

**PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL  
FACULDADE DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UMA  
FERRAMENTA PARA ESTIMAÇÃO DE  
PARÂMETROS DE MODELOS DE CARGAS  
LINEARES E NÃO-LINEARES PARA SIMULAÇÃO  
DIGITAL**

Dissertação submetida à  
Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

**Raphael Ronald Noal Souza**  
Porto Alegre, Fevereiro de 2008

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UMA FERRAMENTA  
PARA ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DE MODELOS DE  
CARGAS LINEARES E NÃO-LINEARES PARA SIMULAÇÃO  
DIGITAL**

Raphael Ronald Noal Souza

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.

---

Fernando Soares dos Reis, Dr. Ing.

Orientador

---

Daniel Ferreira Coutinho, Dr. Eng.

Co-Orientador

---

Álysson Raniere Seidel, Dr. Eng.

---

Luís Fernando Alves Pereira, Dr. Eng.

Resumo da Dissertação apresentada à PUCRS como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UMA FERRAMENTA PARA ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DE MODELOS DE CARGAS LINEARES E NÃO-LINEARES PARA SIMULAÇÃO DIGITAL**

**Raphael Ronald Noal Souza**

Porto Alegre, Fevereiro de 2008

**Orientador:** Fernando Soares dos Reis.

**Co-Orientador:** Daniel Ferreira Coutinho.

**Área de Concentração:** Sistemas de Energia.

**Linha de Pesquisa:** Eletrônica Industrial, Automação e Controle.

**Palavras-Chaves:** Cargas não-lineares, Qualidade de energia.

**Número de Páginas:** 261.

**RESUMO:** Este trabalho apresenta uma ferramenta aplicada ao estudo do impacto de cargas não-lineares conectadas a instalações elétricas de qualquer porte ou natureza através do uso de simuladores digitais. Dentro deste contexto, o seu objetivo consiste na proposição de uma estratégia de modelagem no domínio do tempo e estimação de parâmetros físicos de cargas não-lineares a partir da informação presente nas formas de onda de tensão e corrente de entrada da carga em estudo. Desta forma, os dados resultantes do processo de estimação permitirão a reprodução em ambiente computacional das formas de onda experimentalmente coletadas através de simuladores comerciais (*ATP*, *PSIM*<sup>®</sup>, *Matlab*<sup>®</sup> e *ORCAD*<sup>®</sup>) visando à avaliação do impacto das características não-lineares sobre a geração de harmônicas e a obtenção de dados para o dimensionamento de uma determinada instalação ou sistema elétrico.

Abstract of the dissertation submitted to the Engineering Faculty of the PUCRS as partial accomplishment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

**STUDY AND DEVELOPMENT OF APPLIANCE/TOOL FOR LINEAR AND  
NONLINEAR LOADS PARAMETERS ESTIMATION FOR DIGITAL SIMULATION**

**Raphael Ronald Noal Souza**

Porto Alegre, February, 2008

**Advisor:** Fernando Soares dos Reis.

**Co-Advisor:** Daniel Ferreira Coutinho.

**Area of Concentration:** Power Systems.

**Research Line:** Industrial Electronics, Automation and Control.

**Keywords:** Nonlinear Loads, Power Quality.

**Number of Pages:** 261.

**ABSTRACT:** This work presents a tool applied in the study of nonlinear loads, connected to electrical installations of any type or size, through the application of digital simulators. In this context, its objective is the proposition of a time-domain modeling strategy for parameters estimation of nonlinear loads through the information acquired from the voltage and input current waveforms of the load under analysis. Thus, the resulting data from the estimation process will allow the reproduction of the collected waveforms in computational environment through commercial simulators (*ATP*, PSIM<sup>®</sup>, Matlab<sup>®</sup> e ORCAD<sup>®</sup>), aiming to evaluate the impact of the considered nonlinear features over the presence of harmonics, in addition to the acquisition of reference data for electrical systems design.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço inicialmente aos colegas e amigos do LEP (Laboratório de Ensino e Pesquisa) Edison Pinheiro, Carlos Edegar Bergold, Andriago Teixeira Alves e Thiago Almeida Mocinho pelo suporte sempre prestado em quaisquer atividades onde se fazia necessário o “*casamento*” entre a prática e a teoria. Cito ainda o colega Andriago pela disponibilidade e pelo envolvimento direto nas atividades que marcaram os últimos dias de concepção deste trabalho, e que me permitiram galgar degraus que eu já não mais esperava alcançar.

Agradeço ao amigo Reinaldo Tonkoski Jr. pela presença, pelas conversas, pelos conselhos, pela confiança nos trabalhos que desenvolvemos em conjunto e pelo período de convívio que, ainda que marcado pelo plano virtual em função da distância, representou uma extensão do convívio que tivemos durante o meu ingresso neste mestrado.

Agradeço ao amigo Gert Bolten Maizonave que, ainda na condição de mestrando, me inseriu no convívio com as pessoas desta universidade e com o LEPUC (Laboratório de Eletrônica de Potência) que tem sido a minha casa nestes dois últimos anos da minha vida. Agradeço ainda pela constante presença, pelo incentivo e pela participação, ainda que de forma fortuita, sutil ou intuitiva em diversos momentos que marcaram a evolução deste trabalho.

Agradeço ao Professor Julio César Marques de Lima pelo “*reconhecimento da beleza inerente a qualquer assunto*” segundo as suas próprias palavras, e pela eterna disposição e interesse para ouvir e impor uma palavra de auxílio através de sugestões práticas para que “*as coisas realmente funcionem*”.

Agradeço ao Professor Daniel Ferreira Coutinho pela contribuição fundamental na transmissão das idéias de base que conduziram ao desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço por fim ao Professor e Orientador Fernando Soares dos Reis não apenas pela oportunidade e pelos ensinamentos, mas sobretudo pela presença, pela paciência, pela compreensão das minhas características pessoais e pela orientação e confiança demonstrada no meu esforço em torno deste trabalho que, ao longo do seu desenvolvimento, acrescentou uma nova dimensão à percepção da minha própria área de formação, e que representa uma conquista pessoal almejada há muito tempo.

## DEDICATÓRIAS

Dedico este trabalho aos meus pais, Sérgio e Marilane, que me permitiram conhecer este mundo... e que sempre poderão tomar por suas as minhas próprias conquistas.

Dedico também ao meu irmão e amigo Filipe Ronald Noal Souza que, embora sem apoiar de todo a idéia deste mestrado, deseja como ninguém a minha felicidade.

Dedico este trabalho por fim à minha família e, em particular, à minha tia avó Zilda pelo zelo, pela preocupação e por solidarizar-se dia após dia à minha própria vigília durante as intermináveis horas de aguardo pela minha chegada ao longo de cada noite, ainda que no desconhecimento da minha rotina, mas dela tomando parte em um incansável esforço de compreendê-la, durante o período de vigência deste mestrado.

# SUMÁRIO

<i>Lista de símbolos e siglas</i> .....	20
<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	22
1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	22
1.2 NORMAS: ANTECEDENTES E REFERÊNCIAS .....	25
1.3 LINHAS DE PESQUISA .....	26
1.4 CONCLUSÃO .....	31
<b>2 QUALIDADE DE ENERGIA</b> .....	35
2.1 INTRODUÇÃO .....	35
2.2 DISTÚRBIOS NA REDE ELÉTRICA .....	35
2.2.1 Considerações Gerais .....	35
2.2.2 Variações de Longa Duração .....	38
2.2.3 Desbalanceamento .....	42
2.2.4 Flutuação de Tensão .....	42
2.2.5 Variações de Frequência .....	43
2.2.6 Distorção na Forma de Onda .....	44
2.2.7 Distorção Harmônica: Considerações Adicionais .....	49
2.2.8 Distorção Harmônica: Indicadores Essenciais .....	57
2.3 CONCLUSÃO .....	63
<b>3 CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE MODELAGEM</b> .....	66
3.1 Introdução .....	66
3.2 Critérios de Classificação .....	67
3.3 Aproximações Analógico-Discretas .....	70
3.3.1 Considerações Preliminares .....	70
3.3.2 Aproximação <i>Backward</i> .....	73
3.3.3 Aproximação de Tustin .....	75
3.4 SISTEMAS DE EQUAÇÕES LINEARES .....	76
3.5 PERÍODO DE AMOSTRAGEM .....	80
3.6 CONCLUSÃO .....	81

4	<i>ANÁLISE QUALITATIVA</i> .....	84
4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	84
4.2	RETIFICADORES MONOFÁSICOS.....	85
4.2.1	Topologia em ponte com carga <i>RL</i> .....	85
4.2.2	Topologia em ponte com carga <i>RC</i> .....	87
4.2.3	Topologia em ponte com carga <i>RC</i> e filtro <i>L</i> de entrada .....	90
4.3	RETIFICADORES TRIFÁSICOS .....	93
4.3.1	Topologia em ponte com carga <i>RL</i> .....	93
4.3.2	Topologia em ponte com carga <i>RC</i> .....	96
4.3.3	Topologia em ponte com carga <i>RC</i> e filtro <i>L</i> de entrada .....	99
4.3.4	Topologia com ponto médio e carga <i>RC</i> com filtro <i>L</i> de entrada .....	102
4.4	RETIFICADOR MONOFÁSICO: APLICAÇÃO EM NÍVEL DE REDE .....	105
4.5	CONCLUSÃO .....	107
5	<i>ANÁLISE QUANTITATIVA</i> .....	110
5.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	110
5.2	Modelagem de carga <i>RL</i> série.....	112
5.2.1	Aproximação <i>Backward</i> .....	112
5.2.2	Aproximação de Tustin .....	116
5.2.3	Método Fasorial.....	119
5.3	Modelagem de carga <i>RC</i> série .....	121
5.3.1	Aproximação <i>Backward</i> .....	122
5.3.2	Aproximação de Tustin .....	124
5.3.3	Método Fasorial.....	127
5.4	Modelagem de carga <i>RC</i> paralelo .....	129
5.4.1	Aproximação <i>Backward</i> .....	129
5.4.2	Aproximação de Tustin .....	131
5.5	Modelagem de carga RLC .....	133
5.5.1	Considerações Gerais e Equacionamento .....	133
5.5.2	Aproximação <i>Backward</i> .....	137
5.5.3	Aproximação de Tustin .....	140
5.6	CONCLUSÃO .....	143
6	<i>IMPLEMENTAÇÃO E TESTE DOS ALGORITMOS POR SIMULAÇÃO</i> .....	146
6.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	146

6.2	IMPLEMENTAÇÃO.....	147
6.3	TOPOLOGIAS .....	149
6.3.1	Considerações iniciais .....	149
6.3.2	Circuito <i>RC</i> série .....	151
6.3.3	Circuito <i>RL</i> série.....	156
6.3.4	Considerações adicionais.....	159
6.3.5	Retificador Monofásico de Onda completa com carga <i>RL</i> .....	160
6.3.6	Retificador Trifásico de Onda completa com carga <i>RL</i> .....	164
6.3.7	Retificador Monofásico de Onda completa com carga <i>RC</i> .....	168
6.3.8	Retificador Trifásico de Onda completa com carga <i>RC</i> .....	171
6.3.9	Retificador Monofásico de Onda completa com carga <i>RLC</i> .....	175
6.3.10	Considerações Adicionais: análise complementar do modelo com carga <i>RLC</i> .....	183
6.3.11	Retificador Trifásico em Ponte com carga <i>RC</i> e Indutor <i>L</i> de entrada.....	188
6.3.12	Retificador Trifásico com Ponto Médio e carga <i>RC</i> com filtro <i>L</i> de entrada.....	191
6.4	CONCLUSÃO .....	194
7	<i>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</i> .....	198
7.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	198
7.2	EXPERIMENTOS COM CARGAS INDIVIDUAIS .....	199
7.2.1	Cargas não-lineares construídas em laboratório: modelos de retificadores .....	201
7.2.2	Cargas não-lineares de uso geral: equipamentos eletrônicos.....	213
7.2.3	Equipamento Eletrônico 2 - Computador Gateway2000 .....	217
7.2.4	Equipamento Eletrônico 3 - Computador XP-1 .....	219
7.2.5	Equipamento Eletrônico 4 - Impressora HP1320 .....	221
7.2.6	Resultados.....	223
7.3	CONCLUSÃO .....	224
8	<i>APLICAÇÃO DOS MODELOS À SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA</i> .....	227
8.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	227
8.2	CONCEPÇÃO DA PLANTA DE TESTES MONOFÁSICA .....	228
8.2.1	Rede monofásica 1 - 3 Computadores .....	228
8.2.2	Rede monofásica 2 - 4 Computadores .....	230
8.2.3	Rede Monofásica 3 - 5 Computadores.....	232
8.2.4	Rede monofásica 4 - 5 computadores e uma impressora.....	234
8.2.5	Resultados.....	235
8.3	CONCEPÇÃO DA PLANTA DE TESTES TRIFÁSICA.....	236
8.3.1	Rede Trifásica 1.....	237

8.3.2	Rede Trifásica 2.....	241
8.3.3	Rede Trifásica 3.....	243
8.3.4	Rede Trifásica 4.....	247
8.3.5	Rede Trifásica 5.....	249
8.3.6	Resultados.....	251
8.4	CONCLUSÃO.....	251
9	CONCLUSÕES.....	254
10	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	260

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1	Estrutura organizacional do setor elétrico brasileiro.....	24
Figura 2.1	Classificação das perturbações segundo o IEEE Std.....	37
Figura 2.2	Categorias das perturbações segundo o IEEE Std. 1159.....	37
Figura 2.3	Escalas detempo de perturbações de curta duração.....	38
Figura 2.4	Fenômeno de perturbação da rede: transitórios ou “transients”.....	39
Figura 2.5	Fenômeno de perturbação da rede: afundamentos ou “sags”.....	41
Figura 2.6	Fenômeno de perturbação da rede: sobretensões ou “swells”.....	41
Figura 2.7	Fenômeno de perturbação da rede: sobretensões ou “swells”.....	42
Figura 2.8	Fenômeno de perturbação da rede: flutuação de tensão.....	43
Figura 2.9	Fenômeno de perturbação da rede: variação de frequência.....	44
Figura 2.10	Fenômeno de perturbação da rede: distorção harmônica.....	46
Figura 2.11	Fenômeno de perturbação da rede: inter-harmônicas.....	46
Figura 2.12	Fenômeno de perturbação da rede: corte ou notch.....	47
Figura 2.13	Fenômeno de perturbação da rede: ruído ou “noise”.....	48
Figura 2.14	Topologia típica da fonte de alimentação de circuitos eletrônicos.....	51
Figura 2.15	Esquema unifilar: impedância de um circuito de alimentação.....	52
Figura 2.16	Propagação de harmônicas pela rede.....	53
Figura 2.17	Fundamental e componentes harmônicas.....	54
Figura 3.1	Representação geral de um sistema linear.....	69
Figura 3.2	Discretização de um sinal analógico.....	<b>Erro! Indicador não definido.</b>
Figura 3.3	Mapeamento exponencial.....	72
Figura 3.4	Determinação da área por aproximação retangular do tipo <i>Backward</i> .....	74
Figura 3.5	Mapeamento do plano s para o plano z pela Aproximação <i>Backward</i> .....	75
Figura 3.6	Determinação da área por aproximação trapezoidal.....	75

Figura 3.7	Mapeamento do plano s para o plano z pela aproximação de Tustin.....	76
Figura 4.1	Retificador monofásico em ponte com carga RL.....	86
Figura 4.2	Formas de onda do retificador monofásico com carga RL.....	86
Figura 4.3	Circuito Linear equivalente para o modelo de retificador.....	87
Figura 4.4	Retificador monofásico em ponte com carga RC.....	88
Figura 4.5	Formas de onda do retificador trifásico com carga RC.....	89
Figura 4.6	Circuito Linear equivalente para o modelo de retificador.....	89
Figura 4.7	Topologia do retificador monofásico com carga RC e filtro indutivo. ....	90
Figura 4.8	Formas de onda de tensão e corrente do retificador monofásico com carga RLC.	91
Figura 4.9	Circuito Linear equivalente para o modelo de retificador.....	92
Figura 4.10	Topologia do retificador trifásico em ponte carga RL. ....	93
Figura 4.11	Formas de onda do retificador trifásico com carga RL. ....	94
Figura 4.12	Ciclos de condução para a corrente de fase $i_a(t)$ .....	94
Figura 4.13	Circuito linear equivalente para o retificador trifásico com carga RL. ....	95
Figura 4.14	Topologia do retificador trifásico de onda completa e carga RC.....	96
Figura 4.15	Formas de onda do retificador trifásico com carga RC.....	97
Figura 4.16	Ciclos de condução para a corrente de fase $i_a(t)$ .....	97
Figura 4.17	Circuito Linear equivalente para o modelo de retificador.....	98
Figura 4.18	Topologia do retificador trifásico em ponte com carga RC e filtro indutivo. ...	99
Figura 4.19	Formas de onda do retificador trifásico com carga RC e indutor L de entrada.	100
Figura 4.20	Ciclos de condução para a corrente de fase $i_a(t)$ .....	101
Figura 4.21	Circuito linear equivalente para o modelo de retificador. ....	102
Figura 4.22	Topologia do retificador trifásico de três pulsos com carga RC e indutor L..	103
Figura 4.23	Formas de onda do retificador em ponte com carga RC e indutor L de entrada.	104

Figura 4.24	Circuito linear equivalente para o modelo de retificador. ....	105
Figura 4.25	Rede de equipamentos eletrônicos monofásicos. ....	106
Figura 4.26	Rede de cargas não-lineares iguais. ....	106
Figura 4.27	Circuito Linear equivalente para o intervalo de operação linear. ....	107
Figura 5.1	Topologia de Carga RL série. ....	112
Figura 5.2	Topologia de Carga RC série. ....	122
Figura 5.3	Topologia de carga RC paralelo. ....	129
Figura 5.4	Estrutura típica de uma fonte chaveada. ....	134
Figura 5.5	Circuito equivalente da etapa de carga do capacitor. ....	135
Figura 6.1	Diagrama de Blocos do processo de estimação. ....	146
Figura 6.2	Interface do ambiente de desenvolvimento (Matlab <sup>®</sup> ). ....	147
Figura 6.3	Ambiente de execução do código de estimação de parâmetros. ....	149
Figura 6.4	Diagrama de simulação para a topologia linear RC série. ....	152
Figura 6.5	Formas de onda de tensão e corrente (Circuito RC série). ....	153
Figura 6.6	Diagrama de simulação para a topologia linear RL série. ....	156
Figura 6.7	Formas de onda de tensão e corrente (Circuito RL série). ....	157
Figura 6.8	Diagrama de simulação para o retificador monofásico com carga RC. ....	160
Figura 6.9	Formas de onda de tensão e corrente (retificador monofásico com carga RL). 161	
Figura 6.10	Diagrama de simulação para o retificador monofásico com carga RC. ....	165
Figura 6.11	Formas de onda de tensão e corrente (retificador trifásico com carga RL). ...	165
Figura 6.12	Diagrama de simulação para o retificador monofásico com carga RC. ....	168
Figura 6.13	Formas de onda de tensão e corrente (retificador com carga RC). ....	169
Figura 6.14	Diagrama de simulação do retificador trifásico com carga RC. ....	172
Figura 6.15	Formas de onda de tensão e corrente (retificador trifásico com carga RC). ...	172
Figura 6.16	Diagrama de simulação do retificador monofásico com carga RLC. ....	175

Figura 6.17	Formas de onda de tensão e corrente (retificador monofásico com carga RLC). 176	
Figura 6.18	Variação da corrente $i(t)$ com a variação de R (valores elevados). ....	184
Figura 6.19	Variação da corrente $i(t)$ com a variação de R (valores mais baixos). ....	184
Figura 6.20	Variação da corrente $i(t)$ com a variação de R (valores mais baixos). ....	186
Figura 6.21	Diagrama de simulação do retificador trifásico em ponte com carga RC e indutor L de entrada.....	188
Figura 6.22	Formas de onda para estimação do retificador trifásico em ponte com carga RC e indutor L de entrada.....	189
Figura 6.23	Diagrama de simulação do retificador trifásico com carga RLC. ....	191
Figura 6.24	Formas de onda para estimação do retificador com ponto médio e carga RLC. 192	
Figura 7.1	Ferramenta de simulação: interface do software <i>ATP</i> . ....	199
Figura 7.2	Estimação de parâmetros de cargas individuais. ....	199
Figura 7.3	Experimento com o retificador monofásico em ponte completa com carga RC. 203	
Figura 7.4	Aquisição experimental a partir do osciloscópio.....	203
Figura 7.5	Formas de onda para estimação (etapa de carga do capacitor).....	204
Figura 7.6	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> a partir dos valores estimados. 205	
Figura 7.7	Experimento com o retificador monofásico em ponte com carga RC e indutor L de entrada. 206	
Figura 7.8	Formas de onda do osciloscópio para 12 ciclos da rede.....	206
Figura 7.9	Formas de onda para estimação (etapa de carga do capacitor).....	207
Figura 7.10	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> . ....	208
Figura 7.11	Experimento com o retificador trifásico com ponto médio e carga RLC.....	208
Figura 7.12	Formas de onda do osciloscópio.....	209
Figura 7.13	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> . ....	210

Figura 7.14	Experimento com o retificador trifásico com ponte de Graetz e carga RLC.	210
Figura 7.15	Formas de onda do osciloscópio.....	211
Figura 7.16	Formas de onda para estimação (etapa de carga do capacitor).....	211
Figura 7.17	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> .....	213
Figura 7.18	Experimento com uma carga não linear: computador Dell.....	215
Figura 7.19	Formas de onda do osciloscópio.....	215
Figura 7.20	Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.....	216
Figura 7.21	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> .....	216
Figura 7.22	Experimento com uma carga não linear: computador Gateway2000.....	217
Figura 7.23	Coleta das formas de onda do osciloscópio.....	217
Figura 7.24	Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.....	218
Figura 7.25	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> .....	218
Figura 7.26	Experimento com uma carga não linear: computador XP-1.....	219
Figura 7.27	Coleta das formas de onda do osciloscópio.....	219
Figura 7.28	Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.....	220
Figura 7.29	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> .....	220
Figura 7.30	Experimento com uma carga não linear: impressora HP1320.....	221
Figura 7.31	Coleta das formas de onda do osciloscópio.....	221
Figura 7.32	Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.....	222
Figura 7.33	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> .....	223
Figura 8.1	Rede monofásica de cargas não-lineares.....	228
Figura 8.2	Coleta das formas de onda do osciloscópio.....	229
Figura 8.3	Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.....	229
Figura 8.4	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> .....	230
Figura 8.5	Experimento com uma rede de cargas não-lineares: computadores Dell.....	230
Figura 8.6	Coleta das formas de onda do osciloscópio.....	231

Figura 8.7	Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda. ....	231
Figura 8.8	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> . ....	232
Figura 8.9	Coleta das formas de onda do osciloscópio. ....	232
Figura 8.10	Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda. ....	233
Figura 8.11	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> . ....	233
Figura 8.12	Coleta das formas de onda do osciloscópio. ....	234
Figura 8.13	Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda. ....	235
Figura 8.14	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> . ....	235
Figura 8.15	Rede trifásica de cargas monofásicas não-lineares. ....	237
Figura 8.16	Rede trifásica de cargas equilibradas. ....	238
Figura 8.17	Formas de onda coletadas do osciloscópio. ....	238
Figura 8.18	Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda. ....	239
Figura 8.19	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> . ....	240
Figura 8.20	Relação entre correntes de fase e corrente de neutro. ....	240
Figura 8.21	Rede trifásica de cargas desequilibradas: uma fase sem carga. ....	241
Figura 8.22	Formas de onda coletadas do osciloscópio. ....	241
Figura 8.23	Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda. ....	242
Figura 8.24	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> . ....	243
Figura 8.25	Relação entre correntes de fase e corrente de neutro. ....	243
Figura 8.26	Rede trifásica de cargas desequilibradas: uma fase com carga diferente. ....	244
Figura 8.27	Formas de onda coletadas do osciloscópio. ....	244
Figura 8.28	Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda. ....	245
Figura 8.29	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> . ....	246
Figura 8.30	Relação entre correntes de fase e corrente de neutro. ....	246
Figura 8.31	Rede trifásica de cargas desequilibradas: uma fase com carga diferente. ....	247
Figura 8.32	Formas de onda coletadas do osciloscópio. ....	247

Figura 8.33	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> .....	248
Figura 8.34	Relação entre correntes de fase e corrente de neutro.....	248
Figura 8.35	Rede trifásica de cargas desequilibradas: duas cargas diferentes e uma fase sem carga. 249	
Figura 8.36	Formas de onda coletadas do osciloscópio.....	249
Figura 8.37	Reprodução das formas de onda em ambiente <i>ATP</i> .....	250
Figura 8.38	Relação entre correntes de fase e corrente de neutro.....	250

## ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 6.1 Dados de estimação obtidos por simulação (Método Fasorial).....	154
Tabela 6.2 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	154
Tabela 6.3 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação Tustin) .....	155
Tabela 6.4 Dados de estimação obtidos por simulação (Método Fasorial).....	157
Tabela 6.5 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	158
Tabela 6.6 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).....	158
Tabela 6.7 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	161
Tabela 6.8 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).....	162
Tabela 6.9 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).....	163
Tabela 6.10 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	163
Tabela 6.11 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).....	164
Tabela 6.12 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	166
Tabela 6.13 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).....	166
Tabela 6.14 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	167
Tabela 6.15 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).....	167
Tabela 6.16 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	169
Tabela 6.17 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação Tustin) .....	170
Tabela 6.18 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	170
Tabela 6.19 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).....	171
Tabela 6.20 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	173
Tabela 6.21 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).....	173
Tabela 6.22 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	174
Tabela 6.23 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).....	174
Tabela 6.24 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	177

Tabela 6.25 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).....	178
Tabela 6.26 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	179
Tabela 6.27 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).....	180
Tabela 6.28 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	181
Tabela 6.29 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).....	182
Tabela 6.30 Sensibilidade da precisão da estimação em função da variação de R. ....	185
Tabela 6.31 Sensibilidade da precisão da estimação em função do intervalo da curva considerado.....	186
Tabela 6.32 Sensibilidade da precisão da estimação em função da variação de $T_s$ . ....	187
Tabela 6.33 Dados de estimação obtidos por simulação (primeiro segmento) .....	190
Tabela 6.34 Dados de estimação obtidos por simulação (segundo segmento).....	190
Tabela 6.35 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação <i>Backward</i> ) .....	192
Tabela 6.36 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).....	193
Tabela 7.1 Dados de estimação (retificador com carga RC).....	204
Tabela 7.2 Dados de estimação (retificador com carga RC e filtro L de entrada). ....	207
Tabela 7.3 Dados de estimação (retificador trifásico com ponto médio).....	209
Tabela 7.4 Dados de estimação (retificador trifásico com ponte de Graetz).....	212
Tabela 7.5 Síntese de resultados (avaliação de cargas individuais). ....	223
Tabela 8.1 Síntese de resultados (avaliação de redes de cargas monofásicas).....	236
Tabela 8.2 Síntese de resultados (avaliação de redes de cargas monofásicas).....	251

## LISTA DE SÍMBOLOS E SIGLAS

<i>AIEE</i>	<i>American Institute of Electrical Engineers</i>
<i>ANEEL</i>	<i>Agência Nacional de Energia Elétrica</i>
<i>ANSI</i>	<i>American National Standards Institute</i>
<i>CCEE</i>	<i>Câmara de Comercialização de Energia Elétrica</i>
<i>CCPE</i>	<i>Comitê Coordenador do Planejamento da Expansão</i>
<i>CNPE</i>	<i>Conselho Nacional de Política Energética</i>
<i>DDT</i>	<i>Distorção de Demanda Total</i>
<i>DHT</i>	<i>Distorção Harmônica Total</i>
<i>FC</i>	<i>Fator de Crista</i>
<i>FD</i>	<i>Fator de Deslocamento</i>
$F_s$	<i>Frequência de Amostragem</i>
<i>FT</i>	<i>Função de Transferência</i>
<i>IEC</i>	<i>International Electrotechnical Commission</i>
<i>IEEE</i>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<i>IRE</i>	<i>Institute of Radio Engineers</i>
<i>ISO</i>	<i>International Standards Organization</i>
<i>MCE</i>	<i>Mercado Comum Europeu</i>
<i>MME</i>	<i>Ministério das Minas e Energia</i>
<i>ONS</i>	<i>Operador Nacional do Sistema</i>
<i>PAC</i>	<i>Ponto de Acoplamento Comum</i>
<i>PC</i>	<i>Personal Computer</i>
<i>PFP</i>	<i>Pré-Reguladores de Fator de Potência</i>
<i>PQ</i>	<i>Power Quality</i>
<i>QEE</i>	<i>Qualidade de Energia Elétrica</i>
<i>RMS</i>	<i>Root Mean Square</i>
<i>SIN</i>	<i>Sistema Interligado Nacional</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<i>THF</i>	<i>Total Harmonic Factor</i>
$T_s$	<i>Período de Amostragem</i>

# **CAPÍTULO 1**

## **INTRODUÇÃO**

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Como resultado da abertura do sistema energético brasileiro ao capital privado e da concorrência gerada pelo processo de privatização, as empresas do setor elétrico passaram a investir seus esforços na qualidade do produto. Contribuíram ainda para este investimento em qualidade as exigências impostas às concessionárias pela ANEEL, na qualidade de agência reguladora do setor elétrico.

A qualidade do suprimento de energia elétrica sempre foi objeto de preocupação das empresas concessionárias e, dentro deste contexto, o aspecto inovador reside na ênfase que está sendo dada a esta interação, como uma área separada ou mesmo complementar da área de engenharia de sistemas de energia.

De acordo com [1] o interesse pela qualidade de energia origina-se de um trabalho desenvolvido e publicado no ano de 1968, no qual a marinha dos Estados Unidos descrevia um estudo para a especificação das características da energia adequada à alimentação de um dado equipamento.

Pode-se afirmar que o conceito de “qualidade do setor elétrico”, que está ligado ao conceito de qualidade de energia, é definido a partir do desempenho das concessionárias no fornecimento de energia através de parâmetros como conformidade, atendimento ao consumidor e continuidade [2]. Esses parâmetros representam uma referência para a definição dos diversos critérios que caracterizam a rede de distribuição.

O conceito de conformidade está ligado aos fenômenos descritivos das perturbações na forma de onda de tensão, os quais serão desenvolvidos de forma mais apropriada no capítulo seguinte. O conceito de qualidade se refere, portanto, às modalidades verificadas de variação da tensão do sistema em relação a uma tensão idealizada, puramente senoidal, ou seja, de magnitude e frequência constantes.

De acordo com [3], algumas características indicativas de perturbações na qualidade de energia seriam os transitórios (*transients*), afundamentos (*sags/dips*), elevações (*swells*), interrupções (*outages*), ruído (*noise*), distorções harmônicas (*harmonics*), impulsos (*surges*) e oscilações (*flickers*) e tais distúrbios seriam originários de fatores tais como operações da concessionária e características da rede de consumidores (tipo de cargas ligadas à rede).

O atendimento se refere à relação comercial existente entre o consumidor e as concessionárias. Dentro deste conceito, considera-se a cortesia, o tempo de atendimento às solicitações de serviços e o respeito aos direitos do consumidor.

A continuidade corresponde ao grau de disponibilidade de energia elétrica ao consumidor, de forma que a situação ideal envolve a ausência de quaisquer interrupções no processo de fornecimento. Desta forma, o conceito de continuidade admite a idéia da ocorrência de interrupções, desde que correspondam ao mínimo intervalo de tempo e desde que sejam informadas em tempo hábil ao consumidor de forma a evitar possíveis prejuízos oriundos da falta de energia.

De acordo com [5], o setor elétrico brasileiro está organizado conforme a representação da Figura 1.1 esquematizada a seguir. Segundo a representação a seguir, a ANEEL é o órgão mais elevado assumindo a responsabilidade pelo gerenciamento e regulamentação do setor. O Operador Nacional do Sistema (ONS) tem como atribuição a tarefa de coordenação da operação das unidades ou instalações de geração e transmissão de energia no Sistema Interligado Nacional (SIN) de forma a garantir:

- A otimização da operação deste sistema segundo procedimentos técnicos adequados (minimização de custo).
- A garantia de acesso irrestrito à rede elétrica de transmissão para todas as empresas de geração e transmissão de energia.
- Contribuição com a expansão do sistema elétrico segundo as condições operacionais de menor custo e maior efetividade.

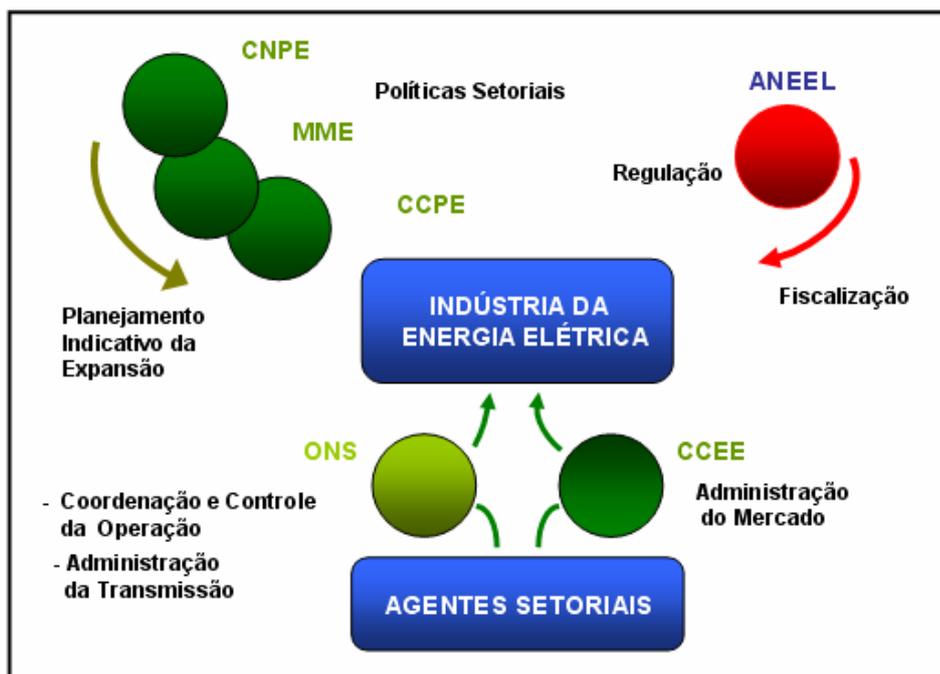


Figura 1.1 Estrutura organizacional do setor elétrico brasileiro.

A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), na qualidade de agência reguladora do setor elétrico brasileiro, está voltada para objetivos como regulamentar os padrões a serem aplicados e garantir o cumprimento dos mesmos, conduzir a implementação de melhorias, zelar pela observância à legislação vigente punindo os infratores quando necessário, bem como definir os indicadores para acompanhamento do desempenho das concessionárias. Portanto, tais medidas de caráter gerencial fornecem as condições para a interação entre os órgãos do setor elétrico brasileiro e impactam de uma forma determinante sobre a qualidade de energia elétrica entregue aos consumidores.

Ao longo dos últimos anos, o conceito de qualidade de energia elétrica tem sofrido modificações ou mesmo complementações. O surgimento e padronização do termo Qualidade de Energia Elétrica QEE (do inglês *Power Quality PQ*) como referência ao estudo das características das formas de onda de tensão e corrente disponíveis na rede elétrica, é datado do início da década de 1980. Todavia, a expressão “Qualidade de Energia Elétrica” apenas ganhou maior popularidade a partir da última década.

Em 1984 ocorria o 1ª *ICHPS (International Conference on Harmonics and Power Systems)*, bem como o 1ª *ICHQP (International Conference on Harmonics and Quality of Power)* na qualidade de eventos internacionais organizados a cada 2 anos para a divulgação de trabalhos relativos ao tema. Ao longo dos anos seguintes e, em particular, a partir do início da década de 1990, verificou-se um aumento em ritmo crescente da proliferação de cargas

não-lineares conectadas à rede e, paralelamente, deu-se uma intensificação da busca por soluções na área de qualidade e o conseqüente fortalecimento do tema como área de pesquisa. Em 1996, a cidade de Uberlândia, MG, sediou o 1ª Seminário Brasileiro de Qualidade de Energia Elétrica SBQEE e, em 2002, a cidade do Rio de Janeiro sediou o 10ª ICHQP.

No decorrer deste período, novos parâmetros de avaliação de qualidade foram incorporados para a sua determinação aumentando, desta forma, a complexidade do processo de avaliação bem como a exigência das regras de conformidade aos padrões de qualidade estabelecidos. Estes parâmetros foram originados por meio de normas definidas no âmbito nacional e internacional, exigindo uma constante adequação por parte das empresas do setor elétrico.

De acordo com o *IEEE Std. 1159-1995* [4], o termo qualidade de energia está relacionado a um conjunto de fenômenos eletromagnéticos, que caracterizam a tensão e a corrente em um determinado instante de referência.

Ao longo dos últimos anos, o uso crescente de equipamentos que geram distúrbios eletromagnéticos tem levado ao aumento do interesse pela questão da qualidade de energia. Por conseguinte, diferentes segmentos da engenharia elétrica têm utilizado diferentes tecnologias para descrever estes fenômenos. A próxima seção deste capítulo discorre acerca de algumas linhas de pesquisa que têm sido levadas a efeito no âmbito da qualidade de energia de forma a definir um contexto apropriado para a apresentação do tema deste trabalho.

A instituição do Mercado Comum Europeu (MCE) conduziu à eliminação de barreiras tarifárias e alfandegárias e, como resultado, influenciou fortemente a adoção de medidas para a harmonização de normas técnicas de forma a garantir a compatibilidade na operação da totalidade de equipamentos eletro-eletrônicos.

## **1.2 NORMAS: ANTECEDENTES E REFERÊNCIAS**

A partir do início do século XX especialistas atentos ao ritmo de crescimento do setor industrial e do conseqüente aumento do porte de instalações industriais, particularmente na área elétrica, verificaram a necessidade de adoção de normas técnicas como uma alternativa para assegurar a continuidade do desenvolvimento do setor. Desta forma, a adoção de normas para a padronização e conseqüente compatibilização de produtos elétricos conduziu ao surgimento da *International Electrotechnical Commission (IEC)* no ano de 1906. Quatro décadas mais tarde, no ano de 1946, foi criado o *International Standards Organization (ISO)*

visando à coordenação e unificação de normas industriais. Presentemente, a *IEC* e a *ISO* representam em escala mundial os principais organismos responsáveis pela normalização técnica.

Instituída no ano de 1914, a *American National Standards Institute (ANSI)* também está vinculada à normalização técnica, representando uma associação de organizações comerciais e industriais, laboratórios, organizações de consumidores e agências governamentais. Cabe destacar ainda a criação do *Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE)* no ano de 1963, representando na atualidade a maior organização profissional do mundo. O *IEEE* originou-se da fusão do *Institute of Radio Engineers (IRE)* com o *American Institute of Electrical Engineers (AIEE)* e suas atividades incluem a organização de simpósios internacionais, publicação de revistas científicas (*IEEE Transactions*), bem como o desenvolvimento de normas técnicas. Dentro deste contexto, a série *ANSI/IEEE* está estruturada como um conjunto adicional de normas na área técnica enquanto outros documentos foram registrados e caracterizados como recomendações.

### **1.3 LINHAS DE PESQUISA**

A qualidade de energia elétrica disponível pode ser identificada pela garantia de funcionamento com segurança, continuidade e adequação às características dos equipamentos elétricos bem como aos processos, sem o comprometimento do meio ambiente e da qualidade de vida.

O crescimento natural da complexidade das cargas conectadas à rede exige das concessionárias uma constante preocupação com o aspecto da qualidade de energia e, neste contexto, com as características da energia entregue aos seus clientes. Para tanto, a adoção de índices para os sistemas locais permite avaliar qual o real impacto que os distúrbios elétricos causam ao consumidor, assim como determinar qual a sua responsabilidade na geração destes fenômenos. Além disso, busca-se avaliar que parte desta responsabilidade deve ser passada aos consumidores, que através da inserção de cargas não-lineares e de faltas cometidas no sistema, acabam produzindo efeitos indesejáveis na rede a qual estão conectados.

Para avaliar o efeito dos distúrbios elétricos presentes na planta elétrica e verificar a influência de um grande número de cargas não-lineares presentes em uma dada instalação elétrica, é necessário a aplicação de um sistema de monitoramento dos índices de qualidade. Tal sistema deve ser capaz de coletar dados de regiões distintas com demandas diferenciadas,

centralizar, processar e disponibilizar estes dados, permitindo a elaboração de índices que meçam o desempenho do sistema de energia.

Os avanços tecnológicos particularmente relacionados às técnicas de processamento digital de sinais viabilizaram a medição de sinais elétricos com crescente eficiência e confiabilidade. Contudo, a simples determinação da tensão e da corrente em tempo real (de modo a coletar distúrbios da rede como transientes, ruído, oscilações, correntes harmônicas e afundamentos de tensão) não fornece parâmetros para quantificar a qualidade de energia e, como conseqüência, torna-se necessário a definição de índices e a criação de metodologias que permitam esta avaliação de qualidade. Com este objetivo, torna-se primordial a avaliação do impacto que os distúrbios na rede elétrica têm sobre os equipamentos elétricos a ela conectados.

Tendo como principal objetivo o desenvolvimento de uma ferramenta para análise, caracterização e modelagem de cargas ligadas a um dado sistema de distribuição, este trabalho está voltado para o estudo e avaliação dos aspectos relacionados à qualidade de energia, particularmente no que se refere à geração de harmônicas. Com este objetivo em vista, será possível avaliar o nível de impacto das cargas em análise sobre os distúrbios elétricos verificados na rede de forma a caracterizar e quantificar estes efeitos através de parâmetros de qualidade a serem estabelecidos.

Com relação ao tópico de modelagem de cargas não-lineares para a avaliação de sua influência na distorção harmônica da rede, algumas referências podem ser citadas. Em [17] é descrito um método não-invasivo de identificação de cargas trifásicas em ambiente comercial empregando o conceito de análise de assinatura; desta forma, uma vez verificando-se por meio de medições que a repetibilidade do conteúdo harmônico das formas de onda de corrente em regime permanente é superior à repetibilidade do mesmo durante o transitório, a influência de cada carga é avaliada por meio da análise do seu conteúdo harmônico em regime onde a característica dos diferentes tipos de carga é particularizada a partir de um vetor com a medida da fundamental e 8 componentes harmônicas para cada fase (cuja informação é analisada com a adoção de métricas ou parâmetros de avaliação).

Em [18] é descrito um algoritmo desenvolvido para reconhecimento de cargas residenciais a partir do perfil de variação descontínua de consumo de potência obtido por monitoração remota. Desta forma, cada tipo de carga é associada a um perfil de variação de consumo pré-definido (e representado através de grafos) e identificada por meio de um algoritmo para o reconhecimento deste perfil a partir das curvas de potência de um conjunto de cargas; como

consequência, pequenas variações de consumo permitem o reconhecimento de cargas individuais a partir dos níveis de consumo de um conjunto de cargas.

Em [19] são considerados estudos sobre a impossibilidade ou dificuldade de reconhecimento de cargas a partir de características de transitório ou regime permanente; desta forma, este estudo de reconhecimento da assinatura de cargas residenciais inicialmente desenvolvido considerando a variação descontínua do perfil de consumo de potência é estendido adicionalmente para determinadas classes de cargas (como bombas de calor, lavadoras de louças e geladeiras) consideradas de maior complexidade para reconhecimento (em função de não apresentarem descontinuidade na variação de consumo); tais cargas residenciais complexas apresentam uma variação de consumo cuja descrição, reconhecimento e avaliação é considerada a partir da identificação de três estágios distintos: a extremidade ou borda (*edge*), a região ascendente ou de declive (*slope*) e o nível de regime permanente onde se verifica um nível estável de consumo para a maior parte das cargas, impossibilitando o reconhecimento.

Em [20] propõe-se um método de identificação não-invasiva de cargas ligadas à rede em ambiente comercial e industrial através de análise de assinatura, onde as formas de onda de tensão e corrente de cada carga geram três tipos de assinaturas, uma vez analisadas no transitório, em regime permanente em suas características dinâmicas de variação no tempo; os dados resultantes da análise permitem que as cargas sejam classificadas e descritas em um banco de dados a partir de características presentes em cada assinatura como o formato, a envoltória, padrões, magnitude, fator de potência e conteúdo harmônico; Esta proposta inclui algoritmos para processamento, filtragem de ruído, desagregação de sinais e reconhecimento de cargas individuais.

Dentro de uma abordagem mais próxima a esta proposta de trabalho, propõe-se em [22] um método de análise no domínio tempo para modelagem e estimação de parâmetros de cargas lineares e não-lineares trifásicas não-balanceadas na presença ou ausência de distorção harmônica através do método de componentes simétricos instantâneos; desta forma, o efeito das não-linearidades é modelado através de uma fonte de corrente e expressões para estimação de parâmetros equivalentes em uma topologia RLC paralelo são apresentadas considerando dados de um ciclo completo de tensão e corrente previamente separados segundo os componentes de seqüência positiva, seqüência negativa e seqüência zero. Em [23], descreve-se um processo de análise de sensibilidade dos valores de parâmetros RLC estimados segundo a proposta de modelagem descrita em [22] a partir de uma série de ensaios

de aferição das formas de onda de tensão e corrente para diversas cargas; desta forma, verificou-se que, para a maioria dos casos analisados, a natureza das cargas é indutiva e a modelagem dispensa a presença do capacitor; verificou-se ainda que, para condições variáveis do espectro harmônico dos dados de tensão e corrente, a estimação do resistor tem uma maior robustez de estimação ou menor variação relativa e que os resultados da estimação são mais sensíveis a variações de fase do que a variações de magnitude.

Em [26] alguns modelos são apresentados para a representação de cargas lineares (cargas resistivas e cargas indutivas como motores de indução) a partir de associação série ou paralelo que permitem a estimação de parâmetros a partir de dados como tensão, ângulo de fase, potência ativa e potência reativa; desta forma, verificou-se que a modelagem harmônica de cargas lineares é sensível ao tamanho e estrutura da carga, o que dificulta o estabelecimento de modelos baseados unicamente em análise teórica, de forma que dados experimentais coletados em pontos de distribuição associadas com informações detalhadas da rede são necessários para a elaboração de modelos confiáveis/realistas da rede.

Em [27], descreve-se a influência da distorção harmônica da rede elétrica sobre as características de corrente de cargas não-lineares de maneira que o reconhecimento de cargas individuais conectadas à rede através de análise de assinatura (a partir de um banco de dados previamente definido com as características de cada carga) deve levar em consideração a existência de cargas cuja demanda de corrente varia com as características da tensão de alimentação; desta forma, propõe-se um procedimento para avaliar o grau de dependência ou sensibilidade da resposta da carga em relação as variações da tensão de alimentação e o aplica para a análise de um monitor de PC demonstrando que este tipo de carga é consideravelmente sensível às variações de distorção harmônica da rede.

Em [9], é descrito o comportamento de cargas não-lineares e estendem a análise do grau de distorção harmônica gerada pelas mesmas a microscópios eletrônicos avaliando a *THD* de tensão e corrente de fase, de linha bem como neutro terra. Neste trabalho, verificou-se ainda a necessidade de encontrar uma relação entre as características de qualidade de energia verificadas para uma carga analisada individualmente e as verificadas para um grupo de cargas idênticas ligadas a um ponto comum uma vez que os dados experimentais demonstraram que a *THD* de uma dada carga aumenta para um número crescente de cargas individuais e a intensidade da corrente total não é um múltiplo inteiro da corrente computada individualmente.

Em [10] analisa-se o efeito de cargas não-lineares a partir da análise de formas de onda e conteúdo harmônico de tensão e corrente para grupos de 1, 3 e 30 computadores ligados ao mesmo PAC (ponto de acoplamento comum). Desta forma, verificou-se que a distorção das formas de onda de corrente gerada por um grupo  $n$  de computadores difere do total obtido pela distorção individual multiplicada pelo fator  $n$ . Assim, um circuito para representação da carga individual e do grupo de cargas é proposta onde as não-linearidades são modeladas através de 4 fontes de corrente senoidais com a amplitude e fase das componentes harmônicas mais significativas. Verificou-se ainda que a *THD* de tensão aumenta com o número de terminais e a *THD* de corrente de cada terminal diminui. O modelo proposto não descreve, no entanto, comportamento das cargas na presença de distorções harmônicas de tensão da rede.

Em [11], propõe-se uma análise matemática não facilmente utilizável em programas de simulação, onde ferramentas de modelagem para cargas elétricas ligadas ao sistema de distribuição são baseadas em topologias *RLC* ou fontes de corrente para a representação de cargas não-lineares e, no entanto, esses modelos são adequados somente nos casos em que tais cargas não geram um grande impacto sobre o comportamento do sistema (cargas de baixa ou média potência). Desta forma, modelos estáticos relacionando tensão e potência ativa e reativa através de funções polinomiais ou exponenciais ou mesmo modelos dinâmicos representados por equações diferenciais são apresentados mas considerados pouco adequados para a representação de sistemas não balanceados ou com distorção harmônica. Uma representação mais realista para cargas não-lineares é analisada considerando não apenas a distorção harmônica na resposta de corrente como a sua interação dinâmica sobre a tensão de alimentação de forma que a resposta não-linear do sistema é analisada separadamente para a componente fundamental da alimentação bem como para o seu conteúdo harmônico sem a fundamental. O trabalho apresentado em [12] segue a mesma linha desenvolvida em [11].

Em [13] procede-se à descrição de uma análise completa do sistema elétrico de potência de aeronaves através de software de forma a avaliar e quantificar o grau de distorção harmônica gerado por cargas não-lineares; desta forma, a análise de 5 casos distintos com diferentes combinações de cargas do sistema de potência demonstrou a predominância da componente de terceira ordem no espectro harmônico das formas de onda de tensão em função da presença de grande quantidade de retificadores monofásicos; demonstrou-se ainda a partir dos dados experimentais que o fator harmônico para componentes harmônicas de ordem mais elevada aumenta com o número de pulsos do retificador bem como que o emprego de circuitos com PFP (Pré-Reguladores de Fator de Potência) em retificadores monofásicos é

capaz de reduzir os níveis de distorção harmônica. Desta forma, este trabalho apresenta uma abordagem mais próxima àquela que será realizado neste trabalho sem, contudo, abordar o problema da identificação dos parâmetros do circuito equivalente que compõem estas cargas.

## 1.4 CONCLUSÃO

Desta forma, tendo em vista as considerações apresentadas, o objetivo do estudo aqui proposto consiste na implementação de uma metodologia de estimação de parâmetros de cargas não-lineares segundo as topologias a serem apresentadas nas seções a seguir. Esta metodologia será considerada e aplicada com particular ênfase na topologia do retificador monofásico de onda completa com carga  $RC$  e indutor de entrada  $L$  (cuja presença, conforme será explicitado no contexto deste trabalho, pode ser verificada na maior parte das cargas monofásicas não-lineares ligadas à rede) de forma a permitir a estimação dos valores dos componentes lineares: o capacitor  $C$ , o resistor  $R$  e o indutor  $L$ . Esta proposta envolve um método não-invasivo de estimação através de uma análise no domínio tempo que emprega como base de dados a informação presente nas formas de onda de tensão e corrente de entrada das cargas em estudo.

Este processo de estimação (baseado em algumas propostas de modelagem em estudo) permitirá a simulação de sistemas elétricos complexos no domínio tempo através de simuladores comerciais como *ATP*, *PSIM*<sup>®</sup>, *Matlab*<sup>®</sup> e *ORCAD*<sup>®</sup> de maneira a permitir uma análise orientada ao impacto de cargas não-lineares na geração de harmônicas e na qualidade de energia. Desta forma, este trabalho está organizado conforme a disposição de capítulos apresentada a seguir:

O Capítulo I (Introdução) fornece uma introdução geral ao tema de qualidade de energia fazendo considerações gerais a respeito da normalização técnica e de algumas linhas de pesquisa, uma vez caracterizada a organização do setor elétrico brasileiro e os índices de qualidade adotados como métrica para a avaliação da energia fornecida e consumida.

