obtida por (2.9), para frequências na ordem de MHz. Além disso, para os casos em que $Z_L = 0$ (carga curto-circuitada) e $Z_L = \infty$ (circuito em aberto), (2.18) pode ser reescrita como, respectivamente

$$Z_{cc} = Z_0 \tanh(\gamma l) \quad (2.19)$$

e

$$Z_{ca} = Z_0 \operatorname{ctanh}(\gamma l), \quad (2.20)$$

em que $\operatorname{ctanh}(\cdot)$ é a função cotangente hiperbólica, Z_{cc} é a impedância de acesso a rede elétrica quando $Z_L = 0$ e Z_{ca} a impedância de acesso quando $Z_L = \infty$.

Por fim, (2.19) e (2.20) podem ser usadas para o cálculo de Z_0 e γ , através das expressões

$$Z_0 = \sqrt{Z_{cc} Z_{ca}} \quad (2.21)$$

e

$$\gamma = \frac{1}{l} \left[\tanh \left(\sqrt{\frac{Z_{cc}}{Z_{ca}}} \right) \right]^{-1}. \quad (2.22)$$

A impedância de acesso a rede elétrica é então, uma variável complexa cujos valores encontram-se na faixa de poucos ohms até alguns milhares de ohms (PHILIPPS, 1998). Essa variabilidade depende do local de acesso na rede, da sua topologia, da faixa de frequência considerada e das cargas conectadas a ela.

Essa variação da impedância da rede elétrica faz com que ocorram diferenças entre a impedância de acesso da rede e a impedância de um dispositivo que seja conectado a ela. Esse efeito é conhecido como descasamento de impedância e é responsável, por exemplo, pela atenuação dos sinais nos pontos em que os mesmos são injetados e extraídos da rede elétrica, o que é devido ao descasamento entre a impedância da rede elétrica nos pontos de acesso e a impedância de entrada dos dispositivos conectados a ela (dispositivo transmissor e receptor). Para ilustrar esse efeito, seja o sistema representado pela Figura

4.

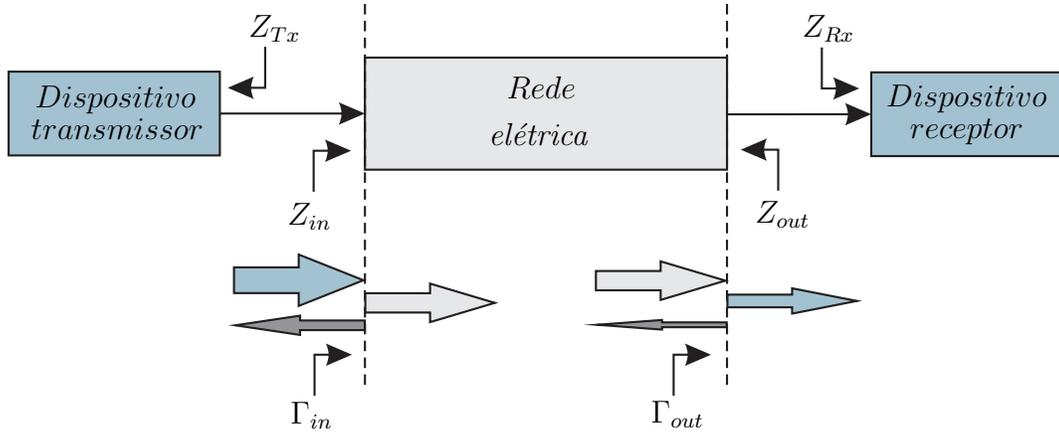


Figura 4: Sistema de transmissão e recepção.

Então, no ponto em que o sinal é injetado no cabo de energia pelo dispositivo transmissor (Tx), ocorre a reflexão de parte da energia fornecida por este dispositivo, no ponto de conexão com a rede elétrica, devido à falta de casamento da impedância entre o transmissor (Z_{Tx}) e o ponto de acesso a rede elétrica (Z_{in}). Pode-se definir então, um fator de transmissão (PHILIPPS, 1998) dado por

$$\Gamma_{in} = \frac{2Z_{in}}{Z_{in} + Z_{Tx}} \quad (2.23)$$

Da mesma forma, no dispositivo receptor (Rx), conectado em um outro ponto da rede de energia, apenas uma fração deste sinal transmitido é recebido devido a falta de casamento entre as impedâncias Z_{out} e Z_{Rx} . Pode-se definir então um fator de recepção (Γ_{out}), com base na impedância de acesso (Z_{out}) e a impedância do receptor (Z_{Rx}), como

$$\Gamma_{out} = \frac{2Z_{out}}{Z_{out} + Z_{Rx}} \quad (2.24)$$

Considerando um sistema constituído pelos dispositivo transmissor (Tx), circuito elétrico e dispositivo Rx, pode-se obter então um fator de transmissão resultante, o qual é dado por

$$\Gamma_{res} = \Gamma_{in}\Gamma_{out}. \quad (2.25)$$

Portanto, além da atenuação que o sinal transmitido sofre durante seu percurso pelo condutor, que é devido às características destes, uma outra componente que atua de modo a atenuar e distorcer o sinal injetado está presente. Esta componente é resultante do descasamento de impedância no ponto de acesso à rede de energia elétrica.

Um efeito relacionado ao descasamento de impedância, juntamente com o fato das redes elétricas apresentarem várias ramificações, faz com que o mesmo sinal transmitido chegue num determinado ponto da rede elétrica vindo de diferentes caminhos com diferentes atenuações e atrasos (ZIMMERMANN; DOSTERT, 1999). Esse comportamento pode ser ilustrado pela Figura 5.

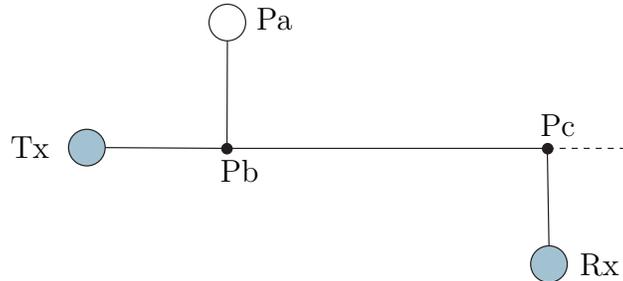


Figura 5: Representação de parte de uma rede elétrica.

Considere na Figura 5, os elementos Tx e Rx casados com a rede elétrica no ponto de conexão, ou seja, não há reflexões de sinais nesses pontos. Por outro lado, Pa, Pb e Pc representam os locais desta mesma rede ou circuito elétrico, em que ocorrem descasamentos de impedância. Então, um sinal transmitido por Tx alcança Rx depois de percorrer diferentes caminhos, como por exemplo, Tx-Pb-Pc-Rx, Tx-Pb-Pa-Pb-Pc-Rx, Tx-Pb-Pc-Pb-Pc-Rx, etc. Note que teoricamente existem infinitos caminhos possíveis, entretanto, cada versão do sinal transmitido que chega em Rx possui diferente atenuação, a qual depende do caminho percorrido. Conforme visto anteriormente, quanto maior for o caminho maior será a atenuação e, portanto, existem caminhos em que o sinal resultante pode ser desprezado. Além disso, essas versões do sinal geradas pelo dispositivo Tx chegam no dispositivo Rx em instantes de tempo distintos, isto porque cada caminho provoca diferentes atrasos de propagação (β).

Finalmente, se as versões do sinal transmitido através de caminhos/percursos distintos possuem uma diferença de fase igual a π radianos, isto provoca atenuações muito fortes nos sinais recebidos, pois ocorre a interferência destrutiva entre as ondas incidentes. Este tipo de comportamento também é observado em canais de comunicação sem fio (*wireless*). Usualmente define-se este efeito como multi-propagação do sinal através do canal de comunicação.

Pode-se definir um canal de comunicação PLC como aquele usado por um ou mais dispositivos de transmissão e recepção, os quais utilizam a infraestrutura da rede elétrica como meio de transmissão. As atenuações e atrasos dos sinais transmitidos, provocados pelas características dos condutores, aliadas ao efeito do comportamento de múltiplos

caminhos (descontinuidade de impedâncias) e também devido aos descasamentos de impedâncias nos pontos de acesso ao sistema elétrico, podem ser quantificados através da resposta em frequência do canal PLC.

2.1.3 Parâmetros de espalhamento (S)

Dispositivos elétricos e até mesmo a rede elétrica também podem ser caracterizados através de seus parâmetros de espalhamento, também conhecidos como parâmetros S (ZHONGYUAN; FANGCHENG; GUI SHU, 2008), os quais são representados por valores complexos que variam em função da frequência. Uma descrição simples e objetiva destes parâmetros faz uso de um dispositivo representado através do quadripolo ilustrado na Figura 6.

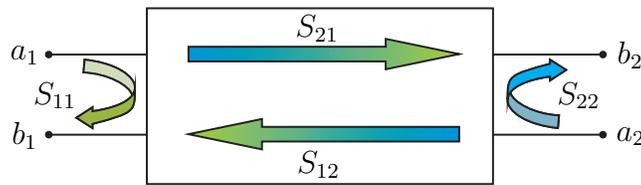


Figura 6: Parâmetros de espalhamento de um quadripolo.

Na Figura 6, a_1 e a_2 são os terminais de entrada, b_1 e b_2 os terminais de saída e S_{11} , S_{12} , S_{21} e S_{22} são os parâmetros S .

Estes parâmetros se relacionam com ondas incidentes nos terminais a_1 e a_2 , e aquelas obtidas nos terminais b_1 e b_2 , através da seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Injetando um sinal no terminal a_1 e considerando a saída casada, ou seja, $\Gamma_{out} = 1$ e $a_2 = 0$, da relação da onda em b_1 pela onda injetada em a_1 , obtém-se o parâmetro S_{11} , também denominado coeficiente de reflexão da entrada. Este parâmetro indica o quanto do sinal deixa de ser transmitido através do quadripolo, devido às características de sua entrada. Considerando a mesma configuração, da relação do sinal recebido em b_2 com o sinal injetado em a_1 , obtém-se o parâmetro S_{21} que define o coeficiente de transmissão direta. Injetando agora o sinal no terminal a_2 e considerando a entrada casada, ou seja, $\Gamma_{in} = 1$ e $a_1 = 0$, da relação da onda em b_2 com o sinal injetado, obtém-se o parâmetro S_{22} , o qual é denominado parâmetro de reflexão de saída. Além disso, pode-se obter de b_1 e a_2 o parâmetro S_{12} que corresponde ao coeficiente de transmissão reversa.

Todos os parâmetros de espalhamento são representados por valores complexos e correspondem a uma faixa de frequência igual à faixa contida no sinal usado para sua obtenção. No contexto de comunicação PLC, os parâmetros S_{21} e S_{12} denotam a resposta em frequência do canal, enquanto que os parâmetros $S_{11} = \Gamma_{in}$ e $S_{22} = \Gamma_{out}$ definem os coeficientes de reflexão nos pontos de acesso à rede elétrica.

2.1.4 Modelagem de canais PLC

Existem, basicamente, duas estratégias adotadas para modelagem de canais PLC: a *Bottom up* e a *Top down*.

Na estratégia *Bottom up*, como apresentado em (MENG et al., 2004, 2002; ANASTASIADOU; ANTONAKOPOULOS, 2002), toda a rede é dividida em grupos formados por um único ramo e são derivadas suas matrizes de espalhamento (parâmetros S). Depois disso, deve-se derivar uma matriz de espalhamento que represente todo o sistema. Esse método é o que possui um melhor resultado, entretanto, requer uma quantidade de operações muito elevadas. Além disso, para cada alteração na rede elétrica é necessário recalcular sua matriz de espalhamento. Por isso, são geralmente recomendadas para modelagem de canais em ambientes que não possuem um número elevado de parâmetros, como é o caso de ambientes internos.

A estratégia *Top down* é recomendada para os casos em que o número de parâmetros é elevado, como ocorre nas redes externas. Isto porque não requer o conhecimento da topologia do canal PLC considerado. Suas características são descritas através de sua resposta em frequência, a qual reflete os efeitos físicos do canal PLC no sinal transmitido. Entretanto, a estimação dos parâmetros do modelo só é possível após o conhecimento da resposta em frequência do canal PLC, estimada através de medições (PHILIPPS, 1999; TANG et al., 2003; ESMAILIAN; GULAK, 2002; BANWELL; GALLI, 2001a).

O modelo mais usado atualmente para representar canais PLC foi proposto em (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b) e é baseado na estratégia *Top down*. Neste modelo os efeitos da propagação em múltiplos percursos e as atenuações dependentes com a frequência e o comprimento, discutidos nas Seções 2.1.1 e 2.1.2, são evidenciados através da expressão

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{g_i}_{\text{peso}} \cdot \underbrace{e^{-(a_0+a_1 f^k)d_i}}_{\text{parcela de atenuação}} \cdot \underbrace{e^{-j2\pi f\tau_i}}_{\text{parcela de atraso}}, \quad f \geq 0, \quad (2.27)$$

em que $H(f)$ é a resposta em frequência do canal PLC cujos parâmetros são listados na

Tabela 1.

| | |
|------------|-----------------------------------|
| N | Número de caminhos considerados |
| i | Índice do caminho considerado |
| g_i | Ganho no i -ésimo caminho |
| a_0, a_1 | Parâmetros de atenuação |
| k | Expoente do fator de atenuação |
| d_i | Comprimento do i -ésimo caminho |
| τ_i | Atraso no i -ésimo caminho |

Tabela 1: Descrição dos parâmetros da resposta em frequência baseada no modelo de multi-propagação.

O parâmetro g_i pode ser considerado como uma combinação dos fatores de transmissão e reflexão. Os parâmetros a_0 e a_1 são determinados a partir das medições da resposta em frequência do canal PLC. Por fim, τ_i pode ser calculado através de

$$\tau_i = \frac{d_i \sqrt{\varepsilon_r}}{c_0} = \frac{d_i}{v_p}, \quad (2.28)$$

em que ε_r é a constante do dielétrico do material isolante do condutor, c_0 é a velocidade da luz e v_p é a velocidade de propagação da onda no condutor. Alternativamente, τ_i pode ser calculado através de

$$\tau_i = \frac{\beta d_i}{\omega}, \quad (2.29)$$

em que β e ω são o atraso de fase e a frequência angular, respectivamente.

2.1.5 Dedução da modelagem de canais PLC no tempo contínuo

Como discutido na Seção 2.1.4, o modelo para canais PLC largamente utilizado e difundido na literatura contempla em sua formulação a característica fundamental de canais PLC que é a de propagação de sinais através de múltiplos caminhos. A Equação (2.27) fornece a resposta em frequência de um canal PLC LIT. O espectro de amplitude da resposta em frequência de um canal PLC LIT, cujos parâmetros são listados na Tabela 2, pode ser visualizado na Figura 7.

| i | 1 | 2 | 3 | 4 |
|----------|-----------|----------------------------|--------|--------|
| g_i | 0,64 | 0,38 | -0,15 | 0,05 |
| $d_i(m)$ | 200,00 | 222,40 | 224,80 | 267,50 |
| $k = 1$ | $a_0 = 0$ | $a_1 = 7,8 \cdot 10^{-10}$ | | |

Tabela 2: Parâmetros do modelo de um canal PLC em rede BT externa(ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b).

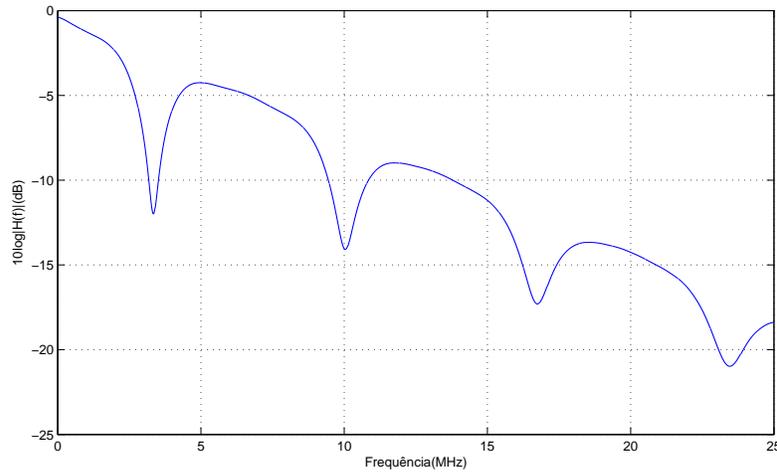


Figura 7: Módulo da resposta em frequência de um canal PLC LIT.

A expressão analítica da resposta ao impulso de um canal PLC, cuja resposta em frequência é expressa pela Equação (2.27), é apresentada a seguir.

Seja a transformada inversa de Fourier dada por

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega, \quad (2.30)$$

em que $H(\Omega)$ é dado pela Equação (2.27) e $h(t)$ representa a resposta ao impulso ou impulsional do canal PLC.

Como a resposta ao impulso do canal PLC, $h(t)$, ocupa uma banda de frequência começando em 0 Hz, então $h(t) \in \mathbb{R}$, logo $H(\Omega) = H^*(-\Omega)$ e, portanto, tem-se que

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\infty}^0 H^*(-\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega + \int_0^{\infty} H(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \right). \quad (2.31)$$

Assumindo que $h(t)$ passa por um filtro passa-baixa ideal (MITRA, 2005), tal que sua resposta em frequência seja dada por

$$H_{pb}(\Omega) = \begin{cases} T, & -\Omega_M \leq \Omega \leq \Omega_M \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (2.32)$$

em que $\Omega_M = 2\pi f_M$ e $T = \frac{1}{2f_M}$, sendo que f_M denota a frequência de corte do filtro e, além disso, considerando $d\Omega = 2\pi df$, obtém-se

$$h(t) = T \left(\int_{-f_M}^0 H^*(-f) e^{j2\pi ft} df + \int_0^{f_M} H(f) e^{j2\pi ft} df \right). \quad (2.33)$$

Substituindo (2.27) em (2.33) e isolando o termo que não depende da integral, resulta em

$$\begin{aligned} h(t) &= T \sum_{i=1}^N g_i e^{-a_0 d_i} \left(\int_{-f_M}^0 e^{(a_1 d_i - j2\pi\tau_i)f} e^{j2\pi ft} df + \int_0^{f_M} e^{-(a_1 d_i + j2\pi\tau_i)f} e^{j2\pi ft} df \right) \\ &= T \sum_{i=1}^N g_i e^{-a_0 d_i} \left(\frac{e^{[a_1 d_i + j2\pi(t-\tau_i)]f}}{a_1 d_i + j2\pi(t-\tau_i)} \Big|_{-f_M}^0 + \frac{e^{[-a_1 d_i + j2\pi(t-\tau_i)]f}}{-a_1 d_i + j2\pi(t-\tau_i)} \Big|_0^{f_M} \right) \end{aligned} \quad (2.34)$$

Assumindo que $a = a_1 d_i$ e $b = 2\pi(t - \tau_i)$ e resolvendo a Equação (2.34), obtém-se

$$h(t) = T \sum_{i=1}^N g_i e^{-a_0 d_i} \left(\frac{1}{a + jb} - \frac{1}{-a + jb} + \frac{e^{(-a+jb)f_M}}{-a + jb} - \frac{e^{(-a-jb)f_M}}{a + jb} \right). \quad (2.35)$$

Os dois primeiros termos dentro do parênteses da Equação (2.35) podem ser expressos por

$$\begin{aligned} \frac{1}{a + jb} - \frac{1}{-a + jb} &= \frac{-a + jb - a - jb}{-a^2 - b^2} \\ &= \frac{2a}{a^2 + b^2}. \end{aligned} \quad (2.36)$$

Por outro lado, os dois últimos termos entre parênteses na Equação (2.35) podem ser dados por

$$\begin{aligned} \frac{e^{(-a+jb)f_M}}{-a + jb} - \frac{e^{(-a-jb)f_M}}{a + jb} &= \frac{(a + jb)e^{(-a+jb)f_M} - (-a + jb)e^{(-a-jb)f_M}}{-a^2 - b^2} \\ &= \frac{(a + jb)e^{-af_M} [\cos(bf_M) + j\text{sen}(bf_M)]}{-a^2 - b^2} - \\ &\quad - \frac{(-a + jb)e^{-af_M} [\cos(bf_M) - j\text{sen}(bf_M)]}{-a^2 - b^2} \\ &= \frac{e^{-af_M}}{-a^2 - b^2} [(a \cos(bf_M) + a j\text{sen}(bf_M) + \\ &\quad + b j\cos(bf_M) - b j\text{sen}(bf_M)) - (-a \cos(bf_M) + \\ &\quad + a j\text{sen}(bf_M) + b j\cos(bf_M) + b j\text{sen}(bf_M))] \\ &= \frac{e^{-af_M}}{a^2 + b^2} [-2a \cos(bf_M) + 2b \text{sen}(bf_M)]. \end{aligned} \quad (2.37)$$

Aplicando (2.36) e (2.37) na Equação (2.35), substituindo os valores de a e b e

considerando $f_M = \frac{1}{2T}$, resulta em

$$h(t) = 2T \sum_{i=1}^N \frac{a_1 d_i g_i e^{-a_0 d_i}}{a_1^2 d_i^2 + 4\pi^2 (t - \tau_i)^2} \left\{ a_1 d_i + e^{-\frac{a_1 d_i}{2T}} \left[-a_1 d_i \cos\left(\frac{\pi}{T}(t - \tau_i)\right) + \pi(t - \tau_i) \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{T}(t - \tau_i)\right) \right] \right\}, \quad t \geq 0. \quad (2.38)$$

A expressão (2.38) pode ser reescrita como

$$h(t) = 2T \sum_{i=1}^N \frac{1}{\alpha_i^2 + 4\pi^2 (t - \tau_i)^2} \left\{ K_{1,i} + K_{2,i} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{T}(t - \tau_i)\right) + K_{3,i} \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{T}(t - \tau_i)\right) \right\}, \quad t \geq 0, \quad (2.39)$$

em que $\alpha_i = a_1 d_i$, $K_{1,i} = \alpha^2 g_i \cdot e^{-a_0 d_i}$, $K_{2,i} = -K_{1,i} \cdot e^{\frac{a_1 d_i}{2T}}$ e $K_{3,i} = K_{1,i} \cdot \pi(t - \tau_i)$. Conforme é observado, a resposta ao impulso é função de exponenciais, senóides e cossenóides deslocadas e amortecidas. Importante ressaltar que o índice i presente nos termos $K_{1,i}$, $K_{2,i}$ e $K_{3,i}$, indicam que tais fatores possuem valores distintos referentes a cada caminho considerado.

A representação da Equação (2.38) no domínio do tempo discreto é facilmente derivada fazendo

$$h[n] = h(t)|_{t=nT_s}, \quad n \geq 0, \quad (2.40)$$

em que $T_s = \frac{1}{2f_M} = \frac{1}{f_s}$ é o período de amostragem e, conseqüentemente, $f_s = 2f_M$ é a frequência de amostragem. Logo, a Equação (2.38) na sua versão no domínio do tempo discreto é dada por

$$h[n] = 2T \sum_{i=1}^N \frac{a_1 d_i g_i e^{-a_0 d_i}}{a_1^2 d_i^2 + 4\pi^2 T^2 (n - \frac{\tau_i}{T})^2} \left\{ a_1 d_i + e^{-\frac{a_1 d_i}{2T}} \left[-a_1 d_i \cos\left(\pi\left(n - \frac{\tau_i}{T}\right)\right) + \pi\left(n - \frac{\tau_i}{T}\right) \operatorname{sen}\left(\pi\left(n - \frac{\tau_i}{T}\right)\right) \right] \right\}, \quad (2.41)$$

em que $n \geq 0$.

A partir da sequência $\{h[n]\}$, obtém-se o comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal PLC, L_h , e o atraso de propagação. Assumindo que a sequência $\{h[n]\}$ tem comprimento finito, ou seja, o canal comporta-se como um filtro de resposta ao impulso finita (LIU et al., 1999; PROAKIS, 1995), logo, existe uma determinada amostra

($n = L_h$), em que $h[n] \approx 0$ e seu valor torna-se insignificante $\forall n > L_h$. O atraso de propagação é uma métrica que reflete o quão forte é o efeito de multi-propagação dentro do canal de comunicação. Pode ser interpretado como o intervalo entre a chegada do sinal do caminho mais significativo (menor atenuação) e de seu correspondente vindo pelo último caminho. São várias as métricas utilizadas para auxiliar na análise de canais PLC a partir de sua resposta ao impulso, da qual a mais comum é a raiz média quadrática do atraso de propagação dada por

$$\sigma_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{L_h-1} (n - \mu)^2 h^2[n]}{\sum_{n=0}^{L_h-1} h^2[n]}}, \quad (2.42)$$

no qual μ representa o atraso médio expresso por

$$\mu = \frac{\sum_{n=0}^{L_h-1} n h^2[n]}{\sum_{n=0}^{L_h-1} h^2[n]}. \quad (2.43)$$

A partir da Equação (2.38) pode-se derivar outros dois modelos de canais PLC, a saber:

- Canal PLC LVT:

Um canal PLC LVT pode ser representado pela seguinte expressão

$$h(t, \tau) = 2T \sum_{i=1}^N \frac{a_1 d_i g_i(\tau) e^{-a_0 d_i}}{a_1^2 d_i^2 + 4\pi^2 (t - \tau_i)^2} \left\{ a_1 d_i + e^{-\frac{a_1 d_i}{2T}} \left[-a_1 d_i \cos\left(\frac{\pi}{T}(t - \tau_i)\right) + \frac{\pi}{T}(t - \tau_i) \sin\left(\frac{\pi}{T}(t - \tau_i)\right) \right] \right\}, \quad (2.44)$$

em que $t, \tau \geq 0$ e a variabilidade do canal é emulada adotando-se $g_i(\tau) \sim \mathcal{N}(g_i, \sigma_{g_i}^2)$. Neste caso, considera-se que $g_i(\tau)$ é uma variável aleatória independente e identicamente distribuída (i.i.d.). Neste modelo, τ é o instante de aplicação de um impulso $x(t) = \delta(t)$ na entrada do canal PLC, enquanto que t é o instante de observação na saída do canal.

A escolha por adotar $g_i(\tau)$ como fator que introduz uma variação ao canal PLC é bastante adequada. Uma vez que esta variabilidade é devido às cargas conectadas à rede elétrica, logo uma alteração que ocorre em um determinado ponto da rede, que pode ser pela conexão ou desconexão de uma carga, ou mesmo por uma alteração de seu estado de funcionamento, faz com que a impedância neste ponto da rede se altere. Este novo valor para a impedância pode resultar no aumento ou na diminuição da quantidade de energia do sinal de dados que será refletida e absorvida por esta carga. Portanto, para o caso de

um aumento na reflexão do sinal, tem-se um $g_i(\tau)$ maior para todos aqueles caminhos da rede elétrica que contemplem este ponto. Por outro lado, se a absorção do sinal aumenta, logo uma parcela menor de energia do sinal é refletida o que pode ser interpretado como uma de $g_i(\tau)$ para todos os caminhos que considerem este ponto.