O Capítulo II (Qualidade de Energia) apresenta o desenvolvimento do tema de qualidade de energia segundo as perspectivas do sistema elétrico: definição geral, classificação das perturbações na rede elétrica segundo as normas regulamentadoras (definição, descrição, origem, ilustração).

O Capítulo III (Considerações Gerais sobre modelagem) fornece uma conceituação geral sobre modelagem e técnicas de modelagem de sistemas físicos bem como critérios de

classificação, e caracterização dos sistemas a serem analisados segundo os conceitos estabelecidos.

O Capítulo IV (Análise Qualitativa) apresenta uma análise qualitativa da estrutura e da forma de operação das topologias de cargas não-lineares consideradas neste trabalho (retificador com ponto médio e em ponte completa nas versões monofásica e trifásica, cuja análise é levada a efeito considerando uma operação linear por partes) e demonstra a validade de sua modelagem e representação a partir de modelos lineares aplicáveis segundo determinados intervalos de sua operação.

O Capítulo V (Análise Quantitativa) propõe e desenvolve uma estratégia de modelagem e estimação de parâmetros das cargas não-lineares já apresentadas no capítulo III segundo os conceitos e ferramentas de equacionamento apresentados no capítulo IV deste trabalho.

O Capítulo VI (Implementação e Teste dos Algoritmos por Simulação) descreve o método e a plataforma de implementação do método de modelagem e estimação proposto, apresentando resultados obtidos a partir de dados de simulação para as topologias analisadas.

O Capítulo VII (Resultados Experimentais) descreve os procedimentos para a validação experimental de algumas das cargas não-lineares já analisadas através de simulação a partir da análise de diferentes estruturas de retificação implementadas em laboratório, bem como a partir da análise de equipamentos eletrônicos, e apresenta tabelas comparativas confrontando resultados teóricos e práticos (dados derivados de dados de simulação e aquisição experimental). Por fim, como procedimento final de validação do método proposto na análise de cargas individuais, os dados de estimação são aplicados como parâmetro de simulação para a recuperação (através de modelos computacionais) das curvas reais de cada experimento (tensão de alimentação  $v(t)$  e corrente de entrada  $i(t)$ ) através do software *ATP*.

O Capítulo VIII (Aplicação dos Modelos à Simulação de um Sistema) descreve os procedimentos para a obtenção de dados experimentais visando à validação final do método de modelagem em caráter experimental, considerando níveis de potência mais elevados através da conexão de cargas não-lineares (equipamentos eletrônicos) em paralelo. Os ensaios de estimação descritos compreendem a análise de plantas com alimentação monofásica e trifásica e, de forma similar aos procedimentos descritos no capítulo anterior, os resultados computados a partir dos dados experimentais são aplicados como parâmetros para simulação em ambiente computacional de maneira a reproduzir as formas de onda experimentalmente coletadas (formas de onda reais), e permitir uma análise de qualidade de energia no domínio do tempo.

Por fim, o capítulo XIX (Conclusões) discorre acerca das conclusões gerais resultantes da compilação deste trabalho, apresentando as perspectivas atuais de extensão do método proposto a novas topologias individuais ou novas topologias em nível de rede, bem como a possibilidade de busca e definição de critérios mais apurados para a aquisição e tratamento de dados experimentais. Propõe-se ainda a avaliação de novas propostas de estimação que poderão ser implementadas em substituição ou complementação às técnicas descritas.

## **CAPÍTULO 2**

### **QUALIDADE DE ENERGIA**

## **2 QUALIDADE DE ENERGIA**

### **2.1 INTRODUÇÃO**

Uma definição geral de qualidade pode ser dada como “um conjunto de atributos ou características em função das quais um dado produto ou serviço corresponde às expectativas do consumidor na sua proposta de aplicação”.

Segundo uma concepção de qualidade adequada ao contexto deste trabalho, a qualidade de energia elétrica (QEE) está ligada à disponibilidade de energia a partir de características que garantam a continuidade e a funcionalidade do sistema elétrico bem como das cargas por ele supridas: amplitude constante, frequência constante e forma de onda senoidal.

### **2.2 DISTÚRBIOS NA REDE ELÉTRICA**

#### **2.2.1 Considerações Gerais**

A evolução da tecnologia eletrônica tem conduzido a uma conseqüente diversificação de equipamentos que apresentam características como configurabilidade, multifuncionalidade, menor consumo (aumento de eficiência) bem como redução de volume ou espaço físico ocupado. Tais transformações nas características de concepção dos equipamentos trazem conseqüências a serem analisadas no contexto deste trabalho como características não-lineares (que introduzem perturbações na rede elétrica na forma de distorção harmônica) bem como um aumento da sensibilidade dos mesmos à existência de tais perturbações. Dentro de um contexto geral, estas perturbações podem ser definidas como fenômenos que geram distorções da tensão de alimentação culminando no afastamento da sua forma de onda em relação às suas características ideais.

Em um passado relativamente recente, as conseqüências da má qualidade de energia eram pouco expressivas uma vez que as cargas apresentavam maior robustez aos distúrbios da rede elétrica. Contudo, como conseqüência do aumento de sensibilidade, os equipamentos eletrônicos modernos têm apresentado uma demanda crescente por características particulares da tensão de alimentação para o seu correto funcionamento, o que tem conduzido a estudos sobre o tema de qualidade de energia ao longo dos últimos anos. Esta preocupação com o tema de qualidade de energia (que está diretamente ligada às características da tensão disponível para consumo) está alicerçada, portanto, em fatores como:

- Aumento da sensibilidade dos equipamentos às variações nas formas de onda da tensão fornecida (a exemplo de dispositivos microprocessados ou circuitos eletrônicos mais sensíveis a certos distúrbios).
- Demanda crescente por racionalização e conservação da energia elétrica que tem conduzido ao uso de equipamentos com menor consumo (maior eficiência) e características não-lineares geradoras de distorção harmônica na rede (conforme será comentado em maiores detalhes posteriormente).
- Redução da vida útil de componentes elétricos e, como conseqüência, dos próprios equipamentos, em função de variações nas formas de onda.
- Tendência de integração de blocos operativos e processos, o que torna a estrutura resultante ainda mais propensa à ocorrência de falhas e mais sensível aos distúrbios da rede.
- Maior nível de conscientização dos consumidores que leva a um aumento da exigência sobre a qualidade de energia fornecida pelas concessionárias.

Os estudos resultantes culminaram na identificação e classificação dos principais distúrbios verificados na rede, no surgimento de parâmetros para descrição e quantificação da qualidade das formas de onda bem como no aperfeiçoamento de padrões para a normalização de tais características.

Conforme já comentado anteriormente, as formas de onda de tensão e corrente apresentam como características ideais um formato perfeitamente senoidal e valores constantes de amplitude e frequência. Portanto, a normalização consiste na definição e caracterização das perturbações a que ele está sujeito (como conseqüência no sistema elétrico bem como de sua interação com agentes externos) e no estabelecimento de limites máximos de tolerância admitidos para cada tipo de perturbação verificada.

Segundo a norma *IEEE Std. 1159-1995* [6], o termo qualidade de energia está associado a uma grande diversidade de fenômenos eletromagnéticos que descrevem e interferem nas características de tensão e corrente em um dado instante de tempo. Dentro de um contexto mais geral, as variações a que está sujeita a tensão da rede elétrica podem ser classificadas em:

- Variações de Longa Duração
- Variações de Curta Duração

- Desbalanceamento de Tensão
- Flutuação de Tensão
- Variação de Frequência

A Figura 2.1 ilustra a classificação geral das perturbações elétricas segundo o padrão *IEEE Std. 1156* enquanto a Figura 2.2 ilustra as categorias existentes, conforme será descrito em maiores detalhes a seguir.

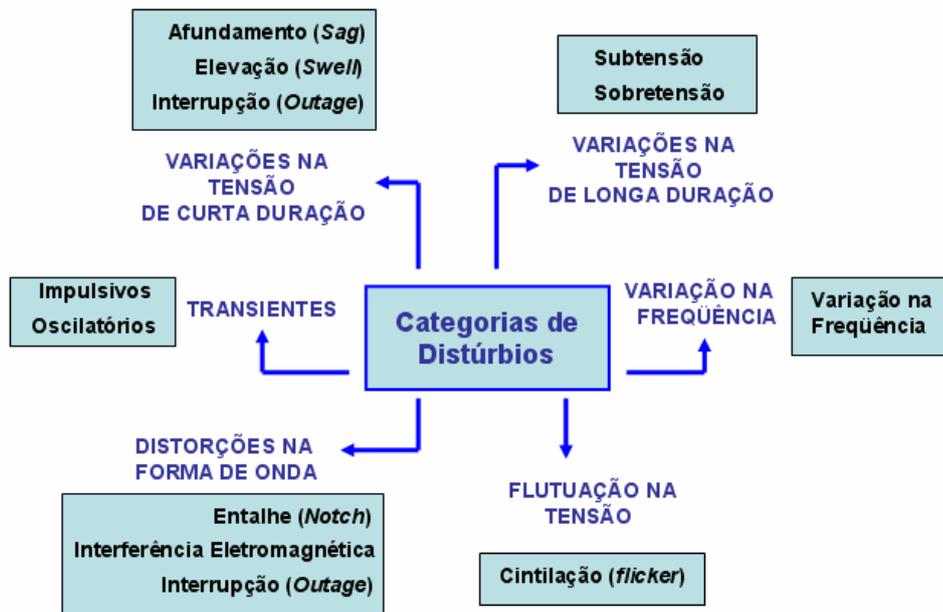


Figura 2.1 Classificação das perturbações segundo o *IEEE Std.*

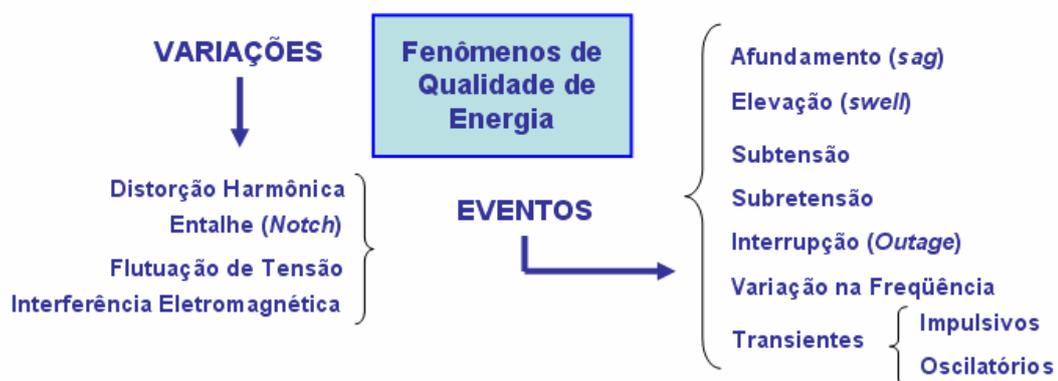


Figura 2.2 Categorias das perturbações segundo o *IEEE Std.*

A Figura 2.3 ilustrada a seguir representa ainda as escalas de tempo para a definição de perturbações de curta duração.



Figura 2.3 Escalas de tempo de perturbações de curta duração.

Nas seções a seguir será desenvolvida uma descrição e conceituação das perturbações características da rede elétrica, genericamente classificada segundo os itens acima e de acordo com as recomendações da norma *IEEE*.

## 2.2.2 Variações de Longa Duração

### 2.2.2.1 Transitórios (*Transients*)

Segundo uma abordagem física ou fenomenológica, transitórios consistem em perturbações no estado de equilíbrio de um sistema (ou estado de regime permanente) em função da ação de agentes externos e que ocasionam uma redistribuição interna de energia, cuja duração está associada às características temporais ou constantes de tempo do próprio sistema. Sistemas elétricos (que envolvem menores constantes de tempo comparativamente a outros, a exemplo de sistemas mecânicos, hidráulicos ou pneumáticos) apresentam tipicamente transitórios de curta duração que podem ser descritos a partir de uma variação abrupta em um ou mais parâmetros da rede a partir da ocorrência de uma onda transitória de tensão, corrente ou potência. Portanto, no tocante à análise de sistemas de energia elétrica, transitórios podem ser considerados como fenômenos eletromagnéticos que se originam de

alterações abruptas em suas condições de operação. A ilustração à direita da Figura 2.4 representa o transitório resultante do chaveamento de um banco de capacitores.

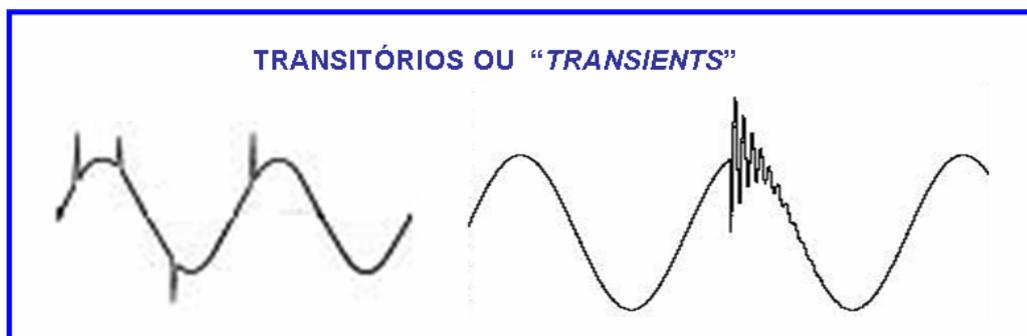


Figura 2.4 Fenômeno de perturbação da rede: transitórios ou “transients”.

A origem de transitórios em sistemas de potência está ligada à ocorrência de descargas atmosféricas, correntes de partida de motores de alta potência, chaveamento de bancos de capacitores em linhas de transmissão ou correntes de magnetização de transformadores. Podem ser caracterizados segundo duas classes distintas:

- Transitórios impulsivos.
- Transitórios oscilatórios.

Um transitório impulsivo é definido em função de uma variação abrupta na frequência da rede que ocorre com polaridade definida (positiva ou negativa), é descrita em função do seu tempo de subida e de descida e que tem nas descargas atmosféricas a sua origem mais comum. A excitação do sistema elétrico a partir de um transitório impulsivo pode gerar uma reação ou distúrbio oscilatório caracterizando os chamados transitórios oscilatórios, conforme será descrito a seguir.

Analogamente aos transitórios impulsivos, um transitório oscilatório é definido como uma variação abrupta na amplitude de tensão ou corrente que modifica a polaridade da forma de onda (em função de sua característica oscilatória) e é comumente descrito em função de sua magnitude, frequência e conteúdo espectral.

Desta forma, os chamados *transitórios de alta frequência* têm uma duração típica na escala de microssegundos ( $\mu\text{s}$ ) e uma componente de frequência principal superior a 500 kHz, sendo comumente originados por operações de comutação do sistema como resposta a um transitório impulsivo. Os *transitórios de média frequência* apresentam duração na escala de dezenas de microssegundos e sua componente principal de frequência oscila entre 5 e 500 kHz. Por fim, *transitórios oscilatórios de baixa frequência* são caracterizados por uma duração variável entre 0,3 e 50 ms e a sua componente principal de frequência varia até um

limite superior de 5 kHz. Identificada comumente em sistemas de transmissão e distribuição, transitórios desta natureza são mais frequentemente originados pela energização de bancos de capacitores (apresentando, neste caso, componentes de frequência entre 300 e 900 Hz).

Adicionalmente, é possível ainda identificar em sistemas de distribuição de energia transitórios cujo componente de frequência principal é inferior a 300 Hz e cuja ocorrência está geralmente associada à ressonância do ferro ou à energização de transformadores.

### **2.2.2.2 Subtensões ou Afundamentos (*Sags*)**

Subtensões ou afundamentos de tensão, conforme ilustrado pela Figura 2.5, são caracterizados pela redução da amplitude de tensão em relação ao valor padronizado e a sua verificação está associada a fatores como a ocorrência de falhas no sistema elétrico (que usualmente são regularizadas em um período variável de 3 a 30 ciclos, conforme a magnitude da falha em corrente). Está associada ainda à entrada na rede de cargas com grande consumo de corrente (a exemplo da partida de motores de alta potência que pode ocasionar uma queda na tensão do sistema) e, portanto, uma vez que a corrente drenada pela carga apresente uma magnitude comparável à corrente máxima de falha disponível no sistema, um significativo afundamento resultante de tensão poderá ser verificado.

O termo “*sag*” que pode ser traduzido por “queda”, “depressão” ou “afundamento”, foi empregado durante anos para a descrição dos fenômenos de redução de tensão de curta duração. Entretanto, de acordo com a norma *IEC*, o mesmo fenômeno é referenciado através do termo “*dip*”. Segundo a literatura relacionada ao tema, ambos os termos são empregados indistintamente ainda que o termo “*sag*” seja mais aplicado pela comunidade norte-americana ligada à qualidade de energia.

Devido à falta de padronização, no início a duração dos eventos de afundamento não estava bem definida. A definição de afundamento em algumas publicações ficava na faixa entre 2 ms e 2 min. Subtensões com tempos abaixo de meio ciclo de rede não eram consideradas como sendo uma mudança no valor eficaz da tensão na frequência fundamental e por esta razão, estes eventos não eram considerados transitórios.

O tempo de duração associado aos afundamentos é comumente classificado segundo três grupos distintos que definem as chamadas variações de curta duração: afundamentos instantâneos, momentâneos e temporários. Contudo, subtensões com duração superior a 1

minuto (e, neste caso, controladas por meio de reguladores de tensão) são classificadas como variações de longa duração.



Figura 2.5 Fenômeno de perturbação da rede: afundamentos ou “sags”.

### 2.2.2.3 Sobretensões ou Saltos (*Swells*)

Sobretensão ou salto de tensão (*swell*) representa a contrapartida conceitual associada à definição de afundamento de tensão (*sag*). Desta forma, conforme ilustra a Figura 2.6, sobretensões são descritas como perturbações que implicam no aumento da amplitude de tensão do sistema (com variações típicas de 1,1 e 1,8 pu) por um período de 0,5 ciclos a 1 minuto e, portanto, são caracterizados de forma completa por sua duração e magnitude. Analogamente às subtensões, a ocorrência de sobretensões também está ligada a falhas na operação do sistema e, portanto, suas características dependerão das condições do sistema no local da falha, como impedância ou aterramento.

O desligamento de cargas de grande consumo de corrente é tipicamente uma operação que pode levar a sobretensões em função de uma variação grande e abrupta na demanda de corrente pelas cargas ligadas à rede.

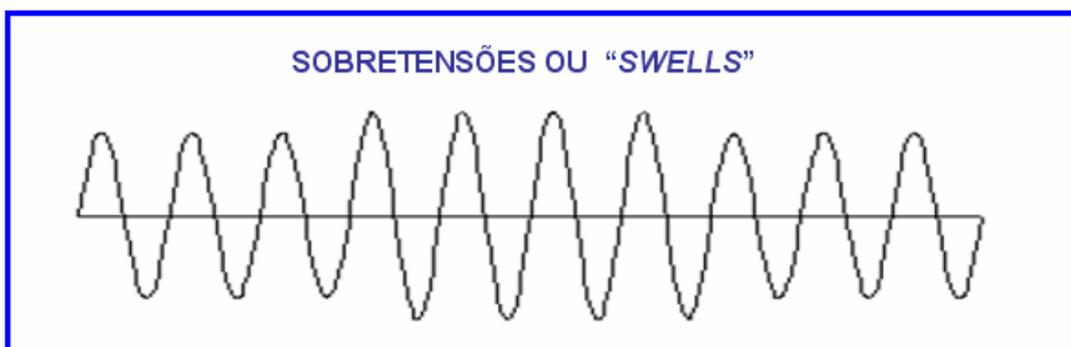


Figura 2.6 Fenômeno de perturbação da rede: sobretensões ou “swells”.

#### 2.2.2.4 Interrupções Sustentadas

Conforme ilustra a Figura 2.7 mostrada a seguir, o termo interrupção está relacionado ao decaimento a zero dos níveis de tensão da rede e o período de tempo ao longo do qual esta condição é mantida define a classificação deste tipo de perturbação. Desta forma, as interrupções sustentadas descrevem o decaimento a zero por períodos não superiores a 1 minuto e são consideradas fenômenos característicos de sistemas de energia, enquanto interrupções com duração superior a 1 min são consideradas interrupções permanentes e, com conseqüência, demandam uma intervenção externa (a exemplo de uma operação manual) para a restauração funcional do sistema. Segundo a norma *IEEE Std 100-1992* [7], o termo “*outage*” não está relacionado a um fenômeno ou evento de perturbação em particular, mas ao estado de não operação previsto para um dado componente do sistema.

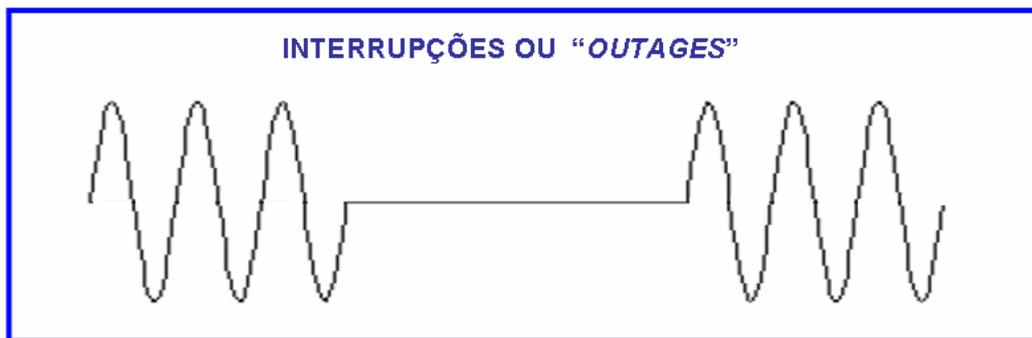


Figura 2.7 Fenômeno de perturbação da rede: interrupções ou “outages”.

#### 2.2.3 Desbalanceamento

Esta classe de distúrbio da rede é definida como a razão expressa percentualmente entre o desvio máximo e a média dos valores de tensão e corrente envolvendo as três fases. Adicionalmente, o deslocamento de tensão (fenômeno atribuído a cargas desbalanceadas) é considerado como a razão entre a componente negativa e a componente positiva de uma dada seqüência.

#### 2.2.4 Flutuação de Tensão

Este tipo de perturbação ou distúrbio é caracterizado por meio de variações sistemáticas ou mesmo aleatórias de tensão, de forma que sua amplitude permaneça na faixa de 0,95 e 1,05

pu, e tem origem na operação de cargas que apresentam grandes variações de corrente (particularmente variações na componente reativa). Desta forma, a amplitude de variação da corrente drenada por uma dada carga pode conduzir a flutuações na tensão, conforme representado pela Figura 2.8.



Figura 2.8 Fenômeno de perturbação da rede: flutuação de tensão.

De acordo com as recomendações do *IEEE Std. 1159-1995* [4], o termo *flicker* (que pode ser traduzido como “cintilação” ou “tremulação”) não é adequado para expressar esta classe de perturbação da rede uma vez que se refere particularmente a variações de intensidade luminosa e tais variações representam a resposta de uma particular classe de cargas (integrantes de um sistema de iluminação) a uma variação da tensão da rede. Desta forma, o distúrbio definido com flutuação de tensão se refere a uma resposta da tensão da rede a uma variação de carga enquanto o termo cintilação está relacionado à forma pela qual a carga responde a uma variação da própria rede.

### 2.2.5 Variações de Frequência

A Figura 2.9 ilustra esta classe de perturbações que estão relacionadas à geração de energia uma vez que a frequência da rede depende da velocidade de rotação dos geradores do sistema elétrico. Desta forma, a manutenção do equilíbrio entre as solicitações de energia de cada carga ligada ao sistema e a geração disponível é um processo dinâmico que implica no aumento de força motriz para o acionamento das turbinas de cada unidade geradora em função da entrada de novas cargas (mantendo-se constante a velocidade de rotação e, portanto, a frequência do sistema) bem como na redução de força motriz diante da redução de solicitação de tais cargas. Um desequilíbrio deste processo (gerado pelo desbalanço entre a força motriz e a solicitação das cargas em conexão em um dado instante de tempo) pode ocasionar pequenas variações na velocidade de rotação das unidades de geração e, como

conseqüência, na freqüência de operação do sistema elétrico, o que pode conduzir à degradação estrutural e funcional de equipamentos.

Fatores como faltas no sistema de transmissão, desativação de grandes parques de geração ou mesmo desconexão de cargas de potência elevada podem levar a variações de freqüência em maior escala ultrapassando os limites definidos pelas condições de regime permanente. No que concerne ao aspecto de qualidade de energia, variações de freqüência podem afetar a operação de máquinas rotativas e outros tipos de equipamentos projetados para operação normal na freqüência de 60 Hz.



Figura 2.9 Fenômeno de perturbação da rede: variação de freqüência.

## 2.2.6 Distorção na Forma de Onda

### 2.2.6.1 Considerações Gerais

Esta classe de perturbações origina-se da totalidade de fatores físicos cujo efeito implica no afastamento da forma de onda em regime permanente e na freqüência da rede elétrica em relação ao formato senoidal e, como resultado, conduz ao acréscimo de conteúdo harmônico em sua composição. Fatores que geram distorção da forma de onda podem ser definidos como:

- Harmônicas
- Nível CC
- Inter-harmônicas
- Cortes
- Ruído

### 2.2.6.2 Harmônicas

O Teorema de Fourier afirma que uma função periódica não-senoidal pode ser representada através de um somatório de expressões segundo a composição a seguir:

- Uma componente senoidal com a frequência fundamental (componente fundamental).
- Componentes senoidais com amplitudes que tendem ao decréscimo e cujas frequências correspondem a múltiplos inteiros da fundamental (componentes harmônicas).
- Uma eventual componente contínua (valor médio da composição).

De acordo com [8], harmônicas podem ser definidas como “componentes senoidais de uma forma de onda periódica ou quantidade cuja frequência corresponde a um múltiplo inteiro ou integral da frequência fundamental (ou frequência de operação do sistema considerado)”.

Portanto, dentro do contexto de interesse, harmônicas de tensão ou corrente correspondem a sinais senoidais de tensão ou corrente presentes em um sistema elétrico cuja frequência é um múltiplo inteiro da frequência fundamental de operação do sistema de energia. Componentes harmônicas tipicamente presentes em um sistema elétrico de 60 Hz são a quinta harmônica ( $f = 300$  Hz), a sétima harmônica ( $f = 420$  Hz), e a décima primeira ( $f = 660$  Hz).

A origem de tais componentes harmônicas está associada às características não-lineares dos dispositivos conectados à rede elétrica e, desta forma, as harmônicas de corrente (cujo efeito resulta em corrente com distorção harmônica) são produzidas pela presença de cargas não-lineares. Este processo culmina na geração de harmônicas de tensão (cujo efeito resulta em tensão com distorção harmônica, conforme representado pela Figura 2.10) a partir da fonte geradora como consequência da circulação de correntes com distorção harmônica pela instalação. Portanto, a existência de distorção harmônica corresponde à presença combinada da componente fundamental e das componentes harmônicas cujo somatório resulta em uma alteração das formas de onda originalmente senoidais de tensão ou corrente.



Figura 2.10 Fenômeno de perturbação da rede: distorção harmônica.

### 2.2.6.3 Inter-Harmônicas

Esta modalidade de distorção da rede está ilustrada pela Figura 2.11 e ocorre em função da presença de componentes de corrente que não estão relacionados com a componente fundamental (60 Hz). De acordo com [34], estes componentes são gerados a partir de fornos a arco ou lâmpadas de descarga, ou mesmo a partir de cicloconversores (equipamentos que geram como saída tensões e correntes com frequência inferior à frequência da tensão de alimentação).

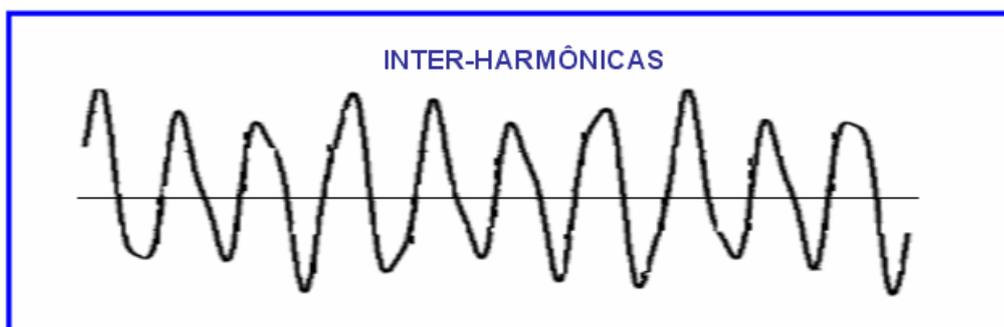


Figura 2.11 Fenômeno de perturbação da rede: inter-harmônicas.

### 2.2.6.4 Nível CC

Esta modalidade de distúrbio, conforme o próprio termo sugere, envolve o acréscimo de um nível de tensão ou corrente com média não nula às formas de onda da rede, e pode ocorrer em função da presença de distúrbios geomagnéticos ou mesmo pelo efeito de cargas não-lineares (o retificador recebe como entrada uma tensão periódica e com média

aproximadamente nula e fornece na saída um nível de tensão contínuo e, portanto, com média não nula).

### 2.2.6.5 Cortes (*Notches*)

Cortes ou “*notches*” (que pode ser traduzido por “fenda” ou “entalhe”) são considerados um fenômeno particular pertencente à classe de fenômenos de distorção da forma de onda de tensão que tem origem durante a operação de equipamentos de alta potência, como por exemplo: fornos de arco, conversores estáticos de potência, entre outros. Em retificadores trifásicos este fenômeno pode ser associado à comutação da corrente de uma fase para outra (durante o qual ocorre um momentâneo curto-circuito entre as duas fases). A amplitude do corte está associada ao tempo de comutação (que, por sua vez, depende das constantes de tempo definidas pelas reatâncias da fonte). Por sua natureza, conforme ilustra a Figura 2.12 representada a seguir, ele tem características de transitório bem como de distorção harmônica e, uma vez que ocorra durante a operação em regime permanente, pode ser analisado a partir da decomposição de Fourier revelando componentes harmônicos de alta frequência.

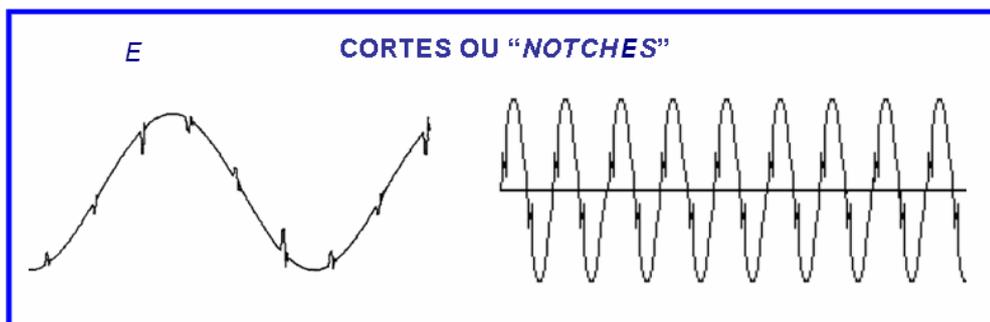


Figura 2.12 Fenômeno de perturbação da rede: cortes ou “*notches*”.

### 2.2.6.6 Ruído (*Noise*)

Representa uma forma de perturbação dada a partir de um sinal elétrico indesejado de natureza aleatória que se superpõe às formas de onda de tensão e corrente (fases e condutor de neutro), acrescentando componentes de alta frequência (em uma faixa de 0 a 2 MHz). Trata-se, portanto, conforme a representação da Figura 2.13, de uma forma de perturbação que não pode ser considerada como distorção harmônica ou transitório.

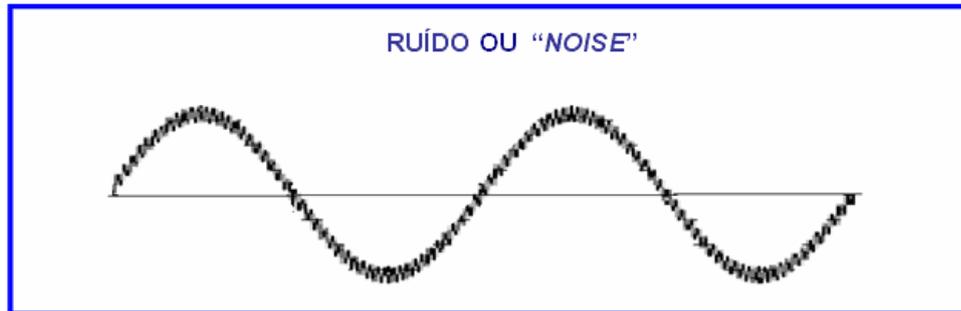


Figura 2.13 Fenômeno de perturbação da rede: ruído ou “noise”.

Estes sinais aleatórios são originários tipicamente de processos internos na operação de equipamentos alimentados pela rede, a exemplo de circuitos eletrônicos de potência, fontes chaveadas, equipamentos com arco elétrico e outras cargas não-lineares, ou mesmo circuitos de controle. Uma fonte complementar de sinais de ruído é dada a partir da operação irregular de equipamentos, a exemplo de isoladores defeituosos, terminais elétricos com vazamento para a terra (em função da presença de umidade e impurezas), contatos defeituosos em pólos de disjuntores ou chaves de alimentação e arcos elétricos. Neste contexto, a sua geração pode ainda ser agravada em sistemas de energia em função de aterramentos deficientes.

De acordo com [21], o ruído nas linhas de distribuição de ambientes residenciais origina-se primordialmente da conexão de cargas (equipamentos, eletrodomésticos) ao secundário do transformador; por meio de duas medições computadas em instantes consecutivos a partir de um dado ponto de rede em ambiente residencial, foram obtidos diferentes espectros de potência do ruído presente nas formas de onda coletadas e, no entanto, ambos os conjuntos de dados mostravam maior amplitude dos componentes na região de baixas frequências, uma queda abrupta de energia num intervalo de 20 a 40 kHz e uma distribuição variável com maior nível de energia na região de altas frequências.

Em [24] afirma-se que o ruído presente em linhas de distribuição apresenta características distintas do ruído próprio do cabeamento de sistemas de telecomunicações, uma vez que se apresenta como um ruído não-branco, não-estacionário e não-gaussiano; medições de tensão levadas a efeito simultaneamente em diferentes tomadas ou pontos de rede demonstraram que as formas de onda dos sinais de ruído presentes apresentavam um alto coeficiente de correlação para amostras tomadas na mesma fase e um baixo coeficiente de correlação estatística para amostras tomadas de fases diferentes.

A diversidade de processos geradores de perturbações indesejadas na operação de um sistema elétrico produz sinais de ruído com uma diversidade comparável de características.

Uma vez que o ruído representa um sinal aleatório (e, neste caso, composto por uma seqüência de valores que oscilam dentro de um dado intervalo de incerteza), a descrição da sua estrutura é dada a partir de seu espectro de frequências ou mesmo a partir da análise de suas características estatísticas. Em contrapartida, a operação da rede elétrica é descrita segundo modelos matemáticos determinísticos. Como resultado, uma descrição adequada da interação entre estes elementos é dada a partir de modelos matemáticos estocásticos (e que, portanto, considerem o elemento de incerteza presente nas medições).

### **2.2.7 Distorção Harmônica: Considerações Adicionais**

O primeiro sistema integrado de produção, transporte e distribuição de energia elétrica em corrente alternada ocorreu a partir da concepção dos primeiros transformadores e é datado do ano de 1893, o que historicamente deu início ao desenvolvimento dos sistemas de energia em grande escala. E ao longo dos estágios iniciais de operação destes sistemas, as cargas eram predominantemente lineares e com valores fixos de impedância, a exemplo de lâmpadas incandescentes, aquecedores e motores sem dispositivos de acionamento ou controle de velocidade.

Na atualidade, as cargas conectadas à rede são predominantemente não-lineares e, neste contexto, frequentemente referidas como cargas eletrônicas. Ao longo dos últimos anos, a aplicação de tais cargas tem aumentado em quantidade, diversidade e consumo de energia uma vez que são empregadas em ambiente residencial, comercial e industrial. De acordo com [28], estima-se que as cargas não-lineares consumam um percentual de 50 % a 60 % da potência que flui através dos sistemas de distribuição de energia em países industrializados, o que conduz a uma constante tendência de crescimento de conteúdo harmônico nos sistemas de distribuição em baixa tensão e, como resultado, a problemas de qualidade de energia. Tais cargas podem ser exemplificadas pelos equipamentos a seguir.

#### **A. Equipamentos industriais:**

- Máquinas de solda
- Controladores Lógicos programáveis
- Inversores de frequência para motores assíncronos ou motores em corrente contínua

- Computadores industriais

#### B. Equipamentos de escritório:

- Máquinas copiadoras
- Fax
- Computadores pessoais
- Projetores multimídia
- Monitores e impressoras

#### C. Equipamentos domésticos:

- Equipamentos de áudio e vídeo
- Equipamentos de entretenimento
- Computadores pessoais

#### D. Equipamentos de iluminação:

- Reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga

Para a maior parte das aplicações envolvendo a conexão de cargas à rede, o efeito das não-linearidades ocorre em função do fato de que o circuito interno destes equipamentos opera em corrente contínua (CC) e, uma vez que a energia do sistema de distribuição é provida na forma de corrente alternada (CA), torna-se necessária a existência de uma interface para o condicionamento das características da energia que trafega entre a rede e o ponto de alimentação do circuito, de forma a converter a tensão alternada em tensão contínua em níveis compatíveis com o requerido para a alimentação.

Esta interface de conversão é implementada por meio de circuitos eletrônicos denominados retificadores que, para aplicações de baixa potência, são predominantemente monofásicos. Para muitas aplicações, esta interface de conversão de energia é constituída por uma fonte chaveada na qual o primeiro estágio consiste no circuito retificador e o segundo estágio é formado por um conversor CC-CC. Uma vez que o conversor esteja presente, a sua função consiste em estabilizar a tensão retificada da rede (fornecida pelo retificador)

adaptando-a, conforme já comentado acima, aos níveis de amplitude requeridos para a alimentação dos circuitos dos equipamentos eletrônicos.

A Figura 2.14 ilustrada a seguir representa de uma forma simplificada a topologia de circuito não-linear tipicamente empregada na concepção das fontes de alimentação de tais equipamentos, bem como suas correspondentes formas de onda.

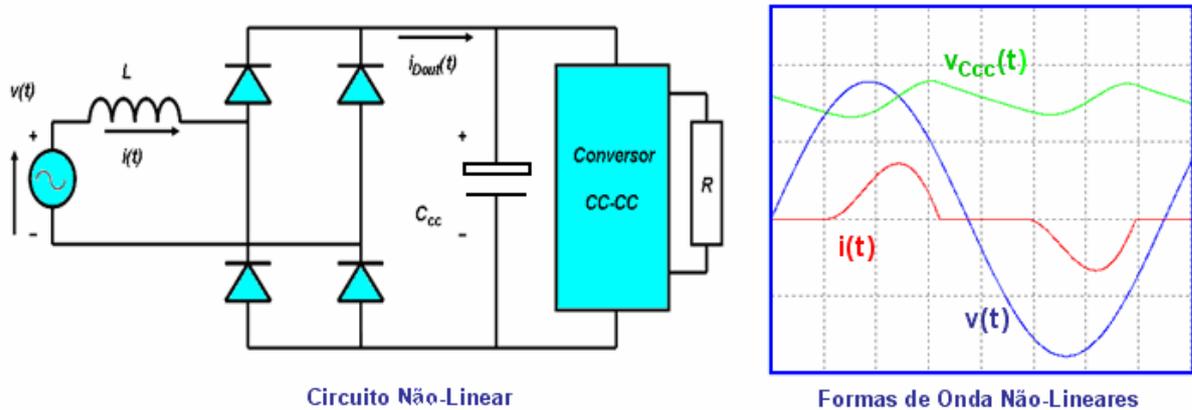


Figura 2.14 Topologia típica da fonte de alimentação de circuitos eletrônicos.

Conforme ilustrado acima, a estrutura de retificação inclui uma ponte retificadora a diodos, cuja operação de chaveamento é responsável pela sua não-linearidade, e um capacitor de elevado valor (para formar uma elevada constante de tempo em conjunto com a carga resistiva em paralelo) que, atuando como um filtro passa-baixas, atenua a oscilação da tensão de saída criando um barramento CC. As formas de onda representadas acima tornam claro o conceito de carga não-linear ou eletrônica, uma vez que não existe uma relação linear entre as formas de onda de tensão e corrente nos terminais da mesma. Neste contexto, a presença da indutância parasita de entrada  $L$  é benéfica para a rede, uma vez que aumenta o tempo de duração da corrente na entrada do conversor. Esta estrutura será descrita em detalhes no capítulo sobre Análise Qualitativa.

Os circuitos retificadores convencionais introduzem uma quantidade significativa de harmônicas de corrente na rede elétrica, uma vez que drenam corrente da rede somente durante o estágio de carregamento do capacitor de filtro da fonte. A carga do capacitor ocorre durante os picos da tensão da rede e, desta forma, toda energia absorvida é transferida ao capacitor durante um curto intervalo de tempo. Portanto, ao circular pelas impedâncias da rede, essa corrente não-linear irá produzir distorções nas formas de onda de tensão da rede elétrica.

Dentro de um contexto mais geral, as cargas não-lineares podem ser representadas a partir de conversores estáticos de potência, empregados em um grande número de aplicações onde se requer o processamento da energia. Como um elemento básico para o condicionamento da energia na alimentação de sistemas de potência, conforme já mencionado, os circuitos retificadores predominam como cargas não-lineares e são encontrados como estágio de entrada dos principais conversores estáticos existentes em equipamentos como as fontes chaveadas já mencionadas acima, fontes lineares, reatores eletrônicos, carregadores de baterias, sistemas de alimentação ininterrupta (*UPS - uninterruptible power supply*), acionamento de máquinas elétricas e dispositivos para telecomunicações.

A conexão de cargas não-lineares à rede gera correntes com forma de onda não-senoidal e, portanto, com conteúdo harmônico de corrente que é injetado no sistema elétrico. A conseqüente interação deste conteúdo harmônico com as impedâncias presentes na linha, conforme ilustra a Figura 2.15, produz tensões com distorção harmônica. Portanto, conforme as considerações já apresentadas, as cargas não-lineares representam uma importante fonte de distorção harmônica da tensão da rede elétrica.

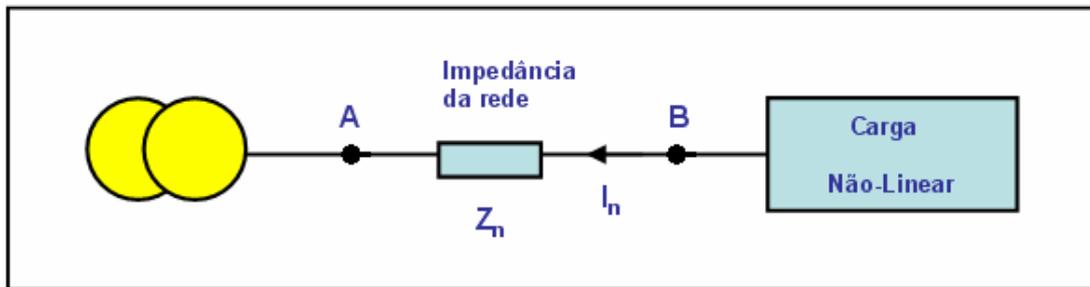


Figura 2.15 Esquema unifilar: impedância de um circuito de alimentação.

O efeito das não-linearidades das cargas mencionadas sobre a rede elétrica gera uma corrente de entrada não-senoidal (com distorção harmônica) e, como resultado, injeta componentes harmônicos na rede elétrica, conforme é ilustrado pela Figura 2.16.

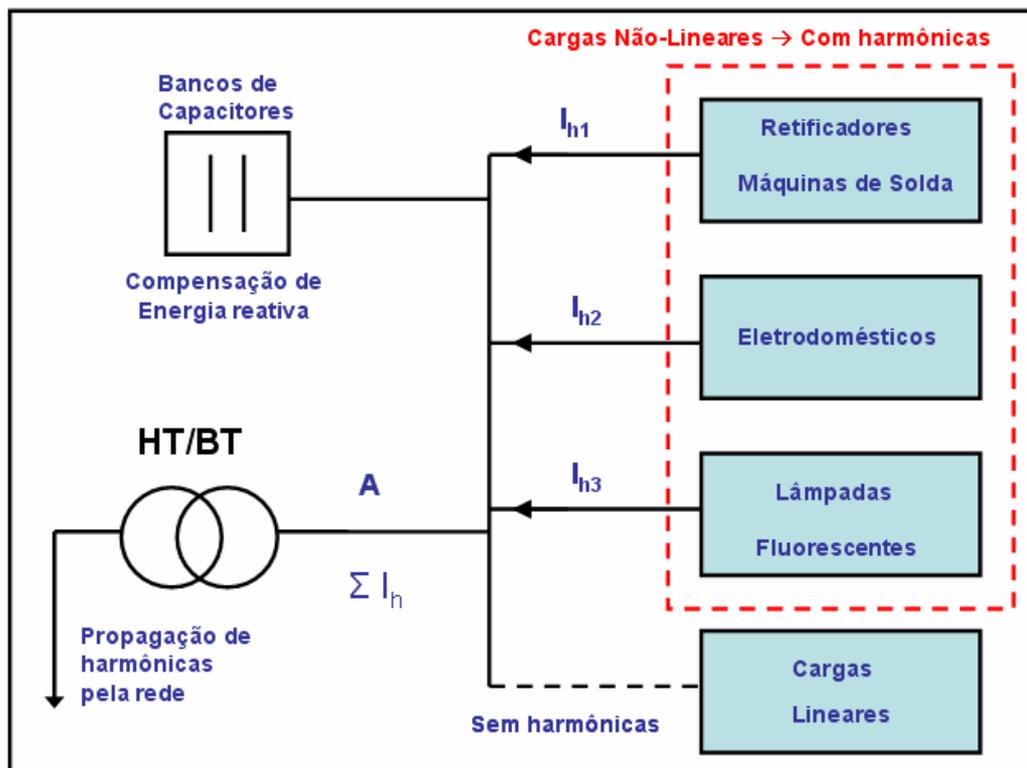


Figura 2.16 Propagação de harmônicos pela rede.

Através da Figura 2.17 é possível observar um exemplo onde a composição de um conjunto de formas de ondas puramente senoidais (uma das quais representando a componente fundamental e as demais representando as componentes harmônicas até a nona ordem) resulta em uma forma de onda com um significativo grau de distorção.

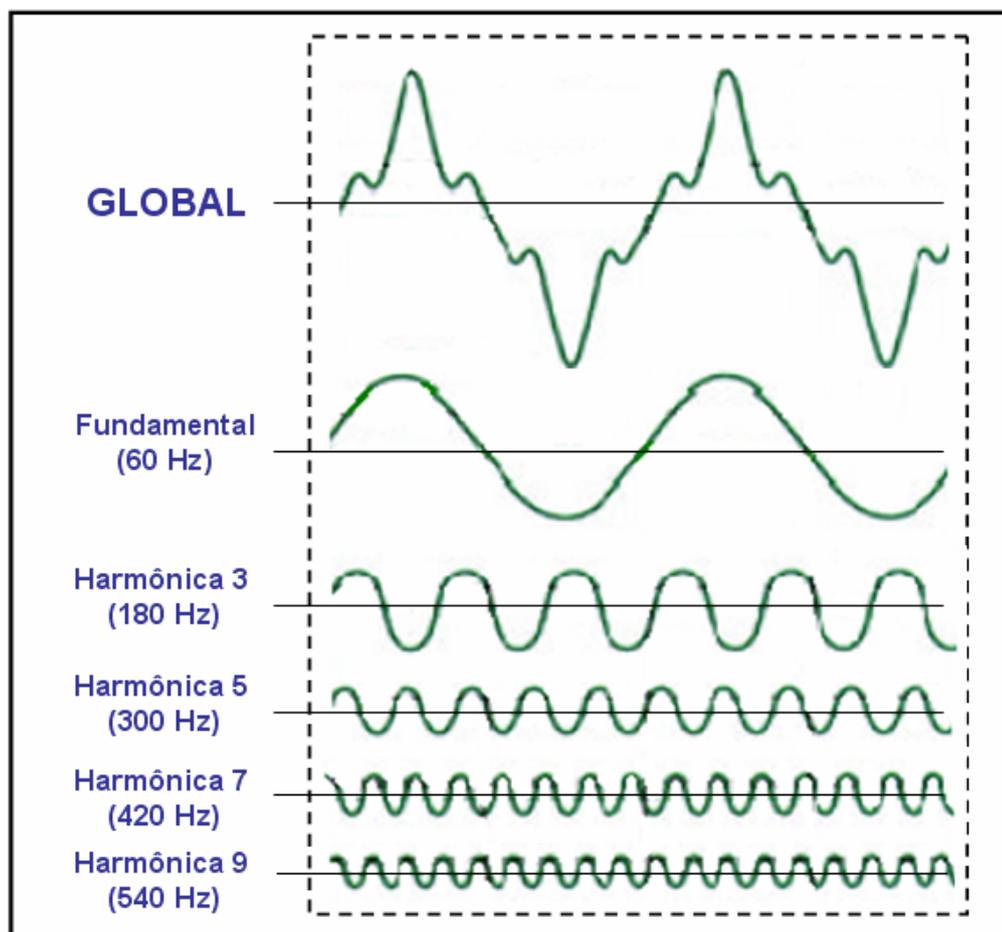


Figura 2.17 Fundamental e componentes harmônicas.

As distorções presentes na rede levam a uma redução na qualidade de energia disponível uma vez que interferem diretamente nos equipamentos conectados à mesma. Esta interferência pode ser considerada a partir do efeito exercido no desempenho do sistema de energia quanto aos aspectos a seguir:

- a. **Deformação da tensão:** a corrente com a distorção harmônica originária de cargas não-lineares interage com as impedâncias da rede elétrica gerando tensões com distorção harmônica (que correspondem ao somatório das quedas de tensão computadas pelo efeito de cada harmônica de corrente isoladamente considerada). Portanto, este fenômeno altera as características da tensão de alimentação podendo ocasionar o funcionamento inadequado de equipamentos eletrônicos com maior grau de sensibilidade.
- b. **Redução do fator de potência:** a geração de componentes harmônicas reduz o fator de potência, o que implica no aumento de componentes reativos na rede e, como

resultado, na elevação dos níveis de corrente e na necessidade de um sobredimensionamento do sistema elétrico (aumento de tamanho e de robustez a níveis mais elevados de corrente, o que impacta diretamente sobre os custos associados).

- c. **Possibilidade de ressonância do sistema:** a presença de componentes harmônicas de tensão e corrente implica na presença de frequências adicionais na rede elétrica (componentes de frequência superiores à frequência fundamental) o que pode ocasionar o fenômeno da ressonância com as frequências do próprio sistema elétrico e, como resultado, gerar picos de tensão e corrente que danifiquem os equipamentos a ele conectados.
- d. **Elevação da corrente no condutor neutro em sistemas trifásicos:** as componentes harmônicas de seqüência zero (cuja ordem é um múltiplo de 3, como a 3<sup>a</sup>, a 9<sup>a</sup> e a 15<sup>a</sup>) originárias de cada fase (e, portanto, defasadas de 120°) apresentam um somatório não-nulo, ao contrário das componentes de seqüência positiva ou negativa; portanto, em sistemas trifásicos tais características resultam em um efeito aditivo no condutor neutro, o que eleva a dissipação de energia e conduz também à necessidade de um sobredimensionamento.
- e. **Erros em equipamentos de medição e proteção:** os equipamentos ou instrumentos portáteis de medição de tensão e corrente são comumente projetados para uma leitura apropriada de ondas perfeitamente senoidais (a exemplo de multímetros e alicates para aferição de corrente, usualmente referidos como instrumentos de “valor médio”). A construção de tais instrumentos consiste tipicamente em uma ponte de diodos (para a retificação do sinal), um amplificador linear que multiplica o sinal pelo fator 1,11 (uma vez que este fator representa a relação existente entre o valor eficaz e o valor médio em meio período de uma senóide) e um circuito para a determinação do valor médio, de forma que o valor médio multiplicado pelo fator 1,11 corresponde ao valor eficaz do sinal analisado. Portanto, o emprego de tais equipamentos na análise de formas de onda com distorção harmônica (para as quais, como consequência, a relação entre o valor médio e o eficaz não corresponde ao fator 1,11) conduzirá a erros de medição que aumentam com o grau de distorção da forma de onda analisada. Adicionalmente, dispositivos com discos de indução como medidores de energia também se mostram sensíveis à presença de harmônicas e podem apresentar erros significativos de medição para níveis de distorção da ordem de 20%.

- f. **Redução da máxima potência ativa absorvível da rede:** a presença de componentes harmônicas de corrente aumenta a diferença de fase entre os sinais de tensão e corrente, reduzindo desta forma o fator de potência do conjunto de cargas e, como resultado, limitando a máxima potência ativa consumida.
- g. **Interferência Eletromagnética:** de acordo com [8], o acoplamento eletromagnético entre circuitos elétricos de potência e circuitos de comunicação pode ocasionar o que é conhecido como interferência de comunicação. O fluxo de corrente nos circuitos de potência produz campos eletromagnéticos que induzem tensões e correntes nos condutores dos circuitos de comunicação de forma que o grau de interferência dependerá da magnitude da tensão ou corrente induzida, frequência e eficiência do acoplamento.
- h. **Necessidade de sobredimensionamento das instalações elétricas:** a elevação dos níveis de corrente (em função da presença de componentes harmônicas) e o aumento das perdas resultantes (que são devidas ao efeito pelicular ou redução da seção do fio condutor através da qual passa a corrente à proporção em que aumenta a frequência da componente harmônica em relação à fundamental) conduzem à necessidade de uma adequação dos condutores bem como dos transformadores de distribuição a partir de um sobredimensionamento de suas características para a transmissão de potências mais elevadas.
- i. **Efeitos de Sobrecarga:** um efeito adicional de sobrecarga, vibração e envelhecimento ocorre em alternadores, transformadores, motores e capacitores de compensação de energia reativa (neste caso, sobrecarga e envelhecimento).

O impacto econômico resultante destes efeitos pode ser verificado a partir de conseqüências como:

- Distorções nas formas de onda de corrente que podem ocasionar disparos fortuitos e a parada de instalações de produção.
- Envelhecimento precoce de materiais ou componentes (redução da vida útil) que cria a necessidade de um sobredimensionamento (neste caso, maior custo de projeto) ou de uma maior periodicidade na sua substituição (neste caso, custo de manutenção).

- Sobrecarga da rede em função do alto valor eficaz da corrente de entrada, que gera um aumento das perdas nos semicondutores de potência e nos elementos de transmissão, e implica na elevação de custos para as instalações elétricas e equipamentos.

Verifica-se, portanto, que a existência de cargas não-lineares com baixo fator de potência conduz a distorções harmônicas na rede, originando problemas técnicos e elevando os custos de manutenção do sistema. Desta forma, torna-se técnica e economicamente mais vantajoso o investimento em tecnologias para a mitigação da distorção harmônica gerada pelas cargas não-lineares dos equipamentos em uso.

### **2.2.8 Distorção Harmônica: Indicadores Essenciais**

Conforme já mencionado, a amplitude das componentes harmônicas tende a decrescer em função do aumento da frequência e, como consequência, a interferência de uma dada componente harmônica sobre a rede elétrica tende a se tornar menos significativa para ordens mais elevadas. De acordo com [31], considera-se que correntes harmônicas além da 50ª ordem são desprezíveis e que, portanto, sua medição tem pouca contribuição na determinação do grau de distorção harmônica. Considera-se ainda que, via de regra, um bom grau de precisão é obtido para a medição de componentes harmônicas até a 30ª ordem. Adicionalmente, considerando a influência das componentes harmônicas mais significativas (harmônicas de maior amplitude), a compensação de harmônicas na rede deve ser estendida até a componente de 13ª ordem e, no entanto, uma compensação de melhor qualidade deveria contemplar as componentes até a 25ª ordem.

Os chamados indicadores de distorção harmônica são parâmetros que têm por objetivo quantificar e avaliar o grau de distorção harmônica das ondas de tensão e corrente, conforme está relacionado a seguir:

- Fator de Potência e Deslocamento
- Fator de Crista
- Potência de Distorção
- Espectro em Frequência
- Taxa de Distorção Harmônica

### 2.2.8.1 Fator de Potência e Deslocamento

Conforme indicado por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, o fator de potência FP é um parâmetro adimensional (variável entre 0 e 1) e definido como a relação entre a potência ativa P e a potência aparente S.

$$FP = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u(t)^2 dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt}{U_{ef} I_{ef}} = \frac{P}{S} \quad (2.1)$$

Fisicamente, este conceito está claramente definido para as cargas lineares e expressa o defasamento entre a tensão e a corrente, o qual é função das características da carga considerada. No entanto, quando avaliado com referência a cargas não-lineares, este conceito não carrega o mesmo sentido físico e, neste caso, pode-se empregar alternativamente o fator de deslocamento FD, o qual se aplica a sistemas com distorção harmônica, indicando a relação entre a potência ativa e a componente fundamental de corrente, conforme expresso por (2.2).

$$FD = \frac{P}{U_{ef} I_{(1)ef}} \quad (2.2)$$

Onde:

P - potência ativa ou potência média.

S - potência aparente.

$U_{ef}$  - valor eficaz da tensão de entrada.

$I_{ef}$  - valor eficaz da corrente de entrada.

$I_{(1)ef}$  - valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada.

Considerando tensão e corrente senoidais defasados através de um ângulo  $\varphi$ , demonstra-se que as potências aparente S e ativa P são expressas através de (2.3) e (2.4), respectivamente.

$$S = U_{ef} \cdot I_{ef} \quad (2.3)$$

$$P = U_{ef} I_{ef} \cos \varphi \quad (2.4)$$

Aplicando-se (2.3) e (2.4) em (2.2), obtém-se uma expressão simplificada para o fator de potência como função do ângulo de fase, conforme representado por (2.5).

$$FP = \cos \varphi \quad (2.5)$$

A generalização dos conceitos acima indica que:

- Para uma carga puramente resistiva, as formas de onda de tensão e corrente estarão em fase e, considerando tensão senoidal, é possível afirmar que:  $FP = FD = 1$ .
- Para carga linear e tensão e corrente senoidais defasados de um ângulo  $\varphi$ , é válida a relação:  $FP = FD = \cos \varphi$ .
- Para tensão senoidal e carga não-linear, FP e FD não coincidem e devem ser determinados a partir de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e (2.2).

### 2.2.8.2 Fator de Crista

É definida como a relação entre o valor de pico de tensão ou corrente e o seu valor eficaz correspondente, conforme é expresso segundo as equações a seguir. Assim, (2.6) indica o fator de crista de corrente  $FC_I$  e (2.7) indica o fator de crista de tensão  $FC_U$ .

$$FC_I = \frac{I_m}{I_{ef}} \quad (2.6)$$

$$FC_U = \frac{U_m}{U_{ef}} \quad (2.7)$$

Um sinal senoidal (e, portanto, desprovido de componentes harmônicos) tipicamente apresenta um fator de crista de  $\sqrt{2}$ . Contudo, a presença de componentes harmônicos altera as

características geométricas da forma de onda do sinal modificando a distribuição de energia ao longo do período e, como resultado, o fator de crista de sinais com distorção harmônica crescente tende a valores cada vez mais elevados. O fator de crista associado às correntes absorvidas pelas cargas não-lineares é muito superior a  $\sqrt{2}$  podendo chegar a 5 em casos mais críticos de não-linearidade da carga (e, neste caso, de distorção da corrente resultante).

### 2.2.8.3 Potência de Distorção

A potência aparente  $S$  de um sistema elétrico é definida genericamente conforme (2.3). Considerando que o valor eficaz de um sinal com distorção harmônica é dado pela raiz quadrada da soma dos quadrados de cada componente harmônico, para sistemas com distorção harmônica de tensão e de corrente, a potência aparente  $S$  pode ser expressa a partir de (2.8).

$$S = \sqrt{\left(\sum_n^{\infty} U_{hn}^2\right) \cdot \left(\sum_n^{\infty} I_{hn}^2\right)} \quad (2.8)$$

Para tais sistemas, a relação entre os elementos do triângulo de potências (dada por  $S^2 = P^2 + Q^2$  e válida apenas para sistemas com tensão e corrente senoidais) é estendida para um formato mais geral representado de acordo com (2.9) onde o parâmetro adicional  $D$  representa a potência de distorção.

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (2.9)$$

### 2.2.8.4 Fator Harmônico

Uma medida ou parâmetro de avaliação quantitativa com maior grau de especificidade pode ser citado em função do Fator Harmônico ou taxa harmônica de ordem  $h$ . Desta forma, o fator harmônico representa a razão expressa percentualmente entre a amplitude de uma dada componente harmônica e a componente fundamental. As equações expressas por (2.10) e (2.11) a seguir apresentam as definições para o fator harmônico de tensão e de corrente, respectivamente.

$$V_h = 100 \frac{V_h}{V_1} \quad (2.10)$$

$$i_h = 100 \frac{I_h}{I_1} \quad (2.11)$$

Onde:

$V_h$  - Componente harmônica de tensão de ordem h.

$I_h$  - Componente harmônica de corrente de ordem h.

### 2.2.8.5 Taxa de Distorção Harmônica

Os níveis de distorção harmônica são também avaliados a partir da análise da totalidade do espectro de harmônicas considerando as amplitudes e ângulos de fase de cada componente em particular. No âmbito da engenharia elétrica, tais níveis de distorção são comumente caracterizados e quantificados através de uma medida de avaliação global conhecida como Distorção Harmônica Total (DHT) ou *Total Tarmonic Distortion (THD)*. A *THD* corresponde por definição à medida da razão entre a raiz quadrada do somatório dos quadrados da amplitude das componentes harmônicas e a amplitude da componente fundamental. Assim, de acordo com a definição apresentada pela norma *IEC 61000-2-2*, (2.12) corresponde à  $THD_V$  de tensão enquanto (2.13) representa a  $THD_I$  de corrente.

$$THD_V = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2} \quad (2.12)$$

$$THD_I = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \quad (2.13)$$

A *THD* é comumente expressa em unidades percentuais e, com alguma frequência, atinge valores superiores a 100 % para formas de ondas com elevado grau de distorção.

Visando a uma caracterização mais consistente das harmônicas de corrente, o *IEEE* definiu a chamada distorção de demanda total (DDT) como a medida percentual da razão

entre a corrente de carga e a amplitude da corrente fundamental. Em determinados países, aplica-se alternativamente a definição de *THF* (*Total Harmonic Factor*) para quantificar o grau de distorção harmônica.

Desta forma, o valor eficaz das formas de onda consideradas é computado no lugar da amplitude de sua componente fundamental, conforme é indicado através de (2.14).

$$THF = \frac{1}{I_{eff}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \quad (2.14)$$

Para sinais com reduzido grau de distorção, a *THD* e a *THF* apresentam valores próximos e, contudo, diferentemente da *THD*, a *THF* não atinge valores superiores a 100, ainda que sejam considerados sinais com elevado grau de distorção.

De acordo com [16], o conceito de *THD* pode ser empregado para a determinação do fator de potência considerando uma tensão de alimentação sem distorção (neste caso, desprovida de conteúdo harmônico) e que, portanto, apenas a componente fundamental da corrente gera potência útil. Desta forma, a partir desta consideração, (2.14) pode ser expressa segundo a forma mostrada a seguir através de (2.15).

$$FP = \frac{U_{ef} \cdot I_{(1)ef} \cdot \cos \varphi_{(1)}}{U_{ef} \cdot I_{ef}} = \frac{I_{(1)ef}}{I_{ef}} \cdot \cos \varphi_{(1)} \quad (2.15)$$

Onde:

$U_{ef}$  - Valor eficaz da tensão de alimentação

$I_{ef(1)}$  - Valor eficaz da componente fundamental da corrente.

$I_{ef}$  - Valor eficaz total da corrente.

$\Phi_{(1)}$  - Diferença de fase ou ângulo de fase entre a tensão e a componente fundamental de corrente de entrada.

A corrente presente na entrada do circuito pode ser expressa segundo um somatório da componente fundamental ( $h = 1$ ) com o seu conteúdo harmônico, conforme (2.16).

$$I(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h(t) \quad (2.16)$$

Onde:

I - Corrente total de entrada.

$I_h$  - Amplitude da componente harmônica de ordem h (h-ésima componente).

Por fim, substituindo-se (2.16) em (2.15) e manipulando-se a equação resultante, chega-se à expressão indicada a seguir através de (2.17).

$$FP = \frac{\cos \varphi_{(1)}}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (2.17)$$

Desta forma, conforme pode ser verificado, a equação (2.17) relaciona o fator de potência FP com a taxa de distorção harmônica THD. Observa-se que um sistema sem distorção harmônica representa um caso particular em que se aplica a equação acima, para o qual  $THD = 0$ ,  $\cos \varphi_{(1)} = \cos \varphi$  e, como consequência,  $FP = \cos \varphi$ .

### 2.3 CONCLUSÃO

Este capítulo, em uma abordagem complementar ao capítulo inicial, apresentou um conjunto de considerações acerca do tema de qualidade de energia. Desta forma, ao relacionar alguns aspectos históricos que conduziram à evolução desta linha de pesquisa, põe em evidência a demanda crescente pelo conhecimento ligado à forma pela qual a inserção de tecnologia (visando a aspectos como a gestão da rede, funcionalidade e redução de consumo em equipamentos) impacta diretamente na forma de processamento da energia no âmbito de sistemas de potência em função da interação entre as cargas e os sistemas de geração e distribuição.

Dentro deste contexto, a definição de normas e recomendações conduz ao conceito de qualidade ao estabelecer as características ideais das formas de onda de tensão e corrente presentes na rede (forma de onda senoidal com amplitude e frequência constantes) bem como os níveis de tolerância idealmente admitidos para o afastamento destas formas de onda em relação a estas características. Ao estabelecer as diferentes condições segundo as quais este

afastamento pode ser verificado (através das perturbações a que estão sujeitas as formas de onda), este trabalho se volta particularmente para o aspecto da distorção harmônica, apresentando sua definição, descrição, parâmetros de avaliação quantitativa bem como sua estreita relação com as características não-lineares das cargas ligadas à rede.

Desta forma, buscou-se explicitar a relação de causa/efeito existente entre a conexão de cargas eletrônicas na rede elétrica e o surgimento de distorção harmônica em função de suas características não-lineares de processamento da energia.

A partir das considerações feitas acima, a seqüência deste trabalho compreende a análise da natureza das cargas não-lineares (estrutura, funcionamento, modos de operação) uma vez definido o seu contexto de aplicação. Compreende ainda a exploração e proposição de ferramentas para a modelagem de sua estrutura e de sua relação com a rede, à luz dos conceitos e ferramentas de modelagem a serem apresentados no próximo capítulo.

## **CAPÍTULO 3**

### **CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE MODELAGEM**

## **3 CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE MODELAGEM**

### **3.1 Introdução**

A metodologia empregada para o desenvolvimento deste trabalho consiste na aplicação de um processo de modelagem com o objetivo de permitir a estimação dos parâmetros de um dado sistema elétrico em estudo. Para tanto, é conveniente fazer algumas considerações iniciais a respeito do conceito e da prática da modelagem de sistemas.

De um modo geral, o conceito de modelagem está relacionado à representação de um sistema de referência a partir de determinadas características de interesse. Desta forma, a reprodução em miniatura de um dado objeto representa um modelo deste objeto na medida em que reproduz, ainda que em menor escala, algumas de suas características geométricas. Contudo, este modelo não está voltado para a representação das características dinâmicas do sistema cuja análise é objeto de interesse na engenharia através de modelos matemáticos. Neste sentido, um modelo pode ser definido como um conjunto de uma ou mais equações que relaciona um conjunto de parâmetros de interesse de um dado sistema, estabelecendo uma relação válida para uma faixa de variação de interesse dos valores destes parâmetros. Portanto, o modelo oferece uma descrição aproximada de determinadas características de interesse do sistema, sendo válido segundo condições particulares de aplicação.

Ao longo dos séculos, o homem tem procurado descrever e representar sistemas e fenômenos de interesse através de modelos matemáticos. E, apesar do desenvolvimento crescente de novas técnicas de modelagem bem como da diversidade de modelos disponíveis, a diversidade de aplicações tem justificado o aprofundamento das pesquisas. Modelos matemáticos têm sido empregados para a descrição de sistemas físicos (elétricos, mecânicos, hidráulicos, pneumáticos), químicos, econômicos, biológicos, entre outros.

Os resultados finais do processo de modelagem (expressos pelo modelo matemático do sistema analisado) podem diferir quanto à complexidade, à quantidade de parâmetros, ao grau de não-linearidade e mesmo quanto às condições de aplicação ou faixa de variação dos parâmetros ao longo da qual o modelo se mostra confiável. De acordo com [29], as características do modelo obtido estão associadas ao processo de modelagem empregado bem como à quantidade e natureza do acervo de informações disponíveis sobre o sistema, de forma

que o processo pode ser descrito pela seguinte classificação geral: *modelagem física* e *modelagem empírica*.

A modelagem física, também conhecida como modelagem conceitual ou fenomenológica ou modelagem pela natureza do processo (ou ainda modelagem caixa branca) considera as características físicas do sistema e, portanto, envolve uma relação de parâmetros descritivos destas características. A modelagem empírica envolve um processo também conhecido como identificação de sistemas (ou ainda modelagem caixa preta) onde apenas o comportamento do sistema (expresso através dos dados de entrada e saída) é tomado como informação para a elaboração do modelo (cujos parâmetros seriam desprovidos de um significado físico) e, portanto, as características internas do sistema não são consideradas (não havendo, neste caso, a necessidade de um conhecimento prévio da física do processo).

Adicionalmente, é possível acrescentar ainda o conceito de modelagem caixa cinza onde os procedimentos de identificação de sistemas (que remete ao conceito de modelagem caixa preta) são levados a efeito partindo-se de algum conhecimento acerca da física do sistema analisado (o que remete ao conceito de modelagem caixa branca). Esta técnica envolve conceitos de ambos os procedimentos de modelagem comentados acima correspondendo, portanto, a uma situação intermediária.

### 3.2 Critérios de Classificação

Uma vez estabelecida a classificação geral dos métodos de modelagem, é conveniente ainda proceder a uma classificação dos sistemas ou, mais particularmente, dos modelos descritivos destes sistemas a partir de critérios usuais de classificação. Desta forma, de acordo com [29], a nomenclatura usualmente empregada pela teoria de sistemas dinâmicos define alguns parâmetros para a caracterização de modelos, conforme será descrito a seguir.

**Modelos Determinísticos e Estocásticos:** modelos determinísticos são descritos através de equações que permitem a determinação exata de uma grandeza. Por outro lado, as equações que descrevem modelos estocásticos (as chamadas equações estocásticas) relacionam parâmetros ou quantidades que incluem ao menos um componente ou parcela de incerteza de forma a impossibilitar a exatidão nas informações;

**Modelos Causais e Antecipativos:** modelos causais geram saídas que dependem apenas de entradas aplicadas em instantes de tempo anteriores; em oposição aos primeiros e caracterizando sistemas inviáveis de implementação prática, modelos antecipativos ou não-

causais respondem não apenas às entradas anteriores ao instante em que é gerada a saída, como também a instantes posteriores a ela (caracterizando uma resposta em antecipação à entrada);

**Modelos Contínuos ou Discretos:** para modelos contínuos, a variável  $t$  (tempo), que parametriza as grandezas representativas do sistema, é uma variável contínua e positiva; em sistemas discretos, a variável  $t$  apresenta uma variação discreta de forma que tais sistemas apresentam resposta definida apenas para estes instantes de tempo;

**Modelos Estáticos ou Dinâmicos:** modelos estáticos são descritos por equações algébricas que geram saídas dependentes unicamente do estado atual no qual uma dada entrada é aplicada, o que caracteriza um sistema sem memória; por outro lado, modelos dinâmicos são descritos através equações diferenciais (sistemas contínuos) ou equações de diferenças (sistemas discretos) e apresentam um comportamento temporal que gera saídas dependentes do estado atual bem como de todos os estados anteriores.

**Modelos Monovariáveis e Multivariáveis:** modelos monovariáveis relacionam uma entrada e uma saída e são comumente referidos na literatura pertinente ao tema como modelos *SISO* (*single input single output*), enquanto modelos multivariáveis envolvem mais de uma entrada caracterizando os chamados modelos *SIMO* (*single input multiple output*) ou alternativamente mais de uma saída, caracterizando os modelos *MISO* (*multiple input single output*). Adicionalmente, os modelos *MIMO* (*multiple input multiple output*) relacionam mais de uma entrada com mais de uma saída.

**Modelos Paramétricos e Não-Paramétricos:** modelos paramétricos são descritos por equações paramétricas (compostas por uma relação de quantidades incluindo parâmetros e variáveis representativas do sistema); modelos não-paramétricos, conforme o próprio termo sugere, não envolvem parâmetros sendo descritos através um conjunto de valores e, portanto, podem ser apenas graficamente representados.

**Modelos Autônomos e Não-Autônomos:** sistemas autônomos são caracterizados pela geração de saídas na ausência de entradas enquanto sistemas não-autônomos, em contrapartida, necessitam de entradas para a geração de saídas correspondentes.

**Modelos Lineares e Não-Lineares:** a definição usualmente aplicada para o conceito de linearidade está diretamente ligada à conformidade ao princípio da linearidade e superposição. Desta forma, um sistema linear responderá segundo as características indicadas pela Figura 3.1 representada a seguir onde, a partir da aplicação simultânea de excitações independentes, a resposta do sistema linear corresponde à soma (ou superposição) da resposta a cada uma das

entradas individualmente consideradas. Portanto, a determinação da resposta a N entradas ou excitações independentes pode ser levada a efeito a partir da determinação de N respostas individuais cuja soma corresponde ao resultado desejado. Como consequência deste conceito, um sistema é dito não-linear quando não atende ao princípio da linearidade e superposição.

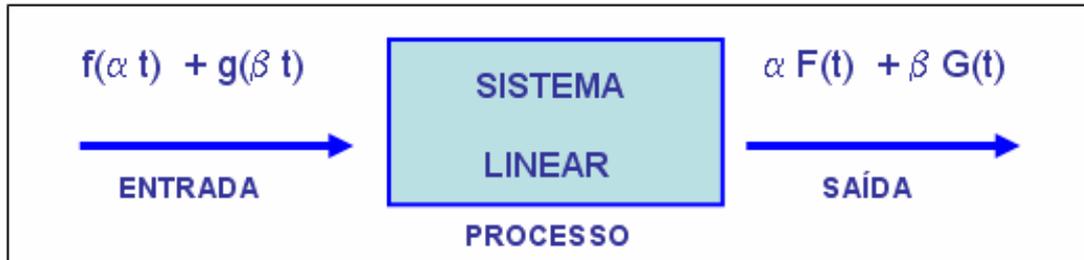


Figura 3.1 Representação geral de um sistema linear.

**Modelos Variantes e Invariantes no Tempo:** sistemas invariantes no tempo são descritos através de equações a coeficientes constantes (os quais são expressos em função dos parâmetros físicos do sistema) e, desta forma, estes parâmetros interferem de uma forma constante no comportamento estático ou dinâmico do sistema considerado. A invariância do sistema pode ser alternativamente descrita a partir do seu comportamento temporal de forma que, considerando a resposta  $y(t)$  de um sistema invariante no tempo a uma dada entrada  $x(t)$ , uma entrada  $x(t - h)$  produzirá uma resposta  $y(t - h)$ . Por outro lado, os modelos de sistemas variantes no tempo são representados através de equações cujos coeficientes variam no tempo (com coeficientes temporalmente variáveis). Sistemas dinâmicos com esta característica apresentam, como consequência, um comportamento dinâmico que varia ao longo do tempo.

Desta forma, sistemas físicos são usualmente descritos segundo um modelo matemático caracterizado em função dos critérios de classificação acima. No âmbito dos conceitos apresentados nesta seção e segundo a proposta de modelagem e estimação de parâmetros em desenvolvimento neste trabalho, os sistemas em estudo podem ser considerados como sistemas não-autônomos, contínuos e não-lineares, cuja dinâmica pode ser representada de uma forma simplificada por conveniência de modelagem e segundo um determinado intervalo de interesse, na condição de um sistema paramétrico linear, discreto e invariante no tempo.

As seções a seguir discorrem acerca de alguns conceitos e ferramentas a serem aplicadas para a formulação da estratégia de modelagem a ser apresentada nos próximos capítulos.

### 3.3 Aproximações Analógico-Discretas

#### 3.3.1 Considerações Preliminares

O objetivo desta seção é apresentar algumas considerações acerca das relações disponíveis na literatura para o mapeamento e conversão entre pontos nos espaços contínuo e discreto.

De acordo com a Figura 3.2, o gráfico à esquerda representa um sinal contínuo ou analógico  $f(t)$  e o gráfico à direita representa a sua correspondente função equivalente discreta  $f_T(t)$ , na qual as amostras estão espaçadas através do período de amostragem  $T_s$ .

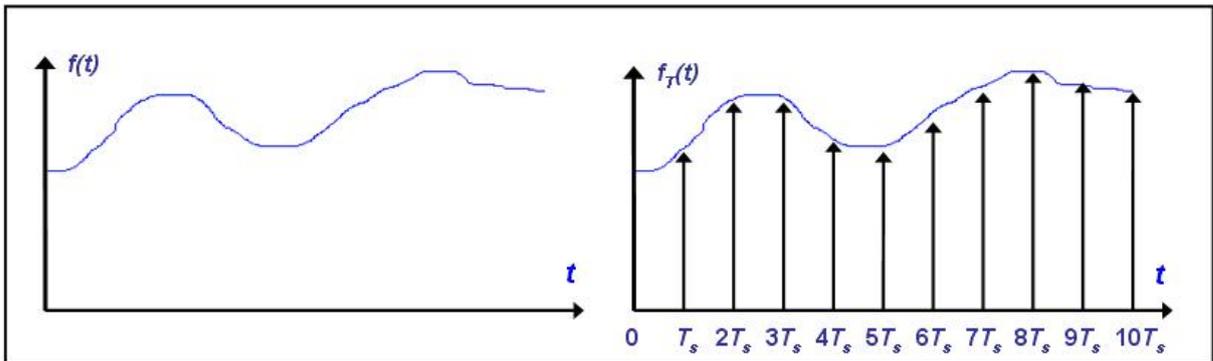


Figura 3.2 Discretização de um sinal analógico.

Assim, a função discreta  $f_T(t)$  pode ser representada pelo somatório de suas amostras regularmente espaçadas, conforme é representado através de (3.1).

$$f_{T_s}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT_s) \delta(t - kT_s) \quad (3.1)$$

De acordo com (3.1), uma função discreta pode ser descrita genericamente por meio de um somatório de impulsos regularmente espaçados através do período de amostragem  $T_s$  e cuja intensidade ou magnitude é ponderada através da função  $f(t)$ .

A aplicação da transformada de Laplace na função descrita acima resulta em sua representação no domínio frequência, conforme é expresso por (3.2).

$$L \{ f_{T_s}(t) \} = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT_s) L \{ \delta(t - kT_s) \} = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT_s) e^{-kT_s} \quad (3.2)$$

Aos resultados obtidos a partir do equacionamento ilustrado acima, aplica-se por conveniência de simplificação a relação expressa por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$z = e^{sT_s} \quad (3.3)$$

Os resultados da substituição algébrica indicada acima conduzem à definição da Transformada Z cuja notação é expressa por (3.4).

$$Z \{ f_{T_s}(t) \} = F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT_s) z^{-k} \quad (3.4)$$

A transformada Z impõe-se como recurso pela relativa simplicidade e versatilidade como poderosa ferramenta para análise e descrição de sistemas discretos, bem como para a representação aproximada das características dinâmicas de sistemas contínuos através de um modelo equivalente discreto. Todavia, o grau de precisão dos resultados da análise obtidos a partir desta ferramenta está associado a determinadas características inerentes à sua utilização:

**1. Período de Amostragem** – O processo de amostragem inerentemente vincula-se à aplicação de um dado período de amostragem  $T_s$  (espaço regular entre duas amostras consecutivas) ou frequência de amostragem (número de amostras consideradas por unidade de tempo  $F_s$ ), de tal forma que estes parâmetros estão relacionados de acordo com **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$T_s = \frac{1}{F_s} \quad (3.5)$$

**2. Processo de Amostragem** – O processo de amostragem é modelado a partir do conceito de amostrador. Quando considerado em suas características ideais, o amostrador produz, em teoria, uma seqüência de impulsos (ou amostras de duração infinitesimal) espaçados pelo período de amostragem  $T_s$ , o que corresponde a um conjunto de amostras com frequência de amostragem  $F_s$ . Entretanto, sistemas ou sinais amostrados reais apresentam amostras com duração não-nula de forma que o conceito de impulso se mostra inadequado para a descrição rigorosa dos mesmos. Sinais amostrados representam seqüências de pulsos de pequena duração cujo valor está associado às características inerciais do processo de amostragem (amostrador).

A partir das considerações algébricas demonstradas acima, observa-se adicionalmente que a igualdade  $z = e^{sT}$  estabelece uma expressão exata para o mapeamento biunívoco de pontos envolvendo o espaço contínuo e o espaço discreto, permitindo assim o estabelecimento da equivalência entre uma expressão contínua e sua representação equivalente discreta e vice-versa.

A Figura 3.3 ilustra esse mapeamento onde cada ponto do semiplano esquerdo do plano  $s$  (região de estabilidade do espaço contínuo) corresponde a um ponto nos limites do círculo de raio unitário do plano  $z$  (região de estabilidade do espaço discreto).

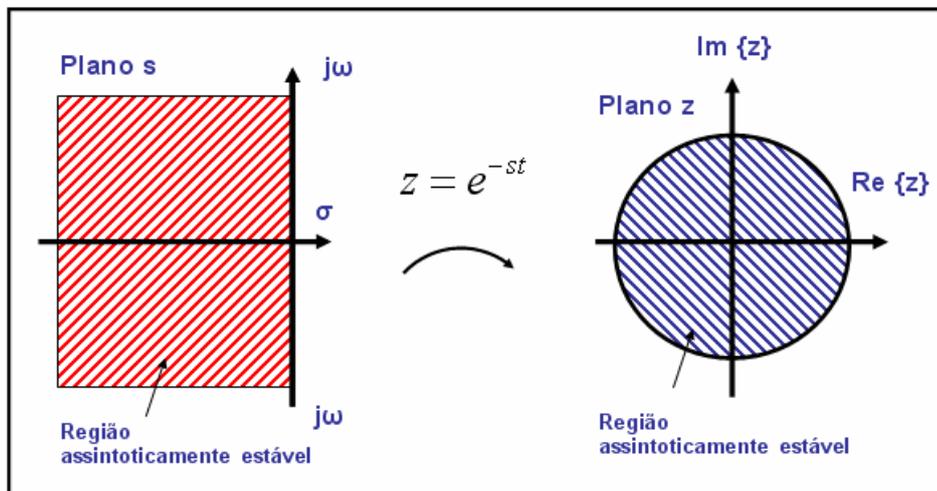


Figura 3.3 Mapeamento exponencial.

Todavia, este mapeamento envolve uma representação matemática mais complexa e, como consequência, não é usado em situações práticas em função de limitações nas técnicas digitais para a realização das operações necessárias. Portanto, implementações práticas são levadas a efeito a partir do uso de expressões aproximadoras.

A literatura disponível sobre o assunto propõe diversos critérios para a determinação de expressões aproximadoras, conforme é exemplificado pelas ferramentas abaixo:

- Aproximação de Euler (*Forward e Backward*)
- Aproximação de Tustin (Bilinear ou Trapezoidal)
- Nova-Regra 1
- Nova-Regra 2

As duas primeiras integram o conjunto de expressões aproximadoras clássicas e que, por esse motivo, foram empregadas em um primeiro momento para o desenvolvimento da

proposta de modelagem deste trabalho. Todavia, de acordo com [30], a aproximação *Forward* se mostra não realizável na prática por representar um sistema não-causal. Adicionalmente, tem como característica a possibilidade de mapear um sistema contínuo estável em um sistema discreto instável e, portanto, não será considerada neste trabalho.

De acordo com [32], a Nova-Regra 1 representa uma proposta alternativa de aproximação para contornar as limitações de métodos clássicos quanto a sistemas de controle com ganhos elevados ou mesmo altos valores de períodos de amostragem  $T_s$  (que podem conduzir a resultados imprecisos). A expressão correspondente a esta aproximação apresenta um maior grau de generalidade (comparativamente às expressões clássicas) de maneira que as aproximações *Backward* e de Tustin representam um caso particular deste caso mais geral, conforme indicado por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, onde  $\zeta$  é definido como um fator variável entre 0 e 1.

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+\zeta} \quad (3.6)$$

Por fim, ainda de acordo [32] e dentro do contexto do conjunto de mapeamentos apresentado, a Nova-Regra 2 é a proposta de mapeamento com o maior grau de generalidade, do qual os mapeamentos anteriores constituem casos particulares. A equação **Erro! Fonte de referência não encontrada.** apresenta a expressão para esta aproximação, onde  $\zeta_1$  e  $\zeta_2$  representam, por analogia com o caso anterior, fatores variáveis entre 0 e 1.

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-\zeta_1}{z+\zeta_2} \quad (3.7)$$

Em função do elevado grau de generalidade e da complexidade resultante, as duas aproximações indicadas (através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.**) não foram aplicadas no contexto deste trabalho. Nas seções a seguir, as aproximações a serem consideradas (em função da simplicidade de aplicação) serão descritas e desenvolvidas com maior grau de detalhamento.

### 3.3.2 Aproximação *Backward*

A Figura 3.4 ilustra as considerações a serem feitas acerca da aproximação *Backward*. De acordo com a ilustração, a área definida pela função  $f(t)$  para um dado intervalo considerado

pode ser expressa a partir da soma de sucessivos retângulos de forma que o valor da função empregado corresponda ao valor interior deste intervalo.

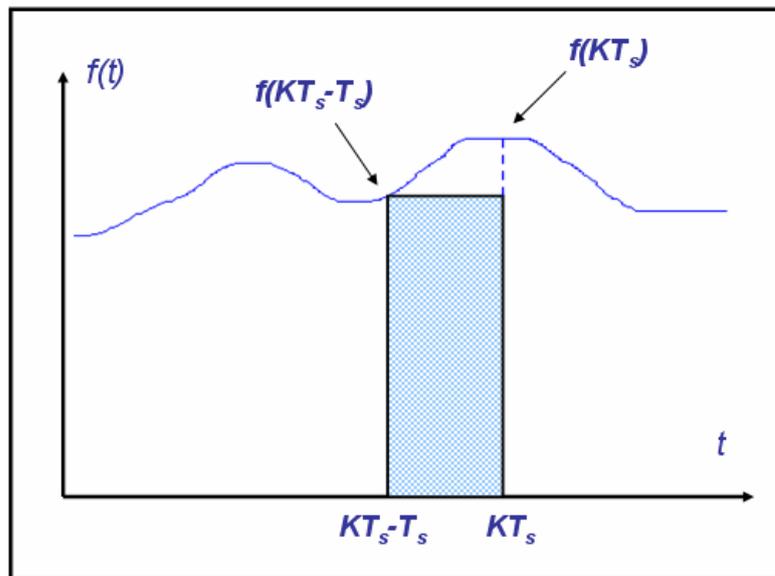


Figura 3.4 Determinação da área por aproximação retangular do tipo *Backward*.

Desta forma, segundo a ilustração indicada acima, a área indicada pode ser expressa em função dos elementos indicados no gráfico através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$y(KT_s) = y(KT_s - 1) + T_s f(KT_s - T_s) \quad (3.8)$$

A aplicação da transformada Z sobre **Erro! Fonte de referência não encontrada.** resulta em uma expressão para a aproximação *Backward*, conforme é expresso por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$s = \frac{z - 1}{T_s z} \quad (3.9)$$

A exemplo da aproximação *Forward* (não considerada neste trabalho) esta aproximação também apresenta a simplicidade como vantagem e adicionalmente, conforme ilustra a Figura 3.5, faz o mapeamento de um sistema contínuo estável (semiplano esquerdo do plano-s) em um sistema discreto correspondentemente estável (espaço interno ao círculo de raio unitário do plano-z).

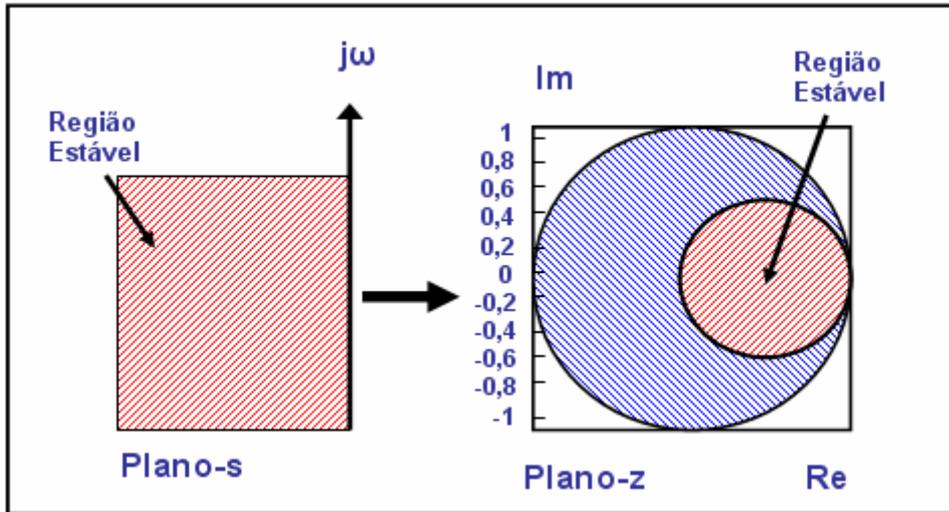


Figura 3.5 Mapeamento do plano s para o plano z pela Aproximação *Backward*.

### 3.3.3 Aproximação de Tustin

O conceito envolvido para a definição da aproximação de Tustin está ilustrado através da Figura 3.6 onde, conforme pode ser observado, a área definida pela função  $f(t)$  para um dado intervalo de referência é dada através do somatório de uma seqüência de trapézios.

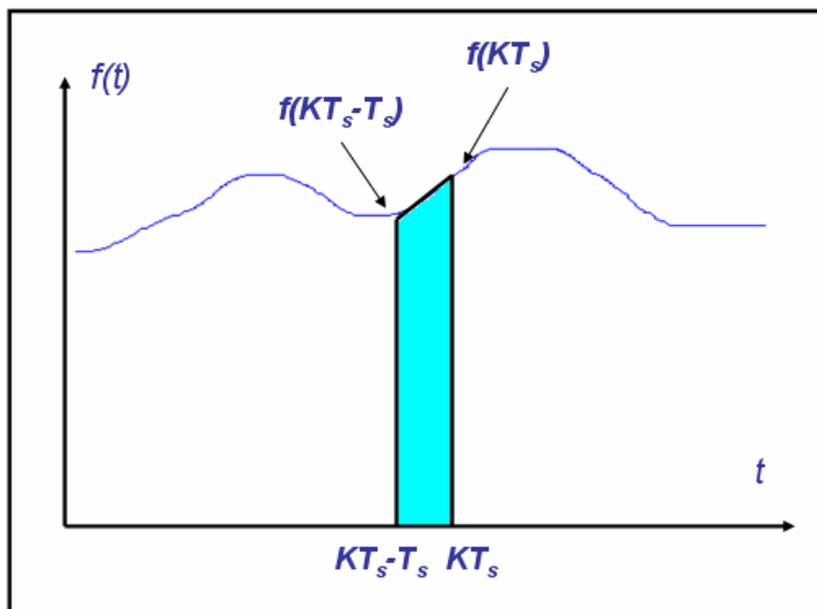


Figura 3.6 Determinação da área por aproximação trapezoidal.

Desta forma, a área indicada pela ilustração acima pode ser expressa por meio dos elementos geométricos através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$y(KT_s) = y(KT_s - 1) + \frac{T_s}{2}(f(KT_s - T_s) + f(KT_s - T_s - 1)) \quad (3.10)$$

A equação acima representa a aproximação de Tustin no domínio de tempo discreto. Por analogia com o desenvolvimento da aproximação anterior, aplicando-se a Transformada Z à equação acima, chega-se a expressão para esta aproximação no domínio z. Desta forma, a aproximação de Tustin é dada por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (3.11)$$

Comparativamente aos métodos clássicos já mencionados (*Forward* e *Backward*), a aproximação de Tustin é o mais exato dos métodos de aproximação uma vez que envolve uma relação mais complexa que reproduz com maior fidelidade o mapeamento de pontos da região estável do plano s (semiplano esquerdo) para uma região correspondentemente estável no plano z (interior do círculo de raio unitário), conforme ilustrado através da Figura 3.7 a seguir.

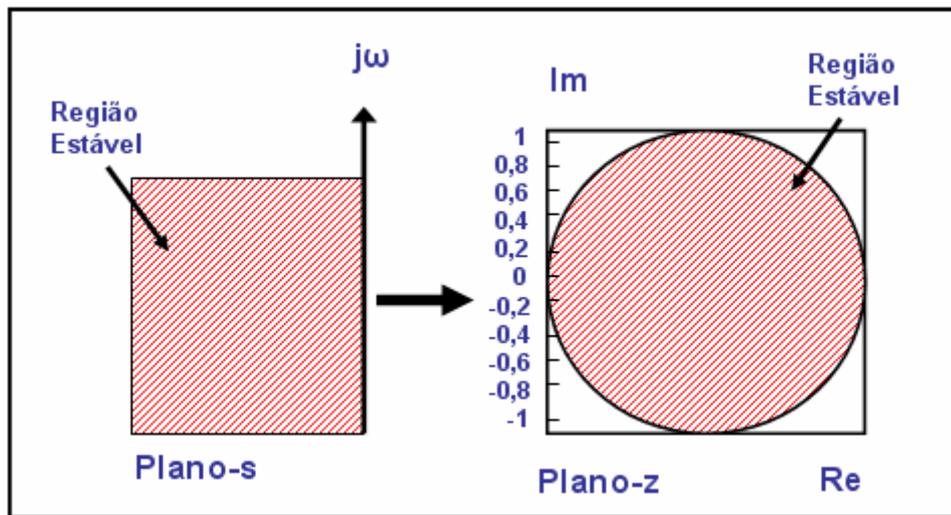


Figura 3.7 Mapeamento do plano s para o plano z pela aproximação de Tustin.

### 3.4 SISTEMAS DE EQUAÇÕES LINEARES

Sistemas lineares são aplicados na modelagem e representação de sistemas em diferentes campos de pesquisa a exemplo de sistemas físicos (elétricos, mecânicos, hidráulicos), financeiros, ou biológicos.

Dentro do contexto deste trabalho, e para fins de representação do sistema físico de interesse (cargas eletrônicas ligadas à rede), considera-se um sistema de equações lineares

composto por N equações de n coeficientes (onde  $N > n$  ou  $N = n$ ). Adotando-se uma representação matricial para o sistema linear, a equação dada por **Erro! Fonte de referência não encontrada.** pode ser considerada.

$$\begin{bmatrix} I(1) \\ \vdots \\ I(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{11} & \dots & \varphi_{1n} \\ \vdots & & \vdots \\ \varphi_{N1} & \dots & \varphi_{Nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \vdots \\ \theta_n \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

De forma a adotar uma representação mais compacta, o formato matricial do sistema linear representado acima pode ser expresso a partir da equação matricial expressa por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$I = \Psi\theta \quad (5.2)$$

Onde:

I - Vetor de corrente (N x 1).

$\Psi$  - Matriz de regressores (matriz do sistema) (N x n).

$\theta$  - Vetor solução (n x 1).

Assim, para o caso particular em que  $N = n$  e onde, portanto, o número de equações é igual ao número de coeficientes de cada equação, a matriz de regressores  $\Psi$  será uma matriz quadrada e uma solução poderá ser obtida recorrendo-se a quaisquer métodos de solução de sistemas lineares (considerando que a matriz  $\Psi$  seja não-singular ou inversível). A precisão e a confiabilidade do vetor solução estará relacionada ao número de condicionamento da matriz  $\Psi$  do sistema.

Considerando a aplicação deste trabalho, a determinação da solução para o sistema implica na identificação ou estimação dos coeficientes da equação representativa do sistema em análise a partir dos dados de entrada e saída (vetores de tensão  $v(t)$  e corrente de entrada  $i(t)$  como base de dados para a estimação). Portanto, um conjunto mínimo de n equações será necessário e, conseqüentemente, vetores de n pontos ou amostras de tensão e corrente (dados de entrada). Para este caso particular onde  $N = n$ , a solução do sistema poderá ser determinada a partir de métodos comuns de inversão matricial.

Contudo, para o caso mais geral, tem-se via de regra sistemas lineares onde  $N > n$  e onde, como resultado, o número de equações é superior ao número de coeficientes. Para tais casos, a matriz de regressores  $\Psi$  será uma matriz retangular, caracterizando os chamados sistemas lineares sobredeterminados.

É importante considerar que a determinação da solução se torna mais representativa do sistema quando um maior número de pontos ou equações é empregado, o que torna o número de equações (ou restrições) a ser considerado superior ao número de variáveis (ou liberdades) e impõe a adoção de algum método de solução que compreenda essa desigualdade. Neste caso mais geral, considerando dois vetores constituídos por conjuntos de  $N$  pontos ou amostras de tensão e corrente, a matriz de regressores será uma matriz retangular do tipo  $N \times n$ , de forma que métodos comuns de solução envolvendo inversão matricial não podem ser empregados.

Uma alternativa viável para determinar a solução do sistema e que compreende a desigualdade mencionada (mais equações do que variáveis, caracterizando os chamados sistemas sobredeterminados) consiste na aplicação do método clássico de mínimos quadrados. De acordo com essa abordagem, a sobredeterminação do sistema pode ser eliminada através da multiplicação da matriz de regressores pela sua transposta, gerando uma matriz quadrada, conforme indicado por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, a qual é conhecida como equação normal.

$$\Psi^T \Psi \theta = \Psi^T I \quad (5.3)$$

Neste caso, manipulando-se os termos de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** para isolar o vetor de incógnitas, a solução pode ser obtida a partir de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$\theta = (\Psi^T \Psi)^{-1} \Psi^T I \quad (5.4)$$

De acordo com este método, a matriz pseudo-inversa  $(\Psi^T \Psi)^{-1} \Psi^T$  é usada como fator multiplicativo no lugar da matriz inversa  $\Psi^{-1}$ .

Contudo, outro fator a ser observado está relacionado ao número de condicionamento da matriz do sistema linear, ou matriz de regressores, o qual interfere diretamente na precisão final dos resultados. Deve ser observado ainda que o condicionamento da matriz é influenciado por suas características dimensionais e numéricas. Ele está associado, portanto,

ao grau de similaridade ou correlação entre os elementos da matriz e, desta forma, tende a aumentar em função do número crescente de colunas bem como em função da proximidade entre valores de elementos consecutivos na mesma coluna (a qual resulta de um período de amostragem muito pequeno, caracterizando os chamados sistemas sobreamostrados).

Portanto, o método de solução do sistema linear a ser adotado deve considerar as características construtivas da matriz. O conceito de solução empregando decomposição em valores singulares foi levado em consideração uma vez que apresenta uma maior robustez a sistemas lineares mal-condicionados (se comparado a métodos clássicos), representando a base dos métodos mais precisos em álgebra linear para a solução de problemas envolvendo mínimos quadrados. Este conceito envolve a obtenção de duas bases ortonormais de forma que a matriz de regressores é decomposta em três novas matrizes, conforme está representado através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$\Psi = U_s V^T \quad (5.5)$$

Onde:

U - Matriz unitária ortogonal com dimensão (N-2) x N.

s - Matriz diagonal (N-2) x 4.

V - Matriz unitária ortogonal (4 x 4).

De acordo com a decomposição matricial proposta por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, as colunas da matriz U correspondem aos autovetores da matriz  $\Psi^T \cdot \Psi$ , as colunas da matriz V correspondem aos autovetores da matriz  $\Psi \cdot \Psi^T$ , enquanto os elementos da diagonal da matriz s correspondem aos valores singulares de  $\Psi$  ou, mais especificamente, à raiz quadrada dos autovalores de quaisquer dos produtos matriciais de  $\Psi$  (indicados acima).

A solução do sistema é dada pelo vetor solução (ou vetor de incógnitas)  $\theta$  com dimensão 4 x 1, o qual é obtido a partir de (3.12), expressa como função das matrizes resultantes da decomposição.

$$\theta = V_s^{-1} U^T \quad (3.12)$$

### 3.5 PERÍODO DE AMOSTRAGEM

Dentro do contexto da proposta de modelagem e estimação de parâmetros a ser descrita neste trabalho, a coleta e aplicação de dados envolve um dado período de amostragem  $T_s$ . O critério de seleção do valor deste parâmetro leva em consideração as características do sistema a ser analisado, do processo de estimação bem como da capacidade computacional disponível para o processamento. Sabe-se que um período de amostragem muito grande (que corresponde a uma proporcionalmente pequena frequência de amostragem) não preserva as características dinâmicas do sistema e, de acordo com a teoria de Nyquist/Shannon, um sinal desprovido de componentes de frequência abaixo de  $1/2T_s$  pode ser integralmente representado e determinado através de um conjunto de amostras espaçadas por um período de amostragem  $T_s$  (onde  $F_s = 1/T_s$  e corresponde à frequência de amostragem de Nyquist) de forma a caracterizar completamente o comportamento dinâmico do sistema. Portanto, esta característica de um dado sistema de referência relacionada à existência de um valor mínimo para a frequência de amostragem (ou um valor máximo para o período de amostragem) representa uma limitação física do processo.

Por outro lado, um período de amostragem muito pequeno (ou uma frequência de amostragem muito grande) pode gerar uma matriz de regressores mal-condicionada a qual, conforme representado pela equação **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, é composta por colunas com valores amostrados de entrada e saída em instantes de tempo consecutivos. Portanto, esta característica relacionada à existência de um valor máximo para frequência de amostragem é uma limitação matemática ou computacional do processo.

Quando o sistema em análise envolve unicamente dados de simulação (e uma vez que, conseqüentemente, os parâmetros a serem estimados sejam previamente conhecidos), a determinação de  $T_s$  pode considerar as características temporais do sistema através das constantes de tempo. Para o caso em análise, uma vez que o circuito com componentes *RLC* apresenta uma constante de tempo capacitiva ( $\tau_c = RC$ ) e uma constante de tempo indutiva ( $\tau_L = L/R$ ), o valor de  $T_s$  será determinado de maneira a preservar uma relação de sua ordem de grandeza com a menor das constantes de tempo consideradas.

Todavia, quando o processo de estimação de parâmetros considera um sistema desconhecido, a determinação das constantes de tempo não pode ser levada a efeito a partir das expressões acima, ainda que as características temporais do sistema estejam presentes na evolução de suas formas de onda. Neste caso, o critério a ser aplicado para a escolha de  $T_s$

pode levar em consideração as características temporais ou estatísticas dos dados amostrados de tensão e corrente.

De acordo com [11], um critério para a determinação do período de amostragem baseado nas funções de autocovariância linear e não-linear do conjunto de dados. Através destes parâmetros, é possível avaliar o grau de redundância ou similaridade existente no conjunto de dados de interesse de forma a definir um valor de  $T_s$  que possa preservar as características dinâmicas do sistema sem comprometer a precisão dos resultados em função de problemas de condicionamento da matriz de regressores.