A Figura 8 ilustra esta variação temporal ao longo de realizações do canal PLC, cujos parâmetros são definidos na Tabela 2, cuja variância adotada para $g_i(\tau)$ é igual a 10^{-3} .

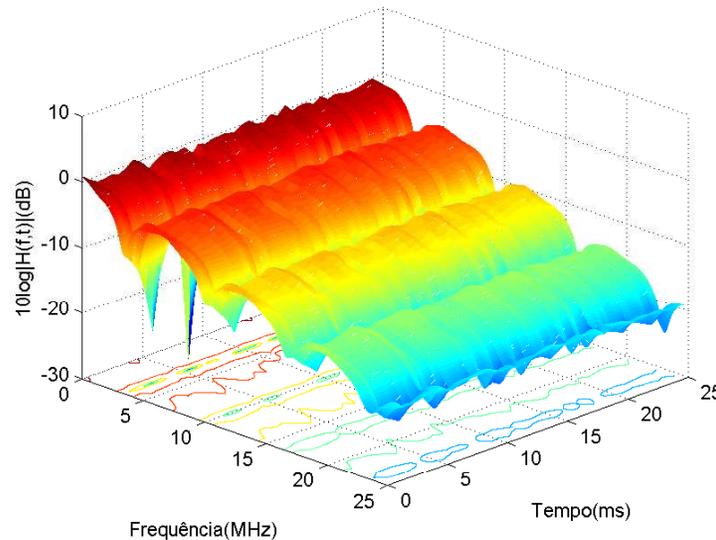


Figura 8: Módulo da resposta em frequência de um canal PLC LVT.

- Canal PLC LCVT:

Entretanto, estudos como em (CORRIPIO et al., 2006) mostram que canais PLC, além de variarem com o tempo, podem possuir também variações abruptas de sua resposta em frequência de modo sincronizado com a componente fundamental de 60 Hz dos sistemas de potência, em função das características de algumas cargas conectadas na rede elétrica.

Uma maneira de introduzir a variação cíclica que o canal PLC pode apresentar é através de

$$h_c(t, \tau)(t) = \begin{cases} h_1\left(t - \frac{k}{2f_0}, \tau\right), & \text{se } \left(\frac{k}{2f_0} - \frac{\rho}{2}\right) \leq t, \tau \leq \left(\frac{k}{2f_0} + \frac{\rho}{2}\right) \\ h_2\left(t - \frac{k}{2f_0} - \frac{\rho}{2}, \tau\right), & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (2.45)$$

em que $k \in \mathbb{N}$. Portanto, a resposta ao impulso do canal PLC LCVT ($h_c(t, \tau)$) ora comporta-se como um canal PLC LVT dado por $h_1(t, \tau)$, ora por outro canal $h_2(t, \tau)$. Além

disso, ρ define o intervalo de duração, em torno do cruzamento por zero da componente fundamental da rede elétrica ($f_0 = 60$ Hz). Dependendo do instante τ de aplicação do impulso na entrada e o instante t de observação na saída do canal PLC, o mesmo comporta-se como definido por $h_1(t, \tau)$ ou por $h_2(t, \tau)$, conforme ilustrado na Figura 9. Por fim, pode-se definir $0 \leq t \leq T_{coe}$ em que T_{coe} é o tempo de coerência do canal PLC, ou seja, o intervalo de tempo em que sua resposta ao impulso é considerada constante, o que de acordo com (CORRIPIO et al., 2006) não é inferior a $600 \mu s$ para canais PLC internos.

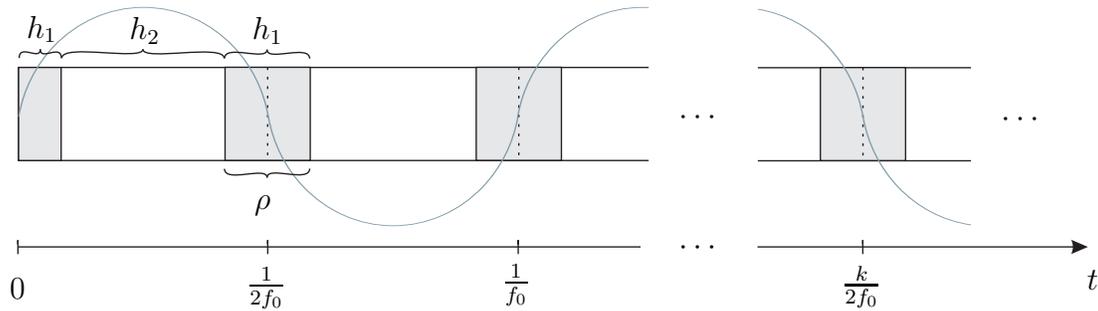


Figura 9: Chaveamento entre $h_1(t, \tau)$ e $h_2(t, \tau)$, com relação a componente fundamental da rede elétrica, de um canal PLC LCVT.

A Figura 10 ilustra o comportamento do canal PLC LCVT, no qual $h_1(t, \tau)$ é obtido a partir dos parâmetros listados na Tabela 3, enquanto que os parâmetros de $h_2(t, \tau)$ são aqueles apresentados na Tabela 2 (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b). Nesta figura considerou-se $\rho = 2$ ms.

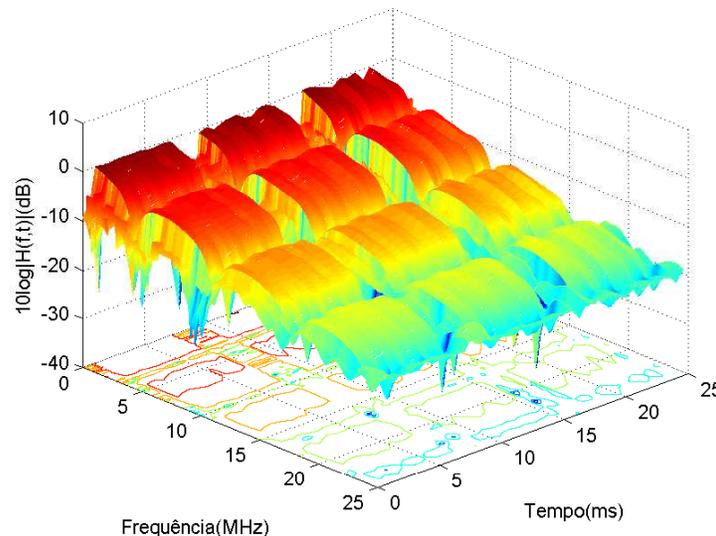


Figura 10: Módulo da resposta em frequência de um canal PLC LCVT.

Pode-se notar, através da Figura 10 que, em um intervalo de tempo em torno do cruzamento por zero da tensão da componente fundamental do sinal elétrico (60 Hz), a

| | | | | | | | | |
|----------|---------|--------|-----------|--------|----------------------------|--------|-------|--------|
| i | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| g_i | 0,029 | 0,043 | 0,103 | -0,058 | -0,045 | -0,040 | 0,038 | -0,038 |
| $d_i(m)$ | 90 | 102 | 113 | 143 | 148 | 200 | 260 | 322 |
| i | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | |
| g_i | 0,071 | -0,035 | 0,065 | -0,055 | 0,042 | -0,059 | 0,049 | |
| $d_i(m)$ | 411 | 490 | 567 | 740 | 960 | 1130 | 1250 | |
| | $k = 1$ | | $a_0 = 0$ | | $a_1 = 7.8 \cdot 10^{-10}$ | | | |

Tabela 3: Parâmetros do modelo de um canal PLC em rede BT externa.

resposta em frequência do canal PLC sofre, periodicamente, uma mudança brusca em seu comportamento. Conseqüentemente, este é um modelo interessante e útil para uso em simulações de alguns casos específicos de sistemas PLC.

É importante ressaltar que o comportamento periodicamente variante no tempo dos canais PLC em ambientes internos é dependente da presença de cargas que apresentem um comportamento diferenciado no entorno do cruzamento por zero da componente fundamental da rede elétrica (60 Hz), dentre as quais destacam-se as pontes retificadoras, fontes com diodo controlado de silício (SCR), etc. Este comportamento pode ser observado na Figura 11. Essencialmente, esta figura ilustra a resposta em frequência do um canal PLC para os instantes em torno dos cruzamentos por zero da componente fundamental, representada pelas curvas mais claras, enquanto que a magnitude de sua resposta em frequência para os demais instantes encontra-se representada pelas curvas mais escuras. Esta variação periódica da resposta em frequência do canal PLC pode ser vista também na Figura 12, referente a medições realizadas em uma residência cuja frequência da rede é de 50 Hz (CORRIPIO et al., 2006).

É importante ressaltar que na ausência desse tipo de cargas não será possível observar o comportamento periodicamente variante no tempo do canal PLC. Assim sendo, não se pode afirmar que o modelo de canais PLC LCVT é totalmente aplicável a todos os casos, mas sim que o mesmo pode representar uma classe de canais PLC internos. Por outro lado, a modelagem de canais PLC LCVT apresentada na Equação (2.45) pode ser vista como uma generalização de canais PLC que, sob certas restrições, reduz-se aos modelos LVT e LIT.

2.2 Ruído aditivo

Uma particularidade dos canais PLC é que a informação transmitida é corrompida severamente por vários tipos de ruído. Assim sendo, entender o comportamento do

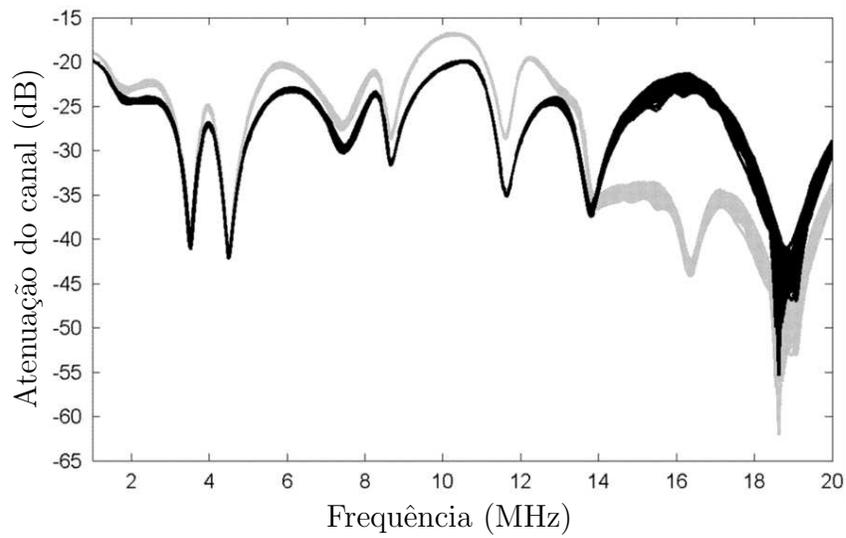


Figura 11: Comportamento da magnitude da resposta em frequência de um canal PLC periodicamente variante com o tempo (MUSOLINO; RAUGI; TUCCI, 2008).

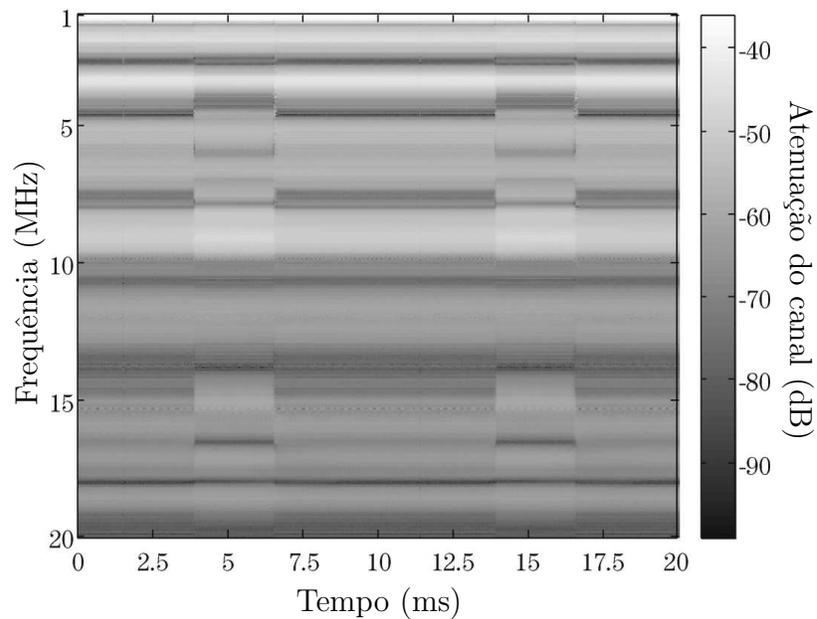


Figura 12: Comportamento da magnitude da resposta em frequência de um canal PLC periodicamente variante com o tempo (CORRIPIO et al., 2006).

ruído presente na rede de energia elétrica é fundamental para o projeto de sistemas de comunicação que se utilizem deste meio para transmissão de dados.

Os tipos de ruído presentes na rede elétrica são definidos de acordo com algumas de suas características no domínio do tempo, como intervalo de duração, taxa de ocorrência, fonte geradora (origem), e também em função de características no domínio da frequência como o formato da densidade espectral de potência - *power spectral density* (PSD). Uma classificação bastante adotada divide os ruídos presentes na rede elétrica em cinco categorias diferentes (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2000; MENG; GUAN; CHEN, 2005):

1. Ruído de fundo (v_{fundo});
2. Ruído banda estreita (v_{be});
3. Ruído impulsivo periódico e síncrono com a componente fundamental de 60 Hz (v_{sinc});
4. Ruído impulsivo periódico assíncrono com a componente fundamental de 60 Hz (v_{assinc});
5. Ruído impulsivo aperiódico (v_{ape}).

Portanto, se $v(t)$ denota o ruído aditivo presente na rede elétrica, pode-se definir então (HORMIS; BERENQUER; WANG, 2006)

$$v(t) = v_{fundo}(t) + v_{be}(t) + v_{sinc}(t) + v_{assinc}(t) + v_{ape}(t). \quad (2.46)$$

Diferente de outros meios de comunicação em que o ruído presente pode ser considerado como ruído aditivo branco gaussiano - *additive white Gaussian noise* (AWGN), no canal PLC o ruído é do tipo colorido, ou seja, possui diferentes valores de potência para diferentes frequências. Geralmente, apresenta uma PSD como uma exponencial decrescente, ou seja, grande parte de sua potência está concentrada nas baixas frequências, em torno de alguns poucos MHz. Portanto, à medida em que a frequência aumenta, a potência diminui consideravelmente. Este ruído consiste, basicamente, pela sobreposição de vários ruídos gerados por diversas cargas conectadas à rede e pelo ruído térmico, cuja potência em watts é dada por (XIAOXIAN; TAO; BAOHUI, 2007)

$$P = k_B \cdot T_K \cdot \Delta f, \quad (2.47)$$

em que $k_B = 1,38 \times 10^{-23}$ J/K (joules por kelvin) é a constante de Boltzmanns, T_K é a temperatura em kelvin e Δf é a largura de banda em Hz.

Como o ruído de fundo depende das cargas conectadas à rede de energia elétrica, é esperado uma variação temporal de suas características. Mudanças mais acentuadas podem ser observadas através de comparações entre medições efetuadas durante o dia e à noite. O fato de que menos equipamentos são usados durante a noite faz com que, durante este período, o nível de ruído de fundo seja bem menor que durante o dia.

A informação sobre o ruído de fundo pode ser utilizada no auxílio à determinação dos parâmetros que definem um mínimo de potência que um sinal a ser transmitido deve possuir, para que a informação seja corretamente recuperada pelo receptor. Uma vez que existem regras a serem atendidas com relação a potência dos sinais PLC, no que diz respeito à compatibilidade eletromagnética - *electromagnetic compatibility* (EMC) e à interferência eletromagnética - *electromagnetic interference* (EMI), a potência do sinal transmitido não pode ser aumentada indefinidamente, o que acarretaria em prejuízo a outros equipamentos conectados à rede elétrica e aos serviços de comunicação operando na mesma banda de frequência (HANSEN, 2003; COHEN et al., 2005; RHEE; RHEE; PARK, 2008; GARDUIIO-MEDINA; CALTENCO; LOPEZ-BONILLA, 2008; TLICH et al., 2008).

De acordo com (ESMAILIAN; KSCHISCHANG; GULAK, 2000), a PSD do ruído de fundo colorido em dBm/Hz pode ser modelada por

$$S_n(f) = a + b|f^c|, \quad (2.48)$$

em que f é a frequência em MHz, enquanto a , b e c são parâmetros obtidos de acordo com (ESMAILIAN, 2003) a partir de medições.

Os ruídos em banda estreita são provocados por interferências externas. Geralmente, esses ruídos são sinais modulados que ocupam uma banda de frequência específica. Como os cabos de energia funcionam como uma antena, sinais como aqueles provenientes de transmissões rádio-amadoras, estações de rádio com modulação em amplitude - *amplitude modulation* (AM) e com modulação em frequência - *frequency modulation* (FM), etc, são induzidos nos cabos e são classificados como interferências de banda estreita. As características desse tipo de ruído dependem fundamentalmente da distância entre o cabo e a estação geradora do sinal, por exemplo, AM ou FM, além da temperatura e umidade do ar (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2000).

O ruído impulsivo periódico e síncrono com a componente fundamental de 60 Hz

é gerado principalmente por chaveamentos em fontes baseadas em diodos retificadores que alimentam uma grande variedade de circuitos eletrônicos. Para o caso de fontes retificadoras de meia onda, a taxa de repetição desse tipo de ruído coincide com a frequência da fundamental, enquanto que para os de onda completa, a taxa é duas vezes maior, ou seja, 120 Hz. São impulsos de curta duração, geralmente alguns micro segundos, e apresentam uma distribuição decrescente de potência com relação a frequência.

Da mesma forma que o impulso periódico síncrono, o periódico assíncrono é produzido por chaveamentos em fontes de alimentação de circuitos eletrônicos. Entretanto, na dinâmica de funcionamento dessas fontes, como por exemplo, aquelas usadas em computadores pessoais, os chaveamentos ocorrem à uma taxa não múltipla de 60 Hz e geralmente compreende a faixa entre 50 e 200 kHz. O espectro do ruído gerado por estas fontes apresenta linhas discretas espaçadas de acordo com as frequências de chaveamento. Essas linhas discretas são as componentes harmônicas da frequência de chaveamento.

O ruído impulsivo aperiódico é o que provoca maior prejuízo à transmissão de dados via rede elétrica. Isto porque ele possui elevadas amplitudes e sua ocorrência é completamente aleatória. Sua duração é de cerca de algumas dezenas de microsegundos. Chaveamentos na rede elétrica devido a entradas e saídas de cargas, operações como religamentos, ou até mesmo faltas, constituem as principais causas de ruídos impulsivos aperiódicos. É um ruído de grande energia e sua PSD pode atingir níveis de até 50 dB acima do ruído de fundo, com máximos de potência ocorrendo nas baixas frequências.

Os ruídos impulsivos não possuem uma forma definida. Apresentam-se, em alguns casos, como um somatório de senóides amortecidas, mas podem também ter outras formas com estruturas não muito bem definidas e com terminações abruptas. Além disso, porém menos comuns, rajadas de impulsos podem ocorrer do aparecimento de vários ruídos consecutivos e podem durar até poucos milissegundos.

De acordo com (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a), as principais características de interesse com relação aos ruídos impulsivos podem ser observadas na Figura 13, em que $A_{mp,i} = \max\{A_{mp,i}^+, A_{mp,i}^-\}$ é o valor do módulo da amplitude máxima do i -ésimo impulso, $t_{w,i}$ o tempo de duração do impulso e $t_{arr,i}$ o instante de início dos impulsos.

Outras informações podem ser derivadas através de impulsos medidos e detectados. Uma delas é a taxa de ocorrência de impulsos que pode ser definida através de

$$r_{imp} = \frac{N_{imp}}{T_{med}}. \quad (2.49)$$

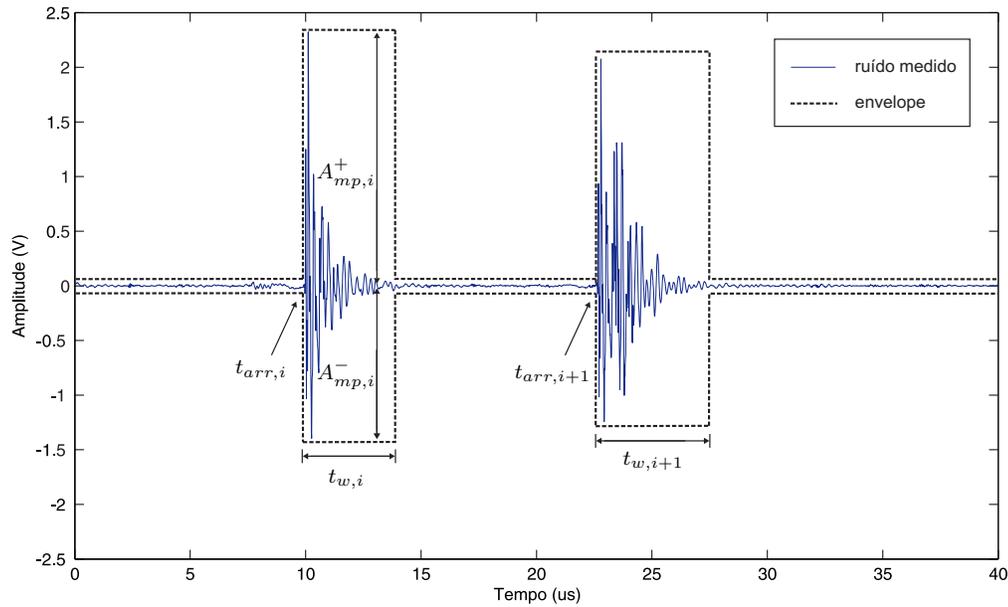


Figura 13: Impulsos medidos da rede elétrica e envelope para extração de parâmetros característicos.

Este parâmetro depende somente da relação entre o número de impulsos medidos (N_{imp}) pelo período de observação (T_{med}) e pode ser dado em impulsos por segundo se T_{med} também estiver em segundos.

Um outro fator importante diz respeito a taxa de distúrbio (r_{dist}) que reflete o percentual do período de observação que é afetado pela ocorrência de ruídos impulsivos. É obtido por

$$r_{dist} = \frac{\sum_{i=1}^{N_{imp}} t_{w,i}}{T_{med}}, \quad (2.50)$$

em que no numerador são somados os períodos de duração ($t_{w,i}$) de todos os N_{imp} impulsos medidos. O complementar deste fator ($1 - r_{dist}$) reflete o percentual de tempo livre de ruídos impulsivos.

A energia de um impulso pode ser calculada através de

$$E_{imp} = \int_{t_{arr}}^{t_{arr}+t_w} v_{imp}^2(t) dt, \quad (2.51)$$

em que $v_{imp}(t) = v_{sin}(t) + v_{assin}(t) + v_{ape}(t)$ denota os tipos de ruído impulsivo no domínio do tempo.

A potência média do ruído impulsivo e do ruído de fundo podem ser calculadas,

respectivamente, por

$$P_{imp} = \frac{1}{t_w} \int_{t_{arr}}^{t_{arr}+t_w} v_{imp}^2(t) dt \quad (2.52)$$

e

$$P_{fundo} = \frac{1}{T_{fundo}} \int_0^{T_{fundo}} v_{fundo}^2(t) dt, \quad (2.53)$$

em que a potência do ruído de fundo é avaliada durante um período T_{fundo} do qual não há ocorrência de impulsos.

A relação entre P_{fundo} e P_{imp} é uma medida da dinâmica de variação do ruído presente na rede elétrica quando da ocorrência de um ruído impulsivo. Além disso, a energia do ruído é uma informação relevante para avaliar o quanto a informação transmitida pode ser corrompida por este.

Ruídos impulsivos podem ser simulados como um somatório de senóides amortecidas através de (HORMIS; BERENQUER; WANG, 2006)

$$v_{imp}(t) = \sum_{i=1}^N A_i \text{sen}(2\pi f_i(t - t_{arr,s}) + \alpha_i) e^{-\frac{t-t_{arr,s}}{\tau_i}} \Pi\left(\frac{t - t_{arr,s}}{t_{w,s}}\right) \quad (2.54)$$

em que A_i denota a amplitude da senóide de índice i , $t_{arr,s}$ é o tempo de chegada ou instante inicial do impulso e τ_i é o fator de amortecimento. $\Pi(t)$ são pulsos quadrados de duração $t_{w,s}$ s. Esses pulsos tem amplitude constante no intervalo $0 < t \leq 1$ e zero fora dele. Assume-se que $A_i \sim \mathcal{N}(0, G_i \sigma_v^2)$ em que G_i é o ganho sobre a variância do ruído de fundo σ_v^2 e que define o quão severo será o impulso, enquanto que $\sim \mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ define uma variável aleatória i.i.d. cuja média e variância são dadas por μ e σ^2 , respectivamente.

Todos os tipos de ruído impulsivo podem ser simulados através da Equação (2.54). O parâmetro G_i pode ser escolhido de tal modo que reflita a diferença no valor da PSD que é, de acordo com (HORMIS; BERENQUER; WANG, 2006), na faixa de 20 a 30 dB maior que a do ruído de fundo, para os impulsos periódicos síncronos e assíncronos, e de até 50 dB (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a) para os impulsos aperiódicos. Além disso, o parâmetro $t_{arr,s}$ pode ser fixado para emular o comportamento de impulsos periódicos, ou pode ser modelado como uma variável aleatória para o caso do ruído impulsivo aperiódico.

2.3 Acoplamento

O sistema elétrico possui características como sinais de baixa frequência (60 Hz) e tensões elevadas (elevadas amplitudes) em comparação a sistemas de telecomunicações. Por outro lado, sinais PLC para aplicação banda larga ocupam uma banda de frequência de 1,705 até 50 MHz (vide regulamentação da ANATEL) e possuem pequenas amplitudes. Portanto, a operação de dois sistemas com características tão díspares sobre uma mesma infraestrutura requer o uso de circuitos de acoplamento para, sobretudo, minimizar as influências nocivas de um sobre o outro, principalmente no que tange os efeitos associados a um sinal senoidal de frequência igual a 60 Hz e potência elevada sobre o sistema de comunicação cujas interfaces operam com tensões, correntes e, conseqüentemente, potências baixíssimas.