Para as condições deste trabalho, a descrição adequada das características da dinâmica não-linear para cada estrutura ou sistema em análise envolve a descrição do conteúdo harmônico da tensão e da corrente de entrada das cargas não-lineares consideradas. Como conseqüência, uma vez que o valor adotado para  $T_s$  impacta diretamente sobre a informação presente no conjunto de dados amostrados, adotou-se um critério de determinação que permita uma adequada descrição deste conteúdo harmônico de forma a preservar a informação relevante ao processo de estimação.

Desta forma, de acordo com [31], conforme já considerado no capítulo 2, uma descrição adequada do conteúdo harmônico de uma forma de onda com distorção abrange o seu espectro de frequências até a harmônica de 50ª ordem. Segundo este critério, portanto, a frequência máxima a ser descrita pelos dados amostrados corresponderá a  $F_{max} = 50 \times 60 = 3$  kHz (tomando-se a frequência da rede como fundamental) e, adicionalmente, a frequência mínima de amostragem necessária será a frequência de Nyquist  $F_s = 2 * F_{max} = 6$  kHz, e o período de amostragem associado a este valor de frequência será  $T_s = 1/F_s = 166 \mu s$ . Este valor corresponde, portanto, ao valor máximo permitido de  $T_s$  para uma descrição da forma de onda abrangendo o seu conteúdo harmônico até a 50ª ordem. Contudo, considerando as características e limitações do osciloscópio (como recurso empregado para a aquisição de dados experimentais), adotou-se como base de aquisição os valores a seguir:  $T_s = 100 \mu s$ ,  $50 \mu s$  e  $25 \mu s$ .

### 3.6 CONCLUSÃO

Este capítulo discorreu acerca de um conjunto de conceitos e ferramentas associadas à prática da modelagem de sistemas. Desta forma, introduz-se inicialmente uma base conceitual para a idéia de modelo (concebido como uma representação de um sistema segundo

determinadas características de interesse), o qual é particularizado na seqüência de conteúdos para a noção de modelo matemático de sistemas físicos em engenharia (concebido na forma de um conjunto de uma ou mais equações matemáticas para a representação aproximada de quantidades ou grandezas representativas dos parâmetros de interesse no sistema de tal forma a compor relações válidas segundo uma determinada faixa de valores de interesse).

Os critérios empregados para a modelagem conduziram aos conceitos de modelagem física ou fenomenológica e modelagem empírica (cuja prática está associada à identificação de sistemas). A esta classificação dos critérios de modelagem, seguiu-se ainda a descrição dos critérios de classificação dos sistemas a serem modelados e, desta forma, procedeu-se à definição de conceitos como: sistemas lineares e sistemas não-lineares, sistemas causais ou não-antecipativos e sistemas não-causais ou antecipativos, sistemas variantes e sistemas invariantes no tempo, entre outros.

A adoção de expressões aproximadoras para o mapeamento de pontos do plano contínuo para o plano discreto (a exemplo das citadas como aproximação *Backward*, Tustin, nova-regra1 e nova-regra2) permite a representação aproximada das características dinâmicas de um modelo contínuo segundo um modelo discreto simplificado que se mostre mais adequado para o tratamento de dados experimentais (cuja natureza necessariamente discreta é considerada através do período de amostragem presente em modelos discretos).

Por fim, a natureza das aquisições experimentais oriundas do sistema analisado determina as características do conjunto de equações que resulta da aplicação do modelo do referido sistema sobre o volume de dados das aquisições e, como conseqüência, determina também a escolha do método a ser empregado para a determinação da solução.

A exemplo dos procedimentos adotados nesta proposta de trabalho, a aplicação de um modelo sobre um grande volume de dados via de regra resulta em sistemas de equações lineares sobredeterminados (mais equações do que variáveis) e com elevado número de condicionamento (matriz do sistema próxima da singularidade) e tais características impactam sobre a natureza e a complexidade do algoritmo de solução a ser adotado (a exemplo dos algoritmos citados: Mínimos Quadrados e Decomposição em Valores Singulares).

## **CAPÍTULO 4**

### **ANÁLISE QUALITATIVA**

## 4 ANÁLISE QUALITATIVA

### 4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O capítulo 2 discorreu acerca dos conceitos gerais de qualidade de energia e apresentou a classificação das modalidades de perturbações da rede elétrica com particular ênfase ao fenômeno da distorção harmônica (como pertencente à classe dos fenômenos de perturbação da forma de onda) e sua relação com a ação de cargas não-lineares.

O objetivo deste capítulo é fazer uma descrição e identificação das cargas não-lineares a serem analisadas no contexto deste trabalho a partir da topologia bem como das características de operação a ela associadas. Desta forma, cada tipo de circuito de potência em análise apresenta características próprias de processamento da energia e controle do fluxo de potência da fonte em direção à carga e tais características conduzem a condições particulares de rendimento, fator de potência e distorção harmônica. As particularidades de cada carga estão associadas à tensão de entrada, aos valores dos componentes lineares e à topologia que condiciona a forma de operação de componentes lineares e não-lineares (semicondutores). Estes aspectos descritivos são considerados na modelagem de sistemas para a predição das formas de onda de tensão e corrente em cada componente e para a descrição das não-linearidades.

Segundo os objetivos deste trabalho, as cargas não-lineares a serem analisadas envolvem apenas as estruturas retificadoras e, dentro deste contexto em particular, a topologia de retificador em ponte (onda completa) nas versões monofásica e trifásica, bem como a topologia do retificador com ponto médio (três pulsos).

Topologias alternativas a exemplo do retificador monofásico de meia onda e do retificador com transformador (com derivação central) não serão considerados uma vez que não são empregados em níveis significativos de potência.

Desta forma, as próximas seções discorrem acerca das topologias de retificadores de onda completa relacionadas a seguir:

### **Retificadores Monofásicos:**

- Retificador em ponte com carga  $RL$ .
- Retificador em ponte com carga  $RC$ .
- Retificador em ponte com carga  $RC$  e filtro  $L$  de entrada.

### **Retificadores Trifásicos:**

- Retificador em ponte com carga  $RL$ .
- Retificador em ponte com carga  $RC$ .
- Retificador em ponte com carga  $RC$  e filtro  $L$  de entrada.
- Retificador com ponto médio com carga  $RC$  e filtro  $L$  de entrada.

A descrição de cada modelo de retificador a ser analisado será acrescida das seguintes ilustrações:

- Esquemático onde a presença de componentes semicondutores é responsável por operações de chaveamento que caracterizam o comportamento não-linear da carga.
- Formas de onda que tornam claro o conceito de carga não-linear ou eletrônica em função da relação não-linear existente entre tensão de alimentação  $v(t)$  e corrente de entrada  $i(t)$ .
- Circuito linear equivalente cuja aplicação é válida durante determinadas etapas de operação a serem indicadas durante a análise.

Por fim, a última seção deste capítulo faz algumas considerações finais acerca do retificador monofásico com carga  $RC$  e filtro indutivo  $L$  de entrada (que constitui o foco principal deste trabalho) a partir de uma abordagem em nível de rede.

## **4.2 RETIFICADORES MONOFÁSICOS**

### **4.2.1 Topologia em ponte com carga $RL$**

A estrutura do retificador monofásico com carga  $RL$  é ilustrada através da Figura 4.1 a seguir:

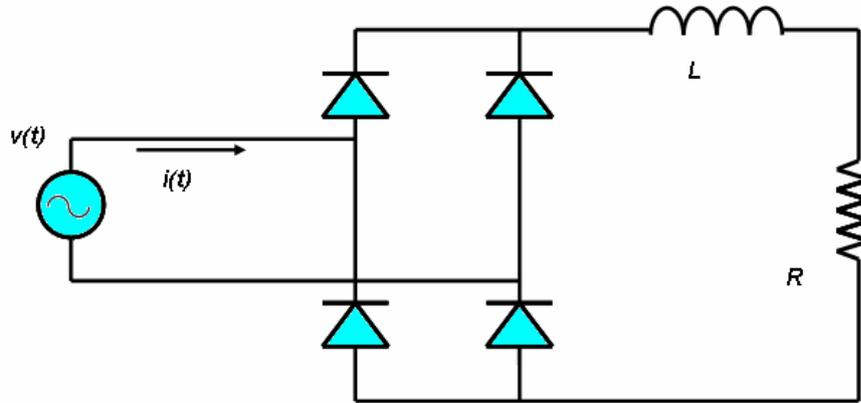


Figura 4.1 Retificador monofásico em ponte com carga  $RL$ .

O funcionamento desta estrutura pode ser descrito a partir das etapas a seguir. Durante cada semiciclo da rede, dois diodos (um diodo da parte superior da ponte e um da parte inferior ligado ao terminal oposto da rede) entram em polarização direta e passam a conduzir de tal forma que a rede excita diretamente a carga linear. Durante deste estágio de energização da carga, a tensão carrega o indutor cuja corrente evolui segundo a constante de tempo  $\tau = L/R$  do circuito, e a tensão da carga acompanha a forma de onda da excitação. Portanto, cada par de diodos está associado a um dado semiciclo da rede e permanece em condução durante  $180^\circ$  (duração do semiciclo) e, e desta forma, a polaridade da corrente de entrada acompanha a polaridade do semiciclo correspondente tensão de excitação. A Figura 4.2 ilustra as formas de onda características desta estrutura de retificação.

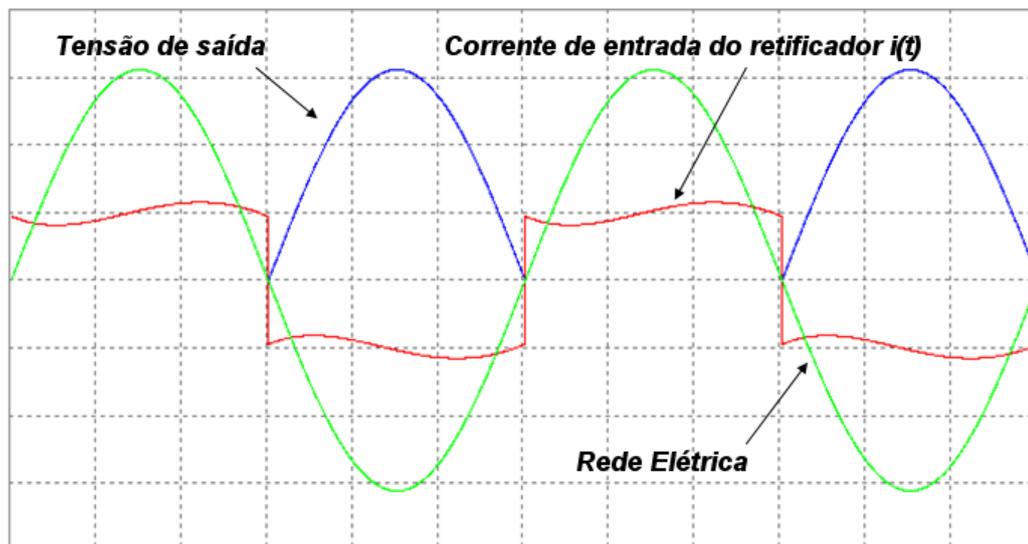


Figura 4.2 Formas de onda do retificador monofásico com carga  $RL$ .

A partir da ilustração acima, verifica-se que, a cada semiciclo da rede, a corrente de entrada representa a resposta dinâmica da carga linear. Portanto, este modelo de retificador, durante quaisquer das etapas de operação de condução dos diodos (ou durante quaisquer dos semiciclos da rede), pode ser representado segundo o modelo de circuito linear apresentado a seguir pela Figura 4.3.

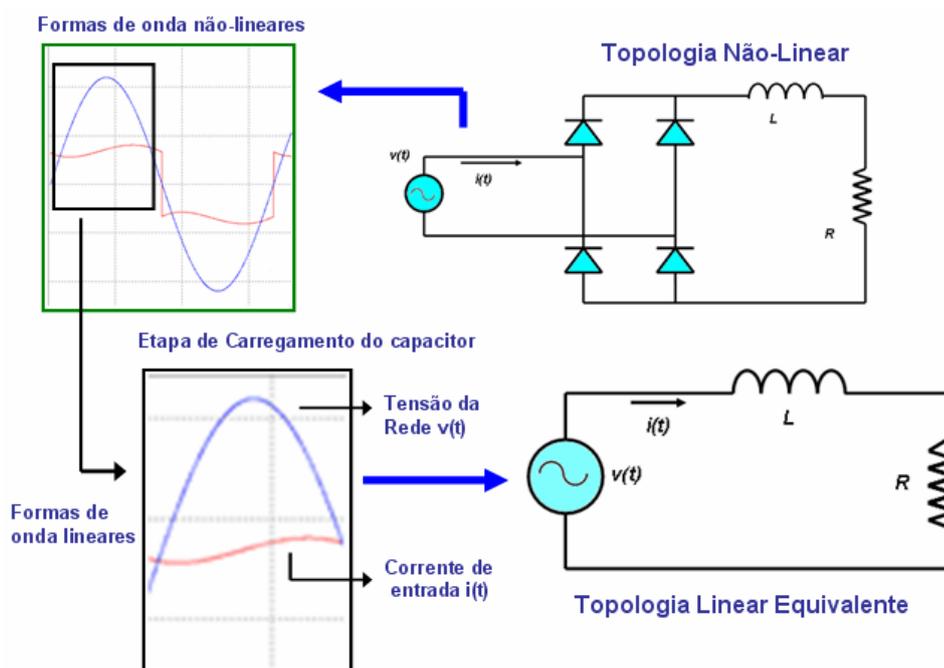


Figura 4.3 Circuito Linear equivalente para o modelo de retificador.

Da mesma forma, o intervalo de operação linear indicado na ilustração acima torna possível a aplicação de uma modelagem linear para esta topologia não-linear. Este intervalo de condução inicia a cada novo semiciclo da rede (tendo, portanto, a duração de um semiciclo) e termina a partir da comutação entre as duas fases.

#### 4.2.2 Topologia em ponte com carga $RC$

A estrutura ilustrada na Figura 4.4 a seguir representa um retificador com carga  $RC$ . Desta forma, para esta estrutura de retificação, a carga  $RC$  atua como um filtro passa-baixas de primeira ordem para a redução do *ripple* da tensão retificada de saída.

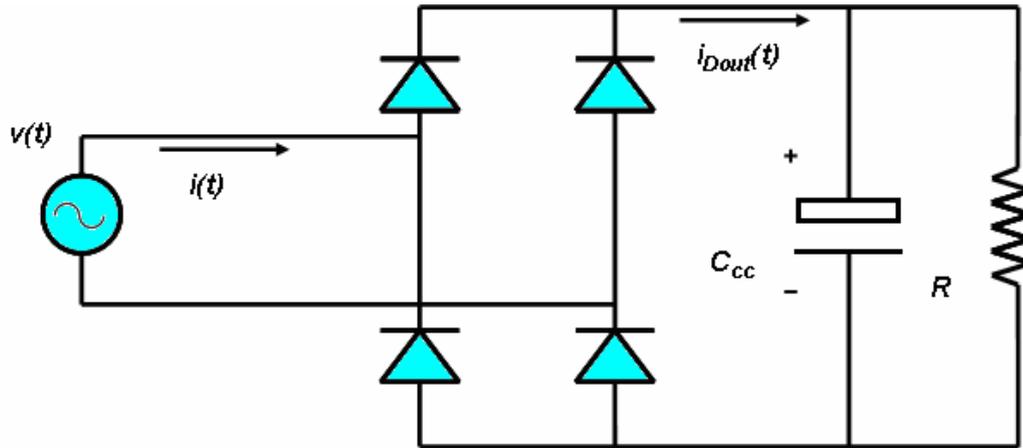


Figura 4.4 Retificador monofásico em ponte com carga  $RC$ .

O funcionamento desta estrutura é considerado em duas etapas e, desta forma, a cada semiciclo da rede, um par distinto de diodos é polarizado diretamente e entra em condução gerando a excitação da carga. Deste modo, durante o período de condução dos diodos, a tensão de alimentação (que se encontra em sua etapa ascendente) excita diretamente a carga e a tensão no capacitor acompanha a forma de onda da excitação enquanto ela se mantiver superior à sua própria tensão  $V_c(t)$ . Durante este intervalo de tempo, a corrente de entrada é definida em função da carga linear, e é dada pela soma das correntes no capacitor e na carga resistiva.

A partir do instante em que a excitação estiver abaixo da tensão capacitiva (e, portanto, após atingir o seu valor de pico), os diodos entram em polarização reversa cessando a etapa de condução, e o capacitor passa a descarregar na carga resistiva segundo uma evolução exponencial controlada pela constante de tempo capacitiva  $\tau = RC$ . Durante este intervalo de tempo de não-condução que ocorre nas extremidades de cada semiciclo da rede, a corrente de entrada é nula.

A Figura 4.5 apresenta as formas de onda resultantes desta topologia onde verifica-se a relação não-linear entre tensão de alimentação  $v(t)$  e a corrente de entrada.

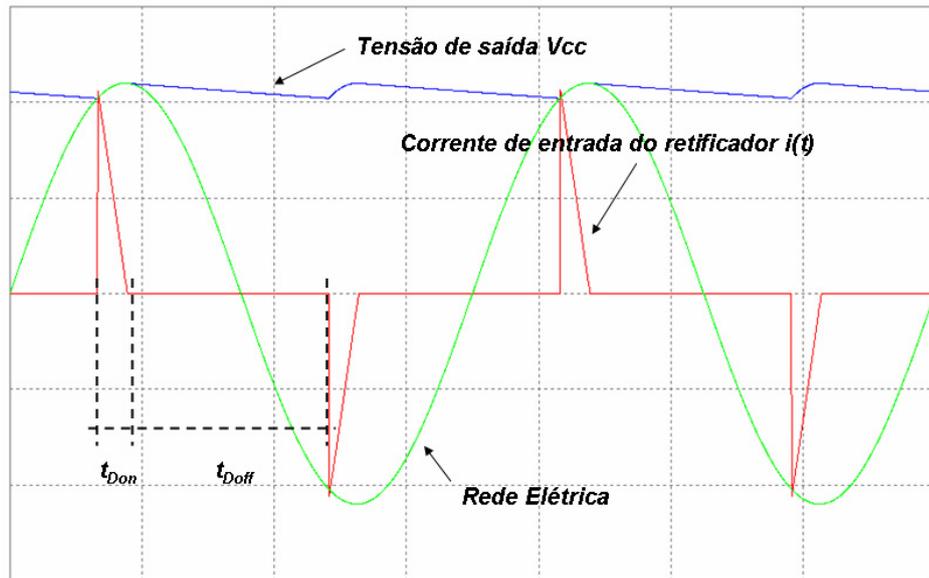


Figura 4.5 Formas de onda do retificador trifásico com carga  $RC$ .

Durante a etapa de operação de condução dos diodos  $t_{Don}$  a cada semiciclo da rede, este modelo de retificador pode ser representado segundo o modelo de circuito linear apresentado pela Figura 4.6 a seguir.

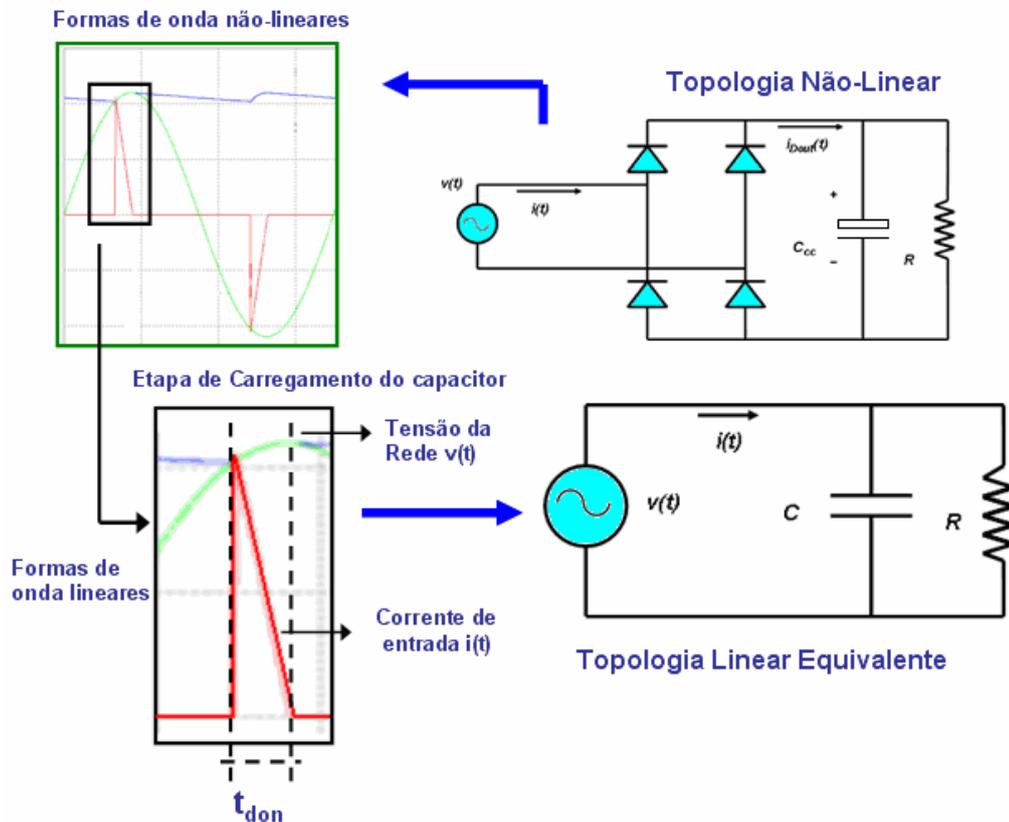


Figura 4.6 Circuito Linear equivalente para o modelo de retificador.

Portanto, o intervalo de operação linear indicado na ilustração acima também permite a aplicação de uma modelagem linear para esta topologia não-linear. Todavia, e diferentemente do retificador em ponte com carga  $RL$  descrito na seção anterior, este intervalo inicia a partir do instante de tempo em que a tensão da rede excita diretamente a carga linear (intervalo  $t_{Don}$ ) e termina a partir do instante em que a corrente se anula. Nesta etapa, conforme já mencionado, os diodos entram em polarização reversa e cessam a condução, e o capacitor passa a descarregar na carga resistiva.

### 4.2.3 Topologia em ponte com carga $RC$ e filtro $L$ de entrada

Este modelo de retificador pode ser descrito conforme a Figura 4.7 esquematizada a seguir e, de acordo com [36], representa uma estrutura classicamente empregada nas fontes de alimentação de uma grande quantidade de equipamentos existentes em ambiente comercial, residencial e industrial, tais como equipamentos de áudio e vídeo, computadores pessoais, impressoras, equipamentos de entretenimento, equipamentos industriais e reatores eletrônicos.

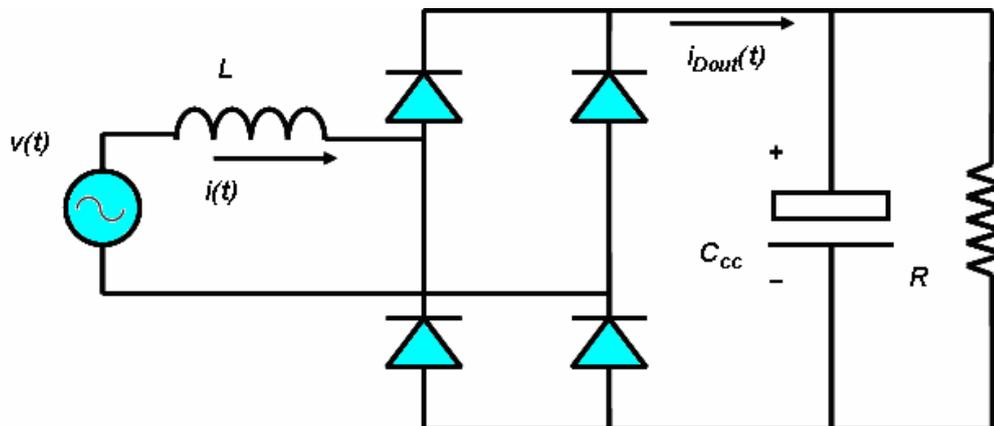


Figura 4.7 Topologia do retificador monofásico com carga  $RC$  e filtro indutivo.

De acordo com a ilustração acima, o indutor  $L$  representa as indutâncias parasitas do circuito que inclui ainda a indutância de entrada do filtro EMI, o qual é empregado na maioria das fontes de alimentação. O capacitor  $C_{cc}$  é o capacitor de filtragem do retificador e, desta forma, são usualmente empregados capacitores de elevada capacitância de forma a permitir (por efeito de filtragem) um baixo *ripple* para a tensão de saída. O resistor  $R$  corresponde à resistência de carga ou resistência do circuito eletrônico a ser alimentado pela fonte, e pode

incluir adicionalmente a resistência de entrada de um conversor CC-CC utilizado entre o retificador e o circuito a ser alimentado para adaptar o nível da tensão retificada.

A forma de operação desta estrutura ocorre de uma forma similar à analisada na seção anterior (modelo com carga  $RC$ ). Portanto, conforme a Figura 4.8, a cada semiciclo da rede, o par de diodos associado a este semiciclo entra em condução a partir do instante em que a excitação se torna superior à tensão de saída, iniciando o período de condução  $t_{Don}$ . Durante este intervalo, a tensão de excitação se distribui entre o indutor  $L$  de entrada e o capacitor de saída  $C_{cc}$ , uma vez que a queda de tensão nos diodos é desprezível. A partir do instante de tempo em que a tensão de excitação iguala a tensão de saída (instante em que a corrente de entrada atinge o valor de pico), a corrente de entrada decresce até decair a zero, o que corresponde ao final do período de condução.

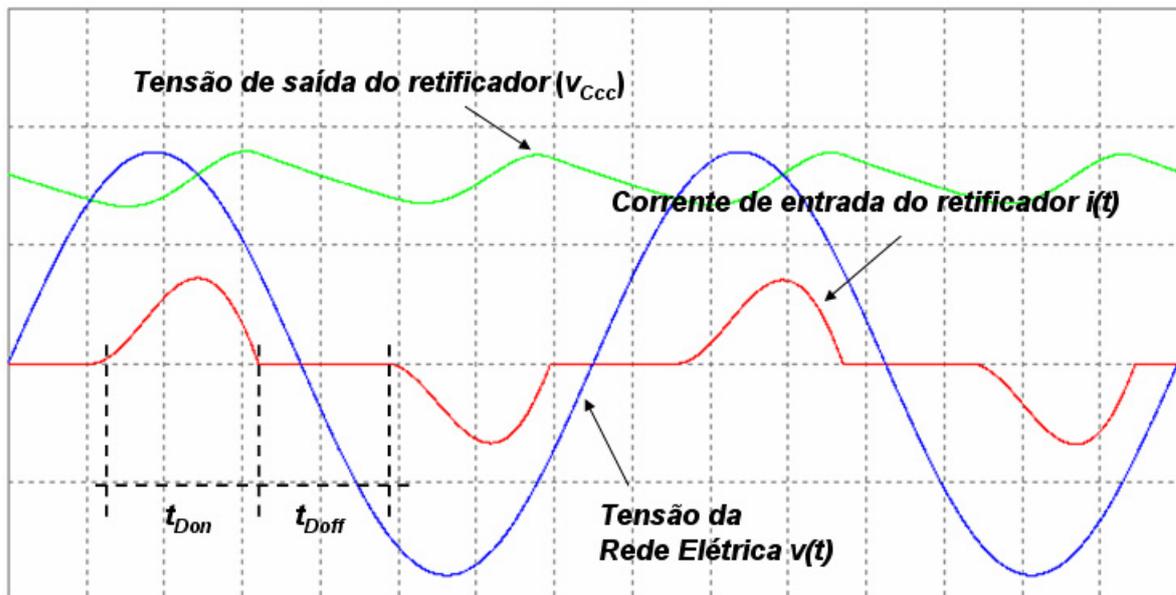


Figura 4.8 Formas de onda de tensão e corrente do retificador monofásico com carga  $RLC$ .

Desta forma, a grande desvantagem deste circuito consiste no fato do mesmo drenar energia da rede somente durante a etapa de carga do capacitor (a exemplo do que ocorre com o retificador com carga  $RC$  sem filtro indutivo), o que resulta em elevada distorção harmônica da corrente de entrada. Como consequência deste processo, conforme as considerações do capítulo 2 deste trabalho, as componentes harmônicas destas correntes circulam pela impedância da rede e introduzem distorções harmônicas de tensão na rede elétrica.

Verifica-se portanto, a partir da ilustração acima, a existência de um estágio de condução e de um estágio de não condução da ponte de diodos a cada semiciclo da rede. Desta forma,

durante o estágio de não condução  $t_{Doff}$ , a corrente  $i(t)$  é nula, conforme pode ser verificado nas extremidades de cada semiciclo e, como conseqüência, não há fluxo de potência a partir da fonte de alimentação. Por outro lado, durante o estágio de condução dos diodos  $t_{Don}$ , a rede excita diretamente as cargas lineares e, como conseqüência desta etapa, o fluxo de potência ocorre da fonte em direção à carga de forma que a corrente elétrica é drenada para a mesma carregando o capacitor e resultando em valores não-nulos para a corrente de entrada.

Como resultado, durante esta etapa de operação (na qual os diodos entram em condução e que ocorre a cada semiciclo da rede), este modelo de retificador pode ser representado segundo a topologia de circuito linear apresentada na Figura 4.9 a seguir.

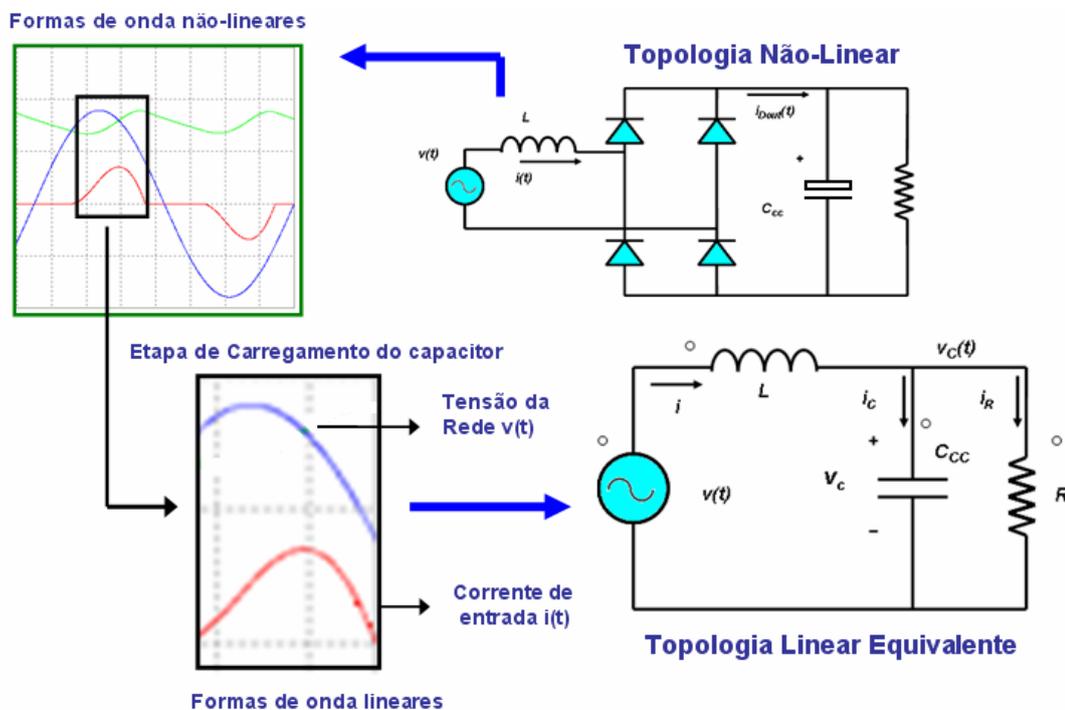


Figura 4.9 Circuito Linear equivalente para o modelo de retificador.

Assim, conforme representado acima, o circuito linear representa a topologia linear equivalente para o retificador durante o seu estágio de carregamento. Esta consideração acima torna possível a aplicação de uma modelagem linear para esta topologia não-linear (que pode ser analisada como um circuito linear por partes considerado em sua etapa de operação linear) e, para tanto, é essencial descrever corretamente o momento no qual os sinais de tensão e corrente passam a operar linearmente. Este estágio inicia a partir do instante de tempo em que a tensão do capacitor atinge a tensão da fonte (intervalo  $t_{Don}$ ) uma vez que, conforme já citado,

a tensão da fonte é aplicada diretamente sobre a carga, e termina a partir do instante em que a corrente se anula.

### 4.3 RETIFICADORES TRIFÁSICOS

#### 4.3.1 Topologia em ponte com carga $RL$

A estrutura deste modelo de retificador trifásico está representada na Figura 4.10 a seguir.

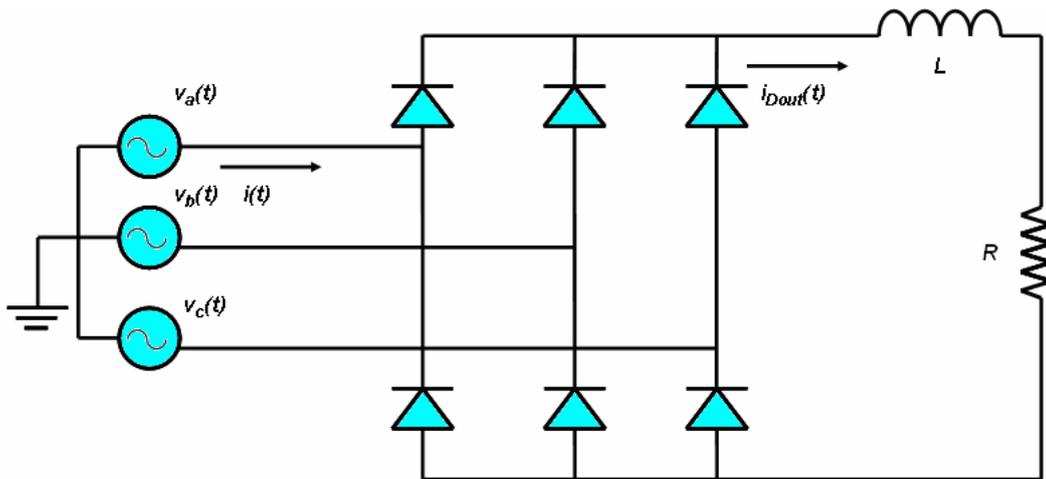


Figura 4.10 Topologia do retificador trifásico em ponte com carga  $RL$ .

A forma de operação desta estrutura ocorre de uma forma similar à operação da topologia trifásica com carga  $RLC$  e, todavia, as particularidades desta estrutura estão relacionadas às características da própria carga uma vez que as operações de chaveamento são controladas pela resposta da carga à tensão aplicada.

Desta forma, durante o intervalo de  $120^\circ$ , no qual uma das tensões de fase é mais positiva do que as demais, a condução se dá através do diodo conectado a esta fase (diodo ligado ao ramo correspondente na parte superior da ponte). De forma similar, a tensão de fase instantaneamente mais negativa polariza o outro diodo (da parte inferior da ponte) enquanto os demais diodos permanecem bloqueados dado que se encontram reversamente polarizados. Uma vez que existe um defasamento de  $60^\circ$  entre o pico positivo e o pico negativo das três fases, a cada  $60^\circ$ , há uma comutação entre duas fases de forma que um dos diodos em condução entra em polarização reversa e um diodo de uma das outras fases entra em condução. Desta forma, sempre haverá apenas um diodo da parte superior e um da parte inferior da ponte de Graetz em condução.

Conforme pode ser observado a seguir, a Figura 4.11 ilustra as formas de onda de tensão da fase A (tomada como referência)  $v_a(t)$ , da corrente de fase correspondente  $i_a(t)$  e da tensão de saída (tensão na carga  $RL$ ). As demais tensões e correntes de fase apresentam uma relação de magnitudes e de fase similar às apresentadas para a fase A.

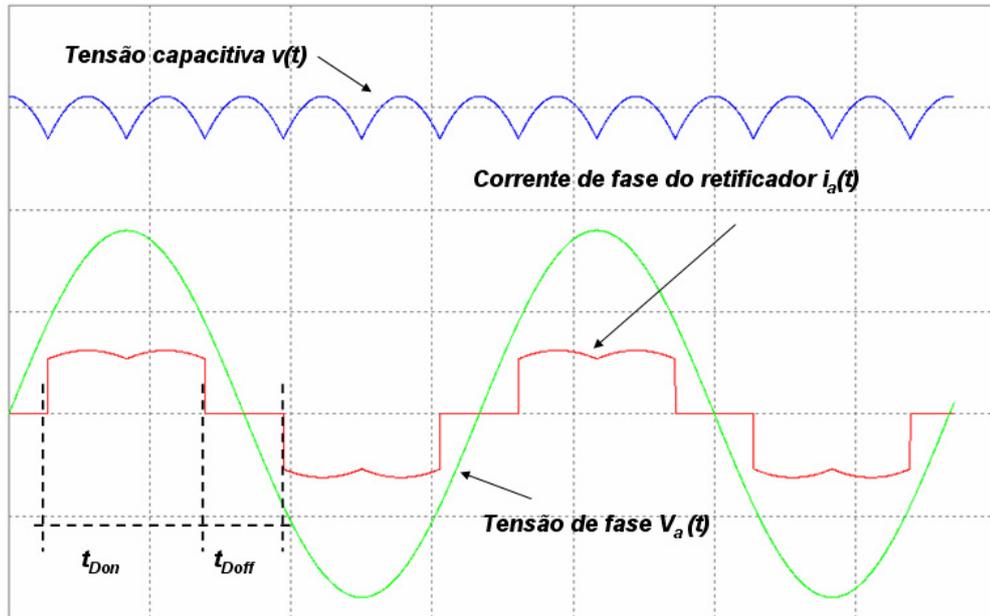


Figura 4.11 Formas de onda do retificador trifásico com carga  $RL$ .

Portanto, cada diodo conduz durante  $120^\circ$  e cada par de diodos conduz durante  $60^\circ$  de tal forma que, em cada semiciclo da rede, haverá  $120^\circ$  de condução e  $60^\circ$  de não condução. A Figura 4.12 representa os ciclos de condução ou carga indutiva para a corrente  $i_a(t)$  ilustrada acima, a partir da excitação das três tensões de linha:  $v_{ab}(t)$ ,  $v_{bc}(t)$ ,  $v_{ca}(t)$ , onde cada tensão de linha atua durante  $60^\circ$  na excitação da carga linear.

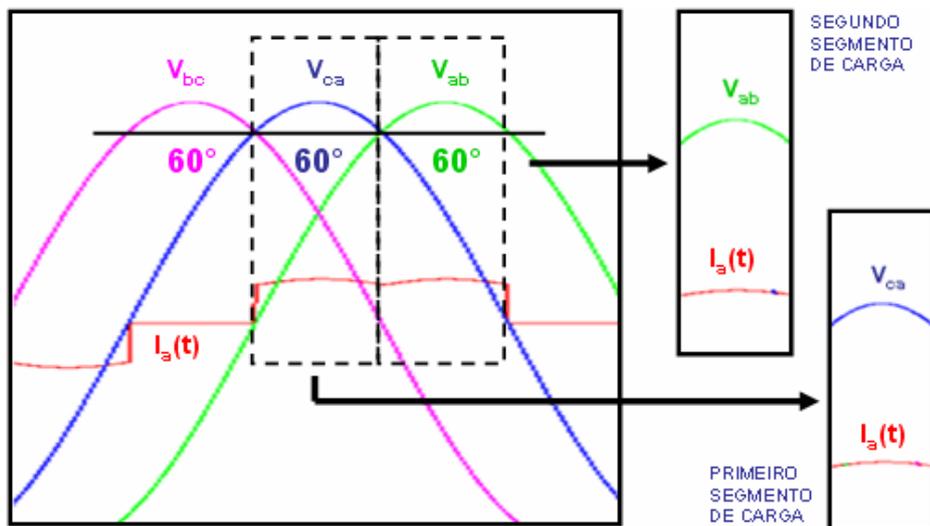


Figura 4.12 Ciclos de condução para a corrente de fase  $i_a(t)$ .

Verifica-se que estes segmentos de carga ocorrem durante diferentes intervalos de excitação ou condução de diodos (com duração de  $60^\circ$ ) e, desta forma, são válidas as considerações a seguir para a corrente de fase  $i_a(t)$ .

- Primeiro segmento de carga ou condução: a tensão de linha  $v_{ca}(t)$  excita as cargas.
- Segundo segmento de carga ou condução: a tensão de linha  $v_{ab}(t)$  excita as cargas.

O mesmo raciocínio pode ser aplicado para as demais correntes de fase. Da mesma forma, os intervalos de operação linear indicados na ilustração acima para um período de condução de  $60^\circ$  tornam possível a aplicação de um modelo linear para esta topologia não-linear a partir da topologia linear equivalente ilustrada pela Figura 4.13.

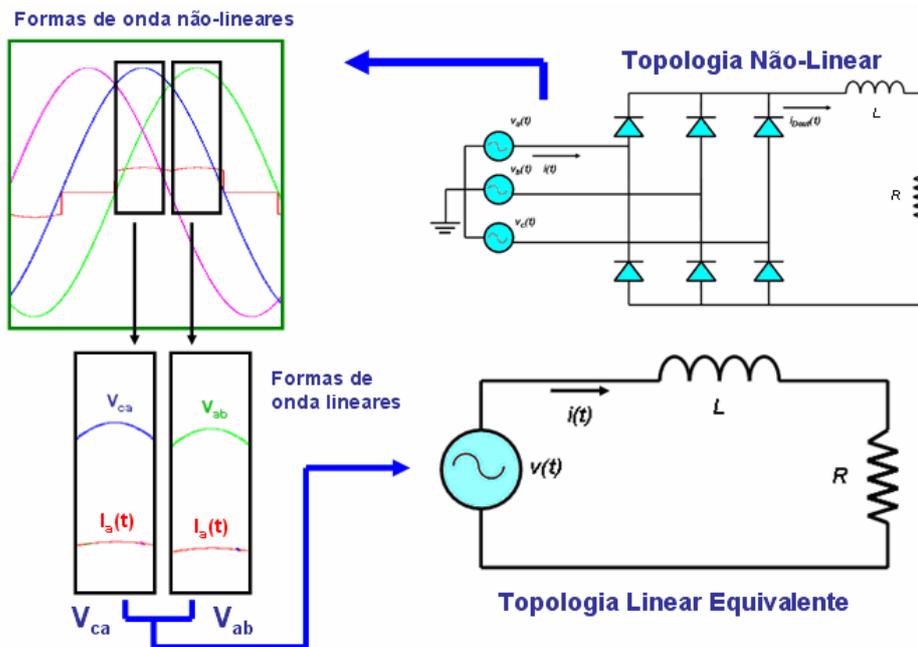


Figura 4.13 Circuito linear equivalente para o retificador trifásico com carga  $RL$ .

Conforme o ilustrado, os intervalos de operação linear indicados no diagrama acima permitem a aplicação de uma modelagem monofásica linear para esta topologia trifásica não-linear. Analogamente às topologias anteriores e conforme as considerações acima, tais intervalos iniciam a partir do instante de tempo em que ocorre condução de corrente (intervalo  $t_{Don}$ ) e terminam no instante em que a corrente se anula (início do intervalo  $t_{Doff}$ ).

### 4.3.2 Topologia em ponte com carga $RC$

A Figura 4.14 a seguir ilustra a estrutura do retificador trifásico em ponte de Graetz com carga  $RC$ . Analogamente ao caso monofásico, a carga  $RC$  atua como um filtro passa-baixas para a redução do *ripple* da tensão retificada de saída.

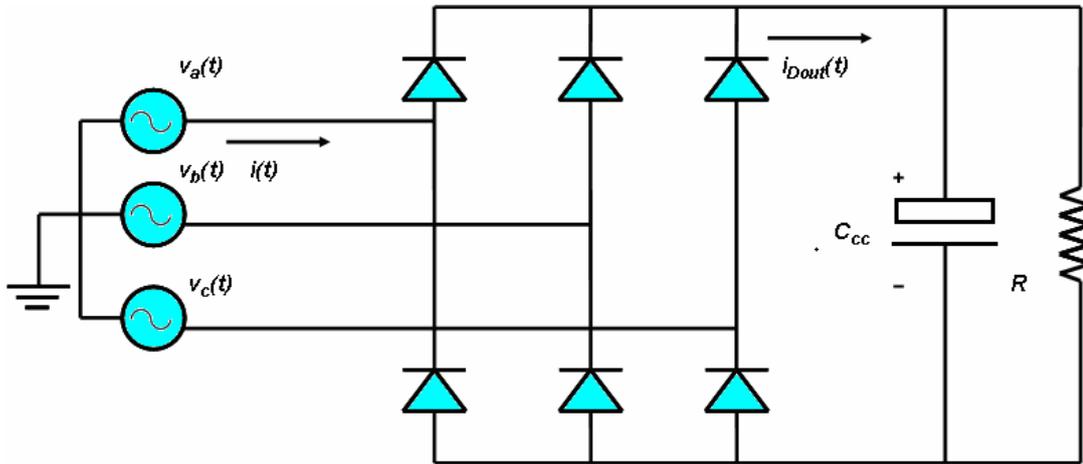


Figura 4.14 Topologia do retificador trifásico de onda completa e carga  $RC$ .

Desta forma, a operação desta estrutura ocorre de forma que, a cada  $120^\circ$ , a fase com maior valor de tensão positiva ativa a condução em um dos diodos da parte superior da ponte e a fase com menor valor de tensão (tensão negativa) ativa a condução de um dos diodos da parte inferior da ponte (não pertencente ao mesmo ramo). Desta forma, por analogia com a topologia trifásica com indutor de filtro, a fase restante (com valor intermediário de tensão ou menor valor em módulo) não gera condução de corrente durante o intervalo considerado.

Durante o período de condução dos diodos, a tensão de alimentação resultante (tensão de linha associada às fases que geram condução) excita diretamente as cargas lineares e a tensão capacitiva acompanha a forma de onda da alimentação. Quando a alimentação (tensão de linha) se torna menor que a tensão do capacitor, os diodos entram em polarização reversa e interrompem a condução e o capacitor passa a descarregar na carga resistiva segundo uma função exponencial controlada pela constante de tempo  $\tau = RC$ .

A Figura 4.15 a seguir ilustra as formas de onda associadas a este modelo de retificador: a tensão de saída, a tensão da fase A  $v_a(t)$  e a corrente de entrada correspondente  $i_a(t)$ .

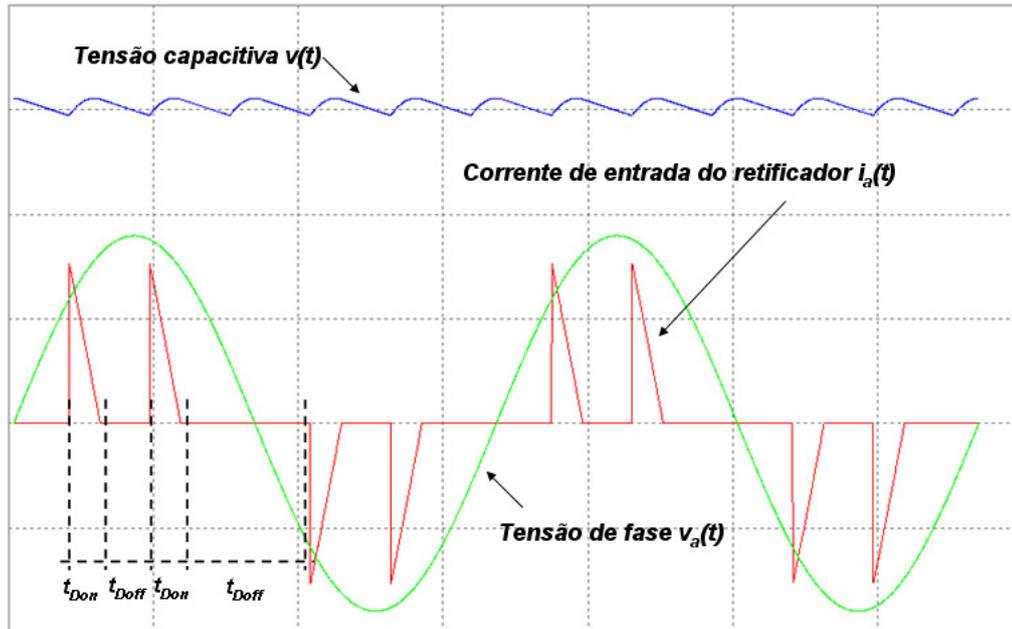


Figura 4.15 Formas de onda do retificador trifásico com carga  $RC$ .

De acordo com a ilustração acima (que representa a evolução da corrente de fase  $i_a(t)$ ), verifica-se que, a cada semiciclo da tensão da rede, poderá haver dois períodos intermediários de condução de corrente pelos diodos (intervalos nos quais o capacitor é carregado acompanhando a forma de onda da tensão de fase resultante) e três períodos de não condução (intervalos nos quais a tensão de linha que excita o capacitor se torna menor que a tensão capacitiva).

A Figura 4.16 representa os ciclos de condução ou carga capacitiva para a corrente  $i_a(t)$  ilustrada acima, a partir da excitação das três tensões de fase:  $v_{ab}(t)$ ,  $v_{bc}(t)$ ,  $v_{ca}(t)$ .

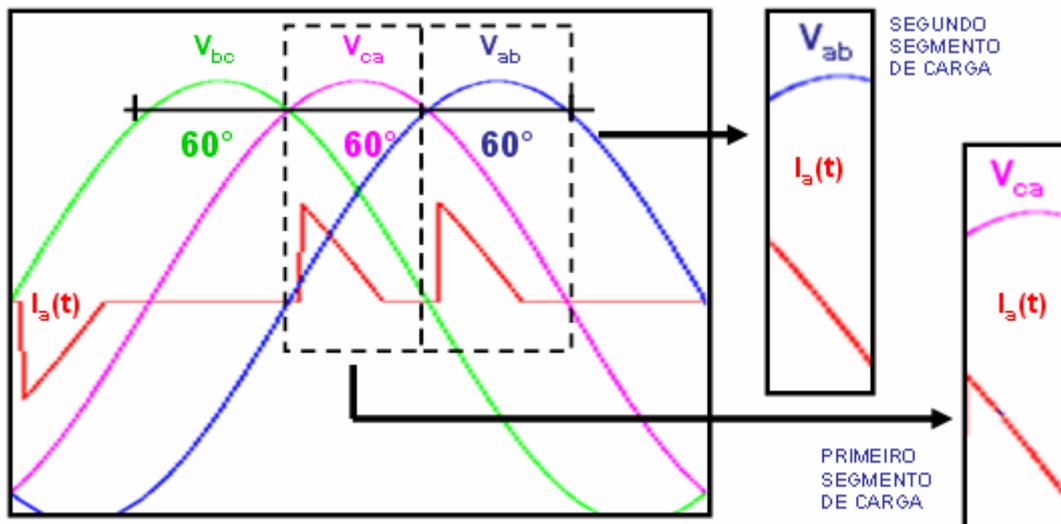


Figura 4.16 Ciclos de condução para a corrente de fase  $i_a(t)$ .

Da mesma forma, observa-se que estes segmentos de carga ocorrem durante os intervalos de excitação indicados acima (com duração de  $60^\circ$ ) e, como resultado, são válidas as mesmas considerações para a corrente de fase  $i_a(t)$  já aplicadas ao modelo com carga  $RL$ :

- Primeiro segmento de carga ou condução: a tensão de linha  $v_{ca}(t)$  excita as cargas.
- Segundo segmento de carga ou condução: a tensão de linha  $v_{ab}(t)$  excita as cargas.

Analogamente ao caso anterior, durante quaisquer das etapas de operação de condução dos diodos (que se repetem a cada semiciclo da rede), este modelo de retificador pode ser representado segundo o modelo de circuito linear apresentado a seguir pela Figura 4.17.

Portanto, os intervalos de operação linear indicados a seguir permitem a aplicação de uma modelagem monofásica linear para a estrutura trifásica não-linear analisada. Tais intervalos iniciam a partir do instante de tempo em que a tensão do capacitor atinge a tensão da fonte (intervalo  $t_{Don}$ ) e terminam a partir do momento em que a corrente se anula.

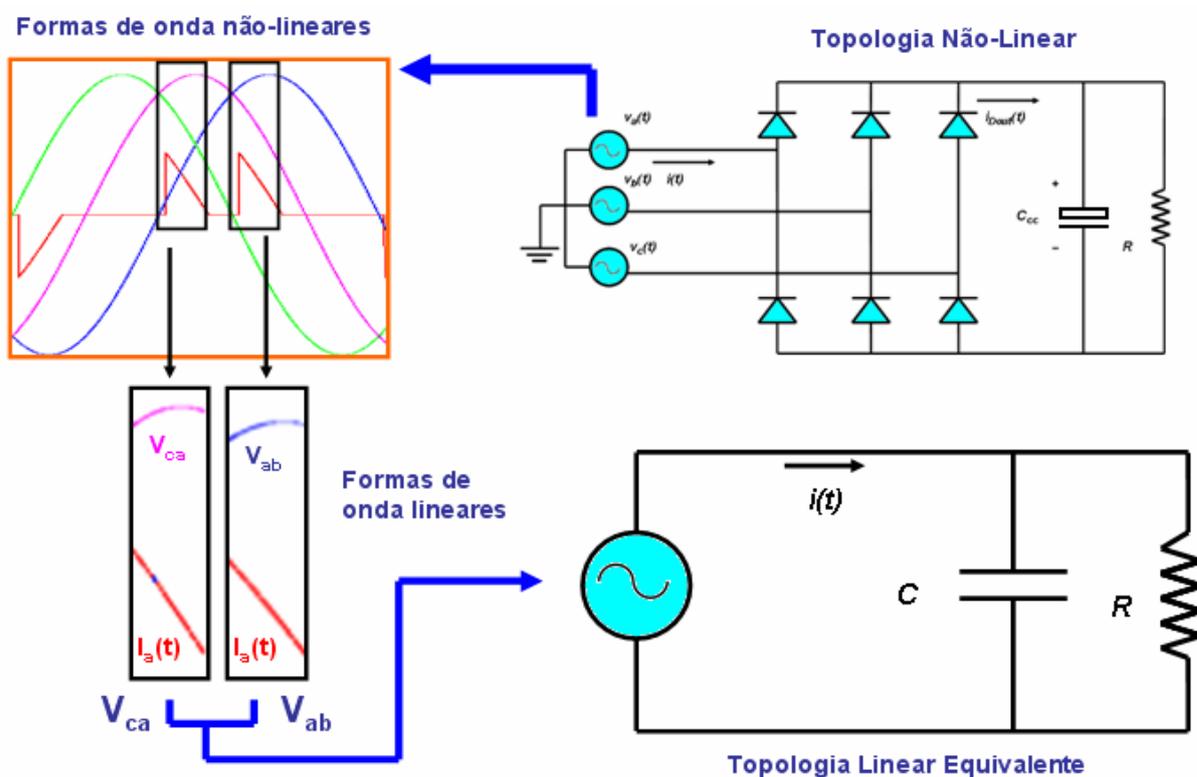


Figura 4.17 Circuito Linear equivalente para o modelo de retificador.

### 4.3.3 Topologia em ponte com carga $RC$ e filtro $L$ de entrada

Este modelo de retificador trifásico pode ser representado conforme a Figura 4.18 e é usualmente empregado em aplicações onde se trabalha com cargas de potência mais elevada.

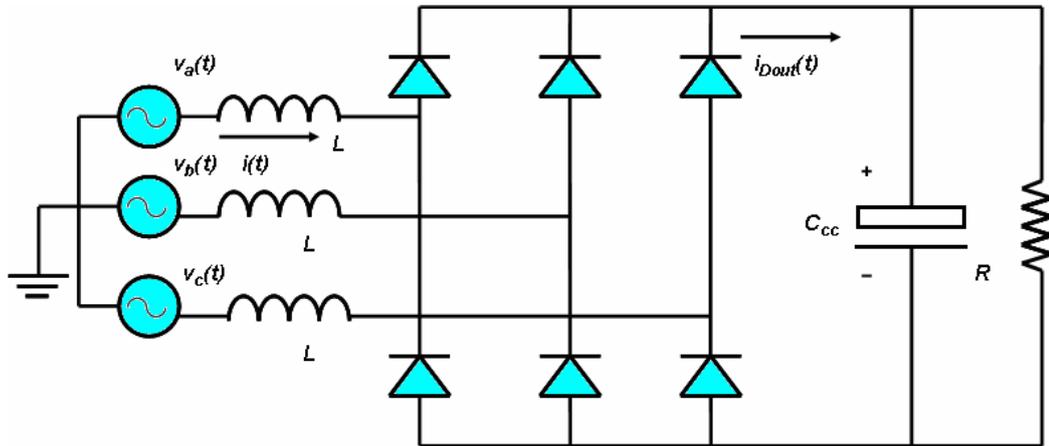


Figura 4.18 Topologia do retificador trifásico em ponte com carga  $RC$  e filtro indutivo.

De acordo com a estrutura funcional deste modelo de retificador trifásico, e analogamente às versões trifásicas já apresentadas, o fluxo de potência fica distribuído entre as 3 fases e a corrente é drenada a cada intervalo de  $60^\circ$  através de duas fases. Desta forma, a cada intervalo de  $60$  graus, as duas fases com tensão em módulo mais elevada ativam a condução nos diodos de maneira que haverá condução em dois diodos simultaneamente (um da parte superior da ponte na malha de tensão mais positiva e outro da parte inferior da ponte na malha de tensão mais negativa), de maneira que na fase restante não haverá condução. Como resultado, para cada intervalo de condução, a tensão resultante de excitação será a tensão de linha correspondente às tensões de fase que ativam a condução. Desta forma, cada diodo conduz durante um intervalo de  $120^\circ$  e cada par de diodos (pertencentes a malhas de fases diferentes) conduz durante um intervalo de  $60^\circ$  (período de excitação das tensões de linha).

A carga linear  $RLC$  atua como um filtro passivo de segunda ordem, onde a frequência de corte é dada pela equação (4.1) a seguir:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.1)$$

Os valores dos componentes lineares influenciam diretamente as formas de onda resultantes. Desta forma, o aumento do fator  $LC$  diminui a frequência de corte do filtro e,

como conseqüência, reduz o *ripple* na tensão de saída. Da mesma forma, o aumento do indutor de filtro gera uma redução dos picos de corrente de forma que, para determinados valores da constante de tempo resultante, a corrente pode não se anular (no intervalo entre os dois picos consecutivos de corrente que ocorrem a cada semiciclo).

A Figura 4.19 a seguir ilustra as seguintes formas de onda: tensão na carga ou tensão capacitiva  $v_c(t)$ , tensão de fase  $v_a(t)$  e corrente de fase ou corrente de entrada  $i_a(t)$ . Desta forma, considerando o conjunto de valores para os componentes da simulação bem como as formas de onda observadas, verifica-se a presença de dois ciclos de carga para cada semiciclo da tensão de fase  $v_a(t)$ .

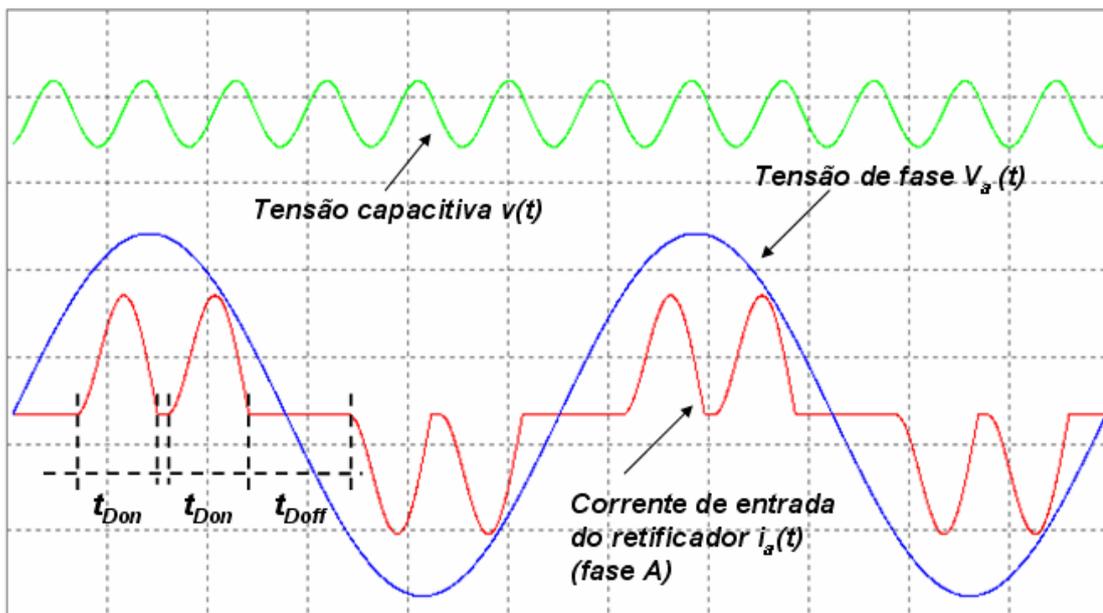


Figura 4.19 Formas de onda do retificador trifásico com carga  $RC$  e indutor  $L$  de entrada.

Em função dos valores empregados de  $R$ ,  $L$  e  $C$  para simulação, as constantes de tempo envolvidas têm valores suficientemente pequenos para permitir uma rápida descarga e, como resultado, a corrente se anula entre dois picos consecutivos, o que, segundo a ilustração acima, corresponde à existência de dois intervalos de tempo de condução  $t_{Don}$  a cada semiciclo da tensão de fase  $v_a(t)$ . A Figura 4.20 representa os ciclos de condução ou carga capacitiva para a corrente  $i_a(t)$  ilustrada acima, a partir da excitação das três tensões de fase:  $v_{ab}(t)$ ,  $v_{bc}(t)$ ,  $v_{ca}(t)$ .

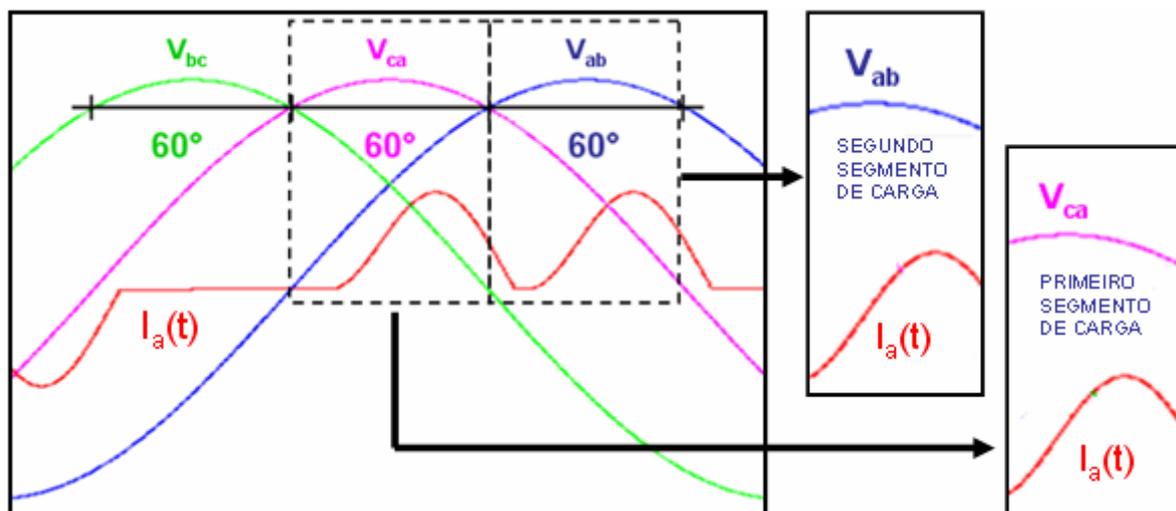


Figura 4.20 Ciclos de condução para a corrente de fase  $i_a(t)$ .

Por fim, verifica-se que, tal como nas versões trifásicas já consideradas para esta topologia de retificador em ponte, estes ciclos de carga ocorrem durante intervalos distintos de excitação ou condução de diodos e, como resultado, são igualmente válidas as considerações a seguir para a corrente de fase  $i_a(t)$ :

- Primeiro segmento de carga ou condução: a tensão de linha  $v_{ca}(t)$  excita as cargas.
- Segundo segmento de carga ou condução: a tensão de linha  $v_{ab}(t)$  excita as cargas.

Portanto, de forma análoga às considerações já apresentadas pela análise descrita nas seções anteriores, durante quaisquer das etapas de operação de condução dos diodos (que se repetem a cada semiciclo da rede), este modelo de retificador pode ser representado segundo o modelo de circuito linear esquematizado pela Figura 4.21.

Por fim, a exemplo do que ocorre com as demais estruturas já analisadas desta topologia, os intervalos de operação linear indicados acima possibilitam a aplicação um modelo monofásico linear.

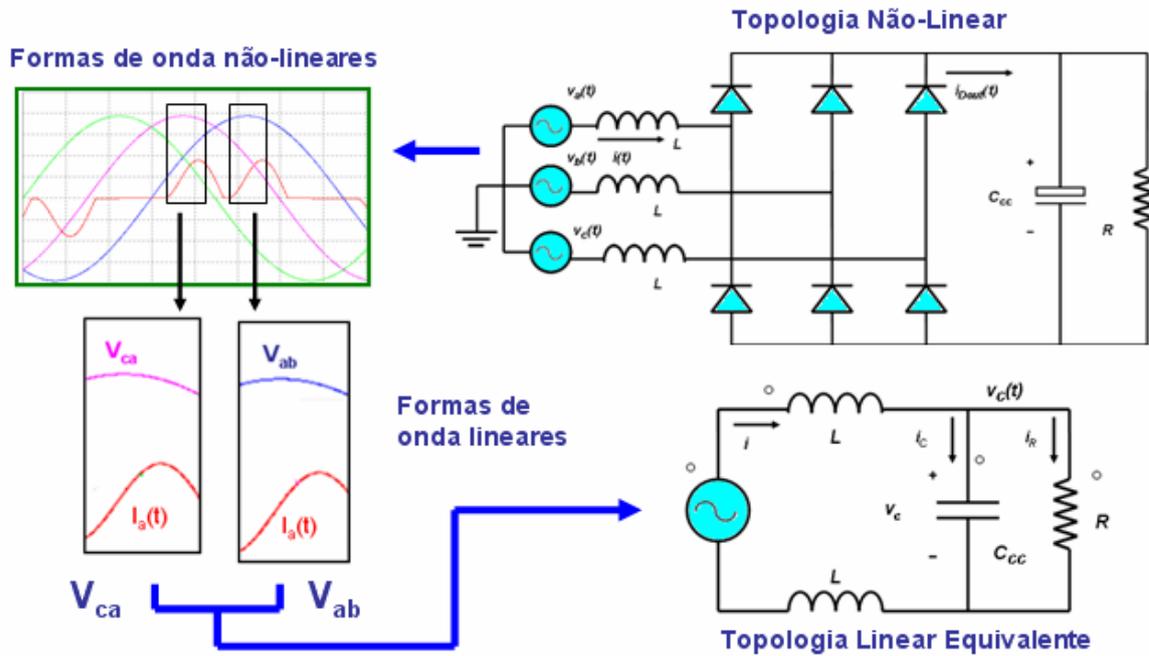


Figura 4.21 Circuito linear equivalente para o modelo de retificador.

Como consideração adicional válida para esta estrutura, observa-se a partir das duas ilustrações acima que o intervalo de condução aplicável para a modelagem linear corresponde apenas ao segmento de carga, sendo, portanto, inferior a um período de excitação de  $60^\circ$  das tensões de linha.

#### 4.3.4 Topologia com ponto médio e carga $RC$ com filtro $L$ de entrada

A topologia do retificador com ponto médio difere da topologia inicialmente considerada neste trabalho (retificador em ponte completa) e a sua estrutura está representada na Figura 4.22 que deverá ser adotada como referência para as considerações a serem feitas sobre o seu modo de operação.

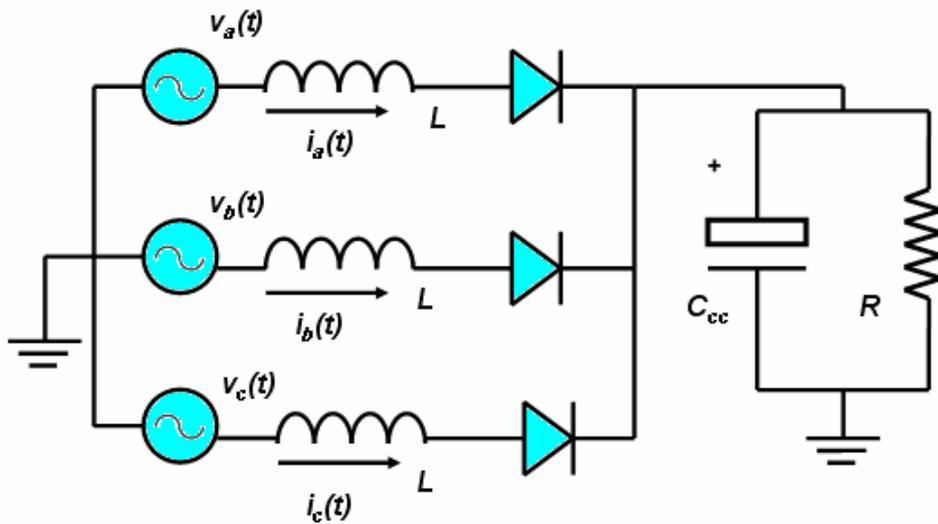


Figura 4.22 Topologia do retificador trifásico de três pulsos com carga  $RC$  e indutor  $L$ .

Desta forma, e por analogia com os retificadores em ponte com carga  $RLC$  já considerados,  $L$  representa as indutâncias parasitas do circuito (e atua como um filtro  $EMI$ ), e o capacitor  $C_{CC}$  é o capacitor de filtragem de forma que capacitores de capacitância elevada são empregados usualmente para a minimização do *ripple* de saída.

Em função da alimentação trifásica, o fluxo de potência deste modelo de retificador fica distribuído entre as três fases e, como resultado da disposição dos semicondutores, este fluxo se dá em uma única fase onde ocorre condução de corrente, de modo que a corrente é drenada em intervalos máximos de até  $120^\circ$  caracterizando uma etapa de operação, enquanto as demais fases permanecem em estado de não condução.

Desta forma, a cada intervalo de  $120^\circ$ , a fase com maior tensão em módulo ativa a condução no diodo correspondente (que, portanto, fica diretamente polarizado) e a tensão da rede (tensão de fase) excita diretamente as cargas lineares ativando a carga no capacitor. Durante esta etapa de carga capacitiva, a tensão da rede fica distribuída entre o capacitor  $C_{CC}$  (ou no resistor de carga  $R$  em paralelo) e o indutor  $L$  de entrada, de forma que a tensão de saída não acompanha estritamente a evolução da excitação, tal como ocorreria com um modelo com carga  $RC$ . O ponto máximo de carga (pico de corrente) se dá no instante em que a tensão capacitiva iguala a tensão de excitação e, como consequência, quando a tensão capacitiva se torna instantaneamente maior que a própria excitação, a corrente começa a decrescer, o que corresponde ao estágio de descarga (segundo estágio da etapa de condução).

Portanto, analogamente ao comportamento do retificador em ponte, a etapa de condução é concluída a partir do instante em que a corrente se anula (instante em que a tensão capacitiva

atinge seu valor máximo). Este processo está ilustrado na Figura 4.23 onde, conforme pode ser observado, o período de condução  $t_{Don}$  ocorre somente durante o semiciclo positivo.

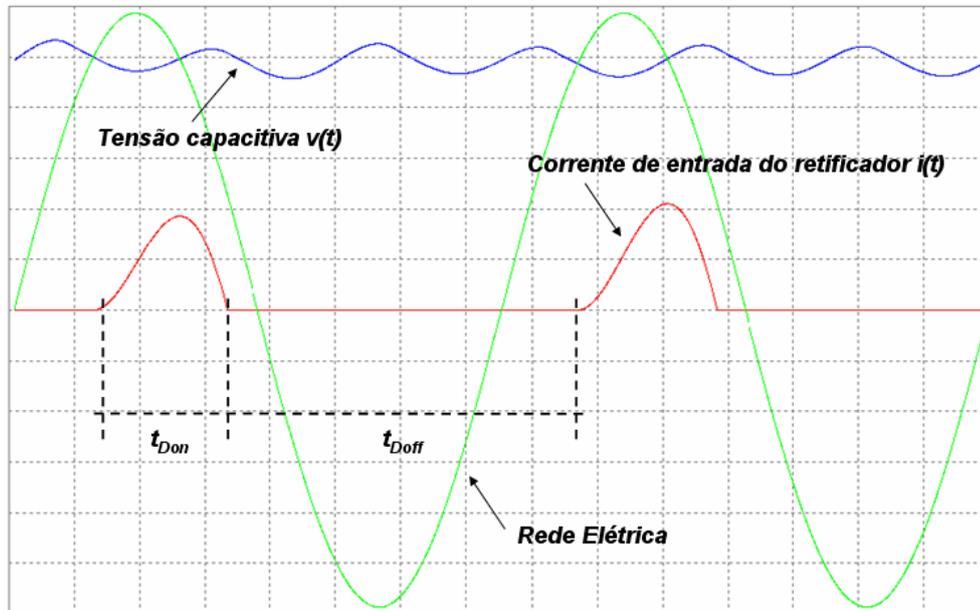


Figura 4.23 Formas de onda do retificador em ponte com carga  $RC$  e indutor  $L$  de entrada.

Tal fato ocorre uma vez que um único diodo é ativado em cada período de condução (com duração de  $120^\circ$ ) e, desta forma, o retorno de corrente se dá através do condutor neutro. Como resultado, considerando um dado período de condução, a corrente de entrada  $i(t)$  é igual à corrente da carga.

Analogamente aos casos anteriores, a Figura 4.23 torna evidente a relação não-linear existente entre as formas de onda de tensão e corrente em função da presença de um período de não condução  $t_{Doff}$ . Portanto, durante esta etapa de carga do capacitor (que ocorre durante o intervalo  $t_{Don}$ ), a estrutura trifásica acima pode ser representada a partir de uma topologia monofásica linear equivalente já considerada para o retificador em ponte completa, conforme esquematizado pela Figura 4.24.

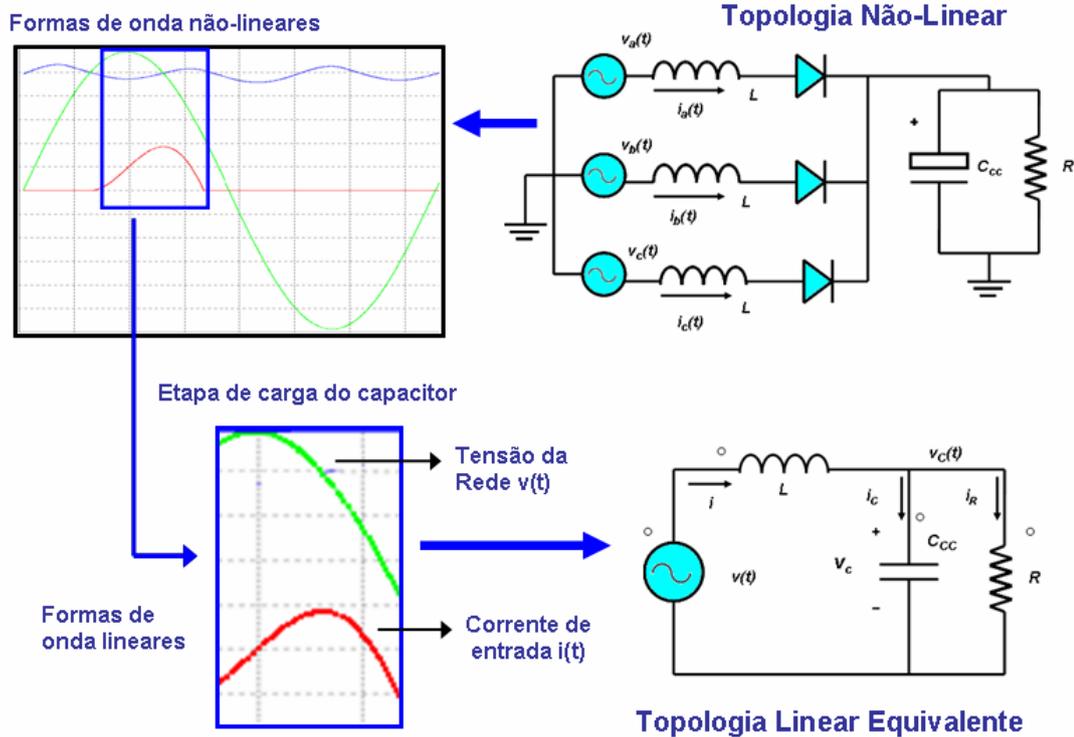


Figura 4.24 Circuito linear equivalente para o modelo de retificador.

A relação linear existente entre as formas de onda indicadas para a topologia linear acima permitem a aplicação de uma modelagem matemática linear, conforme será desenvolvido no próximo capítulo.

#### 4.4 RETIFICADOR MONOFÁSICO: APLICAÇÃO EM NÍVEL DE REDE

Conforme já considerado no capítulo 2 deste trabalho, a topologia de retificador apresentada na seção anterior representa a estrutura mais comumente empregada na concepção do módulo de potência (ou fonte de alimentação) de equipamentos eletrônicos monofásicos em geral. Desta forma, a Figura 4.25 ilustra uma rede de  $N$  equipamentos eletrônicos monofásicos conectados a um PAC de uma instalação elétrica qualquer.

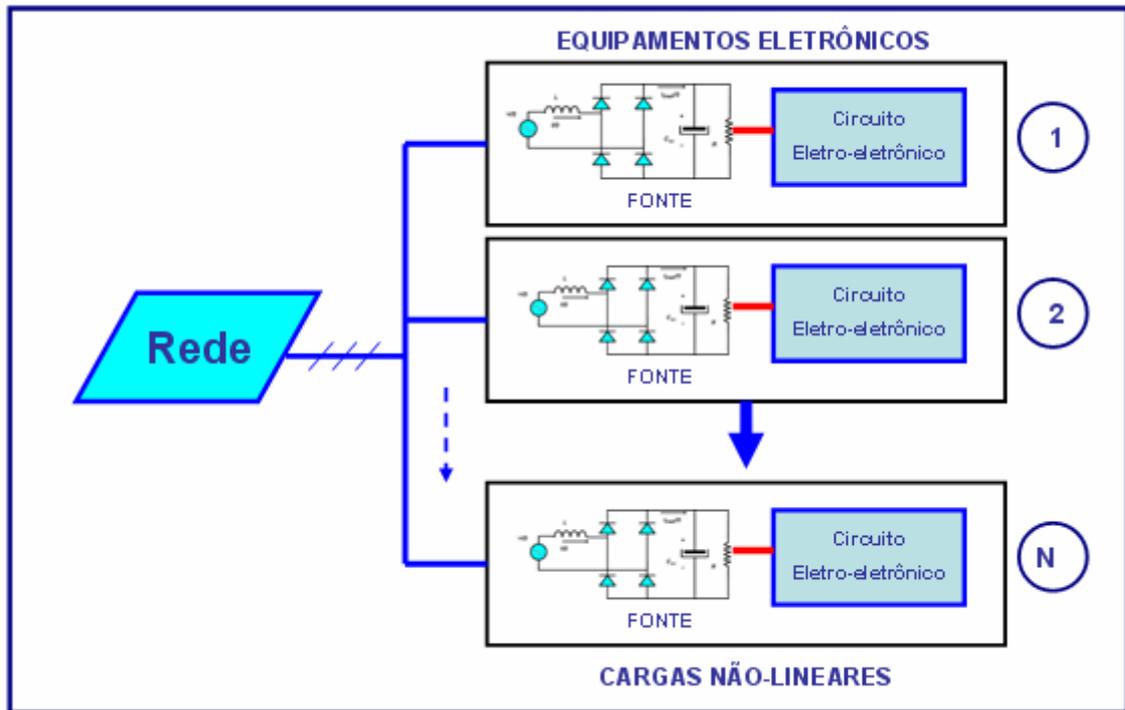


Figura 4.25 Rede de equipamentos eletrônicos monofásicos.

A partir da ilustração acima infere-se que, como resultado da topologia em comum para a fonte de alimentação das cargas não-lineares (retificador monofásico em ponte completa com carga  $RC$  e filtro  $L$  de entrada), cada equipamento individualmente considerado apresentará um conjunto de curvas de tensão e corrente similares ao representado através da Figura 4.8.

A Figura 4.26 ilustrada a seguir indica a relação não-linear entre as formas de onda de tensão e corrente explicitando o intervalo de operação linear (segmento de carga do capacitor durante o estágio de condução dos diodos) para um caso particular de conexão em rede onde as cargas não-lineares consistem em equipamentos similares.

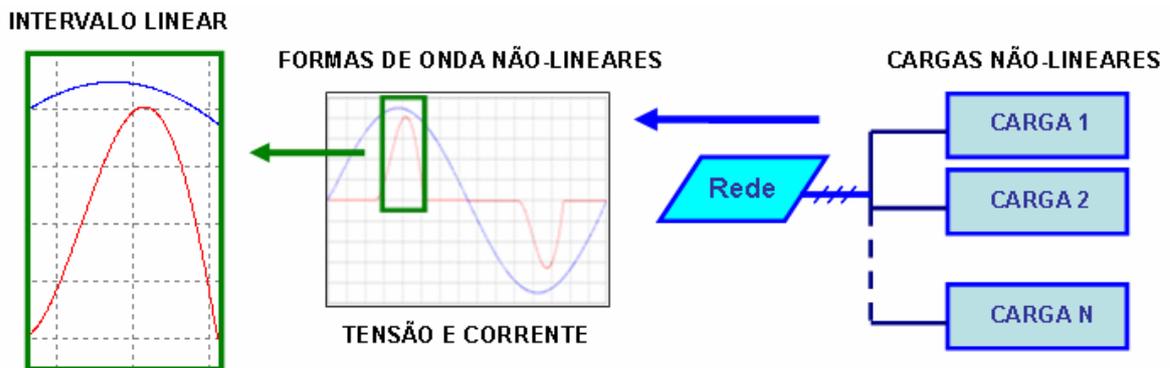


Figura 4.26 Rede de cargas não-lineares iguais.

Desta forma, a corrente de entrada  $i(t)$  da rede corresponde ao somatório das correntes drenadas por cada carga individualmente considerada e, para o caso particularizado acima onde a rede é composta por  $N$  cargas iguais e, conseqüentemente,  $N$  correntes de entrada iguais e em fase, a corrente total de entrada  $i(t)$  pode ser determinada através do produto do fator  $N$  pela corrente de uma carga individual. A Figura 4.27 ilustra o intervalo comum de operação linear do conjunto de cargas equivalentes em rede (no qual há uma relação linear entre tensão e corrente), bem como as topologias lineares equivalentes.

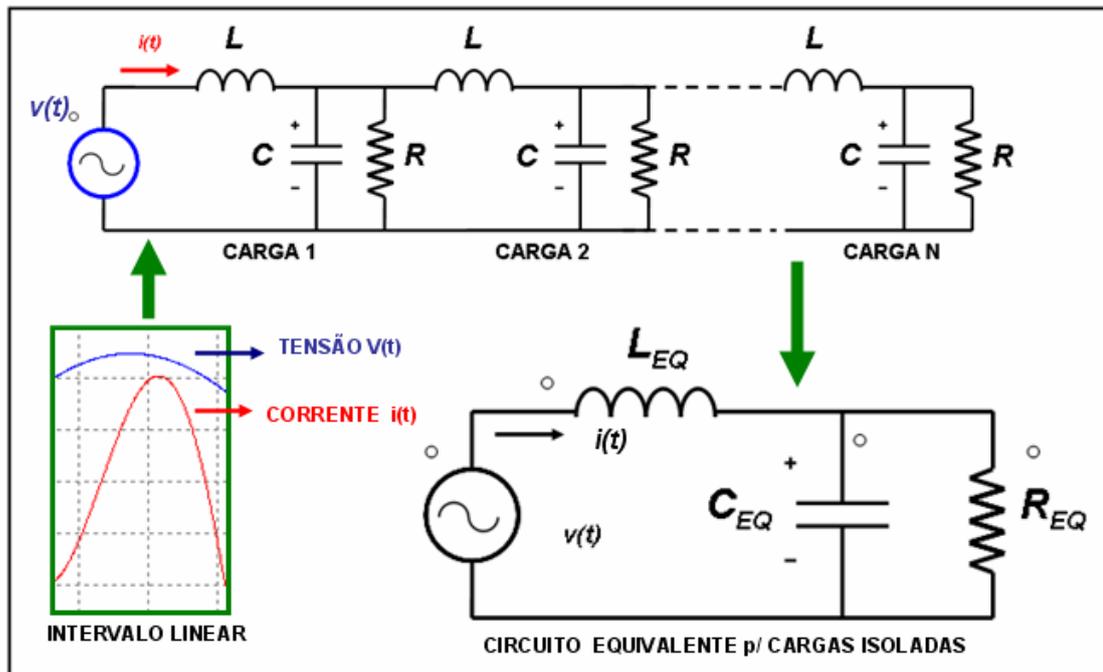


Figura 4.27 Circuito Linear equivalente para o intervalo de operação linear.

## 4.5 CONCLUSÃO

As considerações apresentadas neste capítulo foram conduzidas de maneira a explicitar a estrutura das cargas não-lineares a serem analisadas neste trabalho: os retificadores.

Assim, as seções acima estabelecem uma comparação envolvendo os modos de operação de um dado conjunto de estruturas retificadoras onde os diferentes arranjos na disposição dos semicondutores estabelecem diferentes condições de controle do fluxo de potência (da fonte em direção à carga) e, portanto, impõem diferentes características de não-linearidade.

A escolha das estruturas a serem analisadas foi levada a efeito a partir da existência de um nível mínimo de potência dos dispositivos em que são aplicadas, bem como em função da generalidade de sua aplicação. Portanto, de acordo com este critério, topologias como a do

retificador monofásico de meia onda bem como a do retificador com transformador (derivação central) foram desconsideradas por não apresentarem aplicação em níveis de potência significativos. Desta forma, procedeu-se à análise de duas estruturas de retificação em particular: retificador em ponte completa e retificador com ponto médio.

Dentro do conjunto dos retificadores em ponte completa, este trabalho está particularmente voltado para a estrutura do retificador monofásico em ponte completa com carga  $RC$  e filtro indutivo de entrada uma vez que, conforme já considerado, representa uma estrutura usualmente empregada na fonte de alimentação de equipamentos eletrônicos monofásicos com aplicação industrial, comercial ou residencial.

Os modos de operação de tais topologias podem ser descritos e analisados a partir de uma operação linear por partes (cujo ciclo se repete a cada período da rede) e, desta forma, a consideração isolada de determinadas etapas de operação (identificadas como intervalos de operação linear) permite a aplicação de uma modelagem linear a ser particularizada para cada estrutura, e a partir da qual novas estratégias de equacionamento poderão ser aplicadas.

## **CAPÍTULO 5**

### **ANÁLISE QUANTITATIVA**

## 5 ANÁLISE QUANTITATIVA

### 5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Nos dois capítulos iniciais e, em particular, no capítulo 2, procedeu-se a uma introdução de caráter geral a respeito dos conceitos relacionados ao tema de qualidade de energia e, mais particularmente, à operação de cargas não-lineares e a sua relação com a identificação de uma particular modalidade de perturbação da rede elétrica: a distorção harmônica.

No capítulo 3, procedeu-se à apresentação de conceitos e ferramentas de modelagem de sistemas tais como métodos de discretização associados ao uso de aproximações analógico-discretas (aplicáveis para representação de um sistema linear contínuo a partir de um modelo linear equivalente discreto), e técnicas matriciais de resolução de sistemas sobredeterminados de equações lineares (aplicáveis na determinação do vetor solução para estimação de parâmetros do sistema).

Por fim, o capítulo 4 apresenta uma descrição geral acerca das topologias de cargas não-lineares cuja influência será analisada dentro do escopo deste trabalho no tocante à geração de distorção harmônica na rede. Assim, a análise e identificação de um comportamento linear por partes no modo de operação de cada topologia ou estrutura de retificação apresentada permite a identificação de um intervalo de comportamento linear que, conseqüentemente, pode ser representado a partir de um modelo linear (e que, portanto, envolva apenas as cargas lineares).

Com base nas considerações acima e, particularmente, nas considerações do capítulo 4, as seções a seguir descrevem uma proposta de modelagem e estimação de parâmetros desenvolvida a partir de um conjunto de topologias lineares que representam o modelo equivalente de cada estrutura retificadora durante os estágios de operação linear já indicados. Esta proposta de modelagem será empregada nos capítulos seguintes como estratégia de estimação de parâmetros para as cargas não-lineares descritas. As topologias lineares a serem consideradas são as cargas a seguir:

- Carga *RC* série
- Carga *RL* série
- Carga *RC* paralelo

- Carga *RLC* (*RC* paralelo, *L* série)

A estrutura de carga *RC* série não corresponde a um modelo linear equivalente para uma estrutura não-linear de retificação e, no entanto, será considerada para a aplicação da proposta de modelagem e estimação deste trabalho com o objetivo de comparar o desempenho obtido a partir dos métodos apresentados.

Desta forma, para cada topologia linear considerada, a modelagem por discretização será desenvolvida segundo as aproximações *Backward* e Tustin (destacadas no capítulo 3). Adicionalmente, o método fasorial também será empregado para a modelagem das cargas lineares, visando a comparar a exatidão da metodologia proposta com relação a esse método clássico.

A estrutura do equacionamento a ser apresentado pode ser sintetizada segundo a seqüência de etapas a seguir:

- 1. Definição do Modelo Linear Contínuo:** definição da equação diferencial (modelo no domínio tempo) e de sua correspondente função de transferência FT (modelo no domínio frequência)
- 2. Discretização:** substituição da variável *s* (plano *s* - domínio frequência) pela variável *z* (domínio *z*) através de uma aproximação analógico-discreta (aproximação *Backward* dada por **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e aproximação de Tustin dada por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**)
- 3. Definição do Modelo Linear Discreto:** definição da função de transferência discreta (modelo discreto no domínio *z*) e da correspondente equação de diferenças (domínio tempo).
- 4. Definição e Solução do Sistema Não-Linear:** definição de um sistema de equações não-lineares a partir dos coeficientes da equação de diferenças resultante (onde cada coeficiente é expresso em função dos parâmetros do sistema) e determinação da solução do sistema que corresponde ao conjunto de expressões estimadoras (onde cada parâmetro estimado é expresso em função dos coeficientes da equação).

## 5.2 Modelagem de carga $RL$ série

Segundo as considerações já apresentadas no capítulo 4, uma topologia linear do tipo  $RL$  série pode ser empregada como circuito linear equivalente para determinadas etapas de operação de retificadores monofásicos e trifásicos com carga  $RL$  e, portanto, uma apresentação inicial desta estratégia de modelagem será desenvolvida através de sua aplicação a uma carga  $RL$  série, conforme a representação mostrada na Figura 5.1 a seguir.

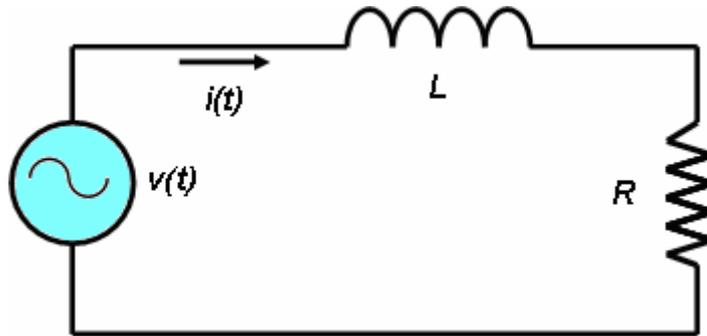


Figura 5.1 Topologia de Carga  $RL$  série.

### 5.2.1 Aproximação *Backward*

A topologia apresentada pela figura acima representa um circuito linear de primeira ordem e pode ser representada através da equação diferencial ordinária linear de primeira ordem dada por (5.6).

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} + R i(t) \quad (5.6)$$

Conforme pode ser observado, a equação foi expressa de forma a relacionar as variáveis de interesse (tensão da rede  $v(t)$  e corrente de entrada  $i(t)$ ) para a análise a ser desenvolvida.

Aplicando-se a Transformada de Laplace na equação acima e considerando uma análise para o sistema sob condições iniciais nulas, obtém-se uma função de transferência que relaciona as variáveis de interesse indicadas pela equação diferencial, conforme expresso por (5.7).

$$G(s) = \frac{I(s)}{V(s)} \quad (5.7)$$

Desta forma, obtém-se uma função de transferência de primeira ordem cujos coeficientes são expressos como função dos parâmetros físicos do sistema (resistência e indutância), conforme indicado por (5.8).

$$G(s) = \frac{1}{L} \frac{1}{s + \frac{R}{L}} \quad (5.8)$$

A próxima etapa consiste na aplicação da aproximação *Backward*, conforme expresso por **Erro! Fonte de referência não encontrada.** através da qual, conforme já comentado, os pólos representativos do sistema no espaço contínuo (plano  $s$ ) são mapeados através de um conjunto correspondente de pólos no espaço discreto (plano  $z$ ). Desta forma, o processo pode ser esquematizado através de (5.9).

$$G(z) = G(s) \Big|_{s = \frac{z-1}{T_s z}} \quad (5.9)$$

A substituição algébrica indicada acima conduz a uma função de transferência discreta (domínio  $z$ ) representando o modelo linear equivalente discreto para o sistema contínuo expresso por (5.10).

$$G(z) = \frac{1}{L} \frac{1}{\left(\frac{z-1}{T_s z}\right) + \frac{R}{L}} \quad (5.10)$$

O desenvolvimento algébrico da expressão indicada acima conduz a uma expressão racional de acordo com (5.11) cuja representação foi normalizada em relação ao coeficiente de ordem mais elevada do denominador. Conforme pode ser observado, os coeficientes da função de transferência discreta são uma função dos parâmetros físicos do sistema e, adicionalmente, do período de amostragem  $T_s$  adotado.

$$G(z) = \frac{\left(\frac{T_s}{L+RT}\right)z}{z + \left(\frac{-L}{L+RT_s}\right)} \quad (5.11)$$

Portanto, (5.11) é uma função de transferência discreta de primeira ordem cuja representação racional pode ser expressa em um formato mais geral a partir da equação (5.12).

$$G(z) = \frac{\alpha z}{z + \beta} \quad (5.12)$$

Segundo a seqüência desta proposta de modelagem, os coeficientes de (5.12) conduzem à definição de um sistema de equações algébricas não-lineares, conforme indicado através de (5.13) e (5.14).

$$\alpha = \frac{T_s}{L+RT_s} \quad (5.13)$$

$$\beta = \frac{-L}{L+RT_s} \quad (5.14)$$

Desta forma, a solução do sistema de equações, obtida a partir da manipulação algébrica de (5.13) e (5.14), conduz às expressões de estimação para os parâmetros físicos do sistema (indutor  $L$  e resistor  $R$ ) de acordo com (5.15) e (5.16).

$$L = \frac{-\beta T_s}{\alpha} \quad (5.15)$$

$$R = \frac{\beta + 1}{\alpha} \quad (5.16)$$

Conforme pode ser observado, em conformidade com os objetivos deste desenvolvimento, cada parâmetro é expresso como função dos coeficientes da função de transferência discreta bem como do período de amostragem  $T_s$ .

A etapa subsequente de modelagem consiste na obtenção da equação de diferenças correspondente à função de transferência discreta expressa por (5.12). Desta forma, manipulando-se os termos desta equação e aplicando-se a transformada Z inversa, obtém-se uma equação expressa por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$Z^{-1}\{I(z)(z + \beta)\} = Z^{-1}\{\alpha zV(z)\} \quad (5.17)$$

A manipulação dos termos da equação através do desenvolvimento dos produtos indicados de cada lado do sinal de igualdade conduz a **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$Z^{-1}\{zI(z) + \beta I(z)\} = Z^{-1}\{\alpha zV(z)\} \quad (5.18)$$

Como resultado, obtém-se a equação de diferenças de primeira ordem indicada em **Erro! Fonte de referência não encontrada.** que representa, para um dado valor de  $T_s$ , o modelo equivalente discreto para o sistema contínuo descrito por (5.6). A ordem da equação é indicada a partir do termo com nível máximo de atraso.

$$I(n) + \beta I(n-1) = \alpha V(n) \quad (5.19)$$

Onde:

$I(n)$  - Amostra de corrente.

$V(n)$  - Amostra de tensão.

Tomando-se um conjunto de N pontos de tensão e corrente, obtém-se um sistema de N-1 equações lineares que pode ser representado segundo o formato matricial dado por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$\begin{bmatrix} I(2) \\ I(3) \\ \vdots \\ I(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I(1) & V(2) \\ -I(2) & V(3) \\ \vdots & \vdots \\ -I(N-1) & V(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ \alpha \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Conforme já indicado no capítulo 3, esta representação matricial pode ser expressa segundo a equação matricial  $I = \Psi\theta$  e, desta forma, as dimensões para cada termo correspondem às indicadas a seguir:

- I: Vetor de corrente (N-1 x 1).
- $\Psi$ : Matriz de regressores (matriz do sistema) (N-1 x 2).
- $\theta$ : Vetor solução (2 x 1).

### 5.2.2 Aproximação de Tustin

Nesta seção, a mesma proposta ou estratégia de modelagem será estendida para a mesma estrutura através da aproximação de Tustin em substituição à aproximação *Backward*. Por conseguinte, os procedimentos algébricos seguem um caminho similar ao anteriormente apresentado de tal forma que os resultados de cada etapa do processo serão apresentados a seguir.

Partindo-se da mesma função de transferência  $G(s)$  expressa por (5.8) para a representação da carga  $RL$ , procede-se à substituição algébrica indicada por (5.21) a seguir.

$$G(z) = G(s) \Big|_{s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}} \quad (5.21)$$

O desenvolvimento resultante desta substituição algébrica é expresso a partir de (5.22) e conduz a uma função de transferência discreta (domínio  $z$ ), representando o modelo linear equivalente discreto para o sistema contínuo similar ao expresso através de (5.10).

$$G(s) = \frac{1}{L} \frac{1}{\left( \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \right) + \frac{R}{L}} \quad (5.22)$$

O desenvolvimento algébrico da expressão indicada acima origina uma expressão racional, conforme representado por (5.23), cuja representação foi normalizada em relação ao coeficiente de mais alta ordem do denominador. Conforme pode ser observado, os coeficientes da função de transferência discreta são uma função dos parâmetros físicos do sistema (parâmetros  $R$  e  $L$ ) e, adicionalmente, do período de amostragem  $T_s$  adotado.

$$G(z) = \frac{\left(\frac{T_s}{2L + RT_s}\right)z + \left(\frac{T_s}{2L + RT_s}\right)}{z + \left(\frac{RT_s + 2L}{2L + RT_s}\right)} \quad (5.23)$$

Portanto, a representação geral da função de transferência como uma função racional de segunda ordem pode ser expressa segundo o modelo apresentado por (5.24), conforme é indicado a seguir:

$$G(z) = \frac{\alpha_1 z + \alpha_2}{z + \beta} \quad (5.24)$$

Desta forma, a partir dos coeficientes da função de transferência, um sistema de 3 equações algébricas não-lineares e três variáveis pode ser expresso conforme (5.25), (5.26) e (5.27).

$$\alpha_1 = \frac{T_s}{2L + RT_s} \quad (5.25)$$

$$\alpha_2 = \frac{T_s}{2L + RT_s} \quad (5.26)$$

$$\beta = \frac{RT_s + 2L}{2L + RT_s} \quad (5.27)$$

Por conseguinte, a solução do sistema de equações, obtida a partir da manipulação algébrica de (5.25), (5.26) e (5.27), conduz às expressões de estimação para os parâmetros do

sistema. Em conformidade com os objetivos do desenvolvimento, cada parâmetro é expresso como função dos coeficientes da função de transferência discreta bem como do período de amostragem  $T_s$ , tal como demonstrado através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$L = \frac{T_s(1-\beta)}{4\alpha} \quad (5.28)$$

$$R = \frac{\beta+1}{2\alpha} \quad (5.29)$$

É conveniente observar que, ainda que desenvolvidas a partir de um processo similar ao aplicado na seção anterior, as expressões estimadoras apresentadas acima originam-se a partir de um modelo discreto distinto (associado a uma expressão aproximadora distinta). Portanto, tais expressões estimadoras diferem das obtidas na seção anterior ((5.15) e (5.16)), apresentam maior complexidade e, conforme será demonstrado nas seções posteriores, conduzem a melhores resultados de estimação.

A etapa subsequente de modelagem consiste na aplicação da transformada Z inversa sobre a função de transferência discreta expressa através de (5.24), conforme indicado por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$Z^{-1}\{I(z)(z+\beta)\} = Z^{-1}\{V(z)(\alpha_1z+\alpha_2)\} \quad (5.30)$$

A manipulação dos termos desta equação através do desenvolvimento dos produtos indicados de cada lado do sinal de igualdade conduz a **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$Z^{-1}\{zI(z)+\beta I(z)\} = Z^{-1}\{\alpha_1zV(z)+\alpha_2V(z)\} \quad (5.31)$$

Como resultado, obtém-se a equação de diferenças de primeira ordem indicada em **Erro! Fonte de referência não encontrada.** que representa, para um dado valor de  $T_s$ , o modelo equivalente discreto para o sistema contínuo descrito por (5.6).

$$I(n) + \beta I(n-1) = \alpha_1 V(n) + \alpha_2 V(n-1) \quad (5.32)$$

Observa-se a partir de (5.24) que, diferentemente do caso analisado na seção anterior, a função de transferência discreta obtida apresenta três coeficientes significativos e, no entanto, conforme pode ser observado a partir de (5.25) e (5.26), os coeficientes  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  (do numerador de  $G(z)$ ) são iguais, o que permite a simplificação de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** para o modelo apresentado em **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$I(n) + \beta I(n-1) = \alpha(V(n) + V(n-1)) \quad (5.33)$$

Analogamente às considerações da seção anterior, tomando-se um conjunto de  $N$  pontos de tensão e corrente, obtém-se um sistema de  $N-1$  equações, segundo o modelo apresentado acima, o que pode ser representado por meio do formato matricial apresentado em **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$\begin{bmatrix} I(2) \\ I(3) \\ \vdots \\ I(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I(1) & V(2)+V(1) \\ -I(2) & V(3)+V(2) \\ \vdots & \vdots \\ -I(N-1) & V(N)+V(N-1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \alpha \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

A representação matricial acima pode igualmente ser expressa de uma forma mais simplificada a partir da equação  $I = \Psi \theta$ , onde cada elemento apresenta dimensões similares às indicadas para **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

### 5.2.3 Método Fasorial

Para fins de comparação de resultados, uma modelagem alternativa para a topologia  $RL$  série será desenvolvida e analisada nesta seção considerando a abordagem clássica do método fasorial. Ainda que adequado para a representação e modelagem de topologias lineares, o método fasorial descreve apenas sistemas sob excitação senoidal (frequência fixa) e operando em regime permanente (não descreve o transitório) e, desta forma, não apresenta robustez a sinais de excitação com componentes harmônicas. Uma alternativa pouco prática para

contornar esta limitação consiste em aplicar o princípio da superposição e representar um sinal segundo um conjunto de N componentes harmônicas e analisar a resposta de N modelos similares excitados individualmente por cada uma das componentes, de forma que a resposta do sistema será dada pela soma das respostas isoladamente computadas.