Neste contexto, o acoplador surge então como um dispositivo indispensável na utilização da rede elétrica para transmissão de sinais de dados. Ele opera basicamente como um filtro passa alta em que se espera uma forte atenuação do sinal contido no espectro de frequências na faixa de 0 até 1,705 MHz. É desejado também que o dispositivo acoplador não provoque distorções, ou seja, que tenha uma resposta em frequência cujo espectro de amplitude seja constante e com fase linear, e que apresente menor atenuação possível na banda de passagem. Além disso, uma maior segurança é obtida fazendo com que os acopladores promovam uma isolação galvânica entre os sistemas, ou seja, o uso de algum elemento indutivo que evite contato direto, através de condutores, entre o sistema elétrico e o de comunicação. Outros elementos, com a finalidade de proteção, podem constituir o acoplador, como fusíveis e outros componentes destinados a evitar que picos de tensão vindos da rede de energia danifiquem os equipamentos de comunicação ou medição. Existem basicamente duas formas de acoplamento entre o sistema de comunicação PLC e o sistema de potência: o acoplamento indutivo e o acoplamento capacitivo.

O circuito de um acoplador capacitivo tem o formato básico apresentado pela Figura 14 em que o capacitor desempenha a função de bloquear as componentes de baixa frequência, inclusive a fundamental, e o transformador garante a isolação galvânica entre os dois sistemas. Este circuito precisa ser conectado aos condutores da rede elétrica e, portanto, necessita de alguns cuidados especiais, principalmente quando forem instalados em redes com tensões elevadas.

O capacitor empregado em circuitos de acopladores deve ser escolhido de modo que suas características sejam favoráveis à banda de frequência de operação do sistema

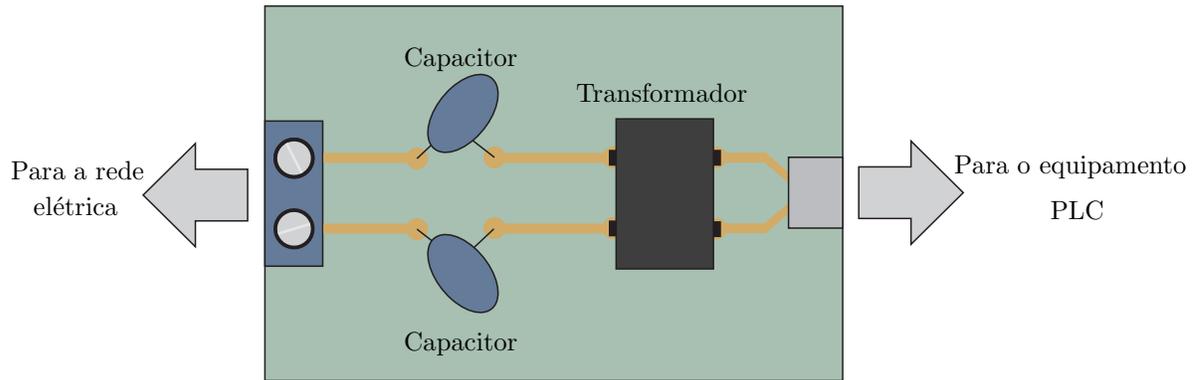


Figura 14: Acoplador capacitivo.

PLC, mas também de modo a filtrar as componentes cujas frequências são inferiores a 1,705 MHz. Este capacitor deve ser capaz também de suportar distúrbios que ocorrem na rede, caracterizados por uma elevação do nível de tensão que ocorre durante curtos intervalos de tempo.

O transformador do acoplador capacitivo deve ser cuidadosamente projetado. A densidade de fluxo magnético em seu núcleo deve ser limitada abaixo da saturação. De acordo com (MILLMAN; TAUB, 1965), o valor máximo para a densidade de fluxo magnético no núcleo de um transformador, produzida por ondas senoidais, pode ser determinado por

$$B_{MAX} = \frac{v_{MAX}}{2\pi N_v A_{st} f_{MIN}}, \quad (2.55)$$

em que v_{MAX} é a tensão de pico, f_{MIN} a frequência mínima do sinal aplicado nos terminais de entrada do transformador, N_v é o número de voltas no núcleo e A_{st} é área da seção transversal do núcleo. Portanto, o transformador deve ser inserido após os capacitores para que a componente fundamental não o sature. Durante a saturação do transformador a comunicação é totalmente comprometida, uma vez que sinais de alta frequência não são transferidos do primário para o secundário e vice-versa.

Conforme indicado em (RENSBURG; FERREIRA, 2003), núcleos de ferrite têm características magnéticas compatíveis com frequências de alguns MHz e os transformadores devem ser montados de modo que os enrolamentos sejam envolvidos o máximo possível pelo núcleo. Esta medida tem por objetivo evitar a dispersão de fluxo magnético, o que ocorre principalmente nas altas frequências e resulta em atenuações e distorções do sinal PLC.

O acoplador indutivo é mais simples e seguro de ser instalado, pois não necessita de contato direto com os condutores. Os condutores são envolvidos pelo acoplador que

induzem o sinal PLC através da variação do campo eletromagnético gerado pela passagem do sinal de comunicação pelo acoplador. Da mesma forma, o sinal PLC presente nos condutores gera um campo eletromagnético que induz um sinal no acoplador. Entretanto, devido a imperfeições do acoplamento eletromagnético, parte deste campo eletromagnético sofre dispersão e não é devidamente captado pelo acoplador, o que faz com que o sinal injetado ou extraído da rede seja fortemente atenuado. Como este tipo de acoplador é baseado na indução eletromagnética, seu desempenho está diretamente relacionado ao nível de corrente dos sinais, principalmente para altas frequências. Portanto, um melhor desempenho para o acoplador indutivo pode ser alcançado se o mesmo for inserido em uma parte do circuito elétrico que apresente baixa impedância, como nos locais em que tem-se um grande número de derivações.

O acoplador indutivo pode ser aplicado como na Figura 16, em que dois núcleos de ferrite são usados para melhorar o acoplamento. Além disso, como o capacitor funciona como um curto circuito para altas frequências, ele pode ser usado para evitar que sinais PLC sigam pela rede de energia elétrica para direções indesejadas (BILAL et al., 2004). Este arranjo pode ser visto na Figura 16 em que o capacitor foi instalado entre os dois condutores usados como meio de propagação de sinais PLC e, portanto, nenhum sinal de alta frequência induzido através do acoplador aparece nos cabos de energia à esquerda do capacitor. Este artifício é importante pois reduz o efeito de multipropagação gerado pelas características desse canal de comunicação uma vez que limita o percurso do sinal PLC na rede elétrica.

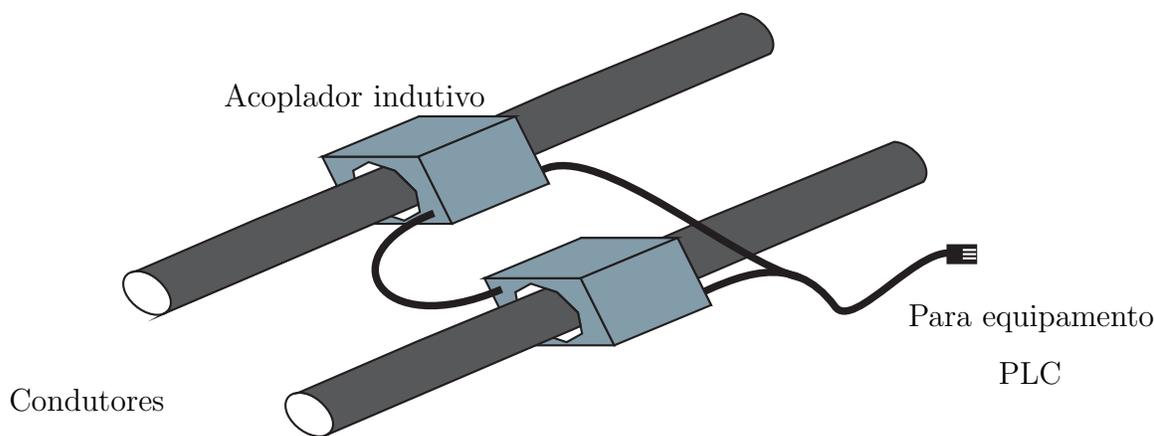


Figura 15: Acoplador indutivo.

Neste trabalho, todas as medições na rede elétrica foram feitas com a inserção de um acoplador comercial do tipo capacitivo, cujo circuito tem o formato apresentado na Figura 14. Suas principais características de interesse podem ser observadas na Figura

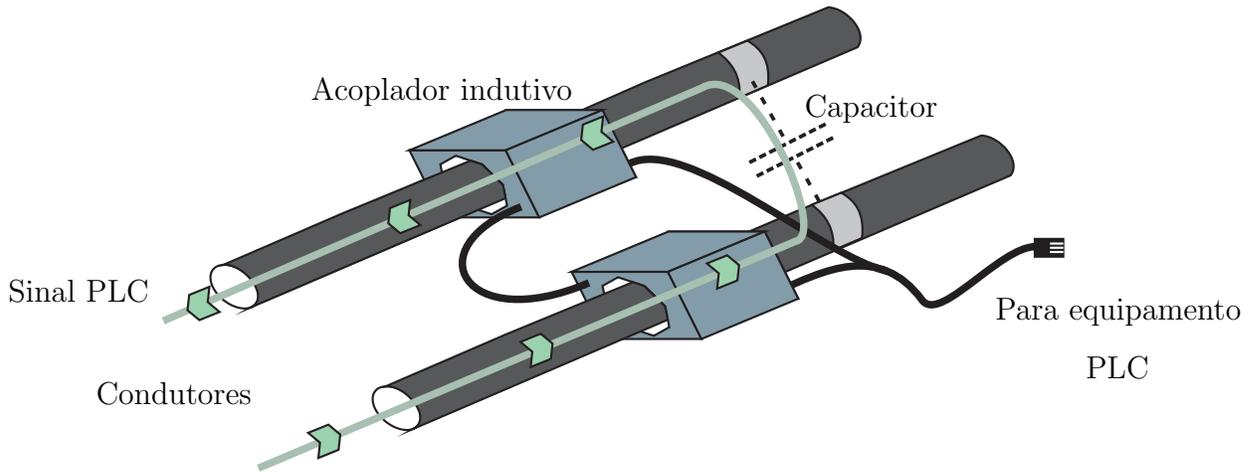


Figura 16: Acoplador indutivo com capacitor conectado à rede.

17, em que Z_{11} se refere à impedância na porta de conexão à rede de energia elétrica, Z_{22} à impedância no local de conexão do equipamento de medição, e S_{21} sua atenuação com a frequência (magnitude da resposta em frequência). Note que todas as curvas da Figura 17 são obtidas para a faixa de frequência de 150 kHz até 100 MHz, em que cada divisão dos gráficos no eixo das frequências, estão espaçadas, aproximadamente, de 10 MHz. Além disso, os valores de Z_{11} e Z_{22} são dados em ohms, enquanto que S_{11} está expresso em dB. Através de S_{21} pode-se confirmar a ação dos capacitores rejeitando sinais nas frequências abaixo de 1,705 MHz. Além disso, nota-se uma forte atenuação à medida em que a frequência aumenta, devido às características do transformador.

2.4 Sumário

Neste capítulo foram discutidos fatores relacionados às redes de energia elétrica que impactam de forma significativa o projeto e o desempenho de um sistema de comunicação de dados que venha a utilizar a própria infraestrutura da rede elétrica como meio de transmissão de dados. Dentre os fatores apresentados, estão aqueles relacionados às características dos condutores de energia como meio condutor de dados, à estrutura da rede elétrica, às cargas conectadas e aos ruídos aditivos. Foi apresentada também uma modelagem bastante utilizada para representar canais PLC LIT na qual foi derivada uma dedução matemática para a resposta ao impulso da mesma e, foram sugeridas algumas alterações, que resultaram em modelos para canais PLC LVT e LCVT. E, por fim, foi apresentado o dispositivo acoplador por ser um componente indispensável em um sistema PLC. No próximo capítulo, os problemas investigados nesta dissertação, os quais estão intimamente associados aos temas discutidos neste capítulo, são formulados.

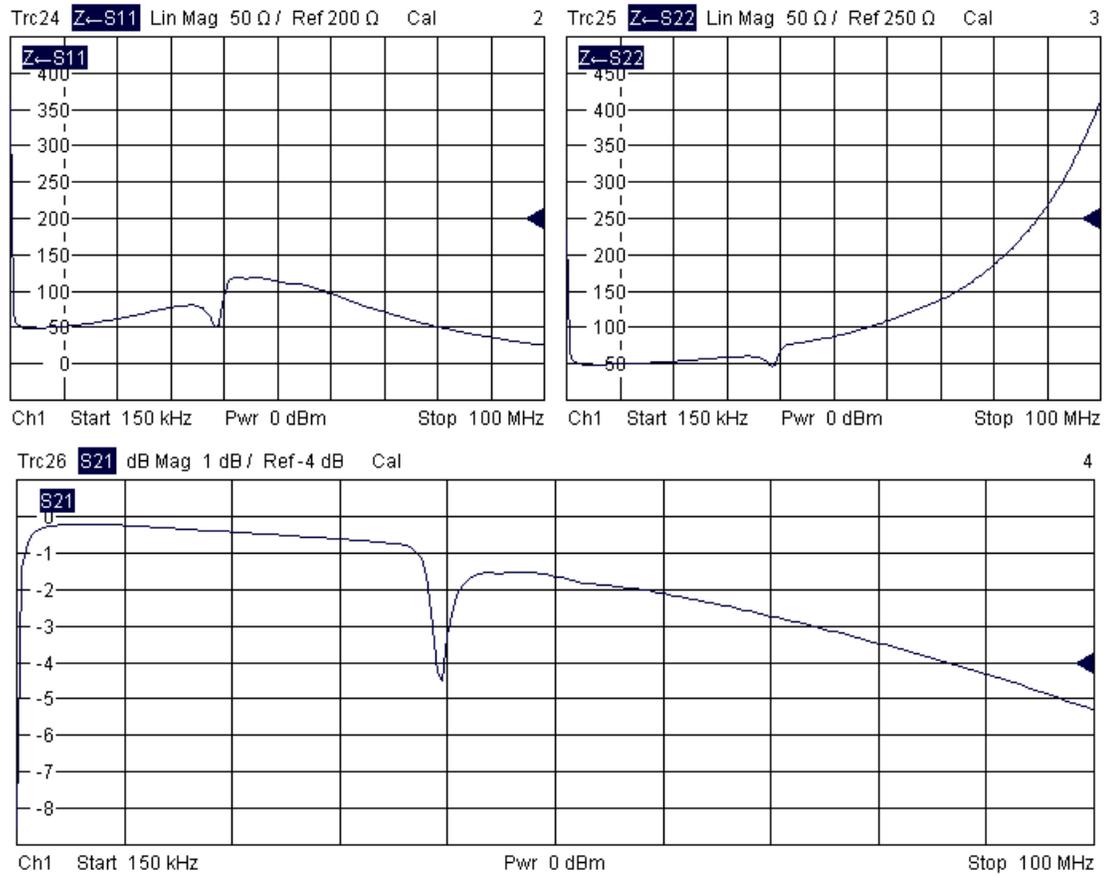


Figura 17: Parâmetros medidos do acoplador usado nas medições em canais PLC.

3 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

O problema relacionado à caracterização de canais PLC pode ser resolvido com a aplicação de metodologias e técnicas de estimação, baseadas em medições. Entretanto, são várias as características da rede que interferem na transmissão de dados. Deve-se então, ter um conjunto de métodos bem definidos, envolvendo equipamentos de medição e técnicas de processamentos de sinais, que permitam avaliar a rede elétrica de modo a fornecer um conjunto de informações à serem utilizadas para o desenvolvimento do sistema PLC.

3.1 Caracterização de canais PLC

O primeiro problema a ser investigado, refere-se à proposição de uma metodologia destinada à medição da impedância de acesso à rede elétrica. Conforme discutido na Seção 2.1.2, a determinação dessa característica é importante por permitir avaliar o quanto um sinal de comunicação pode ser atenuado nos terminais da rede elétrica em que o mesmo é injetado e extraído, devido às reflexões decorrentes do descasamento de impedância entre os pontos da rede e os dispositivos Tx e Rx.

Seja agora, o modelo adotado para o canal PLC mostrado na Figura 18, cuja saída é dada por

$$y[n] = x[n] * h[n] + v[n], \quad (3.1)$$

em que o símbolo $*$ denota a operação de convolução. Além disso, $x[n]$, $y[n]$, $h[n]$ e $v[n]$ denotam a n -ésima amostra das sequências $\{x[n]\}$, $\{y[n]\}$, $\{h[n]\}$ e $\{v[n]\}$, que representam, respectivamente, o sinal na entrada e na saída do canal PLC, a resposta ao impulso do canal e o ruído aditivo. A partir das sequências $\{y[n]\}$, $\{h[n]\}$ e $\{x[n]\}$ e $\{v[n]\}$ define-se a seguinte expressão vetorial

$$\mathbf{y} = \mathbb{H}\mathbf{x} + \mathbf{v}, \quad (3.2)$$

em que $\mathbb{H} \in \mathbb{R}^{N \times N}$ é a matriz de convolução do canal, $\mathbf{v} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$, $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ e $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$, são os vetores constituídos pelas amostras do ruído aditivo e dos sinais na saída e na entrada do canal PLC, respectivamente.

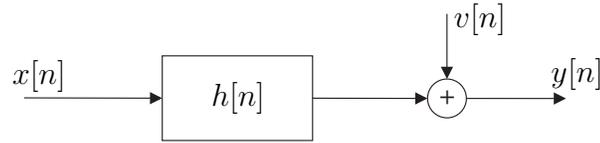


Figura 18: Canal PLC.

Aplicando a transformada discreta de Fourier - *discrete Fourier transform* (DFT) na Equação (3.2), obtém-se

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{V}, \quad (3.3)$$

posto que assume-se \mathbb{H} como sendo a matriz de convolução circular do canal, tal que a matriz $\mathbf{H} = \text{diag}\{H(0), H(1), \dots, H(N-1)\}$, contém, na sua diagonal principal, os coeficientes da DFT da resposta ao impulso do canal PLC. Além disso, $\mathbf{X} = [X(0), X(1), \dots, X(N-1)]^T = \text{DFT}(\mathbf{x})$, $\mathbf{Y} = [Y(0), Y(1), \dots, Y(N-1)]^T = \text{DFT}(\mathbf{y})$ e $\mathbf{V} = [V(0), V(1), \dots, V(N-1)]^T = \text{DFT}(\mathbf{v})$. A partir da suposição de que \mathbb{H} é circular ou circulante, tem-se que o problema de estimação da resposta em frequência de canais PLC é reduzido à aplicação da expressão

$$\hat{\mathbf{H}}_d = \mathbf{X}_d^{-1} \mathbf{Y}_d, \quad (3.4)$$

em que $\mathbf{X}_d = \text{diag}\{\mathbf{X}\}$, $\mathbf{Y}_d = \text{diag}\{\mathbf{Y}\}$ e $\hat{\mathbf{H}}_d = \text{diag}\{\hat{H}(0), \hat{H}(1), \dots, \hat{H}(N-1)\}$. Entretanto, um outro problema associado à estimação da resposta em frequência do canal PLC, e talvez o mais crítico, é definido como sincronização e está relacionado à localização, na sequência $\{y[n]\}$ medida na saída do canal PLC, das amostras correspondentes ao sinal transmitido. Por fim, devido às características da rede elétrica, é interessante definir um teste para validar a estimação obtida, posto que a mesma pode ser comprometida se as amostras da sequência $\{y[n]\}$, utilizadas no processo de estimação, forem contaminadas por ruídos impulsivos. Além disso, deseja-se que a técnica desenvolvida seja aplicável ao estudo de canais PLC LIT, LVT e LCVT. Neste contexto, é proposta uma configuração para o sinal destinado ao processo de estimação da resposta em frequência de canais PLC. Além disso, é discutida uma estratégia de sincronização baseada em algumas características dos sinais transmitidos. Por fim, será explorada a utilização de um circuito auxiliar, aplicado à determinação de qual instante correspondente à magnitude da componente fundamental da rede elétrica está associada cada estimação.

Outra questão pode ser levantada com relação à determinação do comprimento efetivo da sequência $\{h[n]\}$. Isto porque a resposta ao impulso estimada para o canal PLC, estimada através de sinais transmitidos pelo canal de comunicação, é afetada pelos ruídos presentes na rede elétrica. Ou seja, $\{\hat{h}[n]\} = \{h[n]\} + \{e[n]\}$, em que $\{e[n]\}$ é uma sequência que corresponde ao erro introduzido pelo ruído e o estimador. Logo, este erro faz com que $\{\hat{h}[n]\}$ nunca tenda a um valor nulo mesmo para elevados valores de n , o que prejudica a estimação do comprimento efetivo do canal, uma vez que o mesmo é definido como L_h , em que $h[n] \approx 0 \forall n \geq L_h$. Neste contexto, este trabalho investiga três técnicas propostas na literatura para lidar com esta situação e propõe um método para avaliar o desempenho das mesmas quando a relação sinal-ruído varia.

Uma característica própria da rede elétrica, e que interfere de modo significativo na comunicação PLC, está associada ao comportamento do ruído aditivo. Portanto, para um melhor aproveitamento da rede, faz-se necessário o desenvolvimento de técnicas de análise deste ruído.

Com relação aos ruídos impulsivos, que representam um dos principais obstáculos à tecnologia PLC, existe hoje uma demanda por estudos estatísticos relacionados às suas características como instante de ocorrência e intervalos entre impulsos, o que pode ser suprida por técnicas de detecção e segmentação. Neste contexto, seja então a sequência $\{y[n]\}$, de comprimento L , como sendo aquela medida na saída do canal PLC, durante um período em que não há sinais sendo transmitidos. Esta sequência $\{y[n]\}$ ocupa uma banda de frequência de 1,705 até 50 MHz. Seja o vetor \mathbf{y}_j , definido como a sequência $\{y_j[n]\} = \{y[n + d_j]\}$, para $n = 0, 1, \dots, L_j - 1$, com $L_j < L$, em que d_j representa um deslocamento sobre a sequência $\{y[n]\}$. Então, o problema de detecção pode ser formulado como o teste de duas hipóteses, ou seja,

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_0 : \mathbf{y}_j &= \mathbf{v}_{bkgr} \\ \mathcal{H}_1 : \mathbf{y}_j &= \mathbf{v}_{bkgr} + \mathbf{v}_{imp}, \end{aligned} \tag{3.5}$$

em que $\mathbf{v}_{bkgr} = \mathbf{v}_{fundo} + \mathbf{v}_{be}$, enquanto que $\mathbf{v}_{imp} = \mathbf{v}_{sinc} + \mathbf{v}_{assinc} + \mathbf{v}_{ape}$. Além disso, \mathbf{v}_{fundo} , \mathbf{v}_{be} , \mathbf{v}_{sinc} , \mathbf{v}_{assinc} e \mathbf{v}_{ape} , são vetores que representam os ruídos definidos na Equação (2.46). Portanto, a hipótese \mathcal{H}_0 refere-se ao caso em que o sinal considerado é formado apenas pelo ruído de fundo e banda estreita presente na rede elétrica, enquanto que em \mathcal{H}_1 há também a ocorrência de ruídos impulsivos. Para o caso em que \mathbf{y}_j atende a hipótese \mathcal{H}_1 , tem-se que $\mathbf{y}_j = \mathbf{v}_{bkgr} + \mathbf{v}_{imp} = [v_{bkgr}(0), \dots, v_{bkgr}(L_j - 1)]^T + [\mathbf{0}_r^T, (\mathbf{v}_{imp})_{l_i}^T, \mathbf{0}_{l-l_i-r}^T]^T$, em que $\mathbf{0}_r$ denota um vetor coluna com r elementos nulos. Além disso, r e $r + l_i$ indicam o ponto de início e término do ruído impulsivo dentro do vetor \mathbf{y}_j . Entretanto, como obter

uma estimativa confiável destes pontos é uma questão a ser respondida neste trabalho, no qual são considerados também os casos em de que os impulsos podem ocupar um número de amostras maior do que aquelas contidas no vetor \mathbf{y}_j .

3.2 Sumário

Neste capítulo foram levantados vários questionamentos referentes à proposição de metodologias e técnicas destinadas ao estudo de canais PLC. O capítulo seguinte apresenta um conjunto de algoritmos que, juntamente com o Capítulo 5, tenta suprir, de maneira satisfatória, as demandas apresentadas.

6 RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados obtidos para cada característica de interesse referente ao canal PLC e ao ruído presente na rede elétrica, a partir da aplicação das metodologias descritas no Capítulo 5, juntamente com as técnicas descritas no Capítulo 4. Os resultados, apresentados em relação ao desempenho e/ou comportamento das técnicas propostas, referem-se às condições *offline* de funcionamento. Além disso, uma vez que todos os resultados foram gerados com os algoritmos implementados no *software* Matlab, as questões de precisão finita e tempo real não foram analisadas.

As medições consideradas foram realizadas no Laboratório de Processamento de Sinais e Telecomunicações (LAPTEL) da Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), com o intuito de ilustrar o uso dos métodos propostos. A disposição das tomadas utilizadas como ponto de acesso a rede de energia elétrica podem ser vistas na Figura 40, enquanto que a Tabela 4 lista o comprimento dos condutores tomados de cada tomada até um determinado ponto, referenciado como X na Figura 40. Além disso, foram consideradas algumas configurações durante as medições. A Tabela 5 lista essas configurações que variam de acordo com a tomada em que cada equipamento é conectado. Os equipamentos são considerados desligados a princípio e as demais tomadas encontrando-se em aberto, ou seja, com impedância infinita.

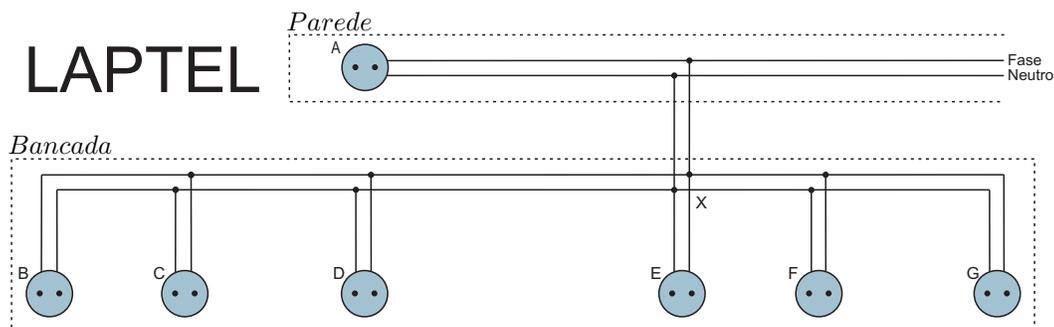


Figura 40: Disposição das tomadas utilizadas na avaliação das metodologias propostas.