De acordo com o método fasorial, a impedância da carga pode ser representada segundo um número complexo onde a parte real representa a resistência  $R$  e a parte imaginária representa a reatância indutiva  $X_L$ , conforme ilustrado por **Erro! Fonte de referência não encontrada.** a seguir:

$$Z = R + jX_L = R + j\omega L \quad (5.35)$$

Como resultado de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, o módulo e a fase da impedância complexa podem ser expressos através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (5.36)$$

$$\phi = \arctan \frac{\omega L}{R} \quad (5.37)$$

Desta forma, a impedância expressa em **Erro! Fonte de referência não encontrada.** relaciona tensão e corrente de acordo com **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$V_m = Z I_m \quad (5.38)$$

Onde:

$\omega$  - Freqüência angular da rede elétrica.

$\phi$  - Ângulo de fase entre tensão e corrente.

$V_m$  - Valor de pico (valor máximo) da tensão da rede.

$I_m$  - Valor de pico da corrente.

$Z$  - Impedância da carga.

Relacionando **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, obtém-se as expressões para a estimação de  $R$  e  $L$ , conforme representado a seguir através de (5.39) e (5.40), respectivamente.

$$R = \frac{V_m}{I_m} \cos \phi \quad (5.39)$$

$$L = \frac{V_m}{\omega I_m} \text{sen } \phi \quad (5.40)$$

A partir das equações acima, verifica-se que a estimação do resistor emprega como informação três parâmetros de entrada: 1 ponto de tensão ( $V_m$ ), 1 ponto de corrente ( $I_m$ ) e o ângulo de fase ( $\phi$ ). A estimação do indutor  $L$  exige adicionalmente a frequência da rede ( $\omega$ ).

Portanto, de acordo com as considerações feitas acima, a análise de formas de onda com harmônicas para estimação de parâmetros pelo método fasorial envolve a decomposição do sinal segundo  $N$  componentes harmônicos de frequência  $n\omega$ .

### 5.3 Modelagem de carga $RC$ série

Conforme as considerações do capítulo 4, um circuito  $RC$  série não pode ser empregado como modelo para a etapa de operação linear das cargas não-lineares a serem analisadas neste trabalho, uma vez que não corresponde às topologias equivalentes de carga das estruturas retificadoras (carga  $RC$  paralelo, carga  $RL$  série, carga  $RC$  paralelo  $L$  série).

Portanto, esta topologia linear será considerada e modelada neste trabalho para avaliar o desempenho do processo de estimação diante de diferentes condições de valores de componentes e segundo os métodos de modelagem desenvolvidos. Desta forma, a proposta de modelagem apresentada neste trabalho foi adicionalmente empregada para a modelagem de uma carga  $RC$  série, conforme a representação da Figura 5.2.

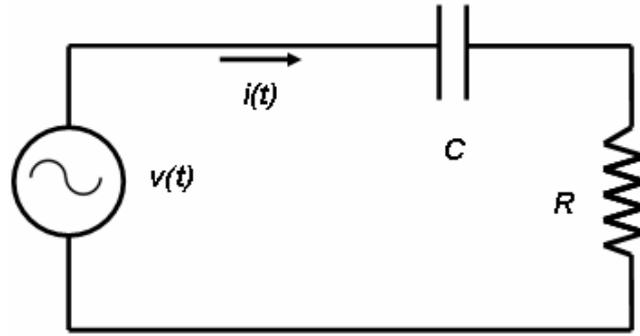


Figura 5.2 Topologia de Carga RC série.

### 5.3.1 Aproximação *Backward*

A topologia apresentada pela figura acima representa igualmente um circuito linear de primeira ordem e, da mesma forma, é também representada através de uma equação diferencial ordinária linear de primeira ordem, conforme expresso em **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$v(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt + Ri(t) \quad (5.41)$$

Por conveniência de representação, tomando-se a derivada de cada uma das parcelas, a equação acima pode ser expressa alternativamente através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$\frac{dv(t)}{dt} = \frac{1}{C} i(t) + R \frac{di(t)}{dt} \quad (5.42)$$

Através da aplicação da Transformada de Laplace, obtém-se a função de transferência correspondente para o sistema de primeira ordem, conforme (5.43).

$$G(s) = \frac{1}{R} \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} \quad (5.43)$$

Como próxima etapa do processo algébrico, procede-se à aplicação da expressão aproximadora a ser considerada nesta seção (aproximação *Backward*) de forma a possibilitar a obtenção do modelo linear equivalente discreto para o sistema contínuo considerado. Desta forma, chega-se à expressão dada a partir de (5.44).

$$G(s) = \frac{1}{R} \frac{\left(\frac{z-1}{T_s}\right)}{\left(\frac{z-1}{T_s}\right) + \left(\frac{1}{RC}\right)} \quad (5.44)$$

A manipulação algébrica da FT indicada acima conduz à expressão racional dada através de (5.45), a qual foi normalizada em relação ao coeficiente de mais alta ordem do denominador.

$$G(z) = \frac{\left(\frac{C}{RC+T_s}\right)z + \left(\frac{-C}{RC+T_s}\right)}{z + \left(\frac{-RC}{RC+T_s}\right)} \quad (5.45)$$

Como regra geral, e por analogia com o desenvolvimento anterior, observa-se que os coeficientes da FT discreta são função dos parâmetros físicos do sistema em análise (a resistência  $R$  e a capacitância  $C$ ) bem como do período de amostragem  $T_s$  considerado.

Uma expressão geral para a função de transferência discreta é dada através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$G(z) = \frac{I(z)}{V(z)} = \frac{\alpha_1 z + \alpha_2}{z + \beta} \quad (5.46)$$

Desta forma, os coeficientes associados à FT discreta apresentada conduzem a um sistema de 3 equações algébricas não-lineares, conforme é indicado através de **Erro! Fonte de referência não encontrada., Erro! Fonte de referência não encontrada. e Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$\alpha_1 = \frac{C}{RC + T_s} \quad (5.47)$$

$$\alpha_2 = \frac{-C}{RC + T_s} \quad (5.48)$$

$$\beta = \frac{-RC}{RC + T_s} \quad (5.49)$$

A partir de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, observa-se que  $\alpha_1 = -\alpha_2$ . A solução do sistema de equações, obtida através da manipulação algébrica das equações acima, conduz a uma expressão para os parâmetros a serem estimados, conforme expresso através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e (5.51).

$$R = \frac{-\beta}{\alpha} \quad (5.50)$$

$$C = \frac{\alpha_1 T_s}{1 + \beta} \quad (5.51)$$

### 5.3.2 Aproximação de Tustin

Como segunda etapa do processo de modelagem proposto para a carga  $RC$  série, o procedimento desenvolvido será aplicado considerando a aproximação de Tustin. Portanto, esta análise parte da função de transferência contínua  $G(s)$  já apresentada através de (5.43). Por substituição algébrica a partir desta segunda aproximação, chega-se a (5.52), conforme é representado a seguir.

$$G(s) = \frac{1}{R} \frac{\left( \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \right)}{\left( \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \right) + \left( \frac{1}{RC} \right)} \quad (5.52)$$

Manipulando-se os termos de (5.52) e normalizando-se os coeficientes em função do coeficiente de ordem mais elevada do denominador, chega-se a (5.53).

$$G(z) = \frac{\left(\frac{2C}{2RC + T_s}\right)z + \left(\frac{-2C}{2RC + T_s}\right)}{z + \left(\frac{T_s - 2RC}{T_s + 2RC}\right)} \quad (5.53)$$

A equação dada por (5.53) representa portanto uma função de transferência discreta de primeira ordem com 3 coeficientes significativos para a modelagem e, como conseqüência, o modelo genérico a ser adotado para a FT pode igualmente ser expresso a partir de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** já empregada para a modelagem anterior. Desta forma, e adotando-se a mesma notação empregada anteriormente, este conjunto de coeficientes compõe um sistema de três equações algébricas não-lineares, conforme **Erro! Fonte de referência não encontrada., Erro! Fonte de referência não encontrada. e Erro! Fonte de referência não encontrada..**

$$\alpha_1 = \frac{2C}{2RC + T_s} \quad (5.54)$$

$$\alpha_2 = \frac{-2C}{2RC + T_s} \quad (5.55)$$

$$\beta = \frac{T_s - 2RC}{T_s + 2RC} \quad (5.56)$$

Segundo a seqüência desta proposta de modelagem, a solução deste sistema conduz às expressões para a estimação dos parâmetros da carga a partir de **Erro! Fonte de referência não encontrada. e Erro! Fonte de referência não encontrada..**

$$R = \frac{1 - \beta}{2\alpha} \quad (5.57)$$

$$C = \frac{\alpha_1 T_s}{1 + \beta} \quad (5.58)$$

Desta forma, e em conformidade com os objetivos do equacionamento, os parâmetros são computados como função dos coeficientes da FT discreta bem como do período de amostragem  $T_s$  considerado. Comparando-se **Erro! Fonte de referência não encontrada.** mostrada acima com (5.51), observa-se ainda que os resultados de modelagem definidos para ambas as aproximações conduzem à mesma expressão para a estimação do capacitor. Portanto, os valores estimados para o capacitor a partir dos modelos de ambas as aproximações serão os mesmos, o que não ocorre no caso das expressões para o resistor.

Conforme já observado, o modelo geral da FT discreta apresentado em **Erro! Fonte de referência não encontrada.** aplica-se igualmente a ambos os modelos, o que permite a generalização dos resultados a seguir para a modelagem da carga  $RC$ . Assim, na seqüência deste processo, aplica-se a Transformada  $Z$  neste modelo geral da FT discreta, conforme indicado através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$Z^{-1} \{I(z)(z + \beta)\} = Z^{-1} \{V(z)(\alpha_1 z + \alpha_2)\} \quad (5.59)$$

Como resultado, desenvolvendo-se os produtos indicados por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, chega-se a **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, conforme representado a seguir.

$$Z^{-1} \{zI(z) + \beta I(z)\} = Z^{-1} \{\alpha_1 zV(z) + \alpha_2 V(z)\} \quad (5.60)$$

Por fim, a computação das operações indicadas conduz à equação de diferenças de primeira ordem representada através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$I(n) + \beta_1 I(n-1) = \alpha_1 V(n) + \alpha_2 V(n-1) \quad (5.61)$$

Por analogia com a modelagem da carga  $RL$  apresentada na seção anterior, a partir de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.** é possível observar que  $\alpha_1 = -\alpha_2$ , o que permite a simplificação algébrica apresentada por **Erro!**

**Fonte de referência não encontrada.**, onde a notação é modificada por conveniência de representação de forma que  $\alpha = \alpha_1$ .

$$I(n) + \beta_1 I(n-1) = \alpha(V(n) - V(n-1)) \quad (5.62)$$

Tomando-se por fim um conjunto de N pontos de tensão e corrente a partir da equação acima, obtém-se um sistema de N-1 equações lineares que podem ser expressas de acordo com o formato matricial esquematizado por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$\begin{bmatrix} I(2) \\ I(3) \\ \vdots \\ I(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I(1) & V(2) - V(1) \\ -I(2) & V(3) - V(2) \\ \vdots & \vdots \\ -I(N-1) & V(N) - V(N-1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} \quad (5.63)$$

Verifica-se pelo desenvolvimento descrito acima que **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e sua representação matricial indicada por **Erro! Fonte de referência não encontrada.** são modelos válidos para ambas as aproximações e, desta forma, os resultados da estimação diferem apenas em função das expressões estimadoras para R e C, conforme sintetizado a seguir.

- Equações em **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e (5.51) para a aproximação *Backward*.
- Equações em **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.** para a aproximação de Tustin.

Observa-se ainda que, aplicando-se a equação matricial  $I = \Psi\theta$  para a representação do sistema de equações lineares indicado através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, a dimensão dos termos pode ser esquematizada conforme os dados a seguir:

- I: Vetor de corrente (N-1 x 1).
- $\Psi$ : Matriz de regressores (matriz do sistema) (N-1 x 2).
- $\theta$ : Vetor solução (4 x 1).

### 5.3.3 Método Fasorial

Por analogia com a seção anterior, será desenvolvida a modelagem da topologia  $RC$  serie considerada através do método fasorial. Desta forma, a impedância da carga pode ser igualmente expressa por um número complexo onde a parte real representa a resistência  $R$  e a parte imaginária, a reatância capacitiva  $X_c$ , conforme indicado a partir de (5.64).

$$Z = R + jX_c = R + \frac{1}{j\omega C} \quad (5.64)$$

Da equação acima, resultam as expressões para o módulo e a fase da impedância complexa, conforme (5.65) e (5.66).

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} \quad (5.65)$$

$$\phi = a \tan\left(\frac{1}{\omega RC}\right) \quad (5.66)$$

Por fim, aplicando (5.65) e (5.66) em **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, obtém-se como resultado as expressões para a estimação dos componentes  $R$  e  $C$ , conforme é expreso através de (5.67) e **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$R = \frac{V_m}{I_m} \cos \phi \quad (5.67)$$

$$C = \frac{I_m}{\omega V_m} \sin^{-1} \phi \quad (5.68)$$

Analogamente ao observado a partir dos resultados de equacionamento já apresentados para a topologia  $RL$ , verifica-se que as informações requeridas para a estimação consistem em dois pontos de tensão e corrente, a diferença de fase e a frequência de operação da rede (requerida, neste caso, apenas para a determinação do capacitor  $C$ ).

## 5.4 Modelagem de carga RC paralelo

Segundo as considerações apresentadas no capítulo 3, esta topologia linear pode ser empregada como circuito linear equivalente para determinadas etapas de operação de retificadores monofásicos e trifásicos com carga  $RC$ .

Nesta seção, a proposta de modelagem em desenvolvimento será estendida para cargas lineares com a topologia  $RC$  paralela, conforme representado pela Figura 5.3.

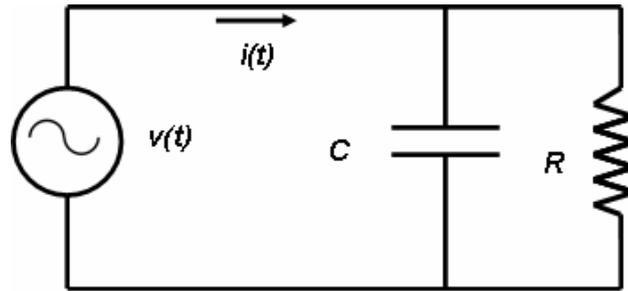


Figura 5.3 Topologia de carga  $RC$  paralelo.

### 5.4.1 Aproximação *Backward*

Esta topologia de primeira ordem pode ser modelada a partir de uma equação diferencial linear de primeira ordem, relacionando as variáveis de interesse (tensão da rede  $v(t)$  e corrente de entrada  $i(t)$ ), conforme representado através de (5.69).

$$\frac{dv(t)}{dt} = \frac{1}{R} \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{RC} i(t) \quad (5.69)$$

A partir da aplicação da transformada de Laplace na equação acima, obtém-se a função de transferência de primeira ordem apresentada em (5.70).

$$G(s) = \frac{I(s)}{V(s)} = \frac{s + \frac{1}{RC}}{\frac{1}{C}} \quad (5.70)$$

Aplicando-se novamente a aproximação *Backward*, obtém-se a expressão definida a partir de (5.71).

$$G(z) = \frac{I(z)}{V(z)} = \frac{\left(\frac{z-1}{T_s z}\right) + \frac{1}{RC}}{\frac{1}{C}} \quad (5.71)$$

O desenvolvimento algébrico indicado resulta na expressão em (5.72), a qual está representada segundo um formato racional, onde os coeficientes do denominador são novamente normalizados em relação ao termo de mais alta ordem. Esta equação é uma função de transferência discreta de primeira ordem que, a partir da relação entre as variáveis de interesse, representa o modelo equivalente discreto para o sistema contínuo.

$$G(z) = \frac{I(z)}{V(z)} = \frac{\alpha_1 z + \alpha_2}{z} \quad (5.72)$$

Por analogia com a seqüência já descrita nas seções anteriores, os coeficientes da FT discreta podem ser explicitados compondo um sistema algébrico não-linear de duas equações e duas variáveis, onde cada equação é função dos parâmetros físicos a serem estimados ( $R$  e  $C$ ) bem como do período de amostragem  $T_s$ . Desta forma, o sistema é dado a partir de (5.73) e (5.74).

$$\alpha_1 = \frac{RC + T_s}{T_s R} \quad (5.73)$$

$$\alpha_2 = \frac{-C}{T_s} \quad (5.74)$$

A solução de (5.73) e (5.74) é dada pelas expressões de estimação dos parâmetros de interesse, conforme **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$C = -\alpha_2 T_s \quad (5.75)$$

$$R = \frac{1}{\alpha_1 + \alpha_2} \quad (5.76)$$

Na seqüência desta proposta de modelagem, o passo final consiste em explicitar a equação de diferenças correspondente. Desta forma, aplica-se a transformada  $Z$  inversa a (5.72) que representa a FT discreta e, como resultado, chega-se a **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$I(n) = \alpha_1 V(n) + \alpha_2 V(n-1) \quad (5.77)$$

Por fim, a partir de  $N$  pontos de tensão e corrente tomados como fonte de informação, um conjunto de  $N-1$  equações lineares pode ser representado matricialmente segundo o formato apresentado por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$\begin{bmatrix} I(2) \\ I(3) \\ \vdots \\ I(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V(2) & V(1) \\ V(3) & V(2) \\ \vdots & \vdots \\ V(N) & V(N-1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} \quad (5.78)$$

A partir da representação de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** segundo a equação matricial  $I = \Psi \theta$ , as dimensões de cada termo podem ser definidas conforme indicado a seguir.

- $I$ : Vetor de corrente ( $N-1 \times 1$ ).
- $\Psi$ : Matriz de regressores (matriz do sistema) ( $N-1 \times 2$ ).
- $\theta$ : Vetor solução ( $2 \times 1$ ).

### 5.4.2 Aproximação de Tustin

Nesta segunda etapa de modelagem aplicada à topologia de carga  $RC$  paralelo, parte-se novamente da função de transferência contínua de primeira ordem já definida pela equação (5.70). A partir da aplicação da aproximação de Tustin, chega-se a (5.79), tal como representado a seguir.

$$G(z) = \frac{I(z)}{V(z)} = \frac{\left( \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \right) + \frac{1}{RC}}{\frac{1}{C}} \quad (5.79)$$

Uma vez desenvolvida, a equação acima conduz à FT discreta de primeira ordem expressa por **Erro! Fonte de referência não encontrada..**

$$G(z) = \frac{I(z)}{V(z)} = \frac{\alpha_1 z + \alpha_2}{z + 1} \quad (5.80)$$

Esta equação representa, portanto, para um dado período de amostragem  $T_s$ , um modelo equivalente discreto aproximado para o sistema contínuo de primeira ordem, definido por (5.70). Conforme pode ser observado pela equação acima, a FT discreta apresenta 4 termos e dois coeficientes não unitários e, portanto, significativos que representam uma função de  $T_s$  bem como dos parâmetros  $R$  e  $C$  a serem estimados. Estes coeficientes são apresentados através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$\alpha_1 = \frac{2RC + T_s}{T_s R} \quad (5.81)$$

$$\alpha_2 = \frac{T_s - 2RC}{T_s R} \quad (5.82)$$

A solução do sistema de equações não-lineares acima, definida pelas expressões para a estimação dos parâmetros de interesse, é dada por meio de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$C = \frac{T_s (\alpha_1 - \alpha_2)}{4} \quad (5.83)$$

$$R = \frac{2}{\alpha_1 + \alpha_2} \quad (5.84)$$

A última etapa desta seqüência de modelagem consiste em explicitar uma vez mais a equação de diferenças e, desta forma, **Erro! Fonte de referência não encontrada.** que representa a FT discreta correspondente a este caso será usada como ponto de partida. Assim, aplicando-se a transformada Z inversa sobre a mesma, obtém-se **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, tal como mostrado a seguir.

$$I(n) + I(n-1) = \alpha_1 V(n) + \alpha_2 V(n-1) \quad (5.85)$$

Uma vez que a equação de diferenças acima apresenta dois coeficientes unitários, a representação matricial assume o formato dado através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$\begin{bmatrix} I(2) - I(1) \\ I(3) - I(2) \\ \vdots \\ I(N) - I(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V(2) & V(1) \\ V(3) & V(2) \\ \vdots & \vdots \\ V(N) & V(N-1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} \quad (5.86)$$

Por analogia com o equacionamento anterior, **Erro! Fonte de referência não encontrada.** pode ser sintetizada a partir da equação  $I = \Psi\theta$  e, neste caso, as dimensões de cada termo são similares às dimensões já indicadas a partir de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, conforme os dados a seguir.

- I: Vetor de corrente (N-1 x 1).
- $\Psi$ : Matriz de regressores (matriz do sistema) (N-1 x 2).
- $\theta$ : Vetor solução (2 x 1).

## 5.5 Modelagem de carga RLC

### 5.5.1 Considerações Gerais e Equacionamento

De acordo com as considerações feitas anteriormente, a abordagem empregada para o desenvolvimento deste trabalho a partir da aplicação dos conceitos de modelagem foi desenvolvida em função do modelo físico do sistema em análise, o qual é caracterizado como

um sistema contínuo, e da aplicação de técnicas de discretização para a obtenção do seu modelo linear equivalente discreto.

Desta forma, o desenvolvimento da análise desta seção parte das considerações efetuadas no capítulo 3 a partir da topologia não-linear do retificador em ponte completa com carga  $RC$  e filtro indutivo, o qual, conforme já comentado, está presente nas fontes de alimentação da maior parte das cargas eletrônicas monofásicas. Este conjunto formado por um retificador em cascata com um conversor CC-CC representa a estrutura típica de uma fonte chaveada, tal como representado na Figura 2.14, e pode ser simplificado tratando-se o conversor CC-CC e sua carga como uma carga resistiva equivalente, conforme é observado na Figura 5.4.

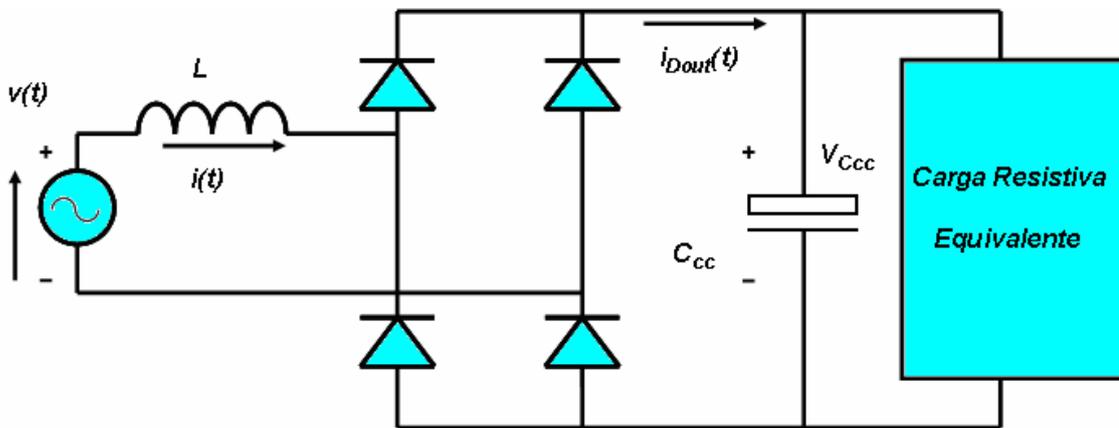


Figura 5.4 Estrutura típica de uma fonte chaveada.

Para obter as equações que representam o modelo físico do sistema, emprega-se a abordagem clássica da eletrônica de potência na qual o comportamento não-linear de uma dada topologia é dividido em uma seqüência de etapas lineares a partir das quais são empregados os modelos lineares correspondentes.

Desta forma, o circuito retificador representado na Figura 5.4 pode ser redesenhado conforme o esquema ilustrado na Figura 5.5 que representa o seu modelo linear equivalente durante uma das etapas de funcionamento. Durante esta etapa de operação linear, ocorre o carregamento do capacitor  $C_{CC}$  pela tensão da rede aplicada diretamente ao circuito através dos diodos em condução (no intervalo de tempo  $t_{Don}$ ).

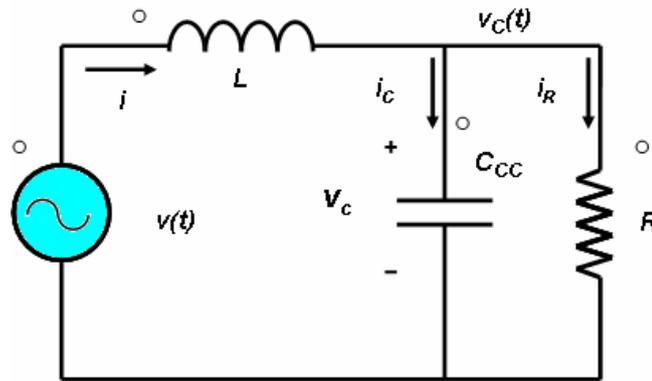


Figura 5.5 Circuito equivalente da etapa de carga do capacitor.

Portanto, de acordo com as considerações do capítulo 3, esta topologia linear pode ser empregada como circuito linear equivalente para as etapas de operação de carregamento do capacitor em retificadores monofásicos e trifásicos com carga  $RC$  e filtro indutivo  $L$ . Desta forma, será descrito a seguir o processo algébrico para o desenvolvimento da equação diferencial que relaciona as variáveis de interesse e, a partir desta, o método de modelagem e estimação de parâmetros proposto.

A análise do circuito considerado tem por objetivo identificar uma equação que relacione os parâmetros de interesse: a corrente de entrada  $i(t)$  e a tensão da rede  $v(t)$ . A partir da Figura 5.5, observa-se que as tensões dos elementos da primeira malha do circuito podem ser relacionadas através da segunda lei de Kirchhoff a partir da equação diferencial de primeira ordem (equação dada por (5.87)) a seguir.

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} + V_c(t) \quad (5.87)$$

De acordo com **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, as correntes em cada malha do circuito são relacionadas pela primeira lei de Kirchhoff.

$$i(t) = i_R(t) + i_C(t) \quad (5.88)$$

As componentes  $i_R(t)$  e  $i_C(t)$  da corrente de entrada podem ser expressas como função da tensão comum de saída  $v_C(t)$  através das relações entre tensão e corrente associadas ao resistor  $R$  e ao capacitor  $C_{CC}$ , respectivamente. Desta forma, obtém-se (5.89) e **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$i_R(t) = \frac{v_c(t)}{R} \quad (5.89)$$

$$i_c(t) = C_{CC} \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (5.90)$$

A partir da substituição algébrica de (5.89) e **Erro! Fonte de referência não encontrada.** em **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, obtém-se uma relação entre corrente de entrada  $i(t)$  e tensão de saída  $v_c(t)$ , conforme representado a partir de (5.91).

$$i(t) = \frac{v_c(t)}{R} + C_{CC} \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (5.91)$$

Substituindo (5.87) em (5.91), obtém-se uma expressão que relaciona a tensão de entrada  $v(t)$  com a corrente de entrada  $i(t)$ , conforme é apresentado em (5.92).

$$i(t) = \frac{1}{R} \left( v(t) - L \frac{di(t)}{dt} \right) + C_{CC} \frac{d}{dt} \left( v(t) - L \frac{di(t)}{dt} \right) \quad (5.92)$$

Desta forma, desenvolvendo os termos de (5.92), obtém-se a equação diferencial ordinária linear de segunda ordem não-homogênea que relaciona a tensão da rede com a corrente de entrada, tal como representado em (5.93).

$$\frac{d}{dt} V(t) + \frac{1}{RC_{CC}} V(t) = L \frac{d^2}{dt^2} i(t) + \frac{L}{RC_{CC}} \frac{d}{dt} i(t) + \frac{1}{C_{CC}} i(t) \quad (5.93)$$

Manipulando os termos de (5.93) através da transformada de Laplace, obtém-se a função de transferência de segunda ordem apresentada a seguir (equação dada por (5.94)), que representa a relação entre as variáveis de interesse no domínio frequência.

$$G(s) = \frac{I(s)}{V(s)} = \frac{\frac{1}{L} \left( s + \frac{1}{RC} \right)}{\left( s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC} \right)} \quad (5.94)$$

### 5.5.2 Aproximação *Backward*

Por analogia com a seqüência apresentada nas seções anteriores, a modelagem da topologia considerada nesta seção será analisada empregando-se inicialmente a aproximação *Backward*.

Portanto, aplicando-se **Erro! Fonte de referência não encontrada.** à função de transferência representada em (5.94), chega-se a uma função de transferência discreta de segunda ordem que expressa o modelo linear equivalente discreto para o sistema contínuo como função do período de amostragem  $T_s$ , conforme pode ser verificado através de (5.95).

$$G(z) = \frac{I(z)}{V(z)} = \frac{\frac{1}{L} \left( \frac{z-1}{T_s z} + \frac{1}{RC} \right)}{\left( \frac{z-1}{T_s z} \right)^2 + \frac{1}{RC} \left( \frac{z-1}{T_s z} \right) + \frac{1}{LC}} \quad (5.95)$$

Contudo, a manipulação algébrica dos termos desta função de transferência conduz a uma expressão racional, de acordo com o modelo dado por (5.96).

$$G(z) = \frac{I(z)}{V(z)} = \frac{\alpha_1 z^2 + \alpha_2 z}{z^2 + \beta_1 z + \beta_2} \quad (5.96)$$

Tal como pode ser observado, os coeficientes da função de transferência foram normalizados em relação ao termo do denominador de ordem mais elevada, o que resulta em quatro coeficientes significativos com um denominador comum. Estes coeficientes foram representados por  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\beta_1$  e  $\beta_2$  e são uma função de  $T_s$  bem como dos parâmetros  $R$ ,  $L$  e  $C_{CC}$  a serem determinados pelo processo de estimação, tal como representado em (5.97), (5.98), (5.99) e (5.100).

$$\alpha_1 = \frac{T_s RC + T_s^2}{RLC + T_s L + T_s^2 L} \quad (5.97)$$

$$\alpha_2 = \frac{-T_s RC}{RLC + T_s L + T_s^2 L} \quad (5.98)$$

$$\beta_1 = \frac{-(T_s L + 2RLC)}{RLC + T_s L + T_s^2 L} \quad (5.99)$$

$$\beta_2 = \frac{RLC}{RLC + T_s L + T_s^2 L} \quad (5.100)$$

Estas relações compõem um sistema de quatro equações algébricas não-lineares. Tais equações conduzem às expressões algébricas para os parâmetros  $R$ ,  $L$  e  $C_{CC}$  a serem estimados, de forma que tais parâmetros serão expressos como função de  $T_s$  bem como dos coeficientes da função de transferência discreta, conforme é ilustrado através de (5.101), (5.102) e (5.103).

$$L = \frac{-T_s \alpha_1}{\beta_1} \quad (5.101)$$

$$C = \frac{-T_s \beta_1}{\alpha_1 - \alpha_2 - 1} \quad (5.102)$$

$$R = \frac{T_s^2 \alpha_1}{\beta_2 LC} \quad (5.103)$$

Observa-se em (5.103) que, por uma questão de conveniência, o valor estimado para o resistor  $R$  é expresso também em função de  $L$  e de  $C$ , o que estabelece uma ordem para a aplicação destas expressões na implementação do processo.

Uma vez desenvolvidas as expressões para a estimação dos parâmetros de interesse, o próximo passo consiste em explicitar a forma pela qual os coeficientes da função de transferência discreta ( $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\beta_1$  e  $\beta_2$ ) são determinados.

Redispondo-se os termos de (5.96) e aplicando-se a transformada Z inversa, obtém-se uma expressão a ser desenvolvida a partir de (5.104), conforme é mostrado a seguir.

$$Z^{-1} \left\{ I(z) (z^2 + \beta_1 z + \beta_2) \right\} = Z^{-1} \left\{ V(z) (\alpha_1 z^2 + \alpha_2 z) \right\} \quad (5.104)$$

Desenvolvendo-se os produtos indicados em cada lado da igualdade apresentada em (5.104), a expressão resultante se apresenta de acordo com (5.105).

$$Z^{-1} \left\{ z^2 I(z) + \beta_1 z I(z) + \beta_2 I(z) \right\} = Z^{-1} \left\{ \alpha_1 z^2 V(z) + \alpha_2 z V(z) \right\} \quad (5.105)$$

Recorrendo-se à propriedade  $Z^{-1} \{ z^n F(z) \} = f(k + n)$  da transformada Z válida para condições iniciais nulas, obtém-se a equação de diferenças a seguir que representa o modelo linear equivalente do sistema contínuo no domínio tempo, conforme é dado por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$I(n+2) + \beta_1 I(n+1) + \beta_2 I(n) = \alpha_1 V(n+2) + \alpha_2 V(n+1) \quad (5.106)$$

Redispondo-se novamente os termos da equação de forma a isolar a parcela de corrente com coeficiente unitário, e tomando-a como referência para a computação dos atrasos, chega-se por fim a **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$I(n) = -\beta_1 I(n-1) - \beta_2 I(n-2) + \alpha_1 V(n) + \alpha_2 V(n-1) \quad (5.107)$$

Onde:

$I(n)$  - Amostra da corrente de entrada de ordem n (saída do sistema).

$V(n)$  - Amostra da tensão da rede de ordem n (entrada do sistema).

Portanto, a estimação dos parâmetros envolve a aplicação de (5.101), (5.102) e (5.103) a partir do conhecimento prévio dos coeficientes  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\beta_1$  e  $\beta_2$ , cuja relação no domínio tempo é dada através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** Para a determinação destes

coeficientes, procede-se à elaboração de um sistema de equações de diferenças a partir dos dados de entrada e saída do sistema. Estes dados consistem nas curvas de entrada e saída representadas a partir de dois conjuntos de vetores de  $N$  pontos associados ao mesmo intervalo de tempo e espaçados pelo período de amostragem  $T_s$ .

Desta forma, a partir de dois vetores constituídos por  $N+1$  pontos ou amostras, o conjunto de equações pode ser expresso através de um sistema de  $N-1$  equações lineares, conforme a representação matricial dada por meio de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$\begin{bmatrix} I(2) \\ I(3) \\ \vdots \\ I(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2I(1)-I(0) & -I(1) & V(1)-V(2) & V(2) \\ 2I(2)-I(1) & -I(2) & V(2)-V(3) & V(3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 2I(N-1)-I(N-2) & -I(N-1) & V(N-1)-V(N) & V(N) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} \quad (5.108)$$

Analogamente aos casos anteriores, aplicando-se a equação matricial  $I = \Psi \theta$  para o sistema de equações lineares indicado acima, a dimensão dos termos pode ser esquematizada conforme os dados a seguir:

- $I$  : Vetor ( $N-1 \times 1$ ) com  $N-1$  amostras da corrente de saída.
- $\Psi$  : Matriz de regressores do sistema com dimensão ( $N-1 \times 4$ ).
- $\theta$  : Vetor solução do sistema com dimensão ( $4 \times 1$ ).

Por conseguinte, conforme indica a representação matricial do sistema, o número de equações é definido pelo conjunto de pontos ou amostras dos sinais de referência e as variáveis correspondem aos coeficientes da equação de diferenças (ou da função de transferência discreta).

### 5.5.3 Aproximação de Tustin

A modelagem para a topologia *RLC* será agora desenvolvida considerando a aplicação da aproximação de Tustin. Para tanto, considera-se novamente a FT contínua definida em (5.94) e, por substituição algébrica, aplica-se a aproximação de Tustin dada através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, o que resulta na expressão apresentada em (5.109).

$$G(z) = \frac{I(z)}{V(z)} = \frac{\frac{1}{L} \left( \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} + \frac{1}{RC} \right)}{\left( \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \right)^2 + \frac{1}{RC} \left( \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \right) + \frac{1}{LC}} \quad (5.109)$$

De forma análoga à apresentada na seção anterior, desenvolvendo-se os termos da expressão acima, a mesma pode ser representada no formato de uma função racional com os coeficientes normalizados com referência ao termo de ordem mais elevada do denominador. Desta forma, a expressão resultante é definida por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$G(z) = \frac{I(z)}{V(z)} = \frac{\alpha_1 z^2 + \alpha_2 z + \alpha_3}{z^2 + \beta_1 z + \beta_2} \quad (5.110)$$

Portanto, a função de transferência acima apresenta cinco coeficientes significativos expressos em função dos parâmetros da carga a serem estimados bem como do período de amostragem considerado  $T_s$ , conforme é indicado por meio de (5.111), (5.112), (5.113), (5.114) e (5.115).

$$\alpha_1 = \frac{2 R C T_s + T_s^2}{4 R L C + 2 T_s L + T_s^2 R} \quad (5.111)$$

$$\alpha_2 = \frac{2 T_s^2}{4 R L C + 2 T_s L + T_s^2 R} \quad (5.112)$$

$$\alpha_3 = \frac{T_s^2 - 2 T_s R C}{4 R L C + 2 T_s L + T_s^2 R} \quad (5.113)$$

$$\beta_1 = \frac{2 R T_s^2 - 8 R L C}{4 R L C + 2 T_s L + T_s^2 R} \quad (5.114)$$

$$\beta_2 = \frac{4 R L C - 2 T_s L + T_s^2 R}{4 R L C + 2 T_s L + T_s^2 R} \quad (5.115)$$

As expressões acima compõem um sistema de 5 equações algébricas não-lineares cuja solução, representada pelos parâmetros  $R$ ,  $L$  e  $C$ , é dada de acordo com (5.116), (5.117) e (5.118).

$$L = \frac{T_s(\beta_2 - \beta_1 + 1)}{4(\alpha_2 - 2\alpha_3)} \quad (5.116)$$

$$C = \frac{T_s(\alpha_2 - 2\alpha_3)}{\beta_1 + \beta_2 + 1} \quad (5.117)$$

$$R = \frac{(\beta_1 + \beta_2 + 1)(\beta_2 - \beta_1 + 1)}{4(1 - \beta_2)(\alpha_2 - 2\alpha_3)} \quad (5.118)$$

Por analogia com a seqüência de modelagem já apresentada, o próximo passo consiste em obter a equação de diferenças e, portanto, parte-se novamente da FT discreta dada por **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, para a aplicação da transformada  $Z$  inversa. Desta forma, chega-se a **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$I(n) + \beta_1 I(n-1) + \beta_2 I(n-2) = \alpha_1 V(n) + \alpha_2 V(n-1) + \alpha_3 V(n-3) \quad (5.119)$$

Verifica-se que a equação acima é uma equação de diferenças de segunda ordem que representa, para um dado período de amostragem  $T_s$ , o modelo equivalente discreto definido para o sistema contínuo dado por (5.93). Verificou-se ainda, durante a manipulação algébrica do sistema de equações considerado, que os coeficientes do numerador da FT discreta se relacionam através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, conforme é mostrado a seguir.

$$\alpha_2 = \alpha_1 + \alpha_3 \quad (5.120)$$

A relação acima permite a simplificação da equação de diferenças a partir da eliminação de um dos coeficientes. Desta forma, uma representação simplificada para a equação de diferenças é dada a partir de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$I(n) + \beta_1 I(n-1) + \beta_2 I(n-2) = \alpha_1 [V(n) + V(n-1)] + \alpha_2 [V(n-1) + V(n-2)] \quad (5.121)$$

Considerando a equação acima e tomando-se N pontos ou amostras de tensão e corrente, obtém-se como resultado um sistema de (N - 2) equações lineares cuja representação no formato matricial é dada a partir de **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

$$\begin{bmatrix} I(2) \\ I(3) \\ \vdots \\ I(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I(1) & -I(0) & V(2)+V(1) & V(1)+V(0) \\ -I(2) & -I(1) & V(3)+V(2) & V(2)+V(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -I(N-1) & -I(N-2) & V(N)+V(N-1) & V(N-1)+V(N-2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \alpha_1 \\ \alpha_3 \end{bmatrix} \quad (5.122)$$

A equação dada por **Erro! Fonte de referência não encontrada.** ilustra o último modelo matricial de equações lineares apresentado neste trabalho e, analogamente aos modelos anteriores, pode ser expresso de forma simplificada pela equação  $I = \Psi\theta$ , onde os elementos apresentam as dimensões esquematizadas a seguir:

- I : Vetor (N-2 x 1) com N-1 amostras da corrente de saída.
- $\Psi$  : Matriz de regressores ou matriz do sistema com dimensão (N-2 x 4).
- $\theta$  : Vetor solução do sistema com dimensão (4 x 1).

Por conseguinte, conforme indica a representação matricial do sistema, o número de equações é definido pelo conjunto de pontos ou amostras dos sinais de referência e as variáveis correspondem aos coeficientes da equação de diferenças (ou da função de transferência discreta).

## 5.6 CONCLUSÃO

Uma vez estabelecido o conjunto de cargas não-lineares (estruturas retificadoras) a serem consideradas neste trabalho, bem como as topologias lineares equivalentes que validam a representação de tais cargas considerando o intervalo de operação linear (capítulo 4), este capítulo apresentou a descrição de uma proposta de equacionamento que emprega os modelos lineares das cargas citadas para a aplicação do conceito de discretização. Desta forma, o emprego de uma dada expressão de aproximação analógico-discreta para o mapeamento de

pontos do plano contínuo para o plano discreto permite a representação de um modelo linear contínuo através de um modelo linear equivalente discreto a partir da representação de uma equação diferencial segundo uma equação de diferenças de mesma ordem para um dado período de amostragem  $T_s$ . Conforme já demonstrado pelo equacionamento descrito nas seções deste capítulo, esta forma de representação permite a definição de expressões que relacionam os parâmetros físicos do sistema (componentes  $R$ ,  $L$  e  $C$ ) com os coeficientes da equação de diferenças bem como o período de amostragem associado. Como resultado, chega-se à definição de expressões estimadoras onde cada parâmetro físico é expresso em função dos demais elementos.

Desta forma, desenvolve-se um método de estimação através de expressões algébricas simples que contemplam a natureza discreta dos dados experimentais coletados a partir do período de amostragem e apresentam as características a seguir:

- **Processo não-invasivo:** a estimação dos componentes de cargas não-lineares (tomadas como o sistema a ser analisado) considera unicamente as formas de onda associadas (entrada  $v(t)$  e saída  $i(t)$  do sistema) que representam características observáveis do sistema.
- **Independência do processo quanto às formas de onda:** as expressões estimadoras são desenvolvidas considerando unicamente o modelo do sistema analisado (a partir de sua função de transferência FT) e, portanto, a estimação aplica-se indistintamente para quaisquer conjuntos de formas de onda tomadas como entrada e saída do modelo.

## **CAPÍTULO 6**

# **IMPLEMENTAÇÃO E TESTE DOS ALGORITMOS POR SIMULAÇÃO**

## 6 IMPLEMENTAÇÃO E TESTE DOS ALGORITMOS POR SIMULAÇÃO

### 6.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo será desenvolvida uma descrição completa acerca da forma de implementação do processo de estimação proposto em função da estratégia de modelagem física apresentada. As seções subsequentes apresentarão um amplo conjunto de dados de estimação organizados em tabelas (conforme a estrutura de carga linear ou não-linear considerada) a partir das curvas de tensão e corrente obtidas por simulação.

O diagrama de blocos esquematizado através da Figura 6.1 a seguir ilustra a idéia geral do processo de estimação onde a informação contida nas curvas de tensão e corrente (entrada e saída do sistema) é processada segundo um algoritmo baseado no método de modelagem proposto e implementado em ambiente computacional para a obtenção dos dados de estimação a partir das características de uma dada topologia ou modelo de referência.



Figura 6.1 Diagrama de Blocos do processo de estimação.

Os dados de tensão e corrente coletados para a validação do processo de estimação foram obtidos segundo as fontes a seguir:

- Simulação: realizada em ambiente computacional a partir de simuladores comerciais como PSIM<sup>®</sup>, Matlab<sup>®</sup> e ATP, visando a validar a metodologia proposta sob condições idealizadas (tensão de alimentação puramente senoidal e componentes ideais e sob condições de completa ausência de interferências eletromagnéticas).

- Aquisição experimental: realizada a partir da monitoração das curvas de interesse (por meio de osciloscópio digital) associadas a protótipos de bancada (retificadores com valores previamente conhecidos para os componentes *RLC* visando à validação da metodologia proposta), bem como a cargas reais (PC e impressora).

## 6.2 IMPLEMENTAÇÃO

A plataforma Matlab<sup>®</sup> (versão 6,0) da *Mathworks* foi empregada como ambiente de edição, desenvolvimento e compilação do código para a implementação do algoritmo baseado nesta estratégia de estimação em função dos recursos e da praticidade que oferece na computação de operações envolvendo vetores e matrizes (operações de atribuição, manipulação, construção). Desta forma, a Figura 6.2 ilustra a interface deste ambiente de desenvolvimento.

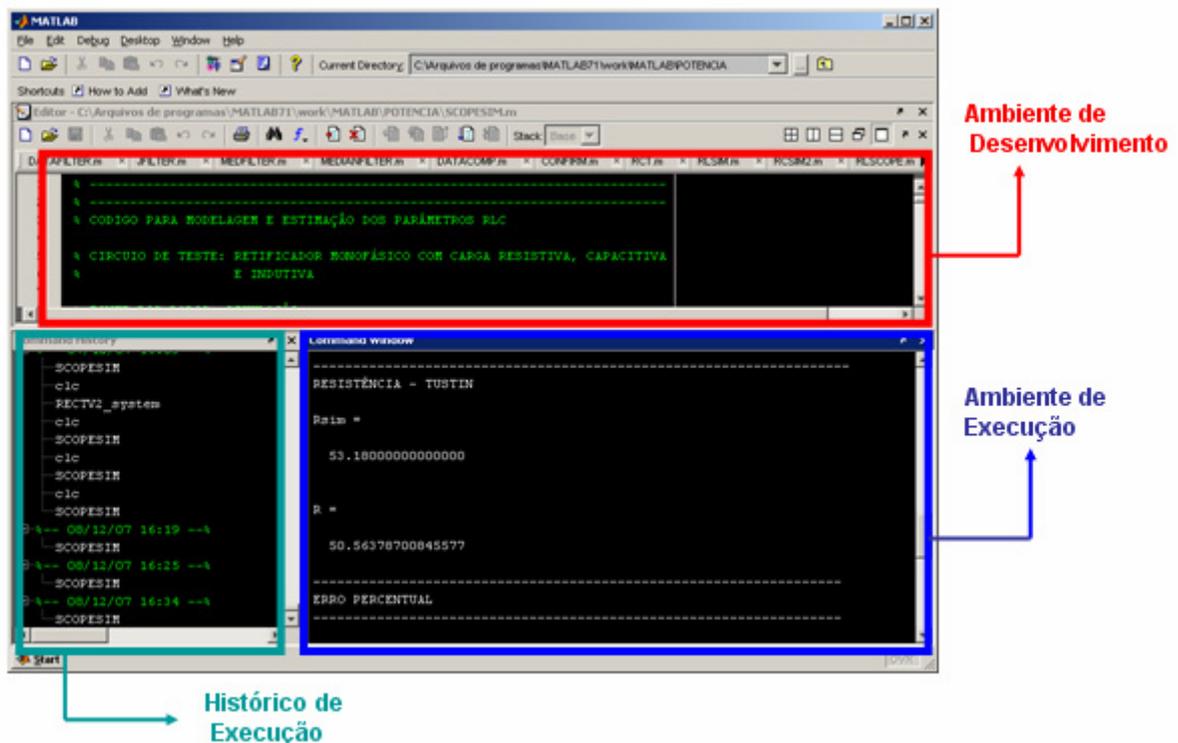


Figura 6.2 Interface do ambiente de desenvolvimento (Matlab<sup>®</sup>).

Desta forma, o ambiente de edição e desenvolvimento de aplicações em código é organizado na forma de arquivos-M, permitindo uma fácil execução de operações matemáticas com variáveis vetoriais e matriciais. O ambiente de execução ou *workspace* é um

ambiente organizado para a execução de linhas de comando que permite a ativação da execução do código e a visualização dos resultados através de interface gráfica ou mesmo no próprio ambiente de execução.

O comportamento do sistema elétrico é simulado por meio do utilitário *SimPowerSystems*, o qual é integrado ao utilitário *Simulink*, onde a topologia em estudo é esquematizada através de modelos determinísticos armazenados no formato de arquivos-MDL. A ativação da simulação dos modelos e a aquisição dos dados de saída (resposta do sistema através das curvas de tensão  $v(t)$  e corrente de entrada  $i(t)$ ) é controlada através do código implementado nos arquivos-M. Como resultado, a construção do código foi organizada segundo a seqüência a seguir:

- Geração e tratamento dos dados empregados como fonte de informação para a construção de dois vetores ( $v(t)$  e  $i(t)$ ) de N pontos para estimação.

- Aquisição de dados como informação para o método de estimação por meio de simulação (configurada, ativada e aplicada via software) ou aquisição experimental a partir de um ambiente físico de coleta de dados (cargas individuais)
- Processamento automatizado dos dados para estimação: etapa de pré-processamento dos dados experimentais quanto à determinação do período de amostragem (no caso de dados experimentais) e seleção do intervalo das curvas para estimação pela identificação do segmento de carregamento do capacitor (intervalo de operação linear do circuito).
- Tratamento dos vetores de pontos segundo o algoritmo de estimação.
- Geração de vetores de deslocamento para caracterizar os níveis de atraso requeridos pelas equações de diferenças (geração dos termos da equação de diferenças).
- Construção das matrizes representativas do sistema (matriz de regressores) de acordo com a estrutura associada a cada modelo.
- Determinação da solução do sistema de equações lineares (coeficientes da FT discreta) segundo algum algoritmo de solução que compreenda a sobre-determinação do sistema (sistema com N equações e n variáveis sendo  $N > n$ ).

- Determinação dos parâmetros  $R$ ,  $L$ ,  $C$  através do conjunto de expressões estimadoras (que empregam como informação o período de amostragem  $T_s$  bem como a solução do sistema linear).

A Figura 6.3 a seguir ilustra a execução do código para a estimação dos parâmetros da topologia do retificador monofásico com carga  $RLC$ .

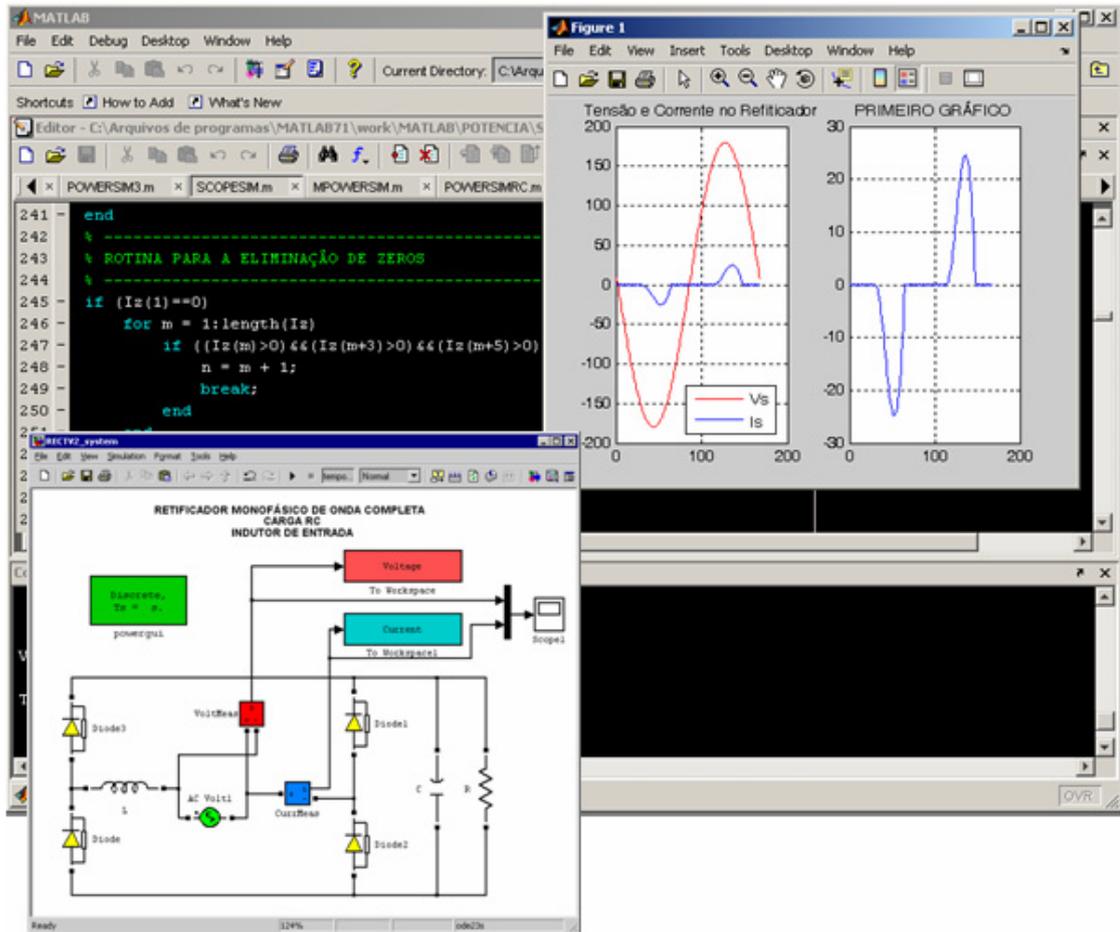


Figura 6.3 Ambiente de execução do código de estimação de parâmetros.