O presente capítulo é organizado da seguinte maneira: na Seção 6.1 são apresen-

| Pontos considerados | Comprimento dos condutores (m) |
|---------------------|--------------------------------|
| $A - X$ | 1,7 |
| $B - X$ | 1,4 |
| $C - X$ | 1,3 |
| $D - X$ | 0,9 |
| $E - X$ | 0,2 |
| $F - X$ | 0,4 |
| $G - X$ | 0,5 |

Tabela 4: Comprimento dos condutores.

| Equipamento | Config. 1 | Config. 2 | Config. 3 |
|-------------|-----------|-----------|-----------|
| Fonte PC | D | B | C |
| Furadeira | G | E | F |
| Monitor LCD | B | A | A |

Tabela 5: Disposição das cargas.

tados os resultados referentes à medição da impedância de acesso as redes elétricas. Em seguida, na Seção 6.2 são apresentados os resultados da aplicação da metodologia proposta para estimação da resposta em frequência de canais PLC. Na Seção 6.3 são avaliados os desempenhos dos algoritmos aplicados à estimação do comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal. Por fim, na Seção 6.4 são apresentados os resultados das técnicas aplicadas ao ruído aditivo enquanto que a Seção 6.5 destina-se à avaliação da técnica de detecção e segmentação para caracterização de ruídos impulsivos.

6.1 Medição da impedância de acesso

O equipamento utilizado para medição da impedância de acesso do canal PLC foi o analisador de rede, modelo ZVB4, da empresa R&S (*Rohde & Schwarz*) (SCHWARS, 2010), no qual é possível medir os parâmetros S, na faixa de frequência de 150 kHz até 4 GHz, de qualquer dispositivo elétrico passivo ou ativo, desde que tenha um conector tipo N disponível em seus terminais para conexão no instrumento, e que não exceda o limite de 30 dBm na porta de conexão do equipamento.

A Figura 41 ilustra os parâmetros S_{11} , S_{12} , S_{21} e S_{22} medidos do acoplador utilizado nas medições, na faixa de frequência de 150 kHz até 50 MHz, em que o parâmetro S_{22} refere-se ao terminal do acoplador destinado à conexão com a rede elétrica. Note que $S_{12} = S_{21}$, o que ocorre devido ao fato de que os terminais do analisador de rede, nos quais o acoplador é conectado, possuem impedâncias idênticas cuja valor é de 50 Ω . Esta característica de simetria, de acordo com (GALLI; BANWELL, 2005), também pode ser ob-

servada em canais PLC. Ou seja, a resposta em frequência de um canal PLC é simétrica se as impedâncias nos terminais de conexão à rede elétrica, dos dispositivos de comunicação e/ou medição, são iguais, independente de qual dispositivo esteja transmitindo ou recebendo dados.

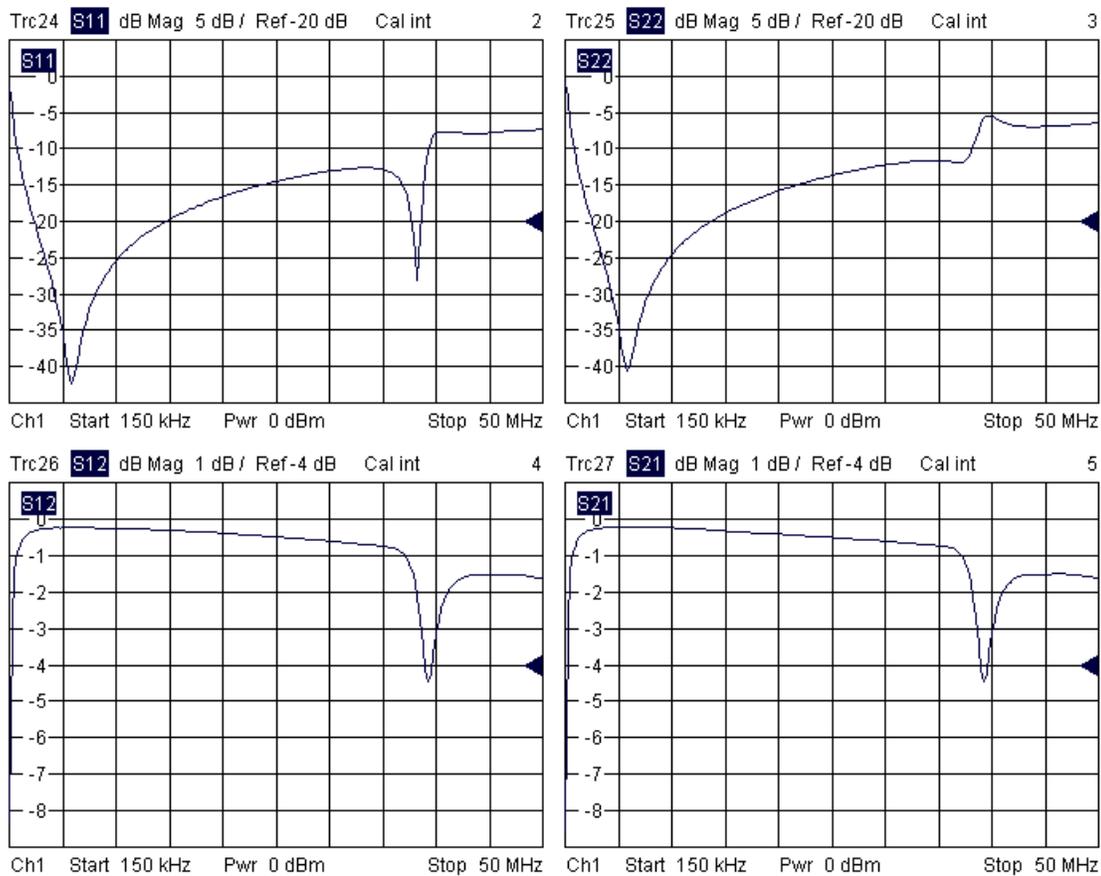


Figura 41: Parâmetros S do acoplador.

Considerando agora que todas as tomadas encontram-se em aberto, a impedância de acesso medida em cada tomada pode ser vista através da Figura 42, na qual observa-se uma faixa muito grande de valores que variam de 12Ω até, em alguns casos, cerca de 1640Ω . Além disso, pode-se observar uma diferença muito grande da impedância de acesso medida na tomada A, em relação às demais. É relevante notar que as outras tomadas apresentam uma impedância muito parecida para o espectro de frequência entre 150 kHz e 13 MHz.

Ainda com relação à Figura 42, e considerando as frequências acima de 13 MHz, os valores medidos, referentes à impedância de acesso, tendem a ficar bem parecidos para as tomadas cujo comprimento dos condutores, com relação ao ponto de referência da rede elétrica adotada na medição, são próximos. Este comportamento, observado para

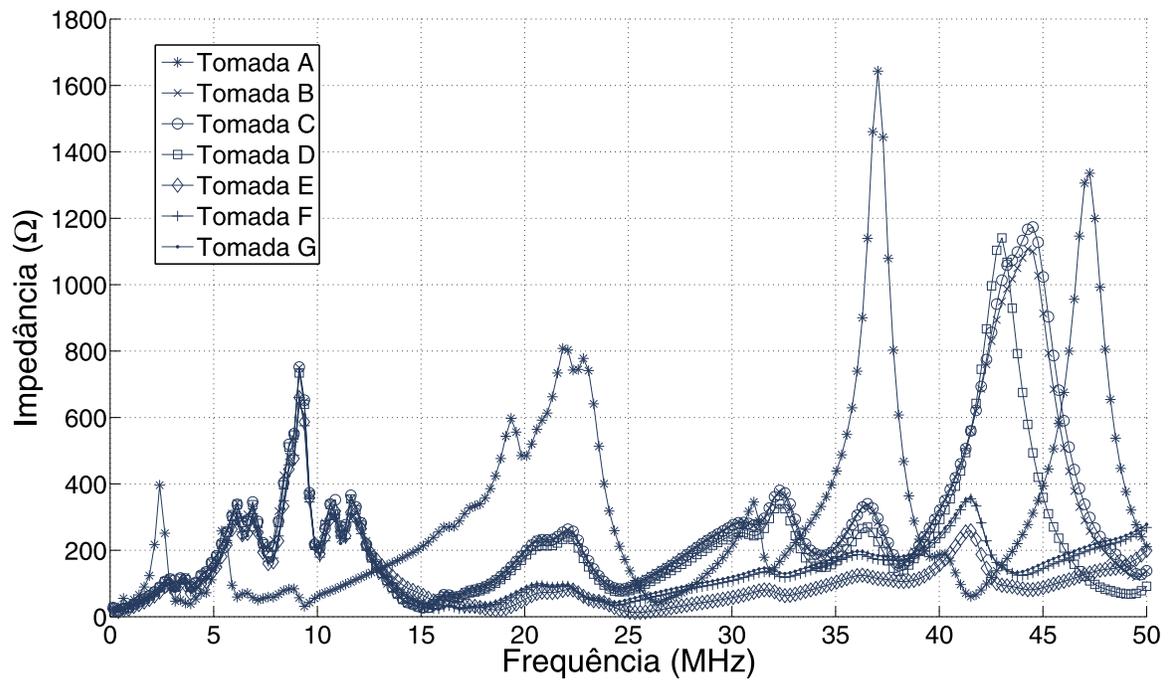


Figura 42: Impedância de acesso em todas as tomadas sem nenhuma carga conectada.

as tomadas B e C, pode ser melhor visualizado na Figura 43, na qual a tomada D, por possuir uma maior diferença no comprimento do condutor, se comparada às tomadas B e C, apresenta também uma variação maior para os valores de impedância, principalmente, para as frequência acima de 30 MHz. Além disso, na Figura 44, pode-se observar valores de impedância bem parecidos para as tomadas F e G, enquanto que para a tomada E, o valor da impedância de acesso é diferente, daqueles medidos para as tomadas F e G, pelos mesmos motivos apresentados para a tomada D, com relação às tomadas B e C.

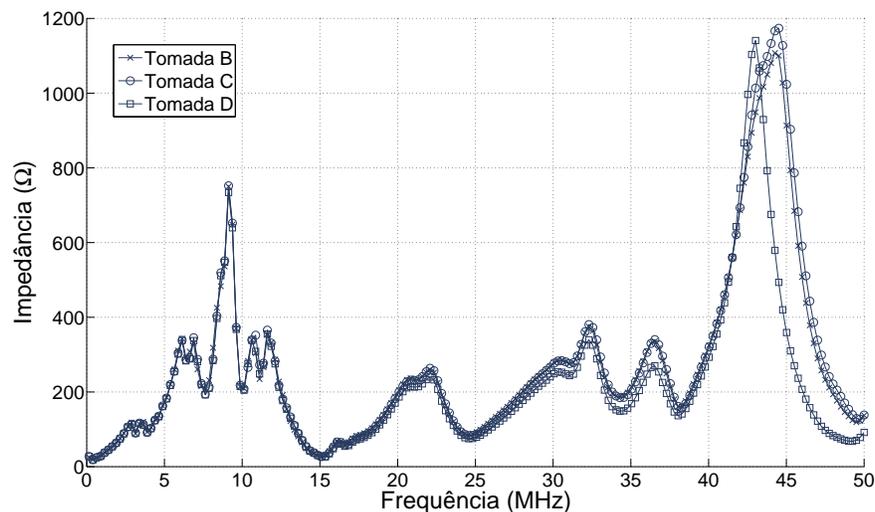


Figura 43: Impedância de acesso nas tomadas B, C e D, sem nenhuma carga conectada.

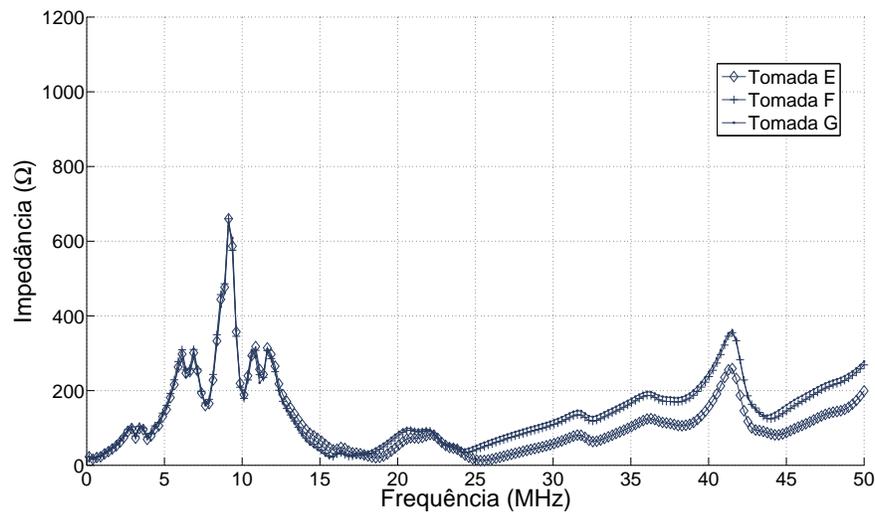


Figura 44: Impedância de acesso nas tomadas E, F e G, sem nenhuma carga conectada.

As Figuras 45, 46 e 47 ilustram como a impedância de acesso de um determinado ponto da rede elétrica pode variar com a localização das cargas usadas durante as medições. Nas Figuras 45 e 46 as tomadas C e F, respectivamente, são avaliadas para as configurações 1 e 2, enquanto que na Figura 47 a impedância da tomada E é medida quando as configurações 1 e 3 são adotadas. Além disso, essa variação no valor da impedância de acesso, em função da alteração na disposição das cargas, foi maior para as maiores frequências, geralmente acima de 25 MHz, para os casos considerados.

A Figura 48 ilustra a variação da impedância de acesso, medida na tomada F, para as situações em que a furadeira está desligada (*off*) e ligada (*on*), considerando a configuração 1.

Portanto, da observação dos resultados apresentados para a impedância de acesso do canal PLC, pode-se concluir que esta apresenta valores que variam de poucos ohms até alguns milhares de ohms. Além disso, o ponto em que as cargas estão conectadas na rede elétrica bem como seu estado de funcionamento (ligada ou desligada) influenciam de modo significativo nos valores da impedância de acesso.

6.2 Estimação da resposta em frequência do canal PLC

Para a estimação da resposta em frequência do canal PLC, conforme metodologia descrita na Seção 5.2, são necessários dispositivos de geração e aquisição de dados con-

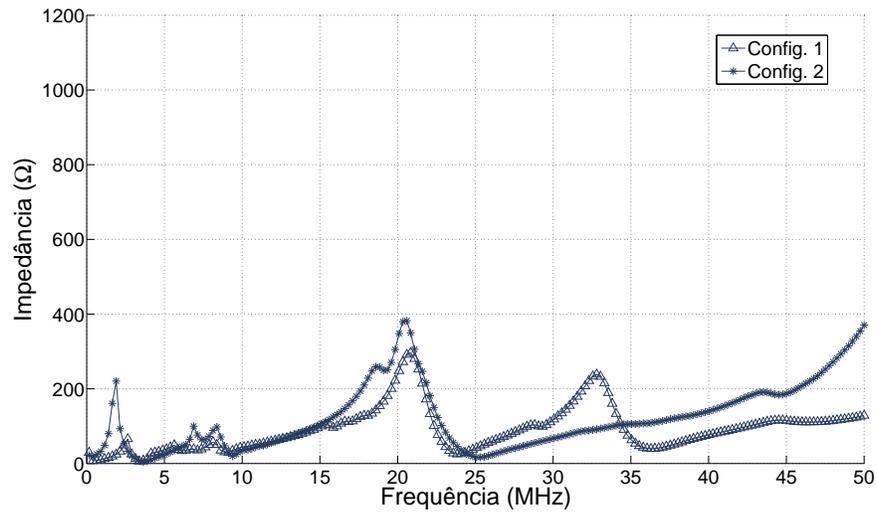


Figura 45: Impedância de acesso na tomada C para configurações 1 e 2.

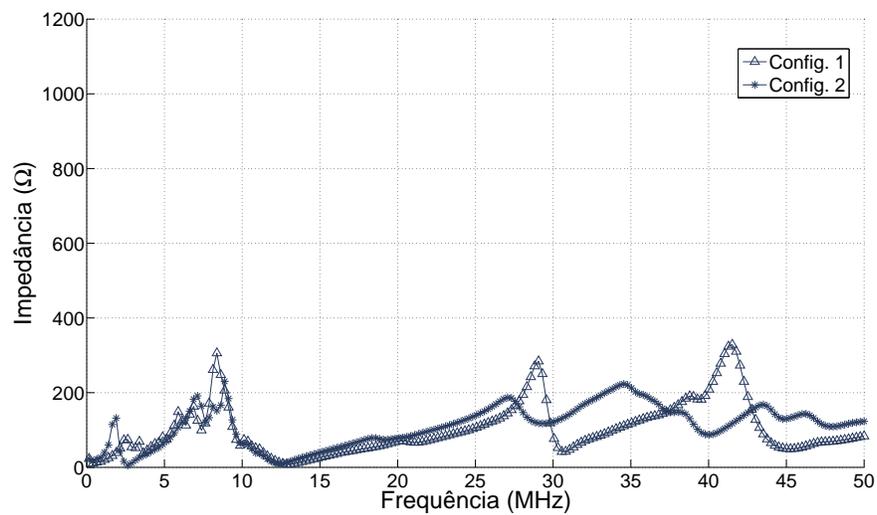


Figura 46: Impedância de acesso na tomada F para configurações 1 e 2.

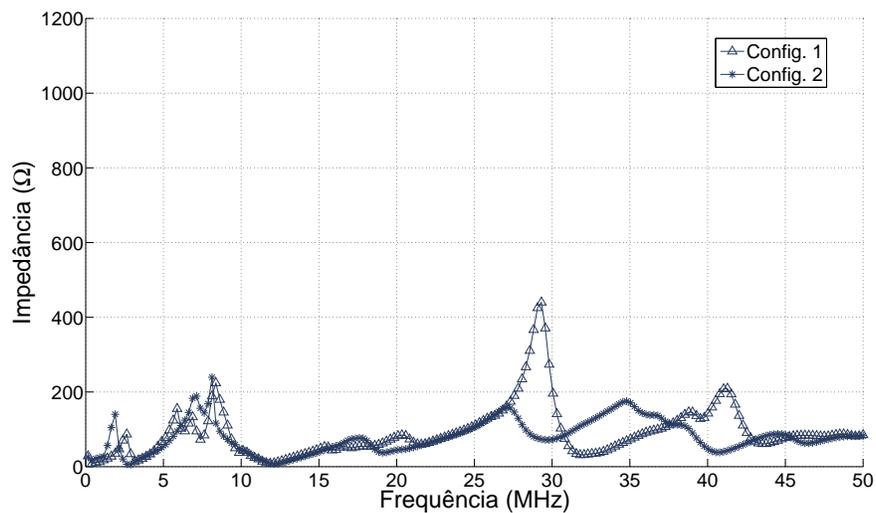


Figura 47: Impedância de acesso na tomada E para configurações 1 e 3.

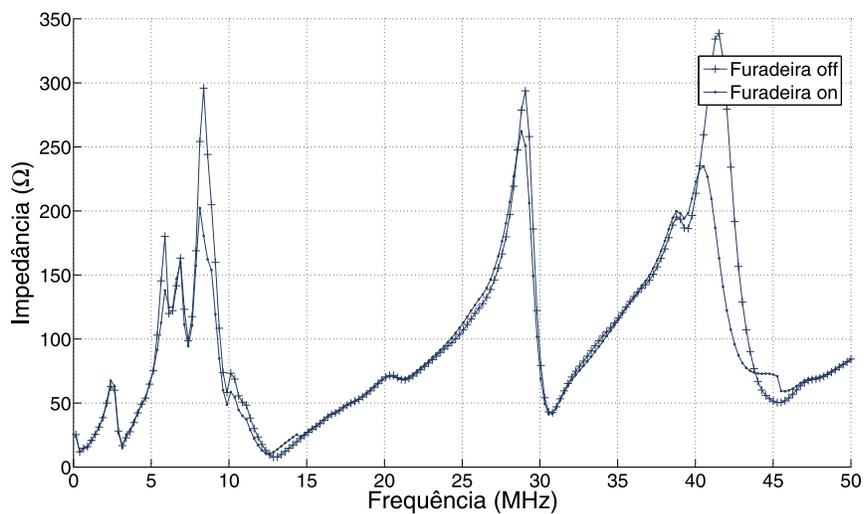


Figura 48: Impedância de acesso na tomada F para configuração 1, com furadeira desligada (*off*) e ligada (*on*).

tendo, respectivamente, ADC e DAC. O dispositivo de aquisição de dados tem a função de receptor e o dispositivo empregado foi uma placa de aquisição de dados Razor CompuScope 1642 da empresa GAGE (GAGE, 2010) que apresenta uma quantização em 16 bits, taxa de amostragem de 200 MHz e cujo *range* escolhido foi de ± 1 V, o que resulta em uma resolução aproximada de $30,5 \mu$ V. O dispositivo gerador de sinais é empregado como transmissor e atua na sequência gerada de acordo com a Seção 4.1.2, de modo a transformá-la em um sinal analógico. O dispositivo adotado para esta função é uma placa CompuGen 4300 também da empresa GAGE, com uma resolução de 12 bits. Além disso, as amplitudes dos sinais gerados para estimação são normalizadas para a faixa máxima de saída do DAC que pode alcançar valores na faixa de ± 870 mV. Este equipamento pode gerar sinais com uma taxa de até 300 MHz, entretanto esta taxa é alterada para 200 MHz, que é a mesma frequência adotada para a placa de aquisição de dados.

A Tabela 6 lista as características dos símbolos DMT gerados para serem usados na estimação da resposta em frequência do canal PLC e os valores adotados para cada parâmetro do algoritmo usado para esta finalidade.

| | |
|--|-------------------------------|
| Número de símbolos DMT | 2 |
| Modulação | BPSK |
| Número de portadoras | $N = 2048$ |
| Comprimento do prefixo cíclico | $L_{pc} = 512$ |
| Duração de cada símbolo | $23,04 \mu$ s |
| Frequência de amostragem | $f_s = 200$ MHz |
| Comprimento do vetor submetido ao sincronismo | $L_j = 2(2N + L_{pc}) = 9216$ |
| Número de amostras usadas para cálculo do vetor \mathbf{m}_t | $K_d = 4$ |
| Deslocamentos considerados no cálculo do vetor \mathbf{m}_t | $r = 160$ |

Tabela 6: Características do sinal DMT transmitido e valores dos parâmetros do algoritmo estimador da resposta em frequência do canal PLC.

O número de sub-portadoras ($N = 2048$) proporciona uma resolução em frequência de aproximadamente 24 kHz na resposta em frequência do canal. Além disso, como cada sub-portadora possui uma largura de banda bem estreita, a atenuação em cada sub-canal pode ser considerada constante.

O comprimento do prefixo cíclico foi escolhido ($L_{pc} = 512$), com base nos resultados apresentados em (MARTINEZ et al., 2010), no qual é avaliada a influência do comprimento do prefixo cíclico, para alguns valores de número de sub-portadoras (inclusive 4096), em termos de taxa de bits errados - *bit error rate* (BER), para mais de 160 tipos de canais PLC *indoor* medidos em 20 locais distintos.

A frequência de amostragem adotada é quatro vezes maior que a máxima frequência

analisada (50 MHz). Isto é recomendado, uma vez que, de acordo com (ANAND, 2006), não se deve esperar que um ADC funcione adequadamente para frequências muito próximas da frequência de Nyquist ($f_s/2$). A frequência de Nyquist determina o limite máximo absoluto para a frequência de um ADC, o que, entretanto, não representa a maior frequência mensurável.

A Tabela 7 lista as seções do circuito elétrico, apresentado na Figura 40, para levantamento da resposta em frequência, em conformidade com a disposição das cargas listadas na Tabela 5.

| | Tomada Tx | Tomada Rx | Configuração |
|---------|-----------|-----------|--------------|
| Canal 1 | A | F | 1 |
| Canal 2 | F | A | 1 |
| Canal 3 | B | G | 3 |
| Canal 4 | C | F | 2 |
| Canal 5 | A | C | 1 |
| Canal 6 | A | E | 1 |

Tabela 7: Definição de canais PLC de acordo com as posições do transmissor e do receptor.

Considere um vetor \mathbf{y} que representa o sinal medido na saída do canal 1, definido de acordo com a Tabela 7. A Figura 49 apresenta os valores obtidos para os coeficientes do vetor \mathbf{m}_t usado no processo de sincronismo, calculado conforme Equação (4.9). Note que o valor da estimativa inicial do ponto de sincronismo, representado por p_{sinc} , corresponde ao ponto central do gráfico, ou seja, $n = 80$. Além disso, de acordo com os valores dos coeficientes do vetor \mathbf{m}_t , pode-se observar duas regiões distintas, em que a maior probabilidade do sincronismo estar correto, corresponde àquela em que os coeficientes do vetor \mathbf{m}_t possui seus menores valores, o que ocorre no intervalo $n \leq 60$. Neste intervalo, o valor de \mathbf{m}_t é afetado apenas pelo ruído presente no canal PLC, enquanto que para $n > 60$, seu valor é maior devido também à contribuição da diferença entre as amostras do sinal. Conforme exposto, para o caso representado na Figura 49, pode-se concluir que p_{sinc} não proporciona uma estimativa correta para a resposta ao impulso do canal PLC, sendo necessária uma correção no seu valor. Isto é obtido através da determinação de p'_{sinc} , calculado de acordo com a Equação (4.10), o qual corresponde ao menor valor encontrado no vetor \mathbf{m}_t , ou seja, para $n = 39$.

A Figura 50 representa os valores instantâneos e estimados da magnitude da resposta em frequência do canal 1. Nota-se pelo gráfico que este canal PLC, devido às características da rede elétrica utilizada nas medições, não apresenta variações em função do cruzamento por zero da fundamental, além de praticamente não variar durante o

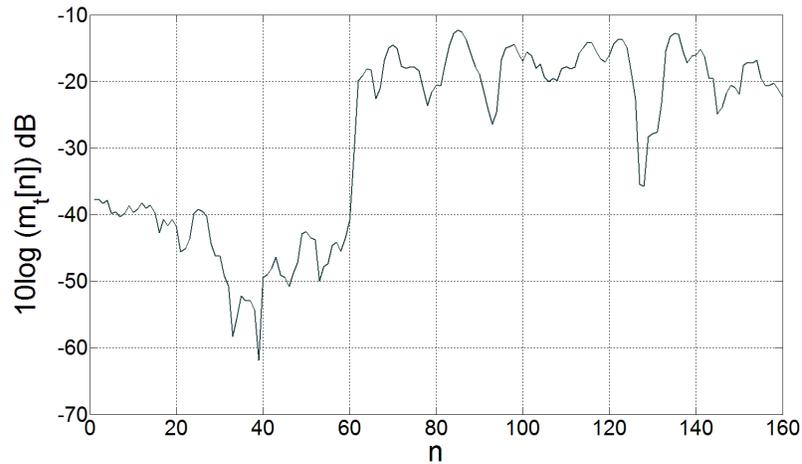


Figura 49: Valores dos coeficientes do vetor \mathbf{m}_t usado para determinar ponto de sincronismo correto.

período de medição. Entretanto, é interessante ressaltar uma variação acentuada apenas nas frequências mais baixas, o que é devido à influência do ruído presente na rede elétrica. Este ruído apresenta maior energia nas baixas frequências.

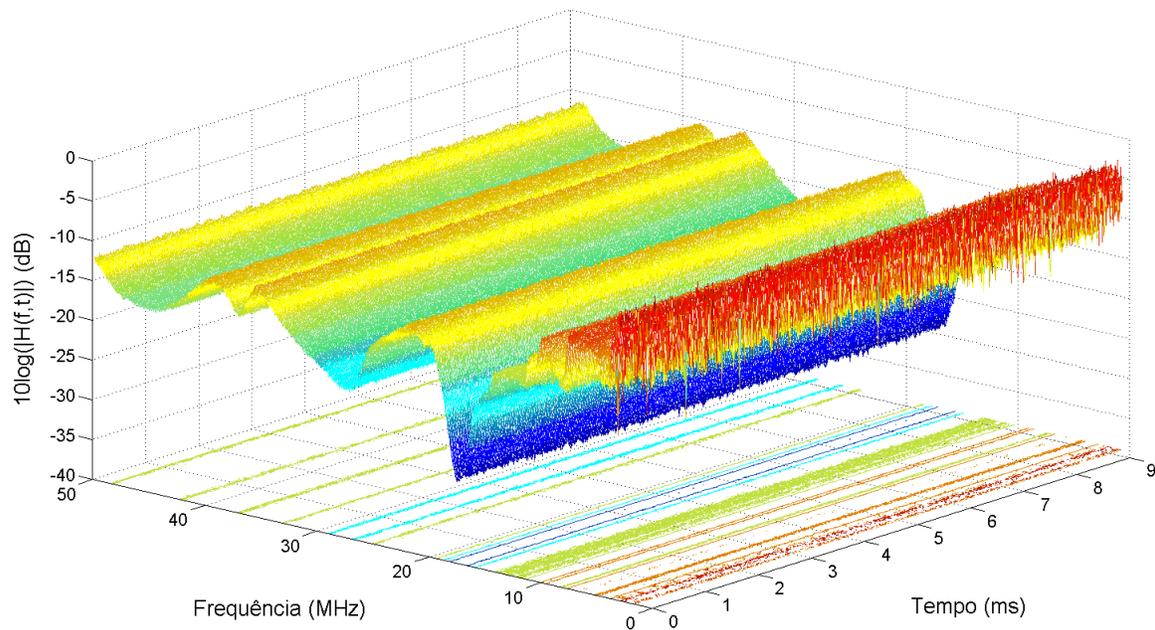


Figura 50: Variação temporal da magnitude da resposta em frequência do canal 1.

Visando suprimir a aleatoriedade na estimação da resposta em frequência dos canais PLC e, de certa forma, indicar uma tendência de comportamento deles, todos os canais definidos de acordo com a Tabela 7, são representados na Figura 51 por uma magnitude da resposta em frequência resultante da média de 8 estimativas da magnitude da resposta em frequência consecutivas, não corrompidas por ruído impulsivo, reduzindo assim a influência do ruído aditivo nas estimações. Uma vez que o período de duração de

8 símbolos consecutivos é de, aproximadamente, $184 \mu\text{s}$, o que é menor que $600 \mu\text{s}$ que representa o tempo mínimo de coerência de um canal PLC (CORRIPIO et al., 2006), tem-se que esta estimativa média é representativa.

A Figura 52 ilustra a magnitude da resposta em frequência estimada para os mesmos canais listados na Tabela 7, obtidas da mesma forma que aqueles mostrados na Figura 51. Entretanto, este novo caso é avaliado quando nenhuma carga se encontra conectada nas tomadas consideradas.

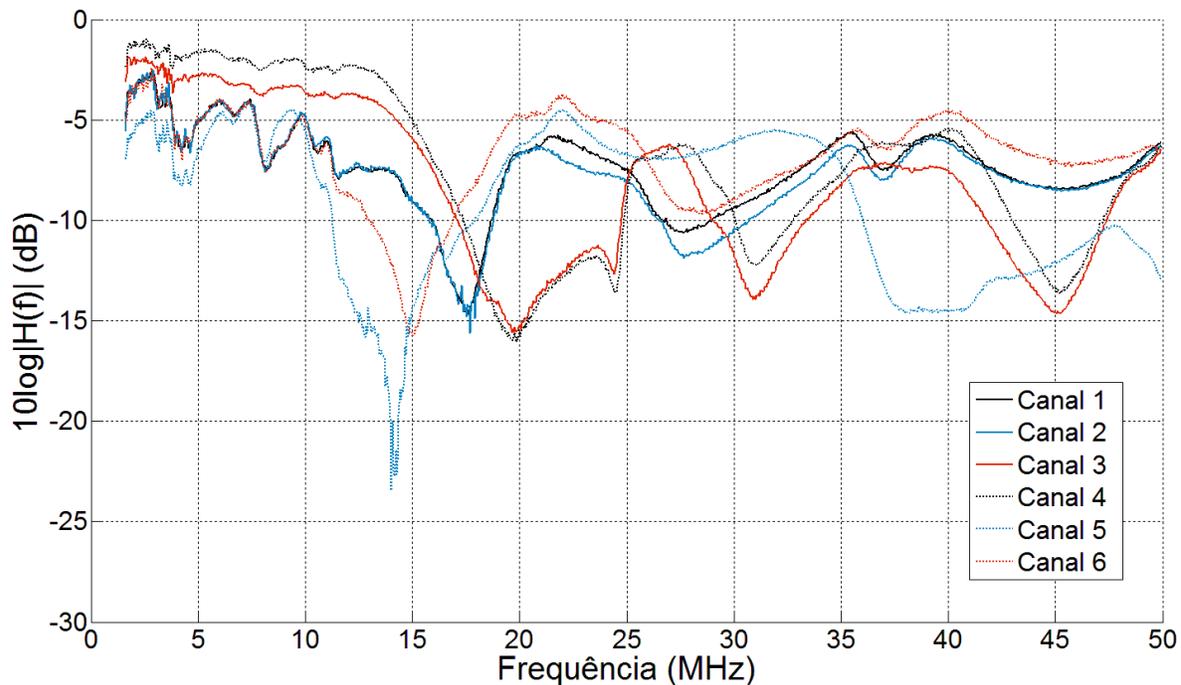


Figura 51: Magnitude das respostas em frequência estimadas para os canais considerados.

Comparando as Figuras 51 e 52, observa-se que o perfil de atenuação do canal PLC depende não só dos pontos de acesso à rede elétrica, mas também das cargas conectadas à ela. Nota-se, que os canais 3 e 4 possuem atenuação menor que os demais canais até a frequência de 17 MHz, para o caso em que existem cargas conectadas à rede elétrica e, até 13 MHz para o caso em que nenhuma carga encontra-se conectada nas tomadas consideradas nas medições. Além disso, pode-se observar, para alguns valores de frequência, que a atenuação é muito elevada (nulo espectral) e que o valor de frequência em que ocorrem estes nulos depende não só do canal, mas também das cargas conectadas à rede elétrica. Este fato pode ser comprovado, por exemplo, observando a estimativa da magnitude da resposta em frequência do canal 5 na Figura 51, o qual apresentou uma atenuação de 23,5 dB (maior atenuação dentre os canais medidos), para a frequência de 14 MHz. Por outro lado, conforme observado na Figura 52, a inexistência de cargas

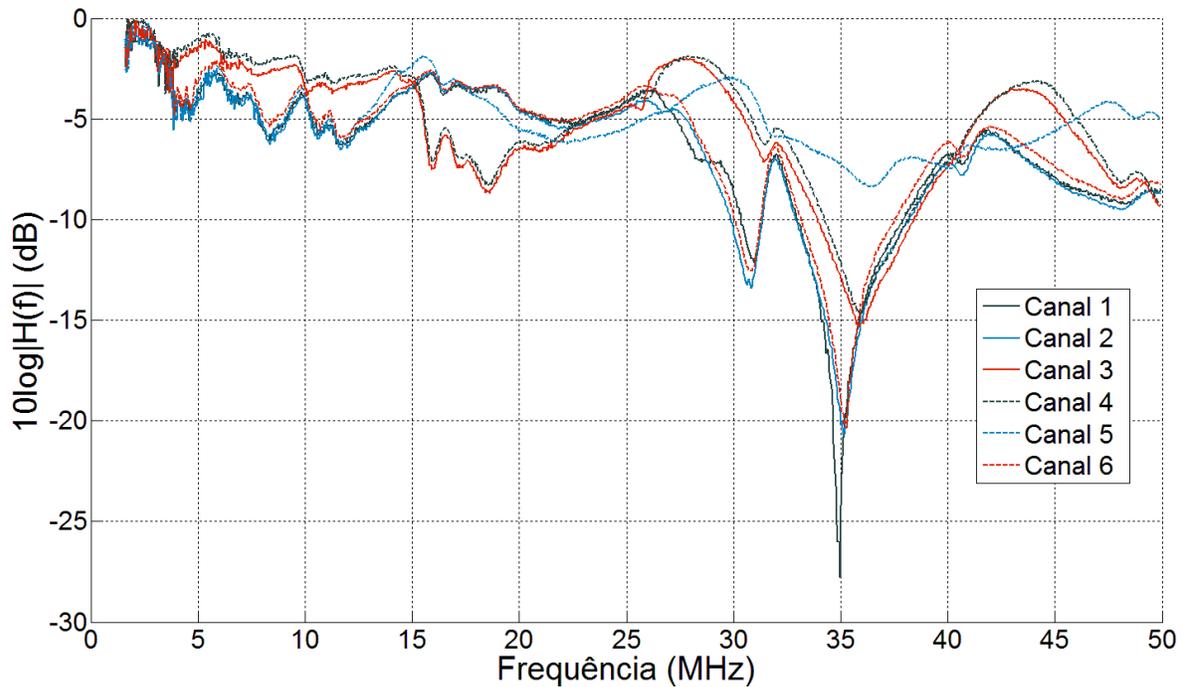


Figura 52: Magnitude das respostas em frequência estimadas para os canais considerados e sem cargas conectadas nas tomadas.

conectadas nas tomadas consideradas nas medições resultou numa estimativa da resposta em frequência para o canal 5, sem esta forte atenuação quando a frequência é igual a 14 MHz. Por fim, pode-se observar que os canais 1 e 2 são simétricos (BANWELL; GALLI, 2001b), uma vez que estes canais são definidos através dos mesmos pontos de acesso à rede elétrica, invertendo-se apenas o sentido de transmissão do sinal usado na estimação. Vale ressaltar que este comportamento só ocorreu devido ao fato das impedâncias terminais do gerador de sinais e da placa de aquisição, usados nas medições, serem iguais.

Para verificar a adequação da metodologia proposta para a medição de canais PLC LCVT, foi introduzida uma fonte retificadora de onda completa controlada, baseada em SCR's, alimentando uma furadeira. Esta fonte foi conectada à tomada F. O dispositivo transmissor foi conectado à tomada A e o receptor à tomada B. Não foi conectada nenhuma outra carga nas demais tomadas. A Figura 53 ilustra os valores estimados para a magnitude da resposta em frequência para esta configuração. As estimações foram obtidas a partir de uma sequência $\{y[n]\}$ medida, cuja amostra inicial corresponde ao início do semi-ciclo positivo da componente fundamental da rede elétrica. Nota-se na Figura 53, que a variação da resposta em frequência do canal PLC avaliado, em função da magnitude da componente fundamental da rede elétrica, pode ser observada apenas para alguns valores de frequência, como por exemplo, aqueles nas faixas de 5 a 10, 25 a 30 e 35 a 40

MHz. Além disso, sua resposta em frequência pode ser diferente de acordo com o ciclo da componente da rede elétrica, ou seja, pode ter valores distintos para o semi-ciclo positivo e negativo. É importante ressaltar que este comportamento é devido tão somente ao tipo de carga conectada à rede e, portanto, para diferentes cargas são esperadas diferentes variações da resposta em frequência do canal PLC.

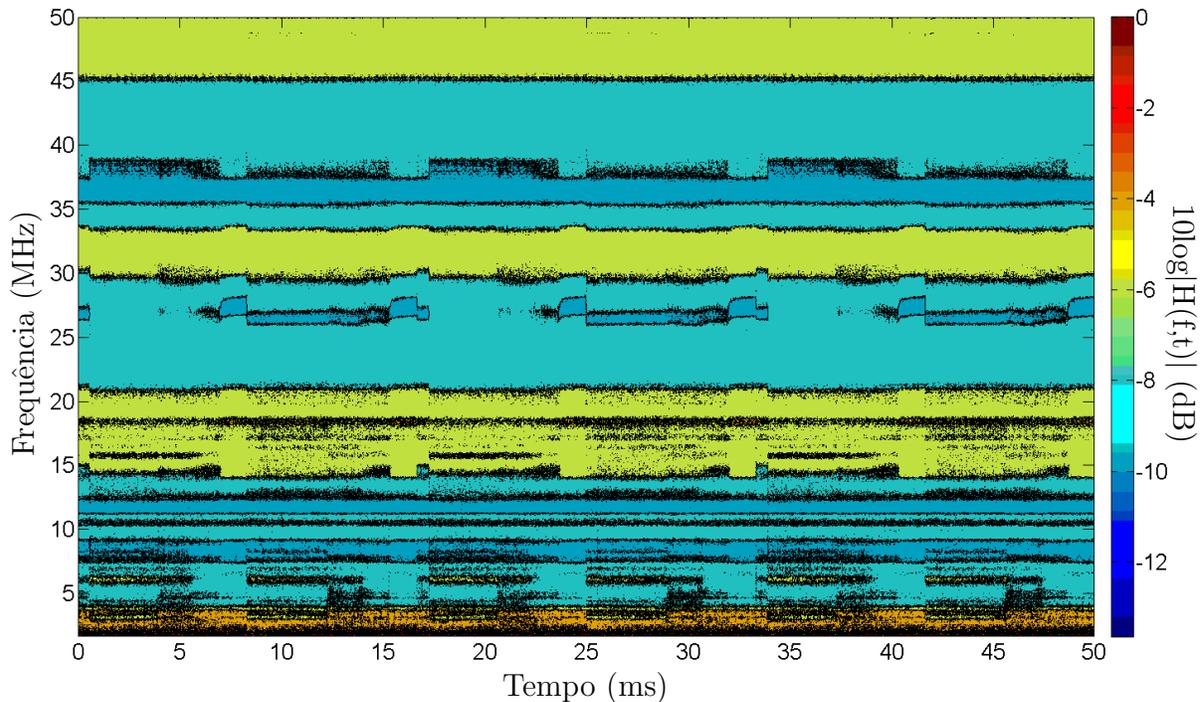


Figura 53: Magnitude da resposta em frequência estimada para canal PLC ciclicamente variante com o tempo.

6.3 Estimação do comprimento efetivo do canal PLC

Para analisar a adequação dos estimadores de comprimento efetivo de canais PLC, propostos em (LI et al., 2000) e detalhadamente reproduzidos na Seção 4.1.3, foram adotados valores específicos para os parâmetros relacionados a estes estimadores, conforme é visto na Tabela 8.

| Algoritmos | SEE | GLRT | mGLRT |
|------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| | $2N = 4096$ | $2N = 4096$ | $2N = 4096$ |
| | $K = 2048$ | $K = 2048$ | $K = 2048$ |
| Parâmetros | $\kappa = 0,99$ | $D = 5$ | $D = 5$ |
| | | $\alpha = 0,99$ | $\alpha = 0,99$ |
| | | $\lambda = 17$ | $\zeta = 2,4$ |

Tabela 8: Parâmetros adotados para os algoritmos utilizados para estimação do comprimento efetivo do canal PLC.

Com o objetivo de avaliar o desempenho destes algoritmos, foi utilizado um ambiente de simulação em que o canal de comunicação foi emulado. A principal vantagem de aplicação deste ambiente é que a resposta ao impulso do canal simulado e, consequentemente, sua resposta em frequência, são conhecidas *a priori*. Portanto, é possível quantificar o quão próximo do correto estão os resultados estimados através dos algoritmos. As Figuras 54 e 55 ilustram a resposta ao impulso e a magnitude da resposta em frequência do canal PLC usado nas simulações (LANGFELD, 2001). Logo, o comprimento efetivo para a resposta ao impulso do canal emulado, considerando-se as amostras correspondentes a 99% de sua energia total, é $L_h = 311$. O uso deste modelo de canal PLC é interessante, posto que o mesmo já é de amplo conhecimento e domínio dos pesquisadores da área de PLC e, portanto, pode ser usado como modelo de referência.

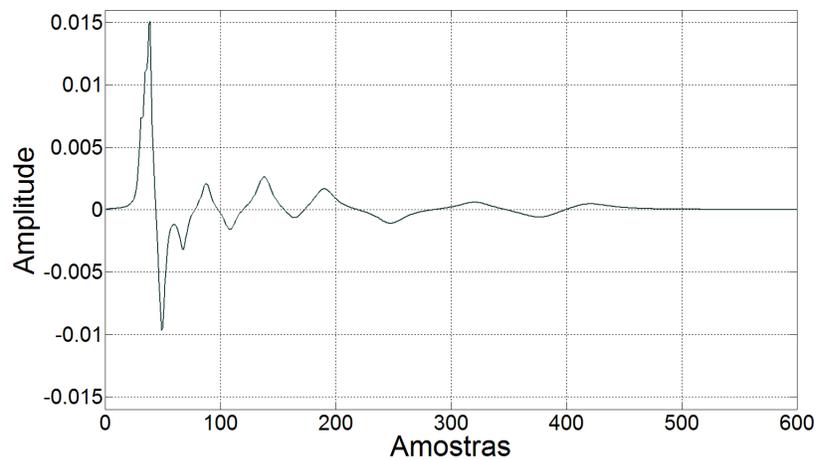


Figura 54: Resposta ao impulso do canal PLC usado na simulação.

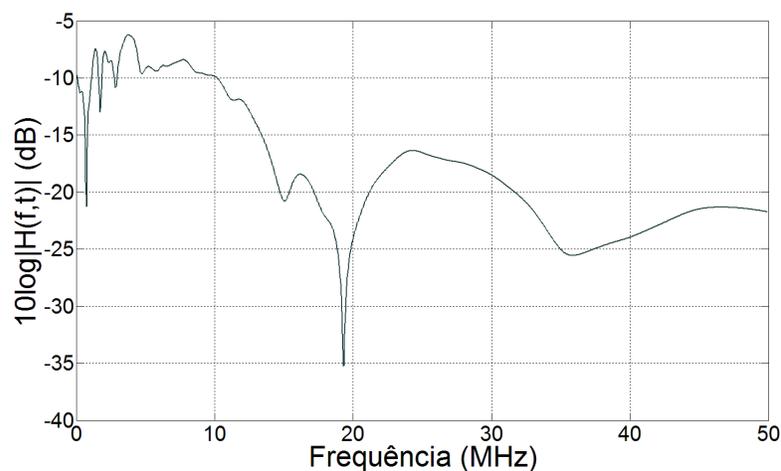


Figura 55: Magnitude da resposta em frequência do canal PLC usado na simulação.

Considere o mesmo sinal empregado nas estimações da resposta em frequência do canal PLC sendo submetido ao canal PLC simulado. Além disso, considera-se o sin-

cronismo ideal durante a aplicação do algoritmo proposto na Seção 4.1.2 para estimar a resposta em frequência do canal PLC, ou seja, as amostras extraídas do vetor que representa o sinal na saída do canal PLC, e aplicadas ao processo de estimação, são aquelas consideradas, exatamente, a partir da última amostra correspondente ao prefixo cíclico. Esta condição de sincronismo ideal faz com que não ocorra nenhum deslocamento de fase entre a resposta ao impulso estimada através do algoritmo e a resposta ao impulso adotada para o canal PLC. O desempenho dos algoritmos são avaliados para diferentes valores de relação sinal ruído - *signal to noise ratio* (SNR), calculada com relação à potência média do sinal na saída do canal e do ruído somado a este sinal, através de

$$SNR(\text{dB}) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{\text{sinal}}}{P_{\text{ruído}}} \right), \quad (6.1)$$

em que P_{sinal} e $P_{\text{ruído}}$ são a potência média do sinal na saída do canal PLC e do ruído aditivo, respectivamente. A estimativa da potência média de um vetor $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{L_x \times 1}$ é dada por

$$P = \frac{1}{L_x} \sum_{n=0}^{L_x-1} x^2[n], \quad (6.2)$$

em que $x[n]$ é a n -ésima amostra do vetor \mathbf{x} .

O desempenho dos estimadores para três tipos diferentes de ruído, de acordo com os casos listados na Tabela 9. O ruído AWGN foi escolhido, uma vez que os algoritmos estimadores avaliados neste trabalho, foram desenvolvidos com base neste tipo de ruído. Entretanto, como as características do ruído aditivo presente na rede elétrica são bem diferentes das do ruído AWGN, faz-se necessária a análise dos estimadores, com relação a outros tipos de ruído. Optou-se então, por aplicar um ruído aditivo, gerado conforme modelagem sugerida para o ruído de fundo, representada pela Equação 2.48, em que a PSD do ruído apresenta um decaimento exponencial à medida em que a frequência aumenta. Além disso, como este decaimento, na maioria dos casos reais não ocorre de forma regular, devido à contribuição de outros tipos de ruído presentes na rede elétrica, adotou-se também um outro tipo de ruído colorido, cujas amostras ($v_{\text{col}}[n]$) são geradas através do processo de filtragem dado por (MITRA, 2005)

$$v_{\text{col}}[n] = \sum_{k=0}^{L_h-1} h[k]v_{\text{awgn}}[n-k], \quad n = 0, 1, \dots, 2N, \quad (6.3)$$

em que $v_{\text{awgn}}[n]$ corresponde às amostras de um ruído AWGN submetido ao filtro, cujos coeficientes correspondem às amostras da resposta ao impulso ($\{h[n]\}_{n=0}^{L_h-1}$) do canal

PLC usado na simulação. O desempenho dos estimadores foi avaliado, para cada ruído considerado, em relação à função cumulativa de probabilidade do valor estimado para o comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal PLC. Para todos os casos avaliados, foram considerados os resultados de 1000 realizações do processo de estimação, para vários valores de SNR.

| Caso considerado | Tipo de ruído |
|------------------|--|
| Caso 1 | Ruído AWGN |
| Caso 2 | Ruído colorido gerado através de processo de filtragem |
| Caso 3 | Ruído colorido gerado a partir da Equação (2.48) |

Tabela 9: Tipos de ruído considerados para análise de desempenho dos algoritmos usados na estimação do comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal PLC.

As Figuras 56, 57 e 58, ilustram a função cumulativa de probabilidade referente ao algoritmo SEE. As Figuras 59, 60 e 61 referem-se ao caso em que o algoritmo avaliado foi o GLRT. Finalmente, as Figuras 62, 63 e 64 ilustram os resultados da aplicação do algoritmo mGLRT.

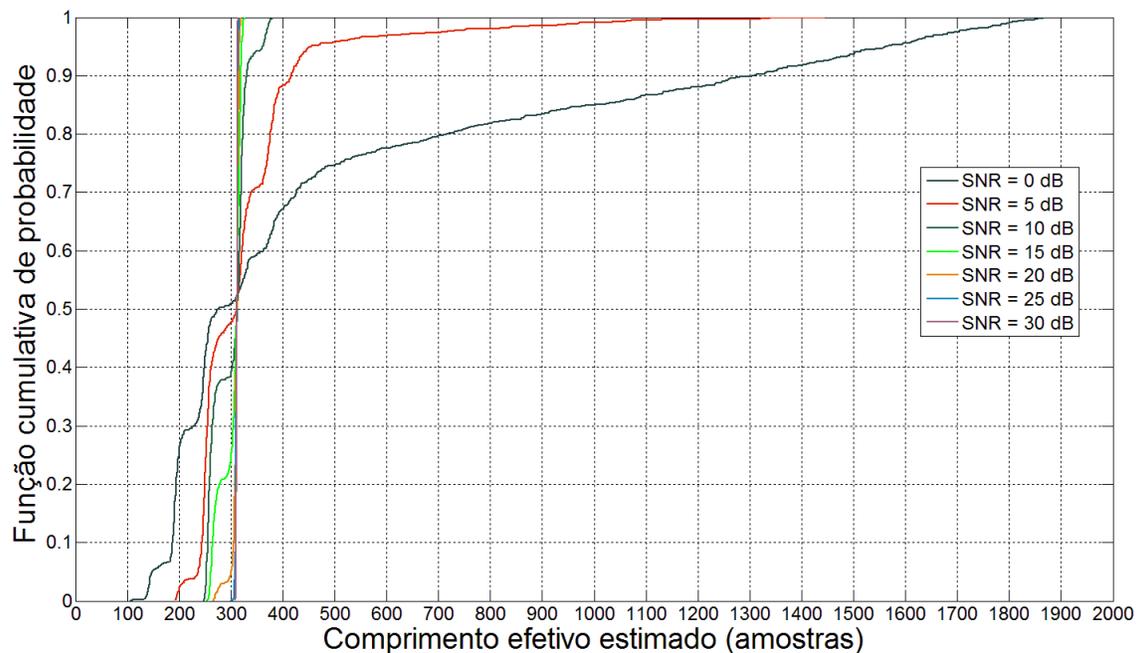


Figura 56: Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo SEE para caso 1.

Pode-se concluir que o algoritmo SEE foi o que apresentou uma menor variância nos resultados obtidos para todos os casos considerados com relação ao ruído aditivo, se comparado aos demais algoritmos. Além disso, seu melhor desempenho, vide Figura 58, foi observado para o caso 3, cujos valores estimados são muito próximos, ou seja,

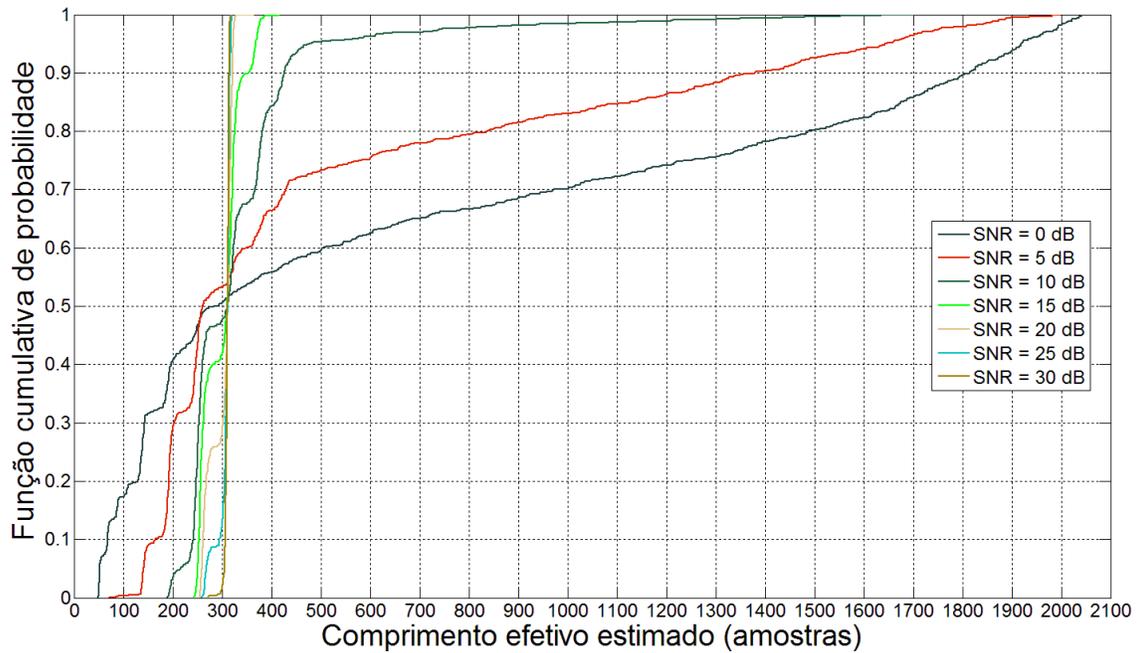


Figura 57: Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo SEE para caso 2.