## 6.3 TOPOLOGIAS

### 6.3.1 Considerações iniciais

Conforme já apresentado, o estágio inicial de implementação envolve a aplicação do processo de estimação a partir de dados de simulação. Uma vez que os simuladores empregam modelos determinísticos e que, portanto, não consideram os fenômenos aleatórios da rede elétrica (cujas características de incerteza é representada através de modelos estocásticos), o

algoritmo de estimação proposto pode ser empregado em seu formato mais simples, considerando unicamente a característica determinística das topologias analisadas.

Desta forma, as seções a seguir apresentam uma série de dados de estimação obtidos a partir de curvas de simulação para cada uma das topologias em análise. Os resultados observados demonstram que, para dados de natureza determinística, a eficácia da estimação está associada à adequação do modelo, e a precisão dos resultados (que remete ao conceito de eficiência ou qualidade) está associada ao valor do período de amostragem  $T_s$  empregado (que, conforme já mencionado, deve ser escolhido levando em consideração as características temporais do sistema).

As características ou condições da simulação foram definidas com o objetivo de aproximar situações reais de aplicação em função da escolha da potência. Desta forma, as tabelas reúnem um acervo de dados segundo as características apresentadas a seguir:

1. Condições definidas no simulador para cada topologia:

- Potência –  $P(W)$ :
- Componentes para simulação e estimação -  $R_s (\Omega)$ ,  $L_s (mH)$  e  $C_s (\mu F)$
- Constantes de tempo -  $\tau (s)$

2. Condições de Coleta de Dados

- Período de Amostragem -  $T_s$
- Número de pontos -  $N$

3. Dados resultantes

- Componentes Estimados -  $R_e (\Omega)$ ,  $L_e (mH)$  e  $C_e (\mu F)$
- Erro percentual – Erro (%)

Os circuitos apresentados para simulação a seguir que contemplam as topologias lineares empregadas na modelagem das cargas não-lineares em estudo:

1. Topologias Lineares:

- Circuito  $RC$  série
- Circuito  $RL$  série

## 2. Topologias Não-Lineares (Retificadores):

- Estrutura monofásica e trifásica em ponte com carga  $RL$
- Estrutura monofásica e trifásica em ponte com carga  $RC$
- Estrutura monofásica e trifásica em ponte com carga  $RC$  e filtro  $L$  de entrada
- Estrutura trifásica com ponto médio e carga  $RC$  e filtro  $L$  de entrada.

Por fim, os processos de estimação aplicados em simulação, conforme implementação em código, correspondem à modelagem proposta no capítulo 5.

- Método Fasorial:
- Método da Discretização (pelas aproximações *Backward* e de Tustin):

Cada tabela foi preenchida aplicando quando possível um valor único de indutância  $L$  com o objetivo de observar a variação de precisão obtida na estimação em função da variação dos demais componentes. O método fasorial é aplicado apenas para os dados de simulação de cargas lineares (apresentadas no início da seqüência de simulação) de forma a aplicar os resultados de estimação como parâmetros para comparação de desempenho com o método de discretização proposto quanto à precisão de resultados. Portanto, as seções a seguir descrevem os resultados de simulação, conforme a seqüência de cargas citadas acima.

### 6.3.2 Circuito $RC$ série

#### 6.3.2.1 Implementação

Segundo considerações anteriores, esta topologia de carga linear não corresponde a um modelo para a etapa de operação linear de estruturas retificadoras (uma vez que não são empregadas cargas do tipo  $RC$  série para a tensão retificada). Desta forma, ela está sendo analisada visando à validação do método de estimação proposto (método da discretização) em nível de simulação a partir da avaliação e comparação de resultados com o método de

referência (método fasorial). A Figura 6.4 a seguir ilustra o diagrama de simulação para a topologia  $RC$  série.

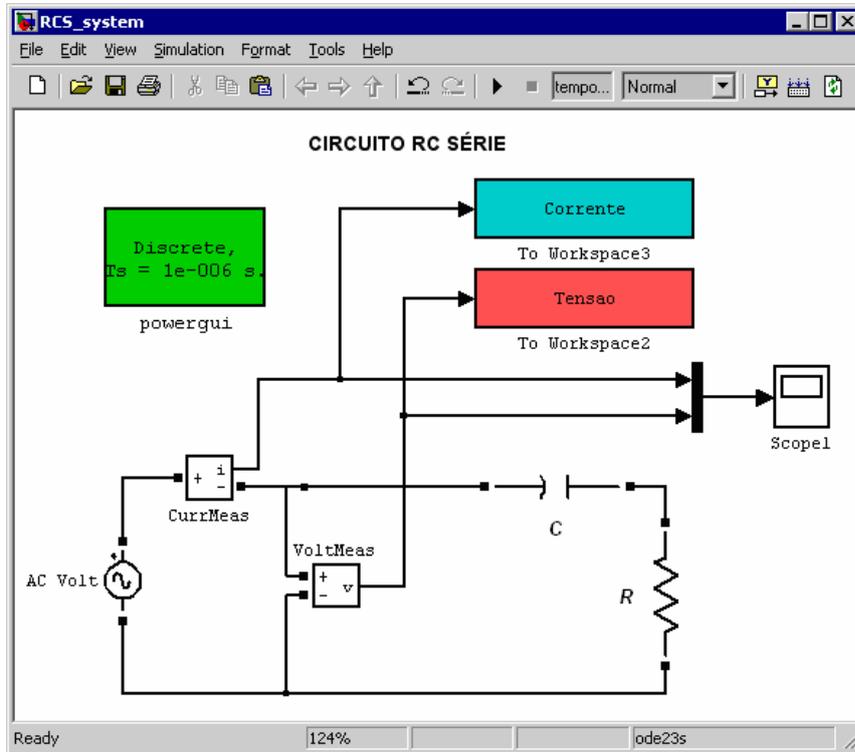


Figura 6.4 Diagrama de simulação para a topologia linear  $RC$  série.

A Figura 6.5 a seguir ilustra as formas de onda coletadas através do arquivo de simulação e empregadas como informação de entrada para duas aplicações do algoritmo de estimação. Para as formas de onda ilustradas, bem como para o conjunto restante de simulações empregou-se uma alimentação de  $V = 127 \text{ V}_{\text{ef}}$  e, conforme pode ser verificado a partir das tabelas,  $T_s = 100 \mu\text{s}$  e  $N$  (número de pontos) = 167, o que corresponde a um ciclo completo da rede para  $f = 60 \text{ Hz}$ .

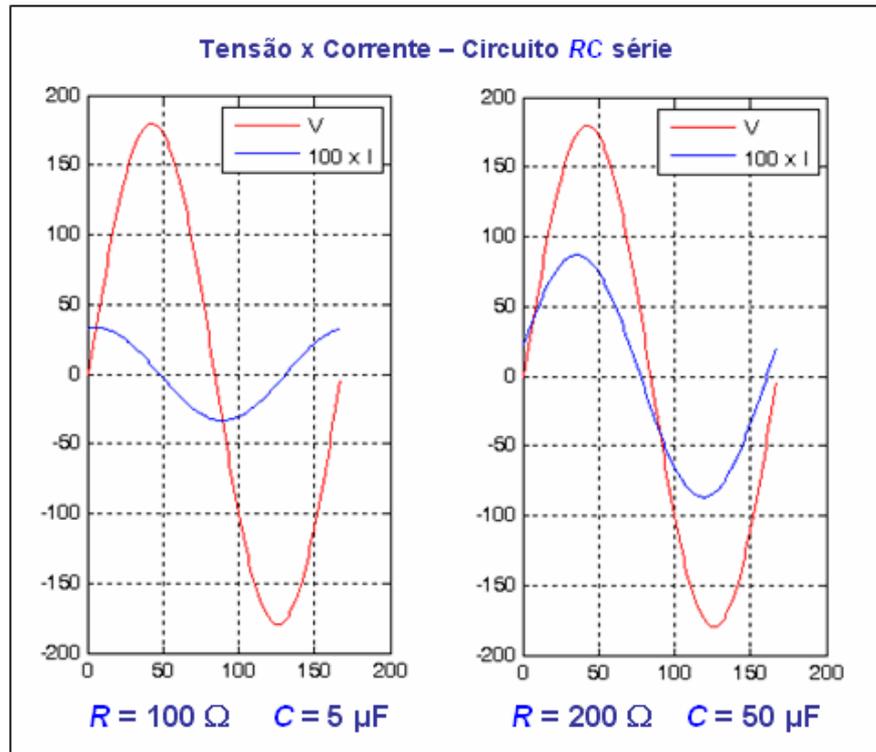


Figura 6.5 Formas de onda de tensão e corrente (Circuito  $RC$  série).

Esta seção apresenta tabelas comparativas de simulação envolvendo os diferentes métodos de estimação apresentados para o mesmo conjunto de valores de  $R$  e  $C$  e em função de dois valores distintos para o período de amostragem:  $T_s = 10 \mu s$  e  $100 \mu s$ . Adotou-se um valor fixo para o capacitor ( $C_s = 50 \mu s$ ) com o objetivo de observar a evolução da constante de tempo bem como a evolução do erro percentual de estimação em função da variação do resistor  $R$ . Analogamente à simulação ilustrada acima, os dados de simulação a seguir consideram  $V = 127 V_{ef}$ .

### 6.3.2.2 Método Fasorial

A Tabela 5.1 a seguir apresenta os resultados de estimação empregando o Método Fasorial a partir de dados de simulação.

Tabela 5.1 Dados de estimação obtidos por simulação (Método Fasorial)

Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados (Método Fasorial)			
Rs ( $\Omega$ )	Cs ( $\mu\text{F}$ )		Ts ( $\mu\text{s}$ )	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Ce ( $\mu\text{F}$ )	Erro (%)
800	50	0,04	100	167	799	0,073	43,9	12,15
400	50	0,02	100	167	398,9	0,28	43,76	12,5
200	50	0,01	100	167	199,7	0,13	49,2	1,7
100	50	0,005	100	167	99,86	0,13	49,7	0,42
800	50	0,04	10	1667	799,91	0,01	48,79	2,41
400	50	0,02	10	1667	400	0,001	49,97	0,07
200	50	0,01	10	1667	199,96	0,02	49,84	0,31
100	50	0,005	10	1667	99,88	0,12	49,78	0,44

### 6.3.2.3 Aproximação *Backward*

A Tabela 5.2 a seguir mostra os resultados de estimação empregando o Método da Discretização por aproximação *Backward* a partir de dados de simulação.

Tabela 5.2 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*)

Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )			
Rs ( $\Omega$ )	Cs ( $\mu\text{F}$ )		Ts ( $\mu\text{s}$ )	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Ce ( $\mu\text{F}$ )	Erro (%)
800	50	0,04	100	167	799	0,12	50	$4,9 \cdot 10^{-7}$
400	50	0,02	100	167	399	0,25	50	$1,3 \cdot 10^{-11}$
200	50	0,01	100	167	199	0,5	50	$2 \cdot 10^{-12}$
100	50	0,004	100	167	99	1	50	$6,2 \cdot 10^{-13}$
800	50	0,04	10	1667	799,9	0,013	50	$6,4 \cdot 10^{-10}$
400	50	0,02	10	1667	399,9	0,025	50	$9,6 \cdot 10^{-12}$
200	50	0,01	10	1667	199,9	0,05	50	$1,3 \cdot 10^{-10}$
100	50	0,004	10	1667	99,9	0,1	50	$3,4 \cdot 10^{-11}$

### 6.3.2.4 Aproximação de Tustin

A Tabela 5.3 a seguir mostra os resultados de estimação empregando o Método da Discretização por aproximação de Tustin a partir de dados de simulação.

Tabela 5.3 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação Tustin)

Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados (Tustin)			
$R_s$ ( $\Omega$ )	$C_s$ ( $\mu\text{F}$ )		$T_s$ ( $\mu\text{s}$ )	N	$R_e$ ( $\Omega$ )	Erro (%)	$C_e$ ( $\mu\text{F}$ )	Erro (%)
800	50	0,04	100	167	800	$2,4 \cdot 10^{-13}$	50	$4,9 \cdot 10^{-13}$
400	50	0,02	100	167	400	$1,6 \cdot 10^{-13}$	50	$1,3 \cdot 10^{-11}$
200	50	0,01	100	167	200	$4 \cdot 10^{-13}$	50	$2 \cdot 10^{-12}$
100	50	0,004	100	167	100	$1,4 \cdot 10^{-14}$	50	$6,2 \cdot 10^{-13}$
800	50	0,04	10	1667	800	$4,4 \cdot 10^{-12}$	50	$6,4 \cdot 10^{-10}$
400	50	0,02	10	1667	400	$3,8 \cdot 10^{-12}$	50	$9,6 \cdot 10^{-12}$
200	50	0,01	10	1667	200	$2,1 \cdot 10^{-12}$	50	$1,3 \cdot 10^{-10}$
100	50	0,004	10	1667	100	$7,9 \cdot 10^{-12}$	50	$3,4 \cdot 10^{-11}$

### 6.3.2.5 Conclusões Parciais

As tabelas esquematizadas acima estabelecem uma comparação de desempenho entre os métodos de estimação descritos considerando uma dada faixa de variação dos parâmetros  $R$  e  $C$ . Desta forma, algumas observações podem ser levadas a efeito quanto aos itens a seguir:

- precisão: considerando o valor empregado para  $T_s$ , a maior precisão (menor erro percentual para ambos os parâmetros) é obtida pelo método de discretização por aproximação de Tustin; uma vez que as expressões estimadoras para o capacitor  $C$  são equivalentes para ambas as aproximações, a mesma precisão é obtida para este parâmetro empregando *Backward*; para o conjunto de valores considerado, a estimação do resistor  $R$  se torna mais precisa a partir do método fasorial, quando comparado ao método de discretização por *Backward* e, todavia, a precisão de ambos os processos evolui para valores crescentes de  $T_s$ .

- variação de precisão: a variação foi verificada conforme os dados a seguir:

- Os dados de estimação do capacitor por *Backward* e Tustin não apresentaram uma variação significativa de precisão para o conjunto de valores testado.
- Os dados de estimação do capacitor pelo método fasorial mostraram uma variação de até 12 % para o mesmo conjunto de valores.
- Os dados de estimação de  $R$  por Tustin apresentaram reduzida variação percentual e um erro inferior a  $1 \cdot 10^{-10}$  %.
- Os dados de estimação de  $R$  através de *Backward* apresentaram uma variação de até 1 %.

- Os dados de estimação de  $R$  pelo Método Fasorial mostraram uma variação percentual inferior a 1 %.

### 6.3.3 Circuito $RL$ série

#### 6.3.3.1 Implementação

A Figura 6.6 ilustra o diagrama de simulação em ambiente *SymPowerSystems* para esta topologia de circuito linear.

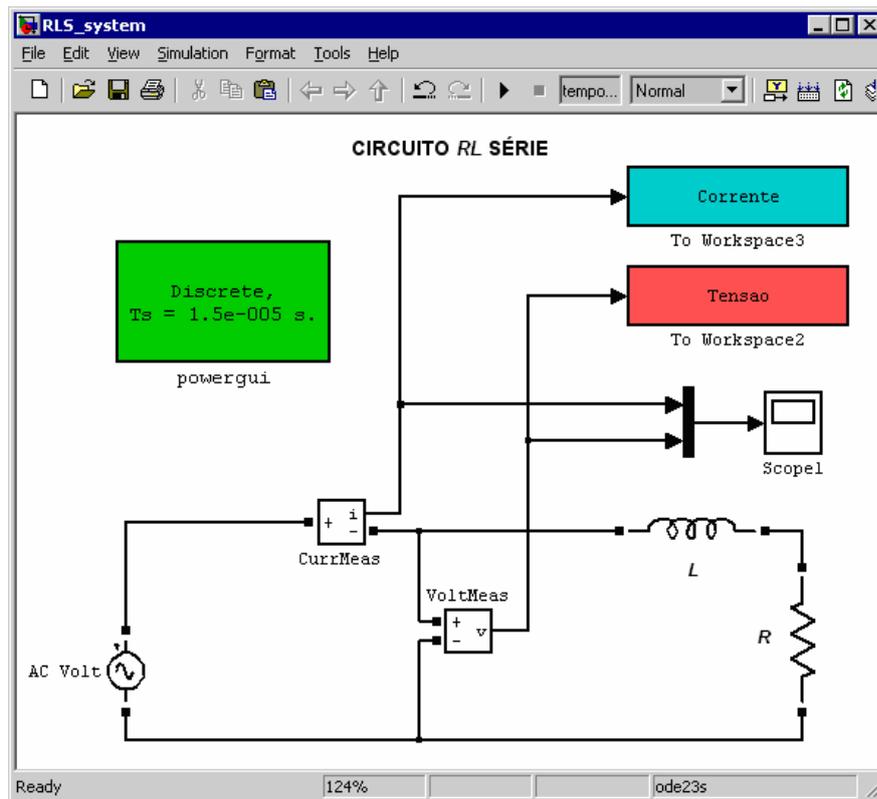


Figura 6.6 Diagrama de simulação para a topologia linear  $RL$  série.

A Figura 6.7 a seguir ilustra as formas de onda coletadas através do arquivo de simulação e empregadas como informação de entrada para o algoritmo de estimação. Para as formas de onda ilustradas, empregou-se uma alimentação de  $V = 127 \text{ V}_{\text{ef}}$  e indutor com indutância mantida fixa em  $L_s = 1,5 \text{ mH}$  com o objetivo de verificar a sensibilidade da precisão de estimação obtida diante da variação da carga resistiva.

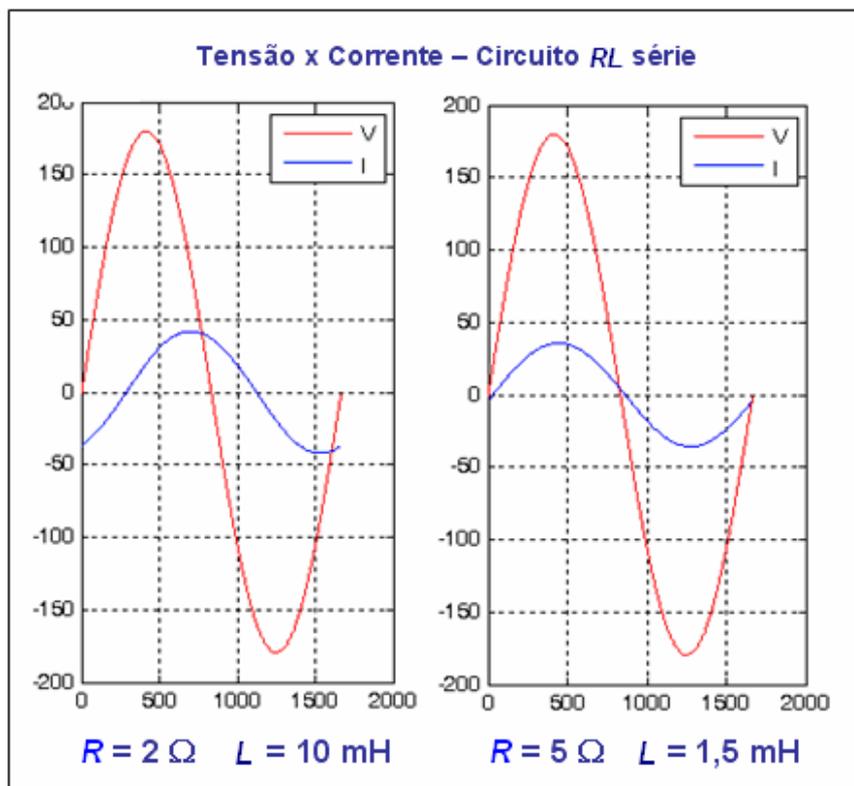


Figura 6.7 Formas de onda de tensão e corrente (Circuito  $RL$  série).

### 6.3.3.2 Método Fasorial

A Tabela 5.4 a seguir sintetiza os resultados de estimação pelo Método Fasorial a partir de dados de simulação para a carga  $RL$  série.

Tabela 5.4 Dados de estimação obtidos por simulação (Método Fasorial)

Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados (Método Fasorial)			
$R_s$ ( $\Omega$ )	$L_s$ (mH)		$T_s$ ( $\mu$ s)	N	$R_e$ ( $\Omega$ )	Erro (%)	$L_e$ (mH)	Erro (%)
50	1,5	$3 \cdot 10^{-5}$	100	167	50	0,001	0	100
25	1,5	$6 \cdot 10^{-5}$	100	167	25	0,023	0	100
10	1,5	$1,5 \cdot 10^{-4}$	100	167	10	0,082	1	33,25
2	1,5	$7,5 \cdot 10^{-4}$	100	167	2	0,31	1,44	4,14
50	1,5	$3 \cdot 10^{-5}$	10	1667	50	$4,7 \cdot 10^{-7}$	1,5	0,0042
25	1,5	$6 \cdot 10^{-5}$	10	1667	25	$8,2 \cdot 10^{-6}$	1,5	0,017
10	1,5	$1,5 \cdot 10^{-4}$	10	1667	10	$3,3 \cdot 10^{-4}$	1,5	0,11
2	1,5	$7,5 \cdot 10^{-4}$	10	1667	2	0,008	1,49	0,12

### 6.3.3.3 Aproximação *Backward*

A Tabela 5.5 mostra os resultados de estimação através da aproximação *Backward*.

Tabela 5.5 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*)

Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )			
Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)		Ts ( $\mu$ s)	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)
50	1,5	$3 \cdot 10^{-5}$	100	167	49,99	0,02	1,5	0,036
25	1,5	$6 \cdot 10^{-5}$	100	167	24,99	0,042	1,5	0,036
10	1,5	$1,5 \cdot 10^{-4}$	100	167	9,99	0,11	1,5	0,036
2	1,5	$7,5 \cdot 10^{-4}$	100	167	1,99	0,53	1,5	0,036
50	1,5	$3 \cdot 10^{-5}$	10	1667	50	0,002	1,5	$3,6 \cdot 10^{-4}$
25	1,5	$6 \cdot 10^{-5}$	10	1667	25	0,0043	1,5	$3,6 \cdot 10^{-4}$
10	1,5	$1,5 \cdot 10^{-4}$	10	1667	10	0,01	1,5	$3,6 \cdot 10^{-4}$
2	1,5	$7,5 \cdot 10^{-4}$	10	1667	2	0,053	1,5	$3,6 \cdot 10^{-4}$

### 6.3.3.4 Aproximação de Tustin

Por fim, a Tabela 5.6 mostra os resultados de estimação pela aproximação de Tustin.

Tabela 5.6 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *de* Tustin)

Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados (Tustin)			
Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)		Ts ( $\mu$ s)	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)
50	1,5	$3 \cdot 10^{-5}$	100	167	50	$4,9 \cdot 10^{-12}$	1,5	$1 \cdot 10^{-11}$
25	1,5	$6 \cdot 10^{-5}$	100	167	25	$9,5 \cdot 10^{-12}$	1,5	$2,6 \cdot 10^{-11}$
10	1,5	$1,5 \cdot 10^{-4}$	100	167	10	$1,4 \cdot 10^{-13}$	1,5	$1 \cdot 10^{-11}$
2	1,5	$7,5 \cdot 10^{-4}$	100	167	2	$2,2 \cdot 10^{-14}$	1,5	$2,7 \cdot 10^{-13}$
50	1,5	$3 \cdot 10^{-5}$	10	1667	50	$1,7 \cdot 10^{-10}$	1,5	$3,6 \cdot 10^{-11}$
25	1,5	$6 \cdot 10^{-5}$	10	1667	25	$8 \cdot 10^{-11}$	1,5	$2,4 \cdot 10^{-10}$
10	1,5	$1,5 \cdot 10^{-4}$	10	1667	10	$3,8 \cdot 10^{-11}$	1,5	$2 \cdot 10^{-11}$
2	1,5	$7,5 \cdot 10^{-4}$	10	1667	2	$1,4 \cdot 10^{-11}$	1,5	$7,6 \cdot 10^{-11}$

### 6.3.3.5 Conclusões Parciais

As tabelas acima estabelecem a segunda comparação de desempenho envolvendo os métodos de estimação descritos: método fasorial, e método da discretização (aplicando as aproximações *Backward* e de Tustin). As observações resultantes são descritas quanto aos mesmos aspectos já considerados na análise do circuito *RC* série.

- precisão: diferentemente do caso anterior, as aproximações *Backward* e Tustin conduzem a expressões distintas para a estimação do capacitor e, novamente através do método desenvolvido por Tustin, foram obtidos os valores mais precisos de estimação.

- variação de precisão: a variação foi verificada conforme os dados a seguir:

- Método fasorial: para cargas predominantemente resistivas (onde o valor de  $R$  é muito elevado comparativamente ao valor de  $L$ ) o ângulo de fase se torna quase nulo, o que compromete a precisão de estimação do indutor; o valor de  $T_s$  determina diretamente o número de pontos empregado na computação da diferença de fase e, como resultado, a precisão da sua determinação.
- Método *Backward*: Os dados de estimação do capacitor apresentaram uma variação de erro percentual pouco significativa para o conjunto de valores considerado.
- Método de Tustin: Elevada precisão de estimação (da ordem de  $10^{-10}$ ) e, como resultado, variações pouco significativas no erro percentual em função da variação do valor de  $T_s$  para a faixa de valores considerada.

### 6.3.4 Considerações adicionais

Para a seqüência de dados de simulação documentada nas seções a seguir (envolvendo apenas topologias não-lineares), o método fasorial será desconsiderado em função de sua não adequação à descrição de formas de onda com conteúdo harmônico.

As tabelas apresentadas nas seções subseqüentes foram elaboradas considerando as características a seguir:

- Valores para a tensão de alimentação:  $V = 127 V_{ef}$  e  $220 V_{ef}$ . (e, adicionalmente,  $V = 380 V_{ef}$ )
- Variação máxima do *ripple* da tensão capacitiva (tensão de saída): 20%.

- Valores para o período de amostragem:  $T_s = 1 \mu\text{s}$ ,  $10 \mu\text{s}$  e  $100 \mu\text{s}$ .
- Valores de potência: os valores dos componentes aplicados na composição das cargas lineares consideradas ( $R$  e  $C$  ou  $R$  e  $L$  ou  $R$ ,  $L$  e  $C$ ) foram selecionados de forma a aproximar determinados valores de potência e, desta forma, os valores registrados na primeira coluna de cada tabela a seguir indicam os resultados obtidos como aproximação para as seqüências de valores citadas a seguir:

**1. Estruturas monofásicas:** 50 W, 100 W, 150 W, 200 W, 250 W, 500 W, 1000 W.

**2. Estruturas trifásicas:** 500 W, 1000 W, 2000 W, 5000 W, 10.000 W e 15.000 W.

### 6.3.5 Retificador Monofásico de Onda completa com carga $RL$

#### 6.3.5.1 Implementação

A Figura 6.8 ilustra o diagrama de simulação em ambiente *SymPowerSystems* para este modelo de retificador monofásico.

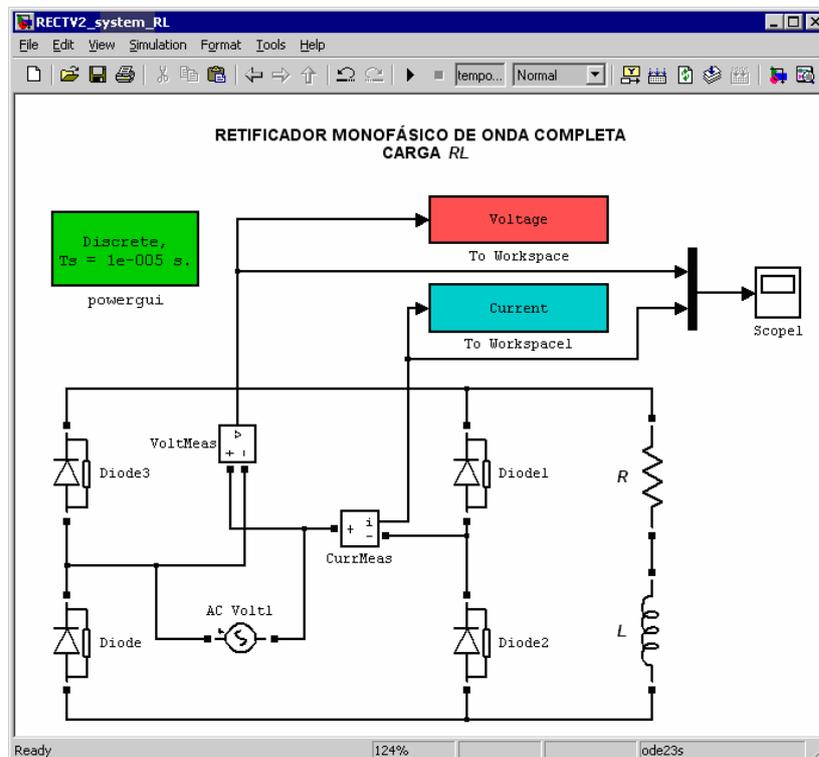


Figura 6.8 Diagrama de simulação para o retificador monofásico com carga  $RC$ .

A Figura 6.9 a seguir ilustra as formas de onda coletadas através do arquivo de simulação e empregadas como informação de entrada para o algoritmo de estimação. Para tanto, empregou-se uma tensão de alimentação de  $V = 220 V_{ef}$ , resistência de carga  $R = 47 \Omega$  e capacitor  $L = 20 \text{ mH}$

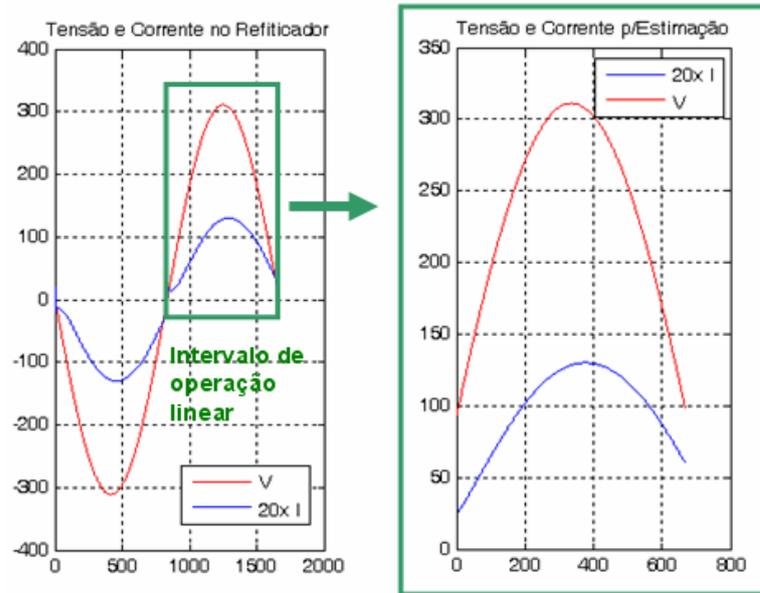


Figura 6.9 Formas de onda de tensão e corrente (retificador com carga  $RL$ ).

### 6.3.5.2 Tensão de Alimentação: $V = 127 V_{ef}$

A Tabela 5.7 a seguir mostra os resultados de estimação empregando o Método da Discretização por aproximação *Backward* a partir de dados de simulação com  $V = 127 V_{ef}$ . Para este conjunto de ensaios de simulação com este valor de alimentação, foi empregado um valor fixo de  $L_s = 10 \text{ mH}$ .

Tabela 5.7 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )			
	$R_s$ ( $\Omega$ )	$L_s$ (mH)		$T_s$ ( $\mu$ s)	N	$R_e$ ( $\Omega$ )	Erro (%)	$L_e$ (mH)	Erro (%)
53,17	300	10	$3,3 \cdot 10^{-5}$	10	668	303,3	1,11	8,03	19,71
107,1	150	10	$6,7 \cdot 10^{-5}$	10	668	151,66	1,11	8,85	11,55
158,7	100	10	$1 \cdot 10^{-4}$	10	668	101,11	1,11	9,22	7,83
207	77	10	$1,3 \cdot 10^{-4}$	10	668	77,86	1,11	9,4	5,95
245,6	65	10	$1,5 \cdot 10^{-4}$	10	668	65,73	1,12	9,5	4,93
494,23	32	10	$3,1 \cdot 10^{-4}$	10	668	32,36	1,13	9,79	2,06
992	15,5	10	$6,5 \cdot 10^{-4}$	10	668	15,68	1,17	9,93	0,73

A Tabela 5.8 a seguir, conforme pode ser observado, mostra os resultados de estimação empregando o Método da Discretização por aproximação de Tustin para o mesmo conjunto de dados e condições de simulação.

Tabela 5.8 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados (Tustin)			
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)		Ts ( $\mu$ s)	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)
53,17	300	10	$3,3 \cdot 10^{-5}$	10	668	303,3	1,1	10,92	9,23
107,1	150	10	$6,7 \cdot 10^{-5}$	10	668	151,66	1,1	10,34	3,37
158,7	100	10	$1 \cdot 10^{-4}$	10	668	101,1	1,1	10,22	2,18
207	77	10	$1,3 \cdot 10^{-4}$	10	668	77,85	1,1	10,18	1,77
245,6	65	10	$1,5 \cdot 10^{-4}$	10	668	65,72	1,11	10,16	1,59
494,23	32	10	$3,1 \cdot 10^{-4}$	10	668	32,36	1,11	10,12	1,18
992	15,5	10	$6,5 \cdot 10^{-4}$	10	668	15,68	1,17	10,09	0,92

A partir da comparação dos dados relativos a ambas as aproximações (Tabela 5.7 e Tabela 5.8), observa-se a pertinência das considerações a seguir.

- Estimação de  $L$ : por analogia com o observado em experimentos anteriores, a estimação do indutor  $L$  através do método de Tustin apresenta uma precisão muito superior à obtida a partir *Backward*.
- Estimação de  $R$ : foram observadas diferenças pouco significativas de erro percentual na estimação do resistor  $R$  a partir dos métodos de estimação considerados.

Os dados tabulados acima indicam uma maior precisão ou confiabilidade para os dados oriundos da aproximação de Tustin. A Tabela 5.9 a seguir apresenta a estimação para o mesmo conjunto de dados considerando apenas esta aproximação e um período de amostragem  $T_s = 100 \mu$ s.

Tabela 5.9 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados (Tustin)			
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)		Ts ( $\mu$ s)	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)
53,17	300	10	$3,3 \cdot 10^{-5}$	100	68	303,29	1,1	10,79	7,95
107,1	150	10	$6,7 \cdot 10^{-5}$	100	68	151,64	1,1	10,41	4,15
158,7	100	10	$1 \cdot 10^{-4}$	100	68	101,1	1,1	10,3	2,97
207	77	10	$1,3 \cdot 10^{-4}$	100	68	77,84	1,1	10,25	2,47
245,6	65	10	$1,5 \cdot 10^{-4}$	100	68	65,71	1,1	10,22	2,21
494,23	32	10	$3,1 \cdot 10^{-4}$	100	68	32,35	1,1	10,15	1,53
992	15,5	10	$6,5 \cdot 10^{-4}$	100	68	15,67	1,11	10,11	1,09

A partir da comparação entre os dados relacionados na tabela acima ( $T_s = 100 \mu$ F) com os dados da Tabela 5.8 ( $T_s = 10 \mu$ F), observa-se, conforme já esperado, que valores menores de  $T_s$  conduzem a resultados com menor erro percentual de estimação.

### 6.3.5.3 Tensão de Alimentação: $V = 220 V_{ef}$

As tabelas indicadas a seguir (Tabela 5.10 e 0) a seguir apresentam novamente os resultados de estimação para o mesmo conjunto de dados inicialmente considerado e para o mesmo valor de  $T_s$  a partir de ambas as aproximações. Para este conjunto de ensaios, o valor de  $L_s$  é mantido em 20 mH.

Tabela 5.10 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )			
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)		Ts ( $\mu$ s)	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)
53,58	900	20	$2,2 \cdot 10^{-5}$	10	668	905,72	0,64	12,2	39,1
106,7	452	20	$4,4 \cdot 10^{-5}$	10	668	454,8	0,64	15,88	20,61
143,7	330	20	$6,1 \cdot 10^{-5}$	10	668	332,11	0,64	16,98	15,12
197,13	245	20	$8,1 \cdot 10^{-5}$	10	668	246,56	0,64	17,76	11,19
247,7	195	20	$1 \cdot 10^{-4}$	10	668	196,25	0,64	18,23	8,84
506,9	95	20	$2,1 \cdot 10^{-4}$	10	668	95,62	0,65	19,19	4,06
1007,5	47	20	$4,3 \cdot 10^{-4}$	10	668	47,31	0,67	19,64	1,81

Tabela 5.11 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados (Tustin)			
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)		$T_s$ ( $\mu$ s)	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)
53,58	900	20	$2,2 \cdot 10^{-5}$	10	668	905,71	0,63	20,95	4,75
106,7	452	20	$4,4 \cdot 10^{-5}$	10	668	454,8	0,63	20,38	1,89
143,7	330	20	$6,1 \cdot 10^{-5}$	10	668	332,1	0,63	20,27	1,36
197,13	245	20	$8,2 \cdot 10^{-5}$	10	668	246,55	0,63	20,21	1,07
247,7	195	20	$2 \cdot 10^{-4}$	10	668	196,23	0,64	20,19	0,93
506,9	95	20	$2,1 \cdot 10^{-4}$	10	668	95,6	0,64	20,14	0,71
1007,5	47	20	$4,3 \cdot 10^{-4}$	10	668	47,3	0,64	20,12	0,59

#### 6.3.5.4 Conclusões Parciais

Os dados relacionados a partir das tabelas apresentadas acima para esta estrutura de retificador com carga  $RL$  conduzem às observações a seguir:

- Precisão de estimação: para um dado valor de  $T_s$ , a precisão dos dados estimados aumenta ou evolui com o aumento da constante de tempo, particularmente para a estimação do indutor  $L$ .
- Valor do período de amostragem: conforme já demonstrado, a expressão para estimação do indutor  $L$  é função de  $T_s$ , o que não ocorre para o caso do resistor  $R$ , de forma que variações de  $T_s$  impactam de forma significativa unicamente na estimação de  $L$  (e, portanto, de forma pouco significativa na estimação de  $R$ ).

#### 6.3.6 Retificador Trifásico de Onda completa com carga $RL$

##### 6.3.6.1 Implementação

A Figura 6.10 ilustra o diagrama de simulação em ambiente *SymPowerSystems* para o retificador trifásico com carga  $RL$ .

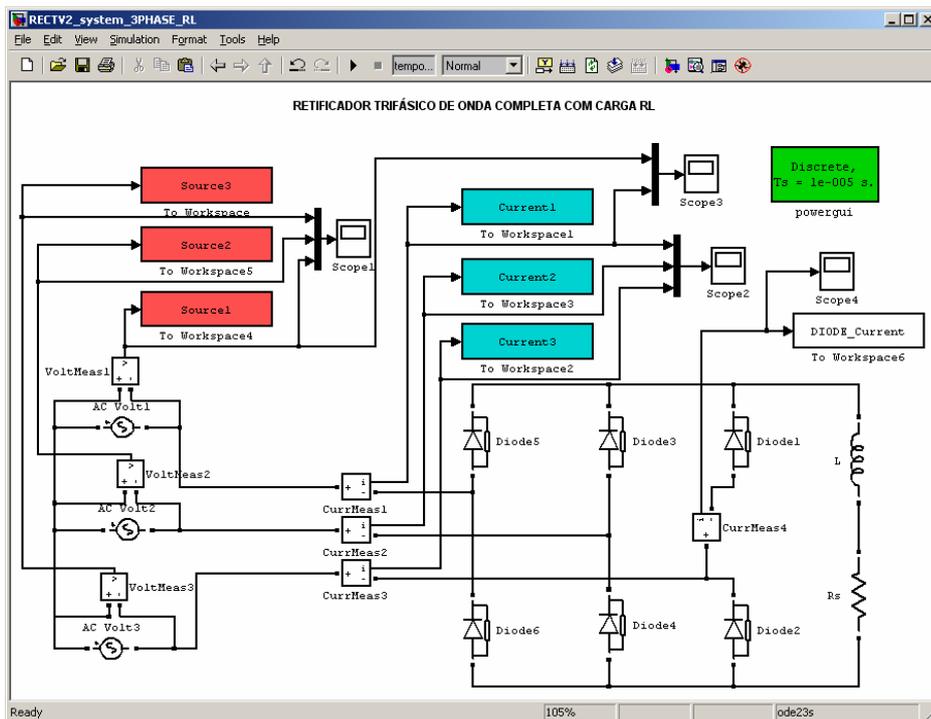


Figura 6.10 Diagrama de simulação para o retificador monofásico com carga  $RC$ .

A Figura 6.11 a seguir ilustra as formas de onda coletadas através do arquivo de simulação e empregadas como informação de entrada para o algoritmo de estimação. Para tanto, empregou-se uma tensão de alimentação de  $V = 127 \text{ V}_{\text{ef}}$ , resistência de carga  $R = 5,8 \Omega$  e capacitor  $L = 12 \text{ mH}$ . Em função da melhor precisão obtida para a estimação do indutor  $L$ , as tabelas a seguir consideram  $T_s = 10 \mu\text{s}$ .

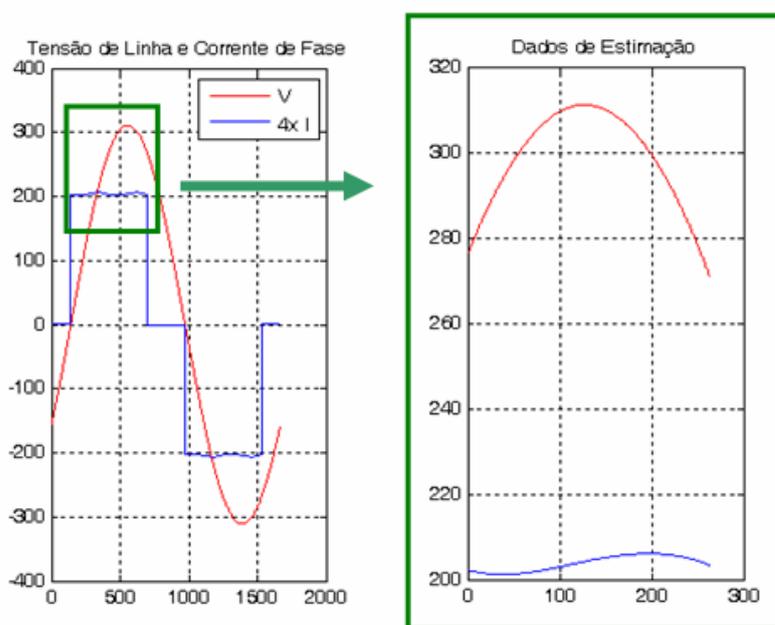


Figura 6.11 Formas de onda de tensão e corrente (retificador trifásico com carga  $RL$ ).

### 6.3.6.2 Tensão de Alimentação: $V_f = 127 V_{ef}$

As tabelas a seguir (Tabela 5.12 e Tabela 5.13) relacionam os resultados de estimação considerando ambas as aproximações, uma tensão de fase  $V_f = 127 V_{ef}$  e  $L_s = 12 \text{ mH}$ .

Tabela 5.12 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*).

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )			
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)		Ts ( $\mu\text{s}$ )	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)
496	118	12	$1.10^{-4}$	10	133	118,61	0,52	10,43	13,1
1008,56	58	12	$2,1.10^{-4}$	10	133	58,31	0,53	11,26	6,15
2017,1	29	12	$4,1.10^{-4}$	10	133	29,16	0,56	11,65	2,93
5071,5	11,5	12	$10,4.10^{-4}$	10	133	11,07	0,59	11,84	1,3
10075,8	5,8	12	0,0021	10	133	5,84	0,62	11,87	0,95
15088	3,9	12	0,0031	10	133	3,92	0,64	11,9	0,84

Tabela 5.13 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin).

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados (Tustin)			
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)		Ts ( $\mu\text{s}$ )	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le ( $\mu\text{F}$ )	Erro (%)
496	118	12	$1.10^{-4}$	10	133	118,6	0,51	11,6	3,2
1008,56	58	12	$2,1.10^{-4}$	10	133	58,3	0,52	11,84	1,3
2017,1	29	12	$4,1.10^{-4}$	10	133	29,15	0,53	11,94	0,45
5071,5	11,5	12	$10,4.10^{-4}$	10	133	11,06	0,55	11,99	0,076
10075,8	5,8	12	0,0021	10	133	5,83	0,57	12	0,022
15088	3,9	12	0,0031	10	133	3,92	0,59	12	0,011

### 6.3.6.3 Tensão de Alimentação: $V_f = 220 V_{ef}$

Por fim, as tabelas indicadas a seguir (Tabela 5.14 e Tabela 5.15) relacionam os resultados de estimação para ambas as aproximações considerando o mesmo conjunto de valores de componentes para uma tensão de alimentação  $V_f = 220 V_{ef}$  e  $L_s = 16 \text{ mH}$ .

Tabela 5.14 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )			
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)		$T_s$ ( $\mu$ s)	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le ( $\mu$ F)	Erro (%)
504	350	16	$4,6 \cdot 10^{-5}$	10	133	351,04	0,3	11,72	26,75
1008	175	16	$9,1 \cdot 10^{-5}$	10	133	175,53	0,3	13,9	13,11
2002,3	88	16	$1,8 \cdot 10^{-4}$	10	133	88,27	0,31	14,97	6,42
4998,83	35,3	16	$4,5 \cdot 10^{-4}$	10	133	35,42	0,34	15,6	2,51
10028	17,6	16	$9,1 \cdot 10^{-4}$	10	133	17,66	0,36	15,77	1,42
15087	11,7	16	0,0014	10	133	11,74	0,37	15,82	1,12

Tabela 5.15 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados (Tustin)			
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)		$T_s$ ( $\mu$ s)	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le ( $\mu$ F)	Erro (%)
504	350	16	$4,6 \cdot 10^{-5}$	10	133	351,03	0,29	15,23	4,84
1008	175	16	$9,1 \cdot 10^{-5}$	10	133	175,52	0,3	15,64	2,16
2002,3	88	16	$1,8 \cdot 10^{-4}$	10	133	88,26	0,3	15,85	0,91
4998,83	35,3	16	$4,5 \cdot 10^{-4}$	10	133	35,41	0,31	15,96	0,22
10028	17,6	16	$9,1 \cdot 10^{-4}$	10	133	17,66	0,32	15,99	0,062
15087	11,7	16	0,0014	10	133	11,74	0,33	16	0,029

#### 6.3.6.4 Conclusões parciais

Os dados relacionados a partir das tabelas apresentadas acima para esta estrutura de retificador com carga  $RL$  conduzem às observações a seguir:

- Variabilidade da precisão: a precisão dos dados de estimação aumenta ou evolui com o aumento da constante de tempo  $\tau = L/R$ , particularmente para a estimação do indutor  $L$ .
- Estimação do indutor  $L$ : para um valor fixo de indutor  $L$  (conforme apresentado nos dados acima), o aumento da constante de tempo está associado apenas à redução do resistor  $R$ , o que implica em aumento da potência útil na saída; desta forma, o erro percentual no valor de  $L$  diminui significativamente com o aumento de potência, enquanto o erro no valor de  $R$  aumenta, mas de forma pouco significativa.

- Estimação do resistor  $R$ : as tabelas acima demonstram uma tendência de aumento do erro percentual de estimação do resistor para valores decrescentes da resistência  $R$  e, contudo, as variações percentuais verificadas são consideradas pouco significativas.

### 6.3.7 Retificador Monofásico de Onda completa com carga $RC$

#### 6.3.7.1 Implementação

A Figura 6.12 ilustra o diagrama de simulação em ambiente *SymPowerSystems* para este modelo de retificador.

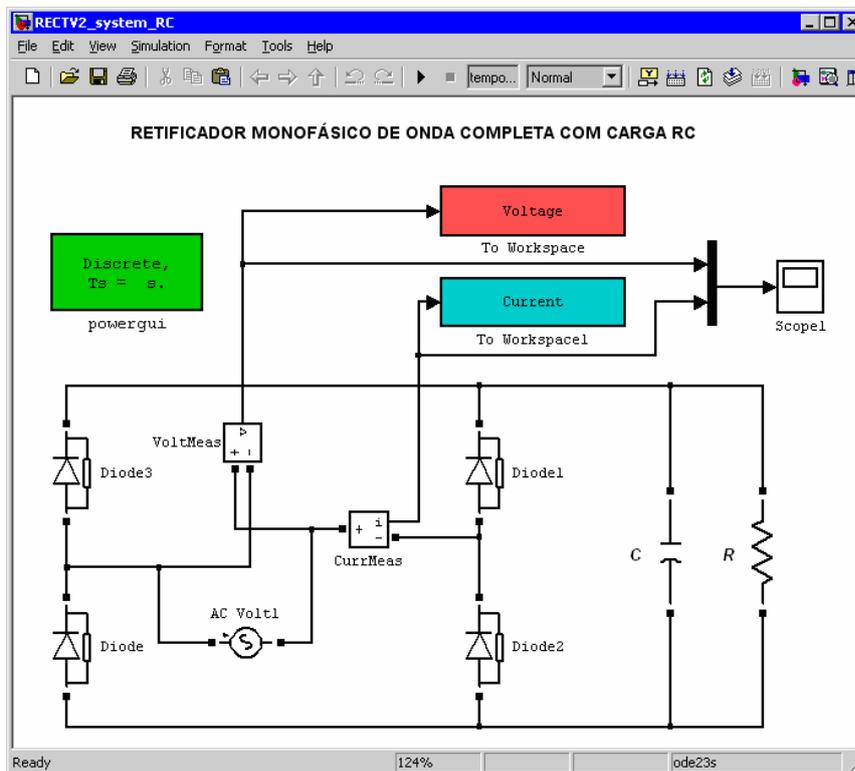


Figura 6.12 Diagrama de simulação para o retificador monofásico com carga  $RC$ .

A Figura 6.13 a seguir ilustra as formas de onda coletadas através do arquivo de simulação e empregadas como informação de entrada para o algoritmo de estimação. Para tanto, empregou-se uma tensão de alimentação de  $V = 127 \text{ V}_{\text{ef}}$ , resistência de carga  $R = 15 \Omega$  e capacitor  $C = 500 \mu\text{F}$ .