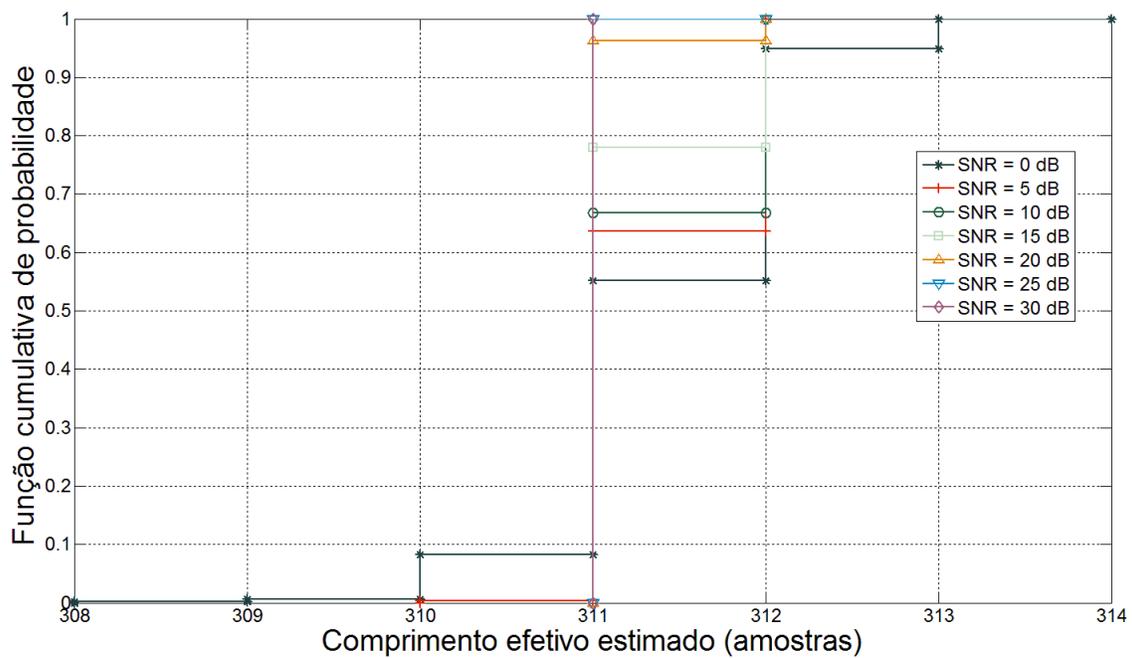


Figura 58: Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo SEE para caso 3.

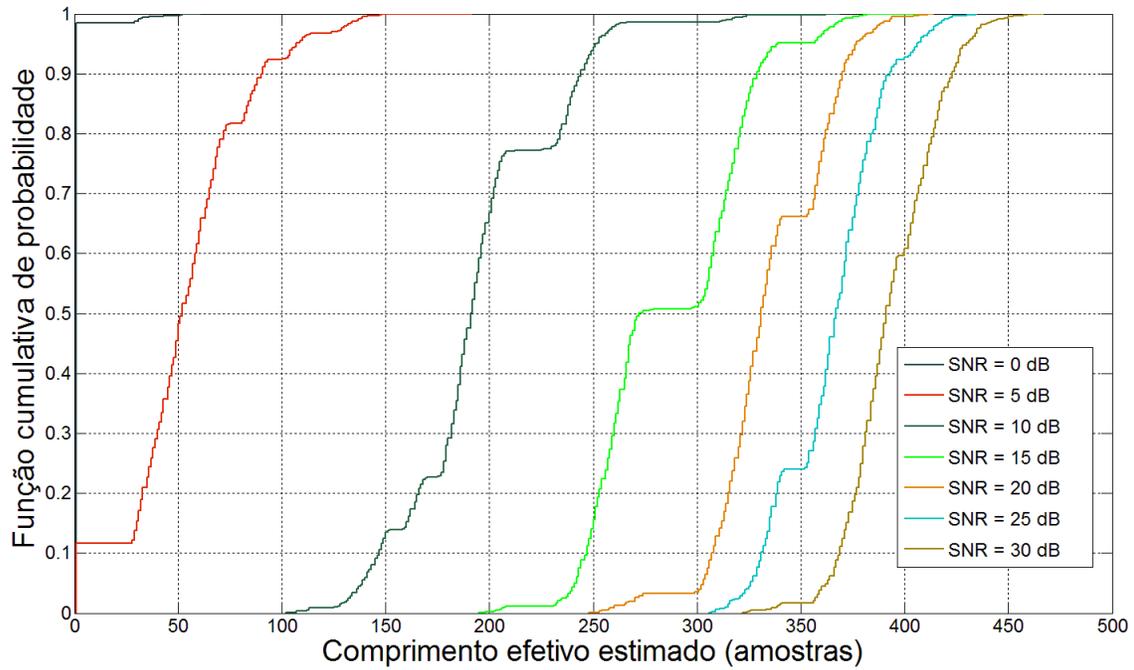


Figura 59: Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo GLRT para caso 1.

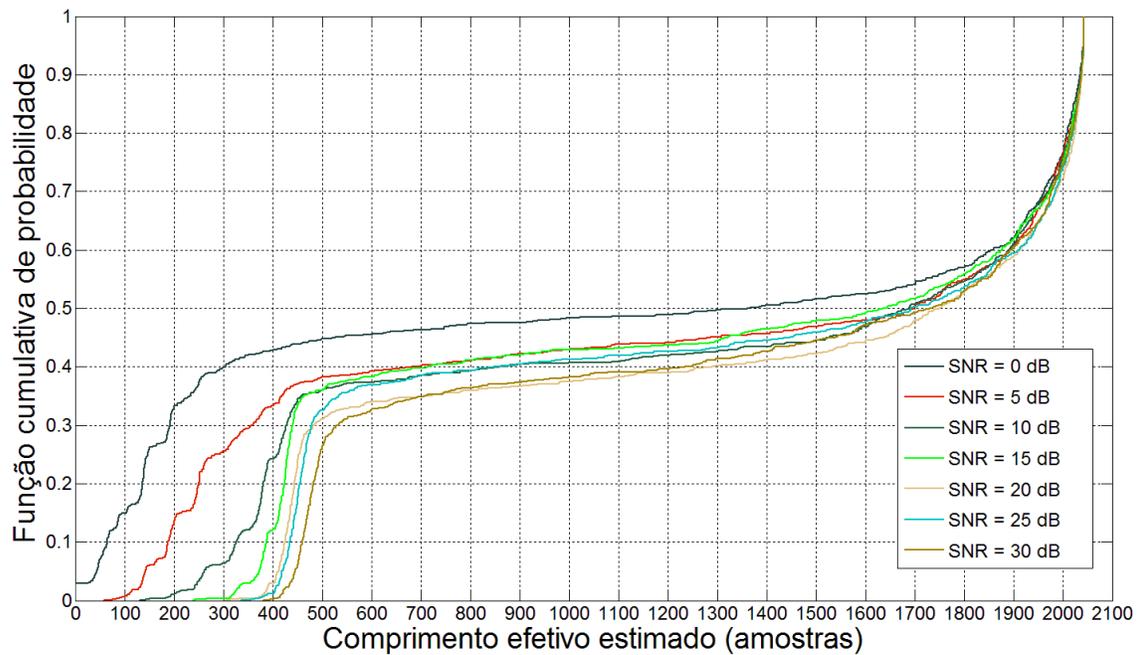


Figura 60: Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo GLRT para caso 2.

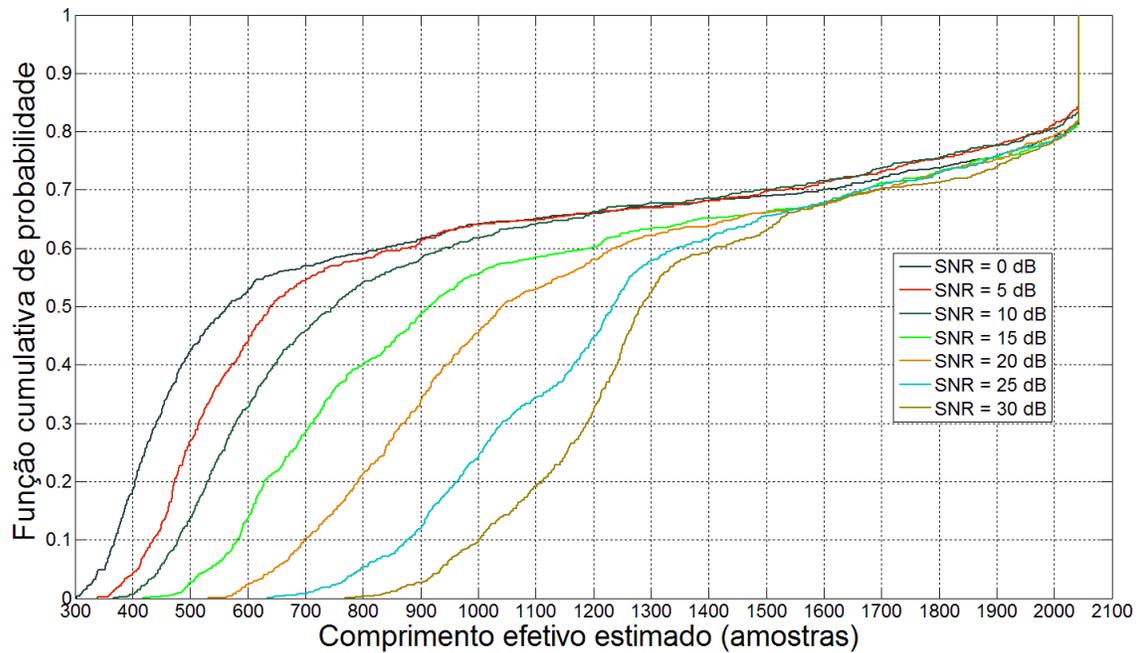


Figura 61: Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo GLRT para caso 3.

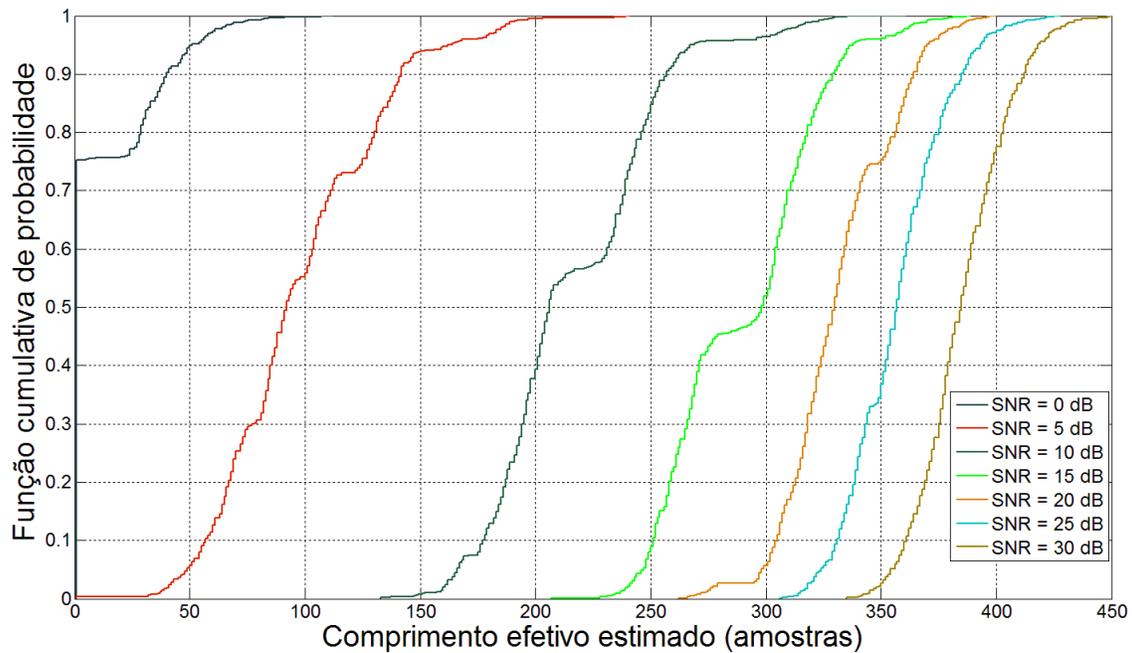


Figura 62: Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo mGLRT para caso 1.

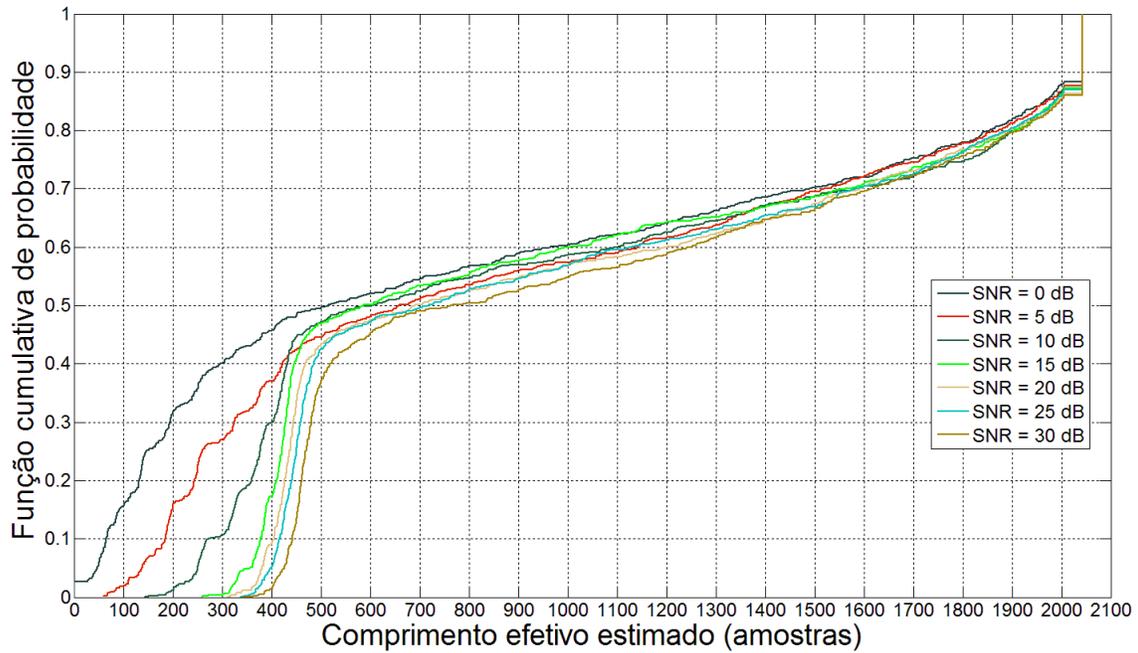


Figura 63: Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo mGLRT para caso 2.

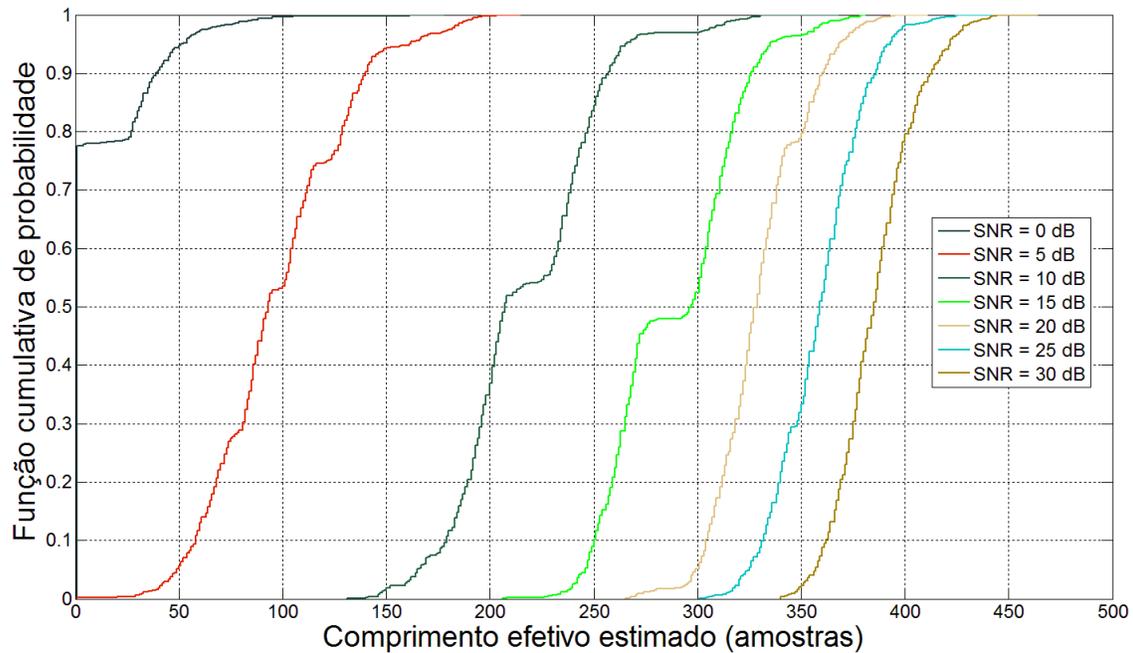


Figura 64: Função cumulativa de probabilidade das estimativas de comprimento do canal PLC, obtidas pelo algoritmo mGLRT para caso 3.

apresentam apenas uma pequena variação para pequenos valores de SNR e coincidem, na grande maioria, com o valor de L_h . Note ainda que, para SNR= 30 dB, o valor estimado foi o mesmo para as 1000 realizações. Por outro lado, para os casos 2 e 3 a variância dos resultados obtidos é muito grande, principalmente quando a SNR diminui.

Há de se ressaltar, por outro lado, que os algoritmos GLRT e mGLRT, se comparados ao SEE, foram os que apresentaram os piores resultados para todos os casos avaliados. Em algumas situações, os algoritmos GLRT e mGLRT apresentaram uma certa variância cujo valor médio da estimativa do comprimento efetivo do canal é fortemente dependente da SNR, o que pode ser observado através da Figura 59, para o algoritmo GLRT e, nas Figuras 62 e 64, com relação ao algoritmo mGLRT. Além disso, tanto para os casos ilustrados nas Figuras 60 e 61, referentes ao algoritmo GLRT, quanto àquele mostrado na Figura 63, relativo ao algoritmo mGLRT, os resultados das estimativas variaram quase que em toda a faixa possível de valores, o que evidencia a ineficácia destes estimadores, quando aplicados às respostas ao impulso corrompidas por estes tipos de ruído.

A Figura 65 indica os pontos referentes ao comprimento efetivo estimado, pelos algoritmos SEE, GLRT e mGLRT, com relação a uma resposta ao impulso estimada para o canal 1. Para este caso, não é possível afirmar qual resultado é o mais adequado, por se tratar de um canal real no qual o valor do comprimento efetivo de sua resposta ao impulso não é conhecido.

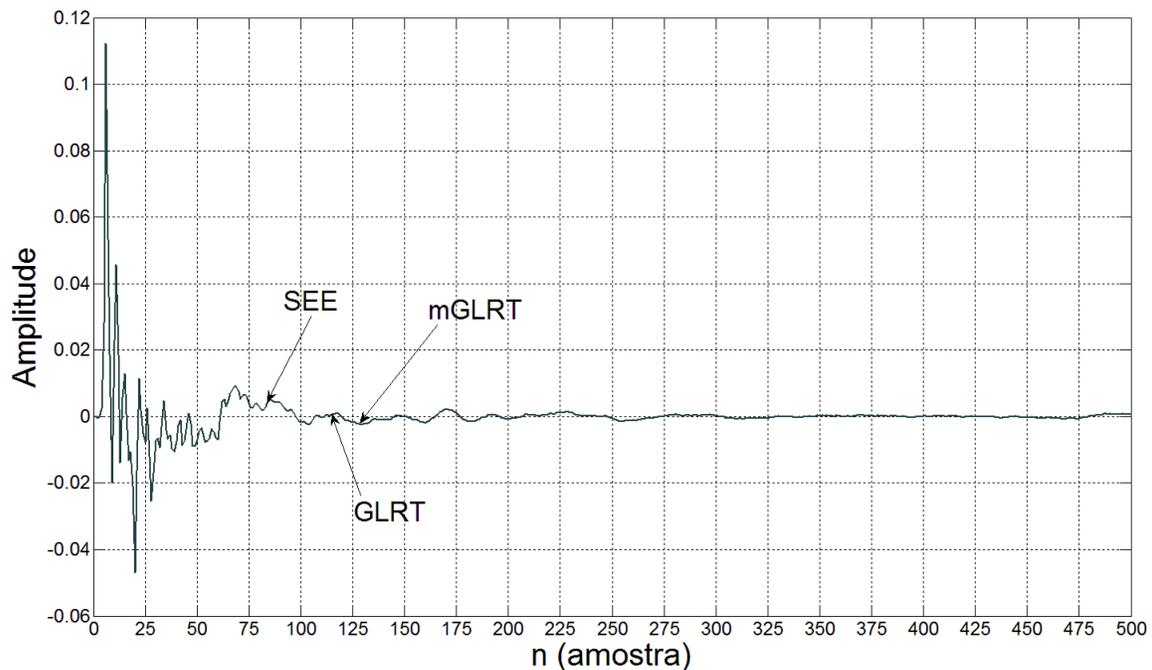


Figura 65: Estimativas para o comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal 1.

6.4 Medição do ruído aditivo

Para analisar o espectro do ruído aditivo em canais PLC, o analisador de espectro utilizado é um MXA N9020A da empresa Agilent (AGILENT, 2010). Este equipamento foi conectado à rede de energia elétrica do LAPTEL, conforme indicado na Seção 5.3. A faixa de frequência analisada foi de 1,705 até 50 MHz. O valor do filtro RBW foi escolhido como sendo de 100 kHz e o tempo necessário para realizar cada medição, considerando toda a faixa de frequência selecionada, é de 1 ms.

O gráfico representado através da Figura 66 ilustra o resultado da medição do ruído aditivo presente na rede elétrica, através do uso do analisador de espectro e após a aplicação da correção sugerida pela Equação (5.6). Este gráfico foi obtido considerando-se um intervalo de medição de 1 minuto. A curva central do gráfico da Figura 66 ilustra o valor médio da potência do ruído aditivo, em relação à frequência, considerando 60000 medições obtidas durante o período de 1 minuto. Além disso, a curva superior representa os valores máximos observados dentre as 60000 medições e para cada frequência, enquanto que a curva inferior refere-se aos valores mínimos. É possível verificar que, para o intervalo considerado, a variação da potência do ruído aditivo foi de até, aproximadamente, 50 dB. Além disso, é possível verificar que o ruído aditivo apresenta os maiores valores de densidade de potência para as frequências mais baixas, e que sua potência decai de modo similar à função exponencial decrescente, à medida que a frequência aumenta.

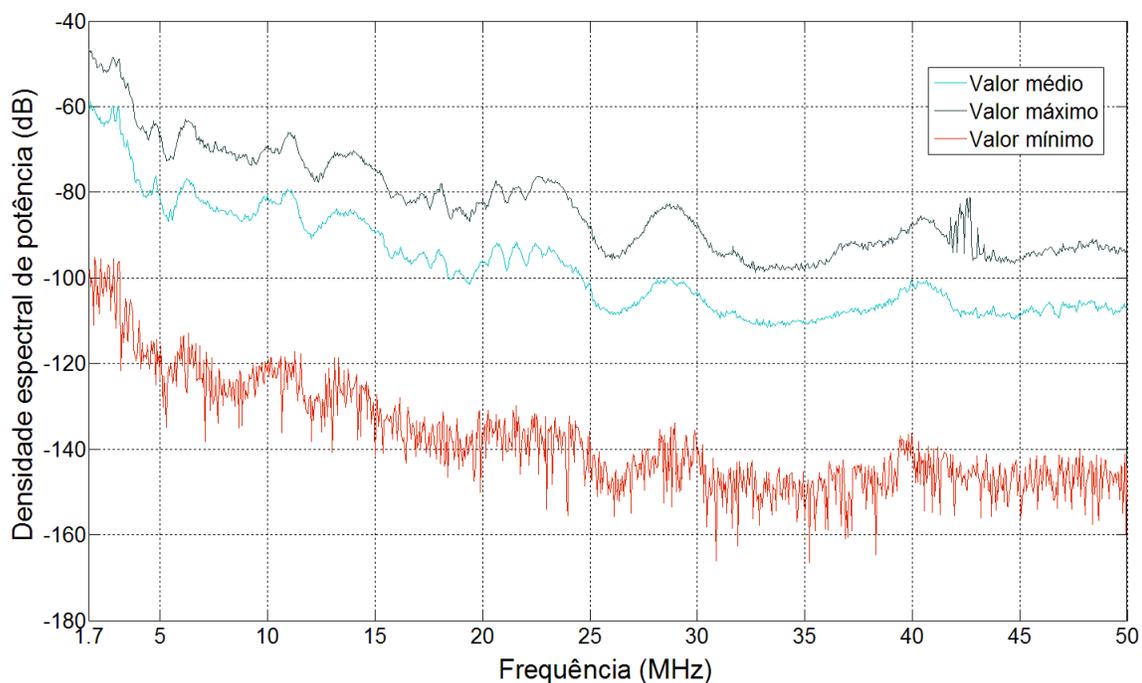


Figura 66: Medição do ruído aditivo através do analisador de espectro.

Para a estimação da PSD do ruído de fundo, conforme metodologia descrita na Seção 5.3, pode-se utilizar também uma sequência de dados obtidos através de uma placa de aquisição de dados. Esta placa foi a mesma utilizada para as medições apresentadas na Seção 6.2, ou seja, a Razor CompuScope 1642 da empresa GAGE, cuja taxa de amostragem selecionada foi de 200 MHz. Os valores usados pelo método *Welch* empregado para estimar a PSD de sinais, encontram-se listados na Tabela 10.

| | |
|--|--------------------|
| Tamanho da janela | $L_s = 4096$ |
| Número de periodogramas | $K_s = 8$ |
| Deslocamento que define a sobreposição entre as amostras | $D = L_s/2 = 2048$ |
| Tipo de janela | Hanning |

Tabela 10: Parâmetros usados para estimação da densidade espectral de potência do ruído aditivo através do método *Welch*.

A Figura 67 ilustra o resultado da aplicação do método *Welch* aplicado a uma sequência medida no LAPTEL na tomada D, definida na Figura 40, para o caso em que nenhuma carga se encontra conectada nas demais tomadas, e também quando uma fonte de computador, um monitor LCD e uma furadeira são conectadas, uma de cada vez, à tomada C e postas em funcionamento. Observa-se que o monitor LCD não contribui de forma significativa para uma elevação do ruído presente na rede elétrica, até porque, o valor estimado para a PSD do ruído de fundo, para alguns valores de frequência, é menor, cerca de 10 dB, do que quando nenhuma carga está conectada. Isto pode ser explicado pelo fato de que o monitor LCD contribui diminuindo a reflexão que ocorre na tomada C. Por outro lado, a fonte de computador contribui para uma elevação no nível de ruído para as frequências mais baixas, enquanto que a contribuição da furadeira é bem destacada na faixa de 25 até 50 MHz, com relação aos demais casos. Além disso, nota-se a presença de picos, igualmente espaçados, na curva correspondente à densidade de potência quando a fonte é considerada. Este comportamento, destacado na Figura 68, é devido à ocorrência de chaveamentos do circuito eletrônico da fonte.

6.5 Detecção e segmentação do ruído impulsivo

Com relação à técnica proposta para a detecção e segmentação de ruídos impulsivos, o primeiro passo a ser considerado, corresponde à escolha do detector. Esta escolha foi feita com base na análise do desempenho dos detectores descritos na Seção 4.2.3. Para tanto, fez-se necessário o uso de bancos de dados constituídos por eventos correspondentes às classes que representam a ocorrência e a ausência de ruídos impulsivos. Neste traba-

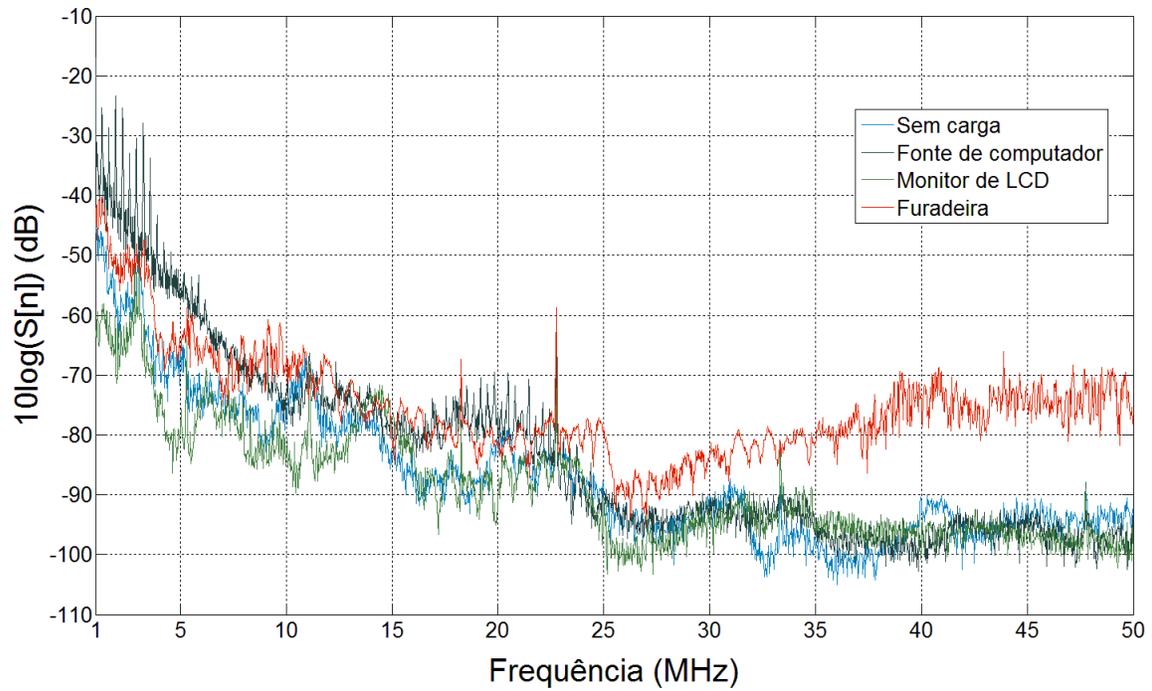


Figura 67: Estimação da densidade espectral de potência do ruído aditivo através do método *Welch*.

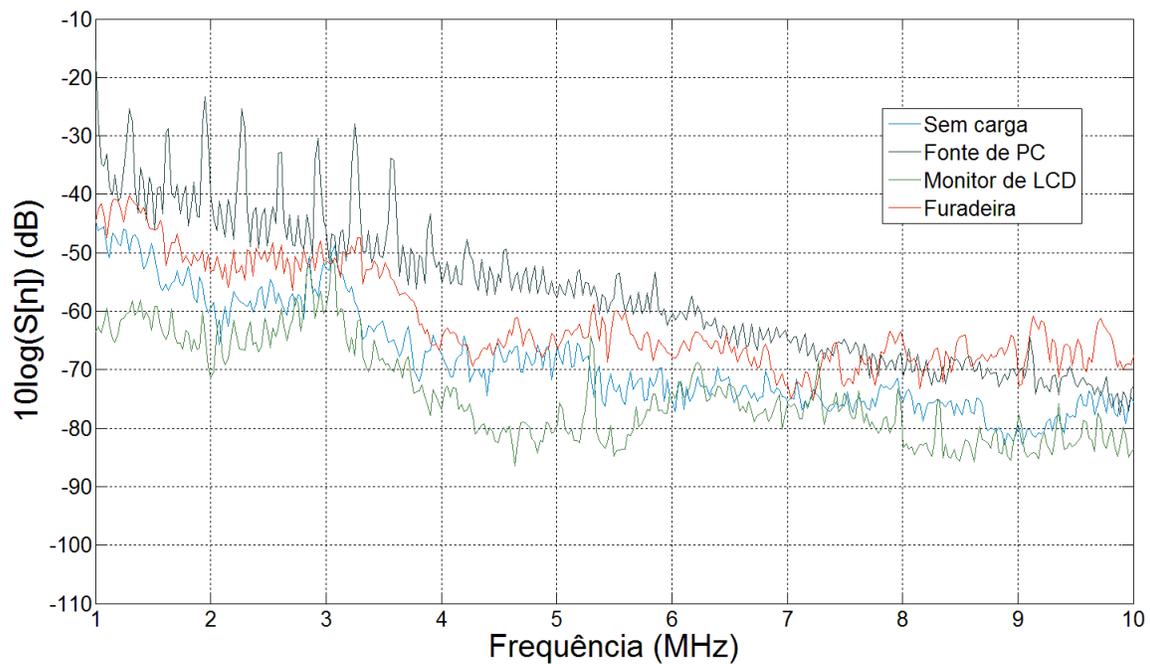


Figura 68: Estimação da densidade espectral de potência do ruído aditivo através do método *Welch*.

lho, o desempenho dos detectores propostos, é avaliado com relação à bancos de dados sintéticos e reais.

Para a constituição do banco de dados sintético, os eventos correspondentes às hipóteses enunciadas na Seção 3.1 foram gerados de acordo com a modelagem descrita na Seção 2.2, para o ruído de fundo e o impulsivo. O ruído banda estreita foi desconsiderado, posto que o mesmo pode ser facilmente eliminado através de técnicas de processamento de sinais e a influência do mesmo é limitada a uma banda estreita de frequência. Além disso, cada classe de eventos pertencente ao banco de dados, foi constituída por 2000 eventos e cada evento é constituído por $Na = 500$ ou 2000 amostras. A taxa de amostragem considerada foi de 100 MHz. Metade do banco de dados foi usada no processo de treinamento dos detectores, enquanto que a outra metade foi utilizada para a avaliação do desempenho dos mesmos.

O desempenho dos detectores propostos é avaliado com relação à taxa de detecção correta. Esta taxa considera tanto a correta detecção dos ruídos impulsivos, quanto a correta detecção da inexistência de ruídos impulsivos. As Figuras 69 e 70 ilustram o resultado obtido para o desempenho dos detectores propostos, em relação ao banco de dados sintéticos. A análise de desempenho foi realizada para $Nc = 3, 6, 9, 12$ e 15 características selecionadas, para o caso em que cada evento é constituído por $Na = 500$ e 2000 amostras e, para diferentes valores de SNR, que neste caso, refere-se à razão entre a potência média do ruído impulsivo e do ruído de fundo.

Comparando-se as Figuras 69 e 70, nota-se que o desempenho do detector implementado com a rede neural MLP apresentou melhores resultados com relação àquele baseado na regra de Bayes, para todos os casos considerados. Nota-se também uma diferença no desempenho dos detectores com relação ao números de amostras consideradas para cada evento, em que o melhor desempenho ocorreu quando $Na = 500$. Esta queda de desempenho, foi mais acentuada para o detector Bayes, chegando a, aproximadamente, 10% na maioria dos casos avaliados, como pode ser observado na Figura 69. Para o detector baseado na rede neural MLP, considerando-se uma SNR= 70 dB e para $Nc = 9, 12$ e 15 características selecionadas, pode-se observar que esta queda no desempenho, resultante da comparação dos resultados obtidos quando $Na = 500$ e $Na = 2000$, foi menor que 1%.

Agora, com relação ao banco de dados real, cada evento pertencente ao banco de dados foi medido diretamente da rede elétrica do LABSEL, através da configuração sugerida na Seção 5.3, em que o equipamento de medição é constituído pela mesma placa

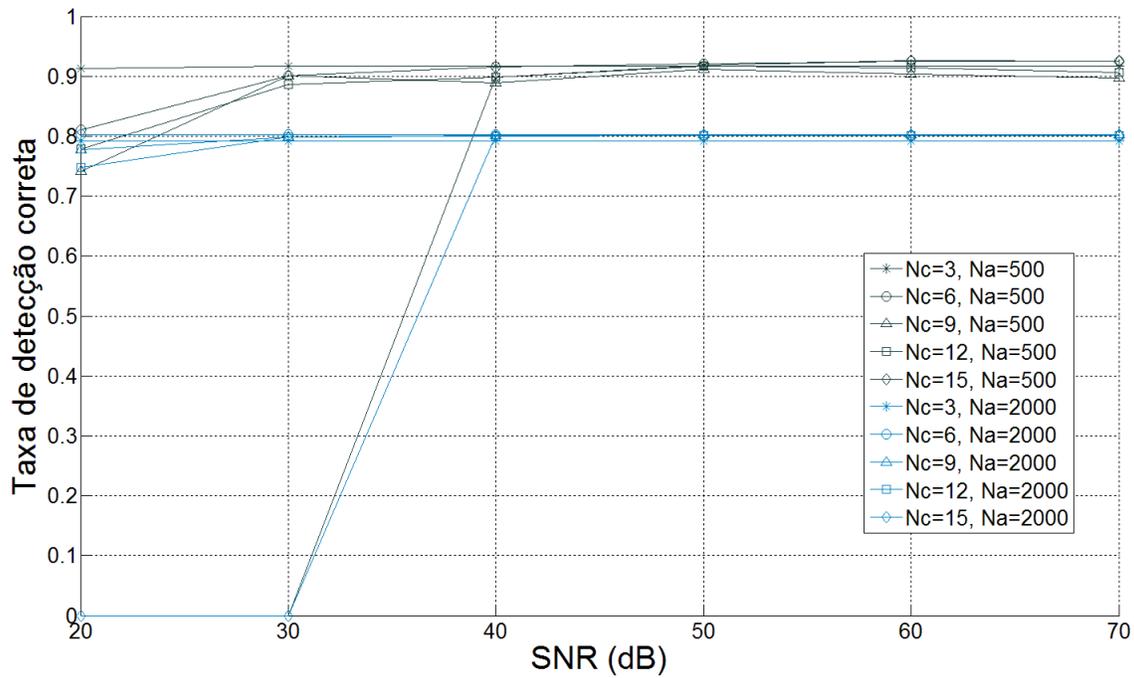


Figura 69: Desempenho do detector Bayes para diferentes valores de SNR e com relação ao banco de dados sintéticos.

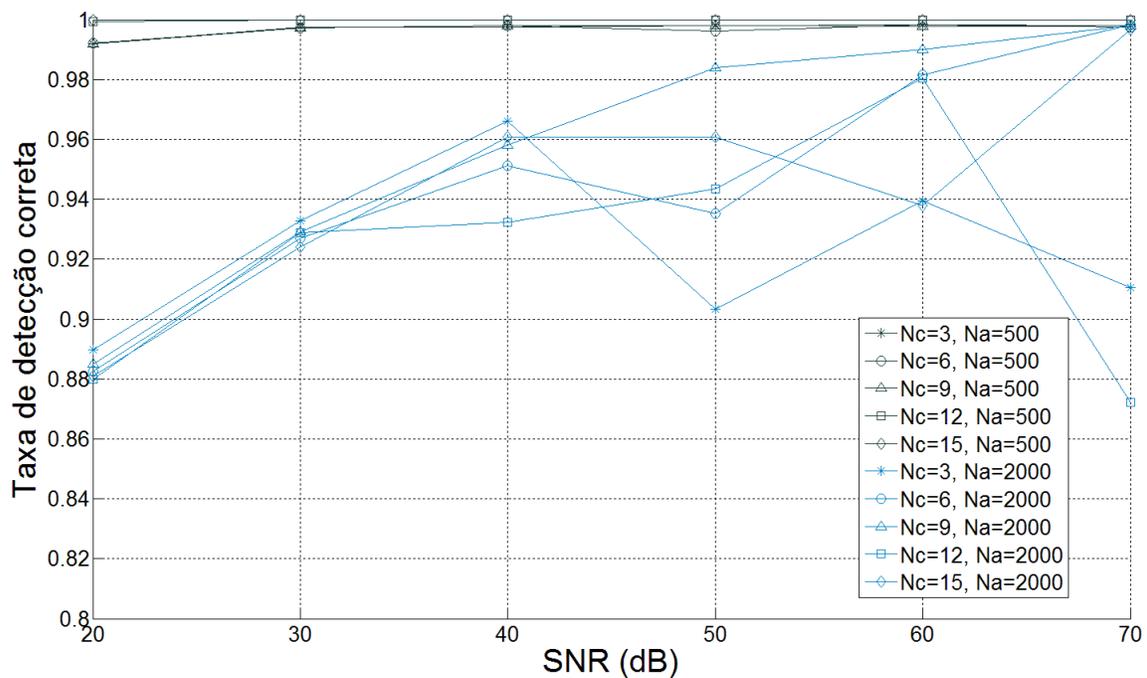


Figura 70: Desempenho da rede neural MLP, usada como detector, para diferentes valores de SNR e com relação ao banco de dados sintéticos.

de aquisição de dados utilizada na Seção 6.4. Optou-se por uma taxa de amostragem de 100 MHz, diferente daquela adotada na estimação da resposta em frequência do canal PLC, e da PSD do ruído aditivo, por proporcionar uma redução pela metade do volume de dados, se comparado à taxa de 200 MHz. Além disso, alguma imprecisão decorrente do ADC presente na placa de aquisição de dados pode ser desprezada para esta frequência de amostragem, uma vez que a maior parte da potência do ruído impulsivo e do ruído de fundo encontram-se concentradas nas frequências mais baixas. Vale ressaltar que a taxa de amostragem empregada não pode ser muito pequena, devido à possibilidade da sequência resultante do conversor ADC não representar impulsos que venham a ocorrer. Além disso, o banco de dados possui 2000 eventos para cada classe e cada evento é constituído por 500 amostras, que corresponde ao melhor desempenho apresentado pelos detectores quando avaliados com relação ao banco de dados sintético.

As Figuras 71 e 72 apresentam o histograma referente ao valor máximo, em módulo, dos eventos pertencentes ao banco de dados real, que representam eventos com e sem ruídos impulsivos.

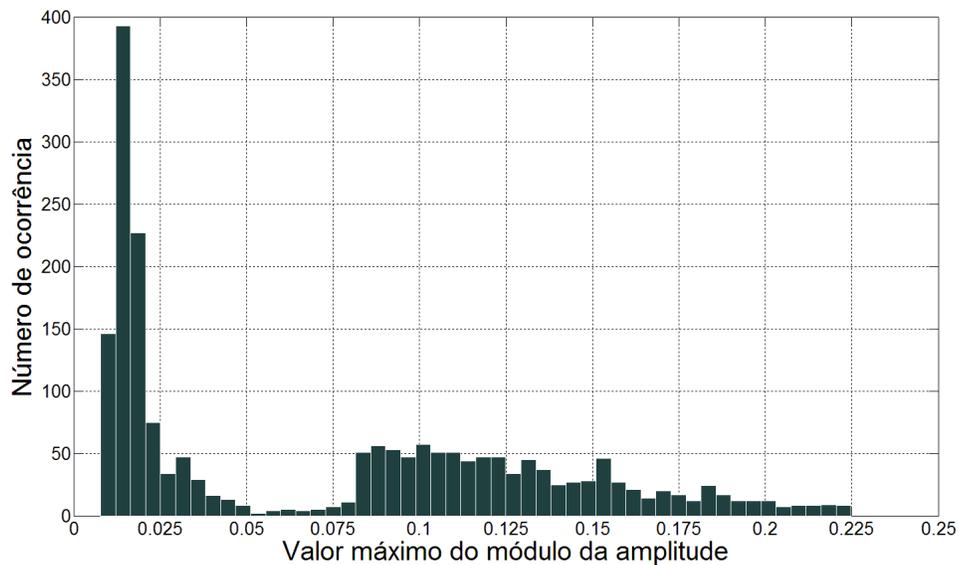


Figura 71: Perfil de magnitude máxima dos eventos do banco de dados real correspondentes à classe sem ruído impulsivo.

A taxa de detecção correta obtida para o detector baseado na regra de Bayes e para a rede neural MLP, com relação à variação do número de características selecionadas, são ilustrados nas Figuras 73 e 74, respectivamente. Note que o detector que emprega a rede neural MLP foi o que obteve o melhor desempenho, sendo sua taxa de detecções correta, superior a 96,5%, enquanto que o melhor resultado obtido para o detector Bayes foi de 79% para o caso em que 17 características são selecionadas.

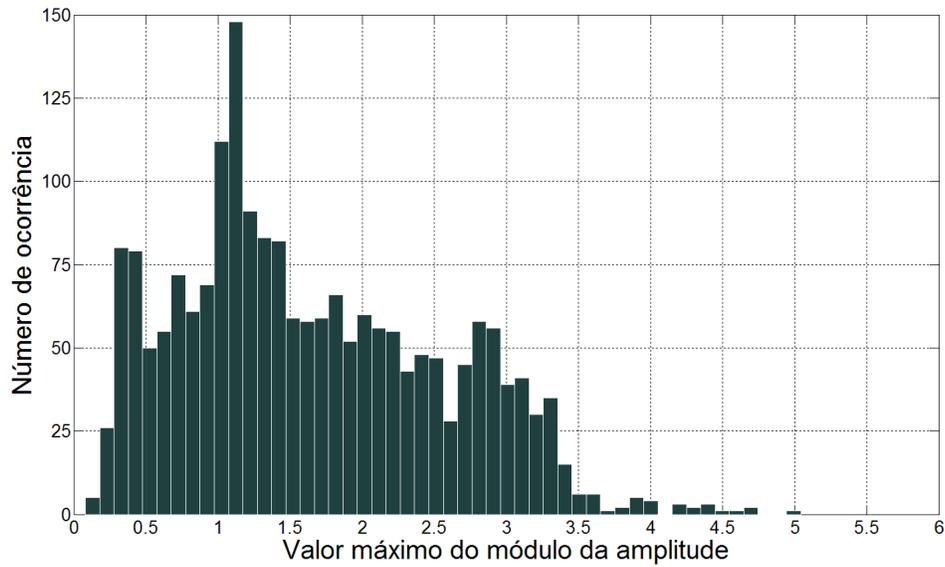


Figura 72: Perfil de amplitude máxima do módulo da amplitude dos eventos do banco de dados real correspondentes à classe com ruído impulsivo.

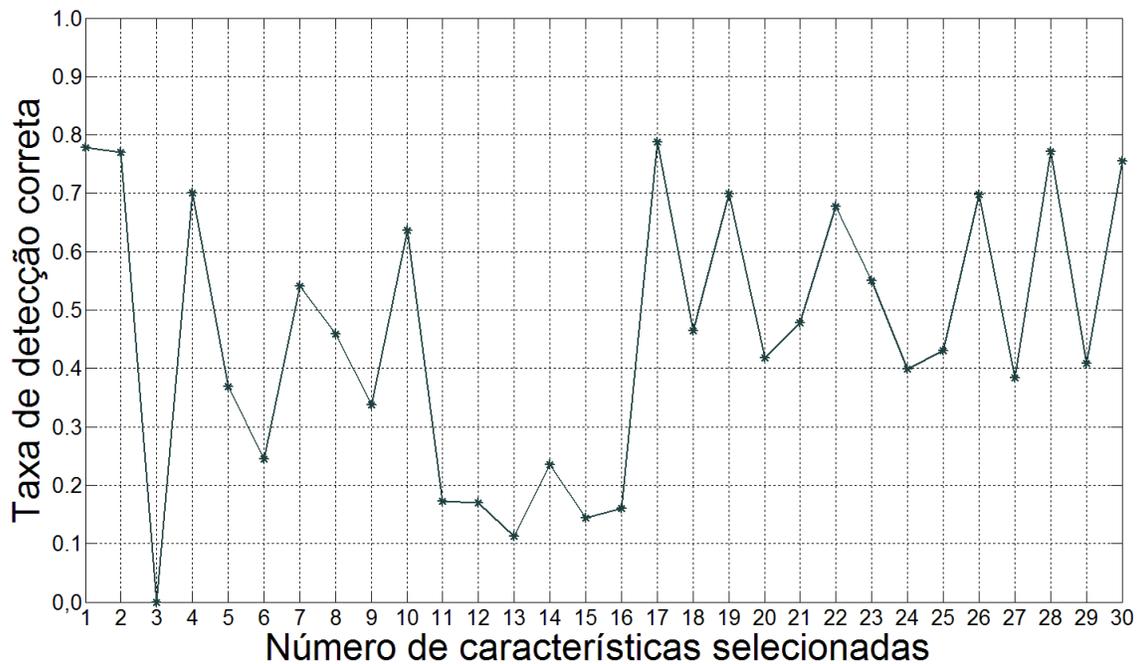


Figura 73: Desempenho do detector Bayes para diferentes quantidades de características selecionadas e quando o banco é constituído por dados medidos.

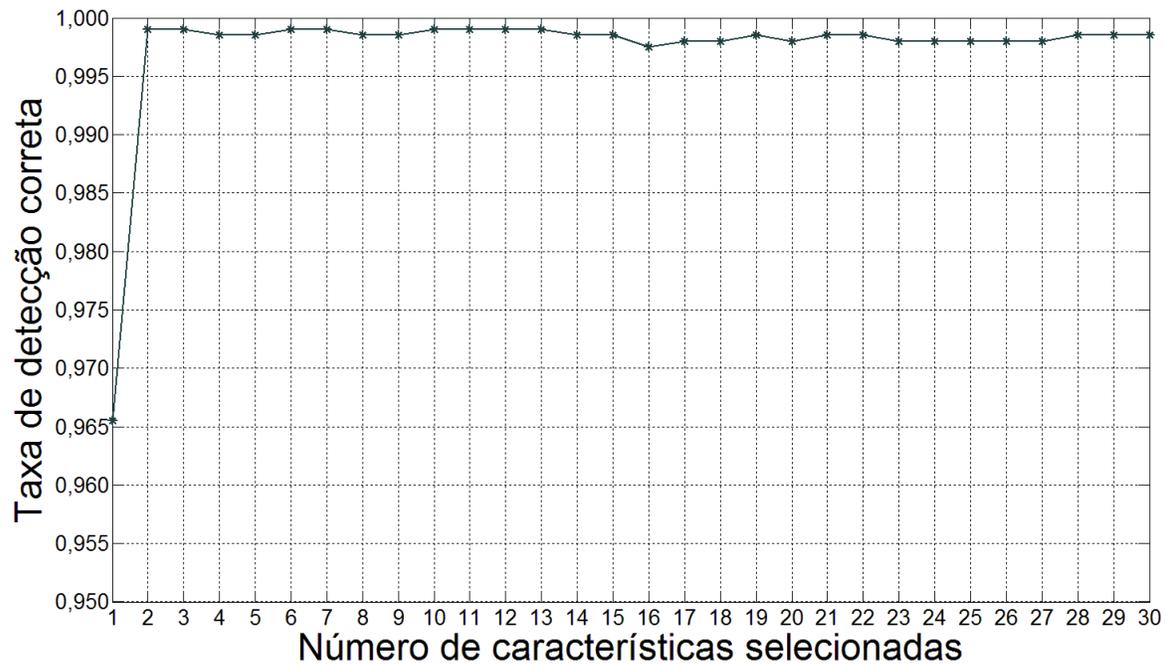


Figura 74: Desempenho da rede neural MLP, usada como detector, para diferentes quantidades de características selecionadas e quando o banco é constituído por dados medidos.

Comparando as Figuras 73 e 74, referentes ao banco de dados gerados a partir de sinais medidos da rede elétrica, com as Figuras 69 e 70, resultantes da aplicação de banco de dados sintéticos, para o caso em que cada evento foi constituído por 500 amostras, nota-se que houve uma queda no desempenho dos detectores, quando avaliados com dados reais, principalmente em relação ao detector Bayes. Para o detector que faz uso da rede neural MLP, o resultado obtido com o banco de dados sintéticos é melhor que com dados reais, exceto para o caso em que são selecionadas 3, 6 e 9 características e a SNR= 20 dB. Entretanto, os resultados da rede neural MLP, para dados reais, ainda é bastante significativo, uma vez que seu desempenho foi superior a 99,7%, para todos os conjuntos de características extraídas, com exceção ao caso em que apenas 1 característica é usada para a detecção.

Uma justificativa para os resultados apresentados para o detector Bayes, o que o torna uma solução sub-ótima tanto para o banco de dados reais quanto para os sintéticos, está relacionada com a consideração de que os parâmetros analisados no processo de detecção do ruído impulsivo seguem distribuições gaussianas, o que de fato não condiz com a realidade de canais PLC.

Para ilustrar o funcionamento da técnica de segmentação proposta na Seção 4.2, foram adotadas as considerações listadas na Tabela 11. Neste caso, a rede neural MLP foi escolhida como detector, uma vez que seu desempenho foi superior ao detector Bayes.

Além disso, a rede neural MLP adotada possui uma camada intermediária, três entradas que correspondem ao número de parâmetros utilizados, ou seja, $N_c = 3$, e uma saída.

| Detector empregado | rede neural MLP |
|---|--------------------------|
| Comprimento do vetor \mathbf{y}_j a ser submetido ao detector | $L_j = 500$ |
| Número de características selecionadas | $N_c = 3$ |
| Deslocamento do vetor \mathbf{y}_j na sequência $\{y[n]\}$ | $\Delta_p = L_j/2 = 250$ |
| Limiar definido para diferença de energia que caracteriza o impulso | $\xi = 0,015$ |
| Limiar usado para definir a amostra final do impulso | $\epsilon = 100$ |

Tabela 11: Parâmetros adotados para o algoritmo de detecção e segmentação de ruídos impulsivos.

As Figuras 75 e 76 ilustram parcelas de uma sequência $\{y[n]\}$, medida no LAP-TEL, em que foram detectados e segmentados, em cada parcela, dois ruídos impulsivos. As amostras inicial e final de cada impulso detectado são indicadas nos gráficos através das regiões definidas pelas linhas pontilhadas. Nota-se que o algoritmo obteve um desempenho satisfatório em relação aos valores escolhidos para os parâmetros do algoritmo, referente à etapa de segmentação. Para o caso apresentado na Figura 75, os dois ruídos impulsivos cuja ocorrência foi bem próxima, foram corretamente separados. Além disso, os dois impulsos identificados na Figura 76 não tiveram sua duração sobreestimada para maiores valores de amplitude do ruído de fundo, se comparado ao ruído de fundo presente no caso da Figura 75.

6.6 Sumário

Neste capítulo foram apresentados os resultados de medições em canais PLC, os quais foram obtidos a partir das técnicas e metodologias descritas nos Capítulos 4 e 5, respectivamente. Para o circuito elétrico montado, foram medidos os valores de impedância de acesso e estimadas as respostas em frequência dos canais constituídos. A seguir, foram avaliados o desempenho dos algoritmos aplicados à estimação do comprimento efetivo do canal PLC. Para tanto, utilizou-se um ambiente simulado no qual conhecia-se o valor do comprimento efetivo do canal utilizado, no qual o desempenho dos detectores foi testado na presença de três tipos diferentes de ruído aditivo. Foi ilustrada também a aplicação da metodologia descrita para a análise espectral do ruído aditivo, através de medições realizadas com um analisador de espectro. Além disso, foram apresentadas estimativas da PSD do ruído de fundo, a partir de dados medidos através de um sistema de aquisição, para diferentes tipos de cargas operando próximas ao ponto de medição. Em seguida, foram avaliados, com o auxílio de um banco de dados constituído de eventos medidos na

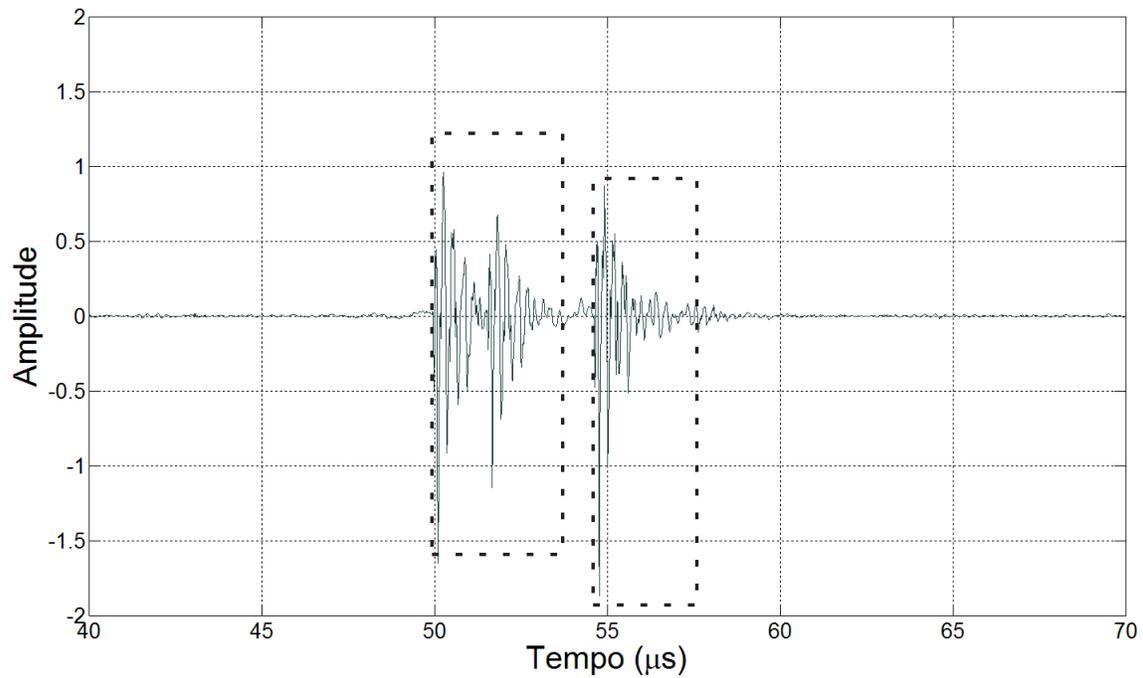


Figura 75: Parcela da sequência $\{y[n]\}$ em que foram detectados e segmentados dois ruídos impulsivos consecutivos e bastante próximos.

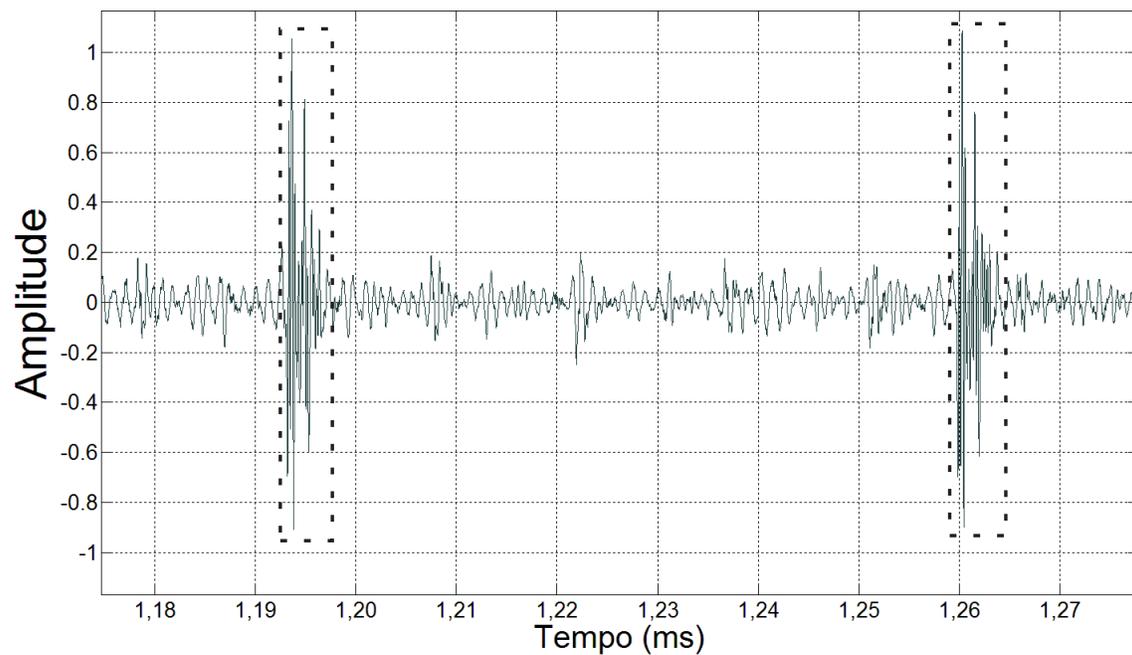


Figura 76: Parcela de $y(t)$ em que foram detectados e segmentados dois eventos de ruído impulsivo.

rede elétrica, dois tipos de detectores de ruídos impulsivos, um baseado na regra de Bayes e o outro na rede neural MLP. Por fim, foram apresentados resultados de segmentação, obtidos com a técnica proposta, nos quais são indicados os instantes inicial e final de cada impulso detectado. No capítulo seguinte são discutidas as conclusões relativas às técnicas de medição em canais PLC apresentadas neste trabalho.

7 CONCLUSÕES

Esta dissertação apresentou um conjunto de metodologias e técnicas aplicadas à medição e estimação de características de redes elétricas que impactam de forma significativa o projeto e o desempenho de um sistema de comunicação de dados que utilize a infraestrutura da própria rede elétrica como meio de propagação de sinais. Dentre as características consideradas, encontram-se: a impedância de acesso a rede elétrica, a resposta em frequência do canal PLC, o comprimento efetivo de sua resposta ao impulso, a densidade espectral de potência do ruído aditivo e a detecção e segmentação de ruídos impulsivos.

A metodologia empregada para medições relacionadas à impedância de acesso ao canal PLC é simples, posto que, uma vez que os dados são obtidos através do analisador de rede, basta descontar o efeito do acoplador do valor medido. A partir das medições da impedância de acesso, na faixa de frequência entre 1,705 até 50 MHz, constatou-se que esta grandeza elétrica apresenta valores que variam de poucos ohms até alguns milhares de ohms. Foi mostrado também, que quanto maior a diferença de uma tomada em relação à outra, com base em algumas características, tais como, a sua localização no circuito elétrico e comprimento dos condutores em relação a um determinado ponto da rede até a tomada, pode-se obter diferentes perfis para a impedância de acesso, mesmo com pequenas variações destas características. Além disso, verificou-se que se as tomadas consideradas estão mais distantes, o perfil da impedância de acesso pode ser completamente diferente. Também foi investigada a influência no valor medido para a impedância de acesso devido às cargas conectadas à rede elétrica. Finalmente, constatou-se que algumas cargas podem influenciar no valor da impedância de acesso de acordo com sua condição de funcionamento.

Com relação à estimação da resposta em frequência de canais PLC, a metodologia proposta baseia-se em uma técnica denominada *sounding*, em que um sinal, com certas características espectrais, é injetado em um determinado ponto da rede elétrica e, através do conhecimento de seu correspondente extraído em um outro ponto da rede,

é possível estimar a resposta em frequência do canal PLC, delimitado pelos pontos de injeção e extração dos sinais. O sinal transmitido é composto por símbolos DMT, cuja redundância devida ao prefixo cíclico, é utilizada para definir o início de cada símbolo presente no sinal medido na saída do canal PLC. Entretanto, da indicação do ponto de sincronismo, definido apenas por um processo de correlação, não obteve-se um resultado satisfatório, uma vez que os pontos indicados não correspondem àqueles que podem ser considerados. Então, com o objetivo de corrigir uma deficiência presente na estratégia adotada para o sincronismo, neste trabalho foi proposta uma métrica capaz de corrigir o ponto de sincronismo, determinado inicialmente pelo processo de correlação. O uso dessa métrica foi fundamental para garantir o sucesso da aplicação desta técnica, uma vez que uma estimativa da resposta em frequência para um dado canal PLC, obtida a partir de um símbolo não sincronizado, não reflete as características reais do canal considerado. Através das estimativas apresentadas, pôde-se confirmar que o canal PLC é simétrico, se as impedâncias terminais do transmissor e receptor forem iguais. Além disso, foi observada a influência das cargas na resposta em frequência do canal PLC. E por fim, através de uma furadeira alimentada por uma fonte controlada, baseada em SCRs, pôde-se observar o comportamento periodicamente variante do canal PLC.

Foram avaliados também, nesta dissertação, três algoritmos destinados à estimação do comprimento efetivo da resposta ao impulso de canais PLC, denominados como SEE, GLRT e mGLRT. Para tanto, um ambiente de simulação destinado à análise de desempenho destes algoritmos foi introduzido. O ambiente simulado consistiu de um canal PLC no qual é conhecido seu comprimento efetivo. Então, o mesmo sinal usado para a estimação da resposta em frequência foi submetido ao canal simulado. Foram avaliadas três diferentes condições relacionadas ao tipo de ruído somado ao sinal na saída do canal. O sinal acrescido do ruído, na saída do canal, foi submetido ao algoritmo estimador da resposta em frequência. Adotou-se a condição de sincronismo ideal, e as respostas ao impulso foram derivadas das respostas em frequência através da aplicação da DFT. Através dos resultados obtidos, constatou-se que o algoritmo que apresentou o melhor desempenho, para os três tipos de ruídos testados, foi o SEE. Os demais mostraram-se muito deficientes, pois apresentaram resultados que, para alguns tipos de ruído dependiam, consideravelmente, do valor de SNR, enquanto que nos demais casos possuíam uma grande variância.

Com relação às técnicas que envolvem o ruído aditivo, foram apresentadas duas metodologias destinadas à determinação de sua distribuição de potência, com relação à frequência. A primeira é mais direta, pois envolve um analisador de espectro cujo

valor medido é submetido apenas a um fator de correção. Este equipamento mostrou-se bastante útil pois, como mostrado, permite a avaliação do perfil do ruído aditivo, com relação aos valores médio, máximo e mínimo, identificados durante o período em que a medição é realizada. O segundo método baseia-se na informação no domínio do tempo medida da rede elétrica. Logo, faz-se necessária a aplicação de um método para se obter uma estimativa da densidade espectral deste ruído. O método empregado foi o *Welch* e a estimação apresentada ilustrou a curva obtida para a densidade espectral de potência estimada para os casos em que algumas cargas eram postas em funcionamento. Foi possível observar que o ruído presente na rede elétrica possui a maior parcela de sua potência concentrada nas frequências mais baixas e, à medida em que a frequência aumenta, sua potência diminui, conforme já reportado na literatura.

Ainda nesta dissertação, foi desenvolvida uma técnica bastante útil para o estudo estatístico dos ruídos impulsivos, a partir de sua detecção e segmentação. No que diz respeito à técnica proposta para detecção de ruídos impulsivos, a combinação extração de características baseadas em EOS e o detector projetado como uma rede neural MLP, apresentou resultados satisfatórios, mesmo quando os dados eram medidos (reais). Por outro lado, o detector de Bayes teve um desempenho inferior, o que era esperado, uma vez que baseia-se em distribuições gaussianas de probabilidade, o que não reflete a realidade das características extraídas. A técnica de segmentação proposta, baseada na diferença de energia entre o ruído de fundo e o impulsivo, foi capaz de estimar, para as situações analisadas, os instantes iniciais e finais dos impulsos detectados, com uma precisão bastante razoável.

Por fim, como trabalhos futuros, pode-se ressaltar diversos desdobramentos a partir da presente contribuição, dentre os quais destacam-se:

1. Avaliação do impacto no desempenho do processo de sincronização do símbolo DMT recebido, relacionado às escolhas feitas para os parâmetros da métrica proposta para correção do ponto de sincronismo, e considerando diferentes valores de SNR;
2. Avaliação dos algoritmos aplicados à estimação do comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal PLC, para outros tipos de canais e considerando a escolha de novos valores para seus parâmetros;
3. Geração de bancos de dados que representem a ocorrência e ausência de impulsos, através de medições realizadas em diferentes locais e avaliar o desempenho dos detectores com relação a este novo cenário;

4. Avaliação do impacto referente à alteração dos valores de todos os parâmetros envolvidos na etapa de segmentação;
5. Aplicação das metodologias propostas para os estudos das características de diversas instalações elétricas com diferentes perfis de cargas e topologia, o que não foi objetivo deste trabalho;
6. Extensão da aplicação das metodologias propostas, para redes BT e MT externas, quando o canal PLC é *multiple input multiple output* (MIMO).

REFERÊNCIAS

AGILENT. *Agilent*. 2010. www.agilent.com/.

ANAND, M. *Electronic Instruments and Instrumentation*. [S.l.]: Prentice Hall, 2006.

ANASTASIADOU, D.; ANTONAKOPOULOS, T. An experimental setup for characterizing the residential power grid variable behavior. In: *Proceedings of the 6 th International Symposium on Power-Line Communications and its Applications*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 65–70.

ANATEL. *ANATEL*. 2010. www.anatel.gov.br/.

ANEEL. *ANEEL*. 2010. www.aneel.gov.br/.

BANWELL, T. C.; GALLI, S. A new approach to the modeling of the transfer function of the power line channel. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 4–6.

BANWELL, T. C.; GALLI, S. On the symmetry of the power line channel. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 325–330.

BARMADA, S.; MUSOLINO, A.; RAUGI, M. Innovative model for time-varying power line communication channel response evaluation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 24, n. 7, p. 1317–1326, July 2006.

BEEK, J. van de; SANDELL, M.; BORJESSON, P. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 45, n. 7, p. 1800–1805, July 1997.

BILAL, O. et al. Design of broadband coupling circuits for powerline communication. In: *Proc. 8th International Symposium on Powerline Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2004.

CHOI, H.-G. et al. Multiresolution segmentation of respiratory electromyographic signals. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 41, n. 3, p. 257–266, Mar. 1994.

CIOFFI, J. M. *A multicarrier primer*. www.stanford.edu/group/cioffi/multicarrier.pdf, 2010.

COHEN, L. et al. The measurement of broad band over power line emissions. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 988–991.

COLONNESE, S.; SCARANO, G. Transient signal detection using higher order moments. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 47, n. 2, p. 515–520, Feb. 1999.

CORRIPIO, F. et al. Analysis of the cyclic short-term variation of indoor power line channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 24, n. 7, p. 1327–1338, July 2006.

ESMAILIAN, F. R. K. T.; GULAK, P. G. An in-building power line channel simulator. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2002.

ESMAILIAN, T. *Multi mega bit per second data transmission over in-building power lines*. Tese (Doutorado) — University of Toronto, Canada, 2003.

ESMAILIAN, T.; KSCHISCHANG, F. R.; GULAK, P. G. Characteristics of in-building power lines at high frequencies and their channel capacity. In: *International Symposium on Powerline Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2000.

FERREIRA, D. et al. HOS-based method for classification of power quality disturbances. *Electronics Letters*, v. 45, n. 3, p. 183–185, Jan. 2009.

FERREIRA, H. C. et al. *Power Line Communications: Theory and Applications for Narrowband and Broadband Communications over Power Lines*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.

FRISCH, M.; MESSER, H. Transient signal detection using prior information in the likelihood ratio test. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 41, n. 6, p. 2177–2192, June 1993.

GAGE. *GAGE*. 2010. www.gage-applied.com/.

GALLI, S.; BANWELL, T. A novel approach to the modeling of the indoor power line channel-part II: transfer function and its properties. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 3, p. 1869–1878, July 2005.

GARDUIHO-MEDINA, J.; CALTENCO, J.; LOPEZ-BONILLA, J. On the measurement of the conducted emissions in-home access in PLC communication technologies. In: *Annual IEEE Conference Student Paper*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 988–991.

HANSEN, D. Review of EMC main aspects in fast PLC including some history. In: *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 184–192.

HANZO, L.; KELLER, T. *OFDM and MC-CDMA*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2006.

HAYKIN, S. *Neural networks. A Comprehensive Foundation*. 2. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1999.

HAYT, W. H. *Engineering Electromagnetics*. 4th. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 1994.

HORMIS, R.; BERENQUER, I.; WANG, X. A simple baseband transmission scheme for power line channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 24, n. 7, p. 1351–1363, July 2006.

HRASNICA, H.; HAIDINE, A.; LEHNERT, R. *Broadband Powerline Communications Networks: Network Design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005.

- KIM, J. et al. A biomedical signal segmentation algorithm for event detection based on slope tracing. In: *Annual International Conference of the IEEE on Engineering in Medicine and Biology Society*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1889–1892.
- LAN, Y. H. et al. A novel image segmentation method based on random walk. In: *Asia-Pacific Conference on Computational Intelligence and Industrial Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. v. 1, p. 207–210.
- LANGFELD, P. The capacity of typical powerline reference channels and strategies for system design. In: *Proc. 5th International Symposium on Powerline Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 271–278.
- LI, H. et al. Channel order and RMS delay spread estimation for AC power line communications. In: *Proceedings of the Tenth IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 229–233.
- LI, H. et al. Channel order and RMS delay spread estimation with application to AC power line communications. *Digital Signal Processing*, v. 13, n. 2, p. 284–300, 2003.
- LIAN, H. et al. Simulation and analysis of OFDM communication system. In: *2nd International Conference on Industrial Mechatronics and Automation (ICIMA)*. [S.l.: s.n.], 2010. v. 2, p. 677–680.
- LIU, D. et al. Wide band AC power line characterization. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, v. 45, n. 4, p. 1087–1097, Nov. 1999.
- MARTINEZ, J. S. et al. Performance analysis of OFDM modulation on indoor PLC channels in the frequency band up to 210 MHz. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 38–43.
- MEAS-YEDID, V. et al. Automatic color space selection for biological image segmentation. In: *Proceedings of the 17th International Conference on Pattern Recognition*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 3, p. 514–517.
- MEDSKER, L.; JAIN, L. *Recurrent neural networks: design and applications*. [S.l.]: CRC Press, 2000.
- MENDEL, J. M. Tutorial on higher-order statistics (spectra) in signal processing and system theory: Theoretical results and some applications. *Proc. of the IEEE*, v. 79, n. 3, p. 278–305, Mar. 1991.
- MENG, H. et al. A transmission line model for high-frequency power line communication channel. In: *International Conference on Power System Technology*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1290–1295.
- MENG, H. et al. Modeling of transfer characteristics for the broadband power line communication channel. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 3, p. 1057–1064, July 2004.
- MENG, H.; GUAN, Y.; CHEN, S. Modeling and analysis of noise effects on broadband power-line communications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 2, p. 630–637, Apr. 2005.

- MILLMAN, J.; TAUB, H. *Pulse, Digital, and Switching Waveforms: Devices and Circuits for Their Generation and Processing*. [S.l.]: McGraw-Hill, 1965.
- MITRA, S. K. *Digital Signal Processing*. 3. ed. NJ: McGraw-Hill, 2005.
- MUSOLINO, A.; RAUGI, M.; TUCCI, M. Cyclic short-time varying channel estimation in OFDM power-line communication. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 23, n. 1, p. 157–163, Jan. 2008.
- NIKIAS, C.; MENDEL, J. Signal processing with higher-order spectra. *Signal Processing Magazine, IEEE*, v. 10, n. 3, p. 10–37, Jul. 1993.
- NIKIAS, C. L.; PETROPULU, A. P. *Higher-Order Spectra Analysis A Nonlinear Signal Processing Framework*. NJ, USA: Prentice Hall, 1993.
- NITANDA, N.; HASEYAMA, M.; KITAJIMA, H. Audio signal segmentation and classification for scene-cut detection. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 4, p. 4030–4033.
- PEARLMUTTER, B. A. Fast exact multiplication by the hessian. *Neural Computation*, v. 6, p. 147–160, 1994.
- PHILIPPS, H. Performance measurements of power line channels at high frequencies. *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, p. 229–237, 1998.
- PHILIPPS, H. Modeling of powerline communication channels. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 1999. p. 14–21.
- PICORONE, A. Â. M. *Uma Contribuição à Estimação de Canais PLC Variantes no Tempo Utilizando Sinais Pilotos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2009.
- PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. 3rd. ed. NY: McGraw-Hill, 1995.
- RAUGI, M. et al. On the time invariance of PLC channels in complex power networks. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 56–61.
- RENSBURG, P. A. J. van; FERREIRA, H. C. Coupling circuitry: understanding the functions of different components. In: *Proc. 7th International Symposium on Powerline Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2003.
- RHEE, J. G.; RHEE, E.; PARK, T. S. Electromagnetic interferences caused by power line communications in the HF bands. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 249–252.
- RIBEIRO, M. V. *Técnicas de Processamento de Sinais Aplicadas à Transmissão de Dados Via Rede Elétrica e ao Monitoramento da Qualidade de Energia*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2005.

- RIBEIRO, M. V. et al. Detection of Disturbances in Voltage Signals for Power Quality Analysis Using HOS. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, v. 2007, p. 13–25, 2007.
- SABOLIC, D.; BAZANT, A.; MALARIC, R. Signal propagation modeling in power-line communication networks. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 4, p. 2429–2436, Oct. 2005.
- SATTAR, F.; PWINT, M.; DORAISWAMI, R. On the segmentation of narrowly-spaced noisy audio signals. In: *IEEE International Conference on Multimedia and Expo*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 281–284.
- SCHWARS, R. . *Rohde & Schwarz*. 2010. www.rohde-schwarz.com/.
- SILVA, L.; SCHARCANSKI, J. Video segmentation based on motion coherence of particles in a video sequence. *IEEE Transactions on Image Processing*, v. 19, n. 4, p. 1036–1049, Apr. 2010.
- TANG, L. et al. Characterization of power distribution lines for high-speed data transmission. In: *International Conference on Power System Technology*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 445–450.
- TANG, L. et al. Characterization and modeling of in-building power lines for high-speed data transmission. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, n. 1, p. 69–77, Jan. 2003.
- THEODORIDIS, S.; KOUTROUMBAS, K. *Pattern Recognition*. San Diego: Academic Press, 1999.
- TLICH, M. et al. Outline about the EMC properties and throughputs of the PLC systems up to 100 MHz. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 259–262.
- TOKUDA, M. et al. Influence of branching a power line on PHY rate for PLC system using OFDM. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 7–12.
- WELCH, P. The use of fast fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms. *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, v. 15, n. 2, p. 70–73, Jun. 1967.
- XIAOXIAN, Y.; TAO, Z.; BAOHUI, Z. Measurement and research of the characteristics of noise distribution in three-phase four-wire low-voltage power network channels. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 1, p. 122–128, Jan. 2007.
- ZHONGYUAN, Z.; FANGCHENG, L.; GUI SHU, L. A high-frequency circuit model of a potential transformer for the very fast transient simulation in gis. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 23, n. 4, p. 1995–1999, Oct. 2008.
- ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. A multi-path signal propagation model for the power line channel in the high frequency range. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 1999. p. 45–51.

ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. An Analysis of the Broadband Noise Scenario in Power-Line Networks. In: *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2000.

ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. Analysis and modeling of impulsive noise in broadband powerline communications. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 24, n. 1, p. 249–258, 2002.

ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. A multipath model for the powerline channel. *IEEE Transactions on Communications*, v. 50, n. 4, p. 553–559, Apr. 2002.

APÊNDICE A – PRODUÇÃO CIENTÍFICA

Oliveira, Thiago Rodrigues ; Sá, Pedro Correia; Barbosa, Sérgio Luiz de Paula; Ribeiro, Moisés Vidal. HOS-Based Impulsive Noise Detection Technique for Power Line Communication Systems. Proc IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2010, Rio de Janeiro.

Amado, Laryssa Ramos; Oliveira, Thiago Rodrigues; Ribeiro, Moisés Vidal. A Contribution for Spectrum Sensing in Power Line Communication Systems. Proc International Telecommunications Symposium (ITS), 2010, Manaus, AM.