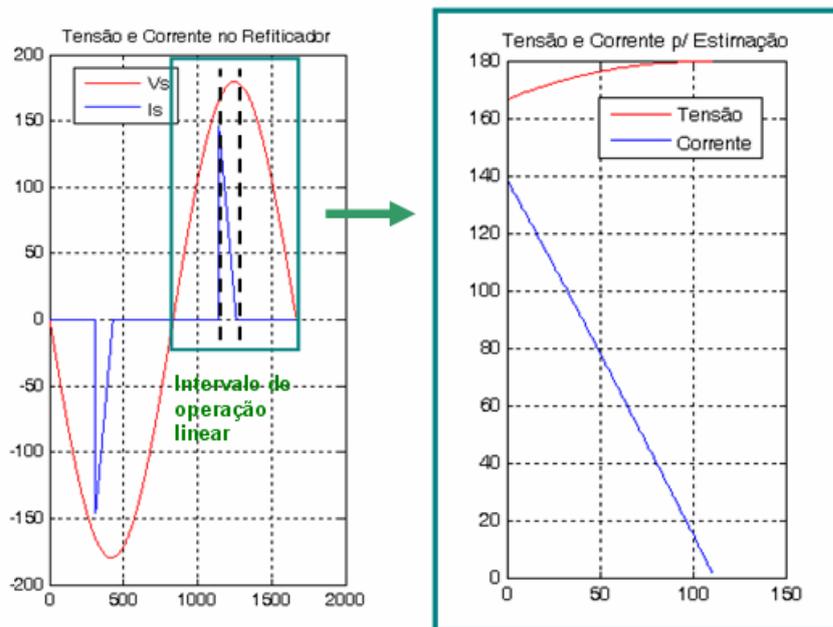


Figura 6.13 Formas de onda de tensão e corrente (retificador com carga  $RC$ ).

### 6.3.7.2 Tensão de Alimentação: $V = 127 V_{ef}$

A Tabela 5.16 a seguir exibe dados de estimação obtidos a partir da aproximação *Backward* e a Tabela 5.17 mostrada na seqüência esquematiza os resultados obtidos pela aproximação de Tustin para o mesmo conjunto de dados, considerando a tensão de alimentação  $V = 127 V_{ef}$  e  $T_s = 1 \mu s$ .

Tabela 5.16 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )			
	$R_s$ ( $\Omega$ )	$C_s$ ( $\mu F$ )		$T_s$ ( $\mu s$ )	N	$R_e$ ( $\Omega$ )	Erro (%)	$C_e$ ( $\mu F$ )	Erro (%)
47,8	645	200	0,129	1	932	651,96	1,08	199,99	$3,2 \cdot 10^{-3}$
97,5	300	200	0,06	1	1360	302,93	0,98	199,98	$9,5 \cdot 10^{-3}$
148,4	185	200	0,037	1	1721	186,74	0,94	199,96	$18,2 \cdot 10^{-3}$
199,2	135	240	0,032	1	1835	136,2	0,9	239,94	$22 \cdot 10^{-3}$
256	105	300	0,032	1	1857	105,88	0,84	299,93	$23,8 \cdot 10^{-3}$
542,2	52	660	0,032	1	1862	52,25	0,48	659,83	$25,5 \cdot 10^{-3}$
1020	27	1500	0,41	1	1632	26,85	0,55	1499,56	$29,1 \cdot 10^{-3}$

Tabela 5.17 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados (Tustin)			
	Rs ( $\Omega$ )	Cs ( $\mu$ F)		Ts ( $\mu$ s)	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Ce ( $\mu$ F)	Erro (%)
47,8	645	200	0,129	1	932	645,98	0,15	199,99	$3,2 \cdot 10^{-3}$
97,5	300	200	0,06	1	1360	301,63	0,54	199,98	$9,5 \cdot 10^{-3}$
148,4	185	200	0,037	1	1721	186,24	0,67	199,96	$18,2 \cdot 10^{-3}$
199,2	135	240	0,032	1	1835	135,89	0,66	239,94	$22 \cdot 10^{-3}$
256	105	300	0,032	1	1857	105,64	0,61	299,93	$23,8 \cdot 10^{-3}$
542,2	52	660	0,0343	1	1862	52,12	0,23	659,83	$25,5 \cdot 10^{-3}$
1020	27	1500	0,41	1	1632	26,78	0,83	1499,56	$29,1 \cdot 10^{-3}$

### 6.3.7.3 Tensão de Alimentação: $V = 220 V_{ef}$

A Tabela 5.18 apresenta dados de estimação a partir da aproximação *Backward* e a Tabela 5.19 mostrada na seqüência apresenta os resultados obtidos pela aproximação de Tustin para o mesmo conjunto de dados, considerando a tensão de alimentação  $V = 220 V_{ef}$ .

Tabela 5.18 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )			
	Rs ( $\Omega$ )	Cs ( $\mu$ F)		Ts ( $\mu$ s)	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Ce ( $\mu$ F)	Erro (%)
48,9	1900	100	0,19	1	770	1925,4	1,33	99,99	$6,6 \cdot 10^{-4}$
94,8	950	100	0,095	1	1088	958,77	0,92	99,99	$2,5 \cdot 10^{-3}$
145	600	100	0,06	1	1363	604,62	0,77	99,99	$5 \cdot 10^{-3}$
195,2	430	100	0,043	1	1604	432,99	0,66	99,99	$8,1 \cdot 10^{-3}$
245,8	330	100	0,033	1	1822	332,15	0,65	99,98	$11,7 \cdot 10^{-3}$
516,8	165	300	0,049	1	1496	165,72	0,44	299,97	$8,6 \cdot 10^{-3}$
1005,6	85	600	0,051	1	1469	85	0,0027	599,94	$10,7 \cdot 10^{-3}$

Tabela 5.19 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados (Tustin)			
	Rs ( $\Omega$ )	Cs ( $\mu\text{F}$ )		$T_s$ ( $\mu\text{s}$ )	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Ce ( $\mu\text{F}$ )	Erro (%)
48,9	1900	100	0,19	1	770	1899,5	0,0288	999,9	$6,8 \cdot 10^{-4}$
94,8	950	100	0,095	1	1088	952,28	0,24	999,98	$2,5 \cdot 10^{-3}$
145	600	100	0,06	1	1363	602,03	0,34	999,95	$5 \cdot 10^{-3}$
195,2	430	100	0,043	1	1604	431,66	0,38	999,92	$8,1 \cdot 10^{-3}$
245,8	330	100	0,033	1	1822	331,37	0,41	99,98	$11,7 \cdot 10^{-3}$
516,8	165	300	0,049	1	1496	165,14	0,087	299,97	$8,6 \cdot 10^{-3}$
1005,6	85	600	0,051	1	1469	84,7	0,36	599,94	$10,7 \cdot 10^{-3}$

#### 6.3.7.4 Conclusões parciais

Os dados das tabelas indicadas acima para esta estrutura de retificador com carga  $RC$  conduzem às observações a seguir:

- Potência: para valores fixos do capacitor  $C$ , a variação da constante de tempo  $\tau = R.C$  está diretamente associada à variação do resistor  $R$  e, desta forma, a redução de  $R$  leva à redução do valor de  $\tau$  e ao aumento da potência útil de saída;
- Número de amostras: a redução do resistor  $R$  gera aumentos no pico de corrente e um aumento no intervalo de condução a cada semiciclo o que conduz a um aumento no número de pontos correspondentes ao intervalo linear para um dado valor de  $T_s$ , conforme pode ser observado a partir das tabelas.
- Precisão: a precisão de estimação dos valores de  $R$  e de  $C$  aumenta em resposta ao aumento da constante de tempo.

#### 6.3.8 Retificador Trifásico de Onda completa com carga $RC$

##### 6.3.8.1 Implementação

A Figura 6.14 ilustra o diagrama de simulação em ambiente *SymPowerSystems* para esta topologia de retificador.

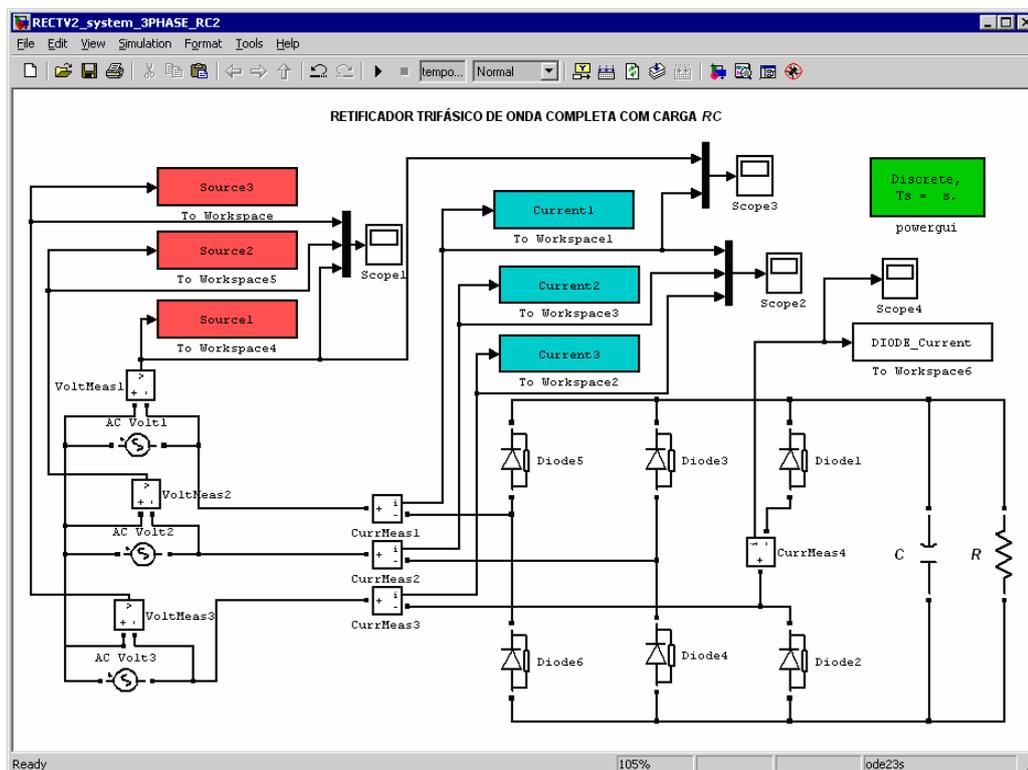


Figura 6.14 Diagrama de simulação do retificador trifásico com carga RC.

A Figura 6.15 a seguir ilustra as formas de onda coletadas através do arquivo de simulação e empregadas como informação de entrada para o algoritmo de estimação. Para esta simulação, empregou-se uma tensão de alimentação de  $V = 127 \text{ V}_{\text{ef}}$ , resistência de carga  $R = 20 \Omega$  e capacitor  $C = 800 \mu\text{F}$ .

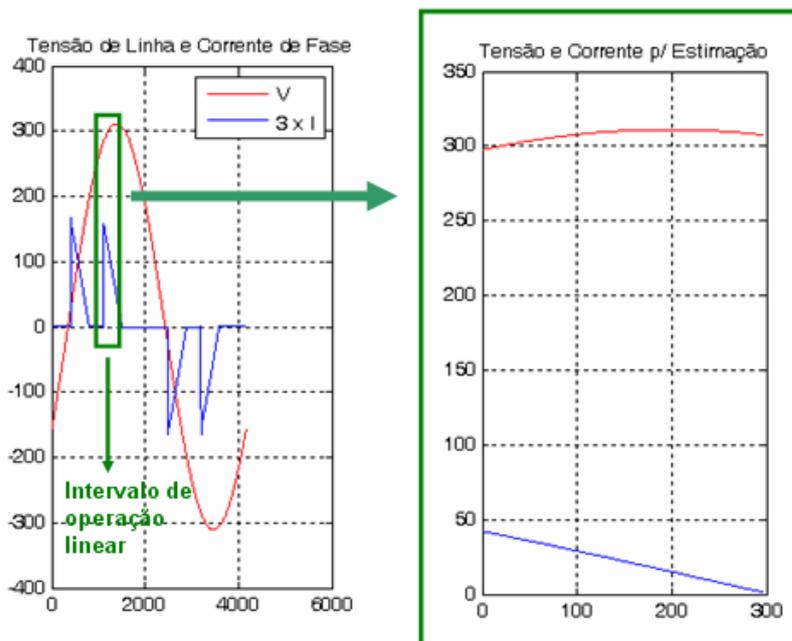


Figura 6.15 Formas de onda de tensão e corrente (retificador trifásico com carga RC).

### 6.3.8.2 Tensão de Alimentação: $V_f = 127 V_{ef}$

A Tabela 5.20 apresenta dados de estimação a partir da aproximação *Backward* e a 0 mostrada na seqüência apresenta os resultados obtidos pela aproximação de Tustin para o mesmo conjunto de dados, considerando a tensão de alimentação  $V = 127 V_{ef}$  e  $C_s = 250 \mu F$ .

Tabela 5.20 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )			
	Rs ( $\Omega$ )	Cs ( $\mu F$ )		Ts ( $\mu s$ )	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Ce ( $\mu F$ )	Erro (%)
492	125	250	0,313	1	936	125,65	0,52	249,98	$8,5 \cdot 10^{-3}$
1000	60	250	0,015	1	1423	60,31	0,52	249,95	$18,1 \cdot 10^{-3}$
2036	29	250	0,0073	1	2096	29,16	0,54	249,93	$28,5 \cdot 10^{-3}$
4908	12	250	0,003	1	2695	12,07	0,56	249,94	$25,6 \cdot 10^{-3}$
10710	5,5	250	0,0014	1	2577	5,53	0,57	249,92	$33 \cdot 10^{-3}$
12021	4,9	250	0,0012	1	2456	4,93	0,58	249,97	$10,9 \cdot 10^{-3}$
15103	3,9	250	$9,8 \cdot 10^{-4}$	1	2243	3,92	0,58	250,11	$43,3 \cdot 10^{-3}$

Tabela 5.21 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados (Tustin)			
	Rs ( $\Omega$ )	Cs ( $\mu F$ )		Ts ( $\mu s$ )	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Ce ( $\mu F$ )	Erro (%)
492	125	250	0,313	1	936	125,37	0,29	249,98	$8,5 \cdot 10^{-3}$
1000	60	250	0,015	1	1423	60,25	0,42	249,95	$18,1 \cdot 10^{-3}$
2036	29	250	0,0073	1	2096	29,14	0,48	249,93	$28,5 \cdot 10^{-3}$
4908	12	250	0,003	1	2695	12,06	0,53	249,94	$25,6 \cdot 10^{-3}$
10710	5,5	250	0,0014	1	2577	5,53	0,56	249,92	$33,2 \cdot 10^{-3}$
12021	4,9	250	0,0012	1	2456	4,93	0,57	249,97	$40,8 \cdot 10^{-3}$
15103	3,9	250	$9,8 \cdot 10^{-4}$	1	2243	3,92	0,57	250,11	$43,1 \cdot 10^{-3}$

### 6.3.8.3 Tensão de Alimentação: $V_f = 220 V_{ef}$

A Tabela 5.22 apresenta dados de estimação a partir da aproximação *Backward* e a Tabela 5.23 mostra os resultados em função da aplicação da aproximação de Tustin para o mesmo conjunto de dados (readaptados em função do aumento da tensão para  $V_f = 220 V_{ef}$  para os mesmos valores de potência).

Tabela 5.22 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )			
	Rs ( $\Omega$ )	Cs ( $\mu$ F)		Ts ( $\mu$ s)	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Ce ( $\mu$ F)	Erro (%)
498,9	380	250	0,095	1	505	381,14	0,3	250	$1,5 \cdot 10^{-3}$
1036	180	250	0,045	1	792	180,54	0,3	249,99	$3,9 \cdot 10^{-3}$
2007	91	250	0,023	1	1165	91,27	0,3	249,98	$8,4 \cdot 10^{-3}$
5076	35	250	0,088	1	1940	35,11	0,31	249,95	$19,5 \cdot 10^{-3}$
10046	17,6	250	0,0044	1	2695	17,66	0,32	249,95	$19,5 \cdot 10^{-3}$
11947	14,8	250	0,0037	1	2695	14,84	0,32	249,94	$23,3 \cdot 10^{-3}$
14987	11,8	250	0,003	1	2695	11,84	0,33	249,93	$29,3 \cdot 10^{-3}$

Tabela 5.23 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin)

Potência P (W)	Componentes p/ estimação		Constante de tempo $\tau$ (s)	Configuração		Resultados (Tustin)			
	Rs ( $\Omega$ )	Cs ( $\mu$ F)		Ts ( $\mu$ s)	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Ce ( $\mu$ F)	Erro (%)
498,9	380	250	0,095	1	505	378,58	0,37	250	$1,5 \cdot 10^{-3}$
1035,8	180	250	0,045	1	792	179,96	0,02	249,99	$3,9 \cdot 10^{-3}$
2007	91	250	0,023	1	1165	91,13	0,14	249,98	$8,4 \cdot 10^{-3}$
5076	35	250	0,088	1	1940	35,09	0,25	249,95	$19,5 \cdot 10^{-3}$
10046	17,6	250	0,0044	1	2695	17,65	0,29	249,95	$19,6 \cdot 10^{-3}$
12021	14,8	250	0,0037	1	2695	14,84	0,3	249,94	$23,3 \cdot 10^{-3}$
14987	11,8	250	0,003	1	2695	11,84	0,31	249,93	$29,3 \cdot 10^{-3}$

#### 6.3.8.4 Conclusões parciais

A partir dos dados indicados acima para a estrutura de retificador trifásico com carga *RC*, depreende-se as considerações a seguir:

- Para valores fixos do capacitor *C*, a redução do valor de *R* conduz ao aumento do erro percentual ou (redução de precisão) de estimação;
- Precisão: A precisão de estimação do capacitor *C* aumenta em função do aumento da constante de tempo  $\tau$  (que corresponde ao aumento do resistor *R* para valores fixos de *C*, conforme indicado nas tabelas).

### 6.3.9 Retificador Monofásico de Onda completa com carga *RLC*

#### 6.3.9.1 Implementação

A Figura 6.16 ilustra o diagrama de simulação em ambiente *SymPowerSystems* para este modelo de retificador.

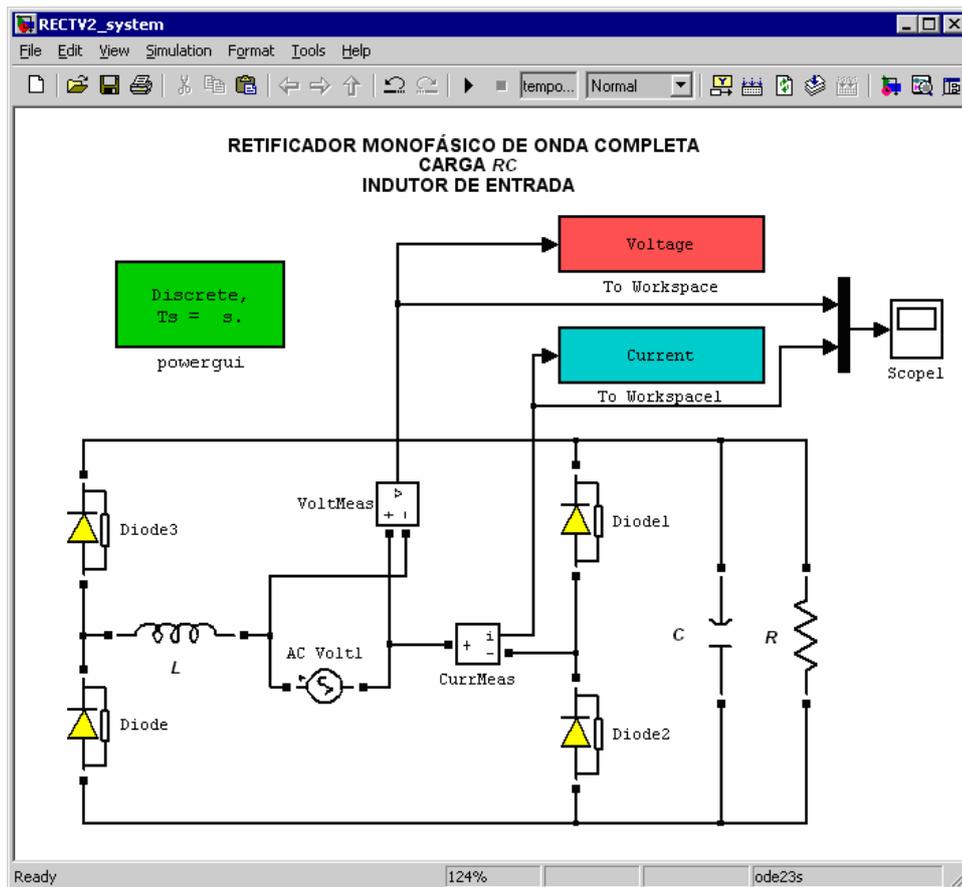


Figura 6.16 Diagrama de simulação do retificador monofásico com carga *RLC*.

A Figura 6.17 a seguir ilustra as formas de onda coletadas através do arquivo de simulação e empregadas como informação de entrada para o algoritmo de estimação. Para tanto, empregou-se uma tensão de alimentação de  $V = 127 V_{ef}$ , resistência de carga  $R = 29 \Omega$ , capacitor  $C = 1200 \mu F$  e indutor  $L = 1,3 mH$ .

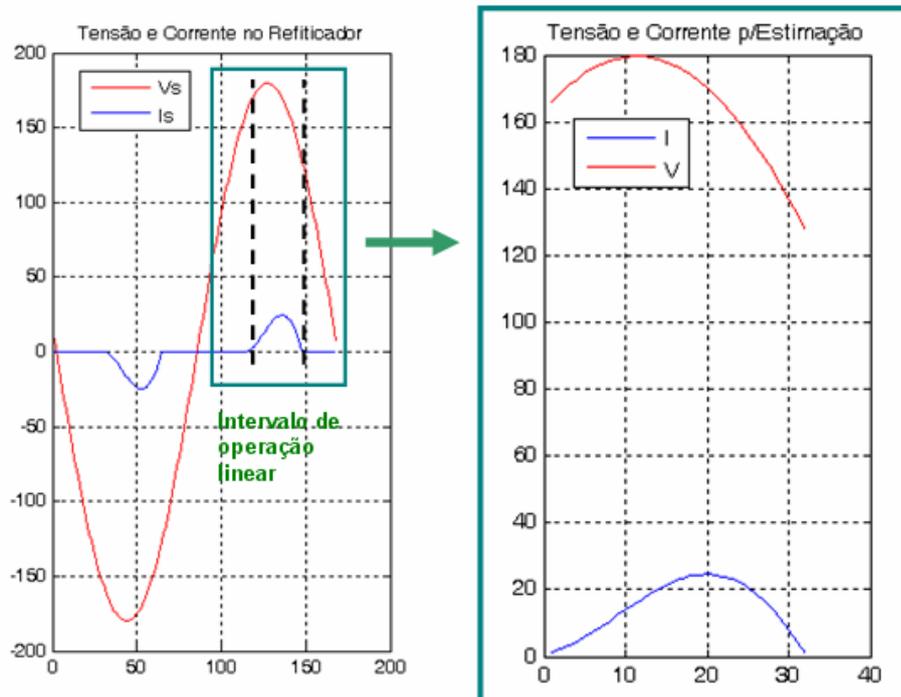


Figura 6.17 Formas de onda de tensão e corrente (retificador monofásico com carga  $RLC$ ).

### 6.3.9.2 Tensão de Alimentação: $V = 127 V_{ef}$

As tabelas a seguir (Tabela 5.24 e Tabela 5.25) apresentam dados de estimação considerando a simulação desta estrutura retificadora com tensão de alimentação  $V = 127 V_{ef}$  e indutor  $L_s = 1,3 \text{ mH}$ . Uma vez que este trabalho está particularmente voltado para a análise desta topologia de retificador (retificador em ponte com carga  $RC$  e filtro  $L$  de entrada), os ensaios de simulação explicitados a partir dos dados a seguir foram levados a efeito considerando três valores distintos para o período de amostragem  $T_s$ , conforme será indicado nas tabelas a seguir:

Tabela 5.24 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*)

P (W)	Componentes p/ estimação			Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )					
	Rs (Ω)	Ls (mH)	Cs (μF)	$T_s$	N	Re (Ω)	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)	Ce (μF)	Erro (%)
52,1	610	1,3	100	1	1259	612,9	0,48	1,3	0,005	100	0,003
105,4	300	1,3	150	1	1592	301,8	0,6	1,3	0,007	150	0,005
206	150	1,3	270	1	1947	151	0,64	1,3	0,005	270	0,002
255,2	120	1,3	390	1	2238	120,7	0,61	1,3	0,004	390	0,0014
495,9	60	1,3	700	1	2791	60,4	0,67	1,3	0,004	700	$3,3 \cdot 10^{-4}$
969	29	1,3	1200	1	3291	29,22	0,75	1,3	0,002	1200	0,002
56,5	610	1,3	100	10	124	589,78	3,31	1,3	0,03	99,98	0,018
101,5	300	1,3	150	10	158	293,3	2,23	1,3	0,03	149,96	0,025
205	150	1,3	270	10	193	147,13	1,91	1,3	0,022	269,9	0,024
246	120	1,3	390	10	222	117,2	2,33	1,3	0,018	389,9	0,021
507	60	1,3	700	10	277	58,8	1,98	1,3	0,017	699,8	0,022
1004	29	1,3	1200	10	327	28,58	1,46	1,3	0,016	1199,7	0,024
56,5	610	1,3	100	100	11	428,4	29,8	1,33	2,1	99,8	0,23
101,5	300	1,3	150	100	14	229	23,7	1,32	1,46	149,6	0,29
205	150	1,3	270	100	19	117,4	21,7	1,31	0,9	269	0,31
246	120	1,3	390	100	22	90,72	24,4	1,31	0,67	389	0,28
507	60	1,3	700	100	26	46,57	22,39	1,31	0,46	698	0,3
1004	29	1,3	1200	100	32	23,44	19,16	1,3	0,37	1195,8	0,35

Conforme pode ser observado a partir dos dados acima bem como em função dos dados das tabelas a seguir, valores de estimação com menor erro percentual podem ser obtidos pela redução do período de amostragem  $T_s$ .

Tabela 5.25 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin)

P (W)	Componentes p/ estimação			Configuração		Resultados (Tustin)					
	Rs (Ω)	Ls (mH)	Cs (μF)	$T_s$	N	Re (Ω)	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)	Ce (μF)	Erro (%)
52,1	610	1,3	100	1	1259	558,8	8,4	1,3	0,004	100	0,015
105,4	300	1,3	150	1	1592	281,3	6,25	1,3	0,005	150	0,003
206	150	1,3	270	1	1947	141,7	5,53	1,3	0,003	270	$5,3 \cdot 10^{-4}$
255,2	120	1,3	390	1	2238	112,4	6,34	1,3	0,003	390	$8,6 \cdot 10^{-4}$
495,9	60	1,3	700	1	2791	56,64	5,6	1,3	0,003	700	0,002
969	29	1,3	1200	1	3291	27,7	4,52	1,3	$9,1 \cdot 10^{-4}$	1200	0,004
56,5	610	1,3	100	10	124	558,8	8,4	1,3	0,003	100	0,001
101,5	300	1,3	150	10	158	281,3	6,26	1,3	0,005	150	0,003
205	150	1,3	270	10	193	141,7	5,55	1,3	0,003	270	$8,3 \cdot 10^{-4}$
246	120	1,3	390	10	222	112,4	6,34	1,3	0,003	390	0,001
507	60	1,3	700	10	277	56,63	5,6	1,3	0,0023	700	0,003
1004	29	1,3	1200	10	327	27,7	4,52	1,3	$6,7 \cdot 10^{-4}$	1200	0,005
56,5	610	1,3	100	100	11	558,2	8,5	1,3	0,002	100	$4 \cdot 10^{-4}$
101,5	300	1,3	150	100	14	280,84	6,4	1,3	0,002	150	0,001
205	150	1,3	270	100	19	141,6	5,6	1,3	0,002	270	0,001
246	120	1,3	390	100	22	112,4	6,4	1,3	0,002	390	0,002
507	60	1,3	700	100	26	56,6	5,7	1,3	$9,1 \cdot 10^{-4}$	700	0,005
1004	29	1,3	1200	100	32	27,7	4,57	1,3	$8,9 \cdot 10^{-4}$	1200	0,009

### 6.3.9.3 Tensão de Alimentação: $V = 220 V_{ef}$

As tabelas mostradas a seguir (Tabela 5.26 e Tabela 5.27) apresentam dados de estimação considerando a simulação desta estrutura retificadora com tensão de alimentação  $V = 220 V_{ef}$  e  $L_s = 1,3 \text{ mH}$ .

Tabela 5.26 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*)

P (W)	Componentes p/ estimação			Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )					
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)	Cs ( $\mu\text{F}$ )	$T_s$	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)	Ce ( $\mu\text{F}$ )	Erro (%)
56,5	1700	1,3	70	1	940	1694,9	0,3	1,3	0,0011	70	$2,5 \cdot 10^{-4}$
101,5	940	1,3	70	1	1136	940,7	0,08	1,3	0,0036	70	0,0029
205	440	1,3	70	1	1315	441,38	0,31	1,3	0,015	70	0,014
246	350	1,3	70	1	1367	351,21	0,35	1,3	0,022	70	0,022
507	160	1,3	100	1	1691	160,64	0,4	1,3	0,04	100	0,04
1004	90	1,3	650	1	2082	90,13	0,15	1,3	$5 \cdot 10^{-4}$	650	$4,3 \cdot 10^{-4}$
56,5	1700	1,3	70	10	93	1580,6	7,02	1,3	0,032	70	0,008
101,5	940	1,3	70	10	112	902,7	3,97	1,3	0,037	70	0,017
205	440	1,3	70	10	130	432,83	1,63	1,3	0,056	70	0,044
246	350	1,3	70	10	135	345,78	1,2	1,3	0,068	70	0,06
507	160	1,3	100	10	167	159,01	0,62	1,3	0,087	99,9	0,097
1004	90	1,3	650	10	206	86,88	3,47	1,3	0,011	649,9	0,016
56,5	1700	1,3	70	100	7	923,9	45,65	1,34	2,86	69,9	0,15
101,5	940	1,3	70	100	9	643	31,6	1,34	2,89	69,8	0,22
205	440	1,3	70	100	13	362,6	17,58	1,34	3	69,7	0,4
246	350	1,3	70	100	12	299,5	14,43	1,34	3,04	69,7	0,49
507	160	1,3	100	100	15	144,4	9,77	1,33	2,34	99,3	0,72
1004	90	1,3	650	100	20	63,8	29,08	1,31	0,44	648,4	0,24

Tabela 5.27 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin)

P (W)	Componentes p/ estimação			Configuração		Resultados (Tustin)					
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)	Cs ( $\mu$ F)	$T_s$	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)	Ce ( $\mu$ F)	Erro (%)
56,5	1700	1,3	70	1	940	1438,7	15,4	1,3	$5,3 \cdot 10^{-4}$	70	$5,9 \cdot 10^{-4}$
101,5	940	1,3	70	1	1136	854,4	9,1	1,3	$2,7 \cdot 10^{-3}$	70	$1,4 \cdot 10^{-3}$
205	440	1,3	70	1	1315	420,4	4,45	1,3	$12,8 \cdot 10^{-3}$	70	$11,1 \cdot 10^{-3}$
246	350	1,3	70	1	1367	337,5	3,57	1,3	$2 \cdot 10^{-3}$	69,89	$18,5 \cdot 10^{-3}$
507	160	1,3	100	1	1691	156,3	2,31	1,3	$37 \cdot 10^{-3}$	99,96	$35 \cdot 10^{-3}$
1004	90	1,3	650	1	2082	82,9	7,92	1,3	$3,1 \cdot 10^{-4}$	650	$1,3 \cdot 10^{-3}$
56,5	1700	1,3	70	10	93	1438,6	15,37	1,3	$4,8 \cdot 10^{-4}$	70	$6,5 \cdot 10^{-4}$
101,5	940	1,3	70	10	112	854,3	9,12	1,3	$2,5 \cdot 10^{-3}$	70	$1,3 \cdot 10^{-3}$
205	440	1,3	70	10	130	420,4	4,46	1,3	$12,6 \cdot 10^{-3}$	70	$11 \cdot 10^{-3}$
246	350	1,3	70	10	135	337,5	3,59	1,3	$19,8 \cdot 10^{-3}$	69,9	$18,2 \cdot 10^{-3}$
507	160	1,3	100	10	167	156,3	2,32	1,3	$36,6 \cdot 10^{-3}$	100	$34,5 \cdot 10^{-3}$
1004	90	1,3	650	10	206	82,9	7,9	1,3	$3,54 \cdot 10^{-4}$	650	$1,5 \cdot 10^{-4}$
56,5	1700	1,3	70	100	7	1438,7	15,4	1,3	$2,3 \cdot 10^{-4}$	70	$9,5 \cdot 10^{-4}$
101,5	940	1,3	70	100	9	853,6	9,2	1,3	$1,5 \cdot 10^{-3}$	70	$2 \cdot 10^{-4}$
205	440	1,3	70	100	13	420,2	4,49	1,3	$11,6 \cdot 10^{-3}$	70	$10 \cdot 10^{-3}$
246	350	1,3	70	100	12	337,3	3,62	1,3	$17,5 \cdot 10^{-3}$	70	$16 \cdot 10^{-3}$
507	160	1,3	100	100	15	156,2	2,36	1,3	0,032	100	0,03
1004	90	1,3	650	100	20	82,8	7,96	1,3	$7 \cdot 10^{-4}$	650	0,023

#### 6.3.9.4 Tensão de Alimentação: $V = 380 V_{ef}$

Por fim, esta seção apresenta o conjunto final de tabelas para a estrutura retificadora considerada (Tabela 5.28 e Tabela 5.29) a partir de uma tensão de alimentação  $V = 380 V_{ef}$  (mantendo-se  $L_s = 1,3 \text{ mH}$ ).

Tabela 5.28 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*)

P (W)	Componentes p/ estimação			Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )					
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)	Cs ( $\mu\text{F}$ )	$T_s$	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)	Ce ( $\mu\text{F}$ )	Erro (%)
110	2600	1,3	50	1	895	2583,9	0,62	1,3	0,001	50	$9,6 \cdot 10^{-5}$
209	1350	1,3	50	1	1027	1347,6	0,18	1,3	0,003	50	0,002
254	1100	1,3	50	1	1067	1099	0,09	1,3	0,004	50	0,003
507	560	1,3	100	1	1370	559,5	0,09	1,3	0,003	100	0,003
1004	280	1,3	270	1	1752	279,4	0,23	1,3	0,001	270	0,001
101,5	2600	1,3	50	10	88	2386,7	8,2	1,3	0,043	50	0,008
205	1350	1,3	50	10	101	1291,9	4,3	1,3	0,047	50	0,016
246	1100	1,3	50	10	104	1061,7	3,48	1,3	0,05	50	0,02
507	560	1,3	100	10	135	540,14	3,55	1,3	0,03	99,98	0,019
1004	280	1,3	270	10	174	266,5	4,82	1,3	0,014	270	0,014
101,5	2600	1,3	50	100	7	1353,9	47,93	1,35	3,95	49,96	0,15
205	1350	1,3	50	100	11	914,47	32,26	1,35	3,99	49,89	0,22
246	1100	1,3	50	100	11	792,8	27,92	1,35	4	49,87	0,25
507	560	1,3	100	100	15	401,6	28,3	1,33	2,08	99,75	0,25

Tabela 5.29 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin)

P (W)	Componentes p/ estimação			Configuração		Resultados (Tustin)					
	Rs (Ω)	Ls (mH)	Cs (μF)	$T_s$	N	Re (Ω)	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)	Ce (μF)	Erro (%)
110	2600	1,3	50	1	895	2167	16,6	1,3	$4,4 \cdot 10^{-4}$	50	$6,8 \cdot 10^{-4}$
209	1350	1,3	50	1	1027	1223,3	9,4	1,3	0,002	50	$6,2 \cdot 10^{-4}$
254	1100	1,3	50	1	1067	1014,4	7,8	1,3	0,003	50	0,002
507	560	1,3	100	1	1370	515,9	7,87	1,3	0,0016	100	$8,5 \cdot 10^{-4}$
1004	280	1,3	270	1	1752	251,2	10,3	1,3	$3,4 \cdot 10^{-4}$	270	$2,4 \cdot 10^{-5}$
101,5	2600	1,3	50	10	88	2167	16,7	1,3	$4,1 \cdot 10^{-4}$	50	$7,1 \cdot 10^{-4}$
205	1350	1,3	50	10	101	1123,2	9,4	1,3	0,002	50	$5,6 \cdot 10^{-4}$
246	1100	1,3	50	10	104	1014,4	7,8	1,3	0,003	50	0,002
507	560	1,3	100	10	135	515,9	7,87	1,3	0,0016	100	$7,7 \cdot 10^{-4}$
1004	280	1,3	270	10	174	2511	10,3	1,3	$3,1 \cdot 10^{-4}$	270	$8,9 \cdot 10^{-4}$
101,5	2600	1,3	50	100	7	2167	16,7	1,3	$2,7 \cdot 10^{-4}$	50	$8,6 \cdot 10^{-4}$
205	1350	1,3	50	100	11	1123,2	9,4	1,3	0,002	50	$5,6 \cdot 10^{-4}$
246	1100	1,3	50	100	11	1014,4	7,8	1,3	0,003	50	0,002
507	560	1,3	100	100	15	515,9	7,86	1,3	0,002	100	$9,9 \cdot 10^{-4}$

### 6.3.9.5 Conclusões parciais

A partir dos dados indicados acima para a estrutura do retificador monofásico com carga  $RC$ , e filtro  $L$  de entrada, observa-se que:

- Segmento para estimação: por analogia com a estrutura com carga  $RC$ , para valores fixos de  $L$  e de  $C$ , valores decrescentes do resistor  $R$  produzem o aumento do pico de corrente de entrada e, como resultado, o aumento do intervalo de tempo  $t_{Don}$  (intervalo de condução ou carga do capacitor em cada semiciclo da rede) e o conseqüente aumento do número de pontos associado a este intervalo, considerando um dado  $T_s$ ;
- O período de amostragem: o valor de  $T_s$  influencia diretamente a precisão do processo de estimação dos valores dos componentes de forma que valores menores implicam em maior precisão (ou menor erro percentual).
- Variação de precisão: Para valores fixos de  $L$  e de  $C$ , valores crescentes de  $R$  conduzem a uma redução na sua precisão de estimação bem como aumento da precisão de estimação de  $L$  e de  $C$ ;

- Desempenho por *Backward*: grande sensibilidade de precisão de estimação às variações do período de amostragem de forma que o erro percentual tende a reduzir-se em função da redução do valor de  $T_s$ .
- Desempenho por Tustin: maior robustez ou menor sensibilidade de precisão às variações de  $T_s$  bem como melhor desempenho para estimação de  $L$  e  $C$  segundo a faixa de variação de  $T_s$  verificada através de simulação.

### **6.3.10 Considerações Adicionais: análise complementar do modelo com carga RLC**

Os resultados obtidos através de simulação demonstram a relação existente entre as condições do modelo simulado (parâmetros de simulação) e a precisão dos dados resultantes de estimação e, desta forma, tornam evidente a sensibilidade dos resultados do método de estimação às condições apresentadas pelos dados de entrada. Para explicitar a influência isolada de cada parâmetro de simulação sobre a precisão dos resultados, serão consideradas três situações distintas onde a variação individual de um único parâmetro será considerada para os demais parâmetros constantes. Desta forma, uma avaliação de sensibilidade da precisão foi levada a efeito empregando-se a estimação por Tustin e segundo os itens a seguir.

- Valores dos componentes
- Período de Amostragem
- Segmento do intervalo de operação linear

#### **6.3.10.1 Valores dos componentes**

Para a simulação a seguir, foram considerados os seguintes dados:  $C = 500 \mu\text{F}$ ,  $L = 1,3 \text{ mH}$ ,  $T_s = 100 \mu\text{s}$ ,  $V = 127 \text{ V}_{\text{ef}}$ . Para o resistor  $R$ , empregou-se a seqüência de valores apresentados a seguir:  $R = 200 \Omega$ ,  $100 \Omega$ ,  $50 \Omega$ ,  $25 \Omega$ ,  $12 \Omega$ ,  $6 \Omega$ ,  $3 \Omega$  e  $2 \Omega$ .

A Figura 6.18 ilustra a variação da resposta da corrente de entrada  $i(t)$  em função variação de  $R$ , conforme os valores indicados a seguir de cada gráfico.

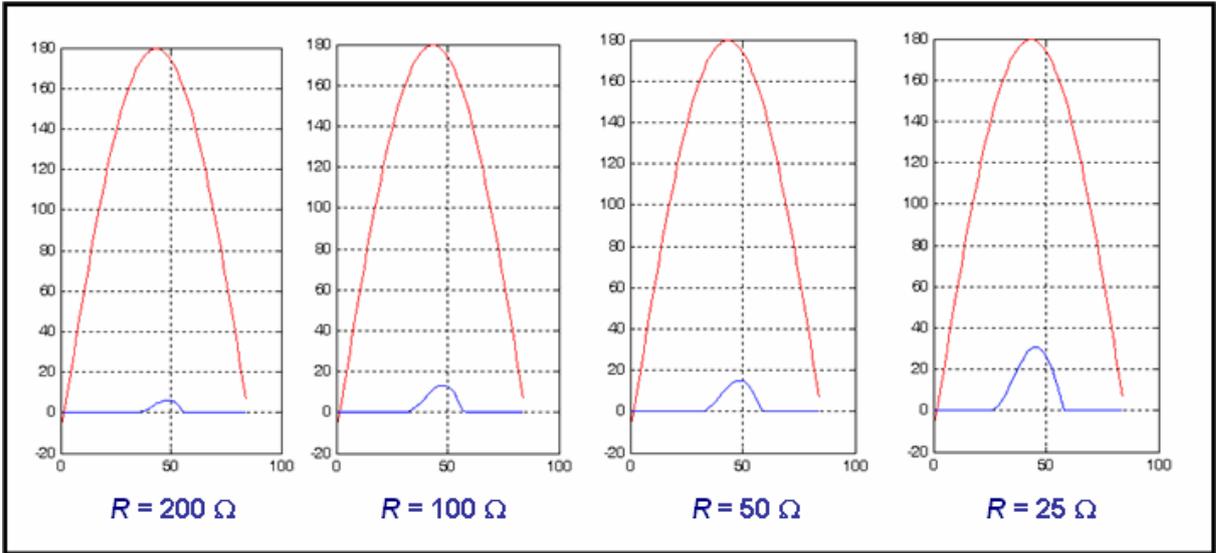


Figura 6.18 Variação da corrente  $i(t)$  com a variação de  $R$  (valores elevados).

A Figura 6.19 ilustra ainda a variação da resposta da corrente de entrada  $i(t)$  em função variação de  $R$ , segundo uma nova seqüência de valores mais baixos, conforme indicados abaixo de cada gráfico.

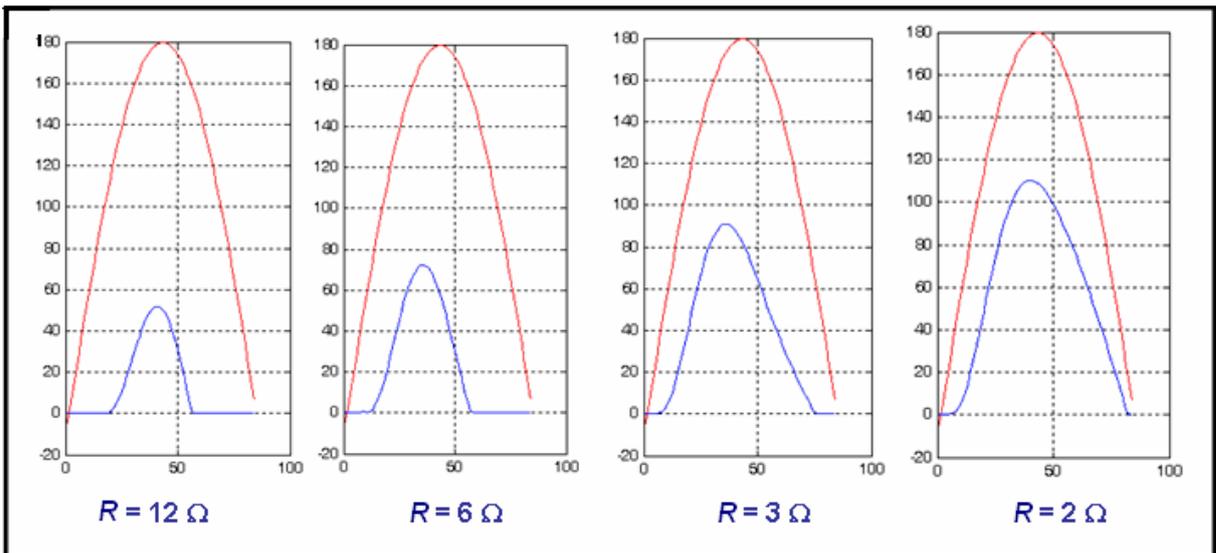


Figura 6.19 Variação da corrente  $i(t)$  com a variação de  $R$  (valores mais baixos).

A Tabela 5.30 mostrada a a seguir demonstra a sensibilidade do erro percentual de estimação à variação do resistor  $R$ .

Tabela 5.30 Sensibilidade da precisão da estimação em função da variação de  $R$ .

Num. pontos	$R_s$ ( $\Omega$ )	$R_e$	Erro (%)	$L_e$ (mH)	Erro (%)	$C_e$ ( $\mu$ F)	Erro (%)
72	2	1,91	4,34	1,28	1,56	514,8	2,97
65	3	2,95	1,77	1,3	0,18	503,3	0,66
43	6	5,98	0,3	1,3	0,29	499,1	0,18
34	12	11,91	0,73	1,3	0,09	499,7	0,06
29	25	24,6	1,64	1,3	0,02	500	0,05
23	50	48,3	3,42	1,3	0,002	500	0,012
22	100	93,14	6,86	1,3	$2,6 \cdot 10^{-4}$	500	0,0048
16	200	174	13	1,3	$5,7 \cdot 10^{-4}$	500	0,003

Os dados indicados acima demonstram que, para um certo conjunto de dados e condições de estimação, há uma tendência para o aumento da precisão de estimação de  $R$  à medida que o seu valor diminui, bem como uma redução da precisão para  $L$  e  $C$ .

### 6.3.10.2 Intervalo do segmento de operação linear

Para um dado conjunto de valores e condições de simulação, verificou-se a sensibilidade da precisão do processo de estimação à aplicação de diferentes segmentos do intervalo de operação linear do circuito. Desta forma, a Figura 6.20 a seguir ilustra a consideração dos seguintes segmentos do intervalo, respectivamente:

- Intervalo completo de carregamento do capacitor.
- Metade do intervalo.
- Quarta parte do intervalo.

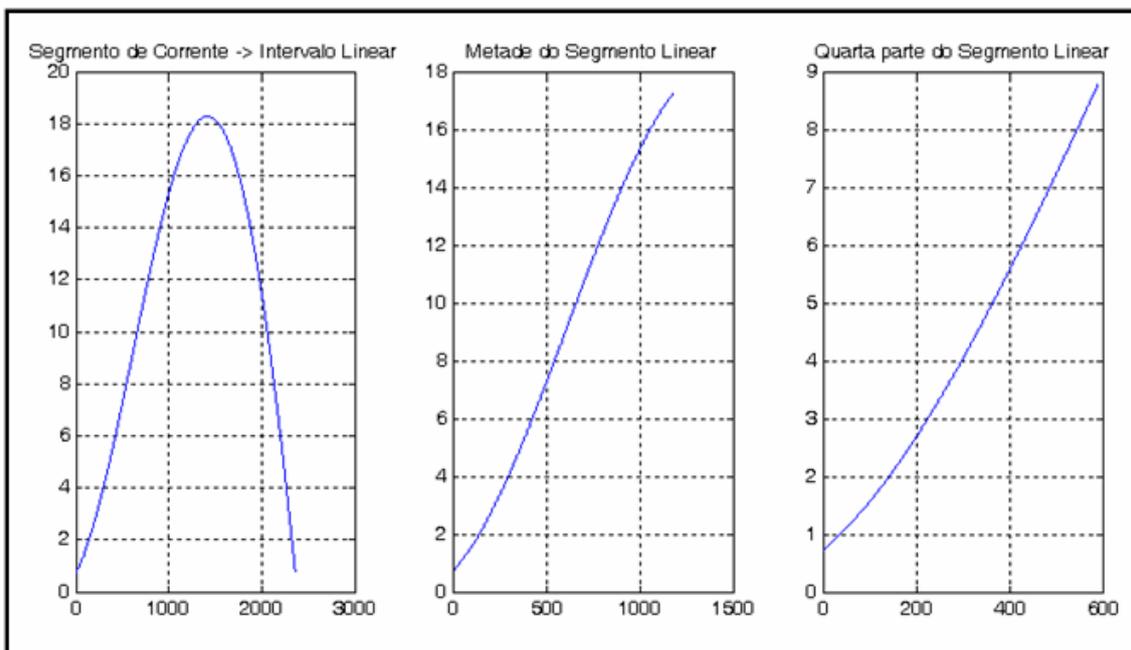


Figura 6.20 Variação da corrente  $i(t)$  com a variação de  $R$  (valores mais baixos).

A Tabela 5.31 sintetiza os resultados da simulações levadas a efeito a partir das condições acima e considerando  $T_s = 10 \mu s$ ,  $C = 500 \mu F$ ,  $L = 1 mH$  e três valores distintos de carga resistiva ( $R = 10 \Omega$ ,  $50 \Omega$  e  $150 \Omega$ ).

Tabela 5.31 Sensibilidade da precisão da estimação em função do intervalo da curva considerado.

Intervalo Linear	N. pontos	$R_s$ ( $\Omega$ )	$R_e$	ErroR (%)	ErroL (%)	ErroC (%)
Completo	345	10	9,93	0,66	0,22	0,18
Metade	173	10	9,96	0,41	0,31	0,33
Quarta parte	86	10	9,95	0,42	0,35	0,39
Completo	235	50	47,77	4,45	0,006	$2,4 \cdot 10^{-4}$
Metade	118	50	47,82	4,36	0,018	0,02
Quarta parte	59	50	47,8	4,4	0,024	0,032
Completo	174	150	131	12,68	$2 \cdot 10^{-4}$	0,0022
Metade	87	150	131	12,61	0,0022	0,003
Quarta parte	44	150	131	12,63	0,003	0,0057

Os dados da Tabela 5.31 acima demonstram que a precisão obtida na estimação dos componentes apresenta uma sensível variação percentual segundo o intervalo de estimação bem como de acordo com o componente considerado. Desta forma, a estimação do resistor alcança a máxima precisão (ou menor erro percentual) para a metade do intervalo de operação linear, e a estimação de  $L$  e de  $C$  alcança a máxima precisão quando se considera o intervalo completo. Contudo, a variação percentual verificada pode ser considerada pouco significativa.

### 6.3.10.3 Período de Amostragem ( $T_s$ )

Os dados relacionados através da Tabela 5.32 indicam a resposta de sensibilidade do processo de estimação para três valores distintos do período de amostragem (já aplicados nas simulações descritas acima):  $T_s = 100 \mu s$  (valor adotado como valor base para aquisições experimentais),  $10 \mu s$  e  $1 \mu s$ .

Tabela 5.32 Sensibilidade da precisão da estimação em função da variação de  $T_s$ .

Num. pontos	$T_s$	$R_s$ ( $\Omega$ )	$R_e$	Erro (%)	$L_e$ (mH)	Erro (%)	$C_e$ ( $\mu F$ )	Erro (%)
47	100	5	4,98	0,3	1,3	0,34	499	0,18
491	10	5	4,99	0,12	1,3	0,43	498,7	0,24
4922	1	5	4,99	0,09	1,3	0,43	498,7	0,25
24	100	45	43,62	3,1	12,99	$6,4 \cdot 10^{-4}$	500	0,011
255	10	45	43,66	2,99	1,3	0,0036	500	0,0054
2570	1	45	43,66	2,98	1,3	0,004	500	0,00495
16	100	150	135	10	12,99	$9,4 \cdot 10^{-4}$	500	0,0045
178	10	150	135	9,91	12,99	$2,5 \cdot 10^{-4}$	500	0,0032
1797	1	150	135	9,9	12,99	$1,7 \cdot 10^{-4}$	500	0,003

### 6.3.11 Retificador Trifásico em Ponte com carga $RC$ e Indutor $L$ de entrada

#### 6.3.11.1 Implementação

A Figura 6.21 ilustra o diagrama de simulação em ambiente *SymPowerSystems* para este modelo de retificador.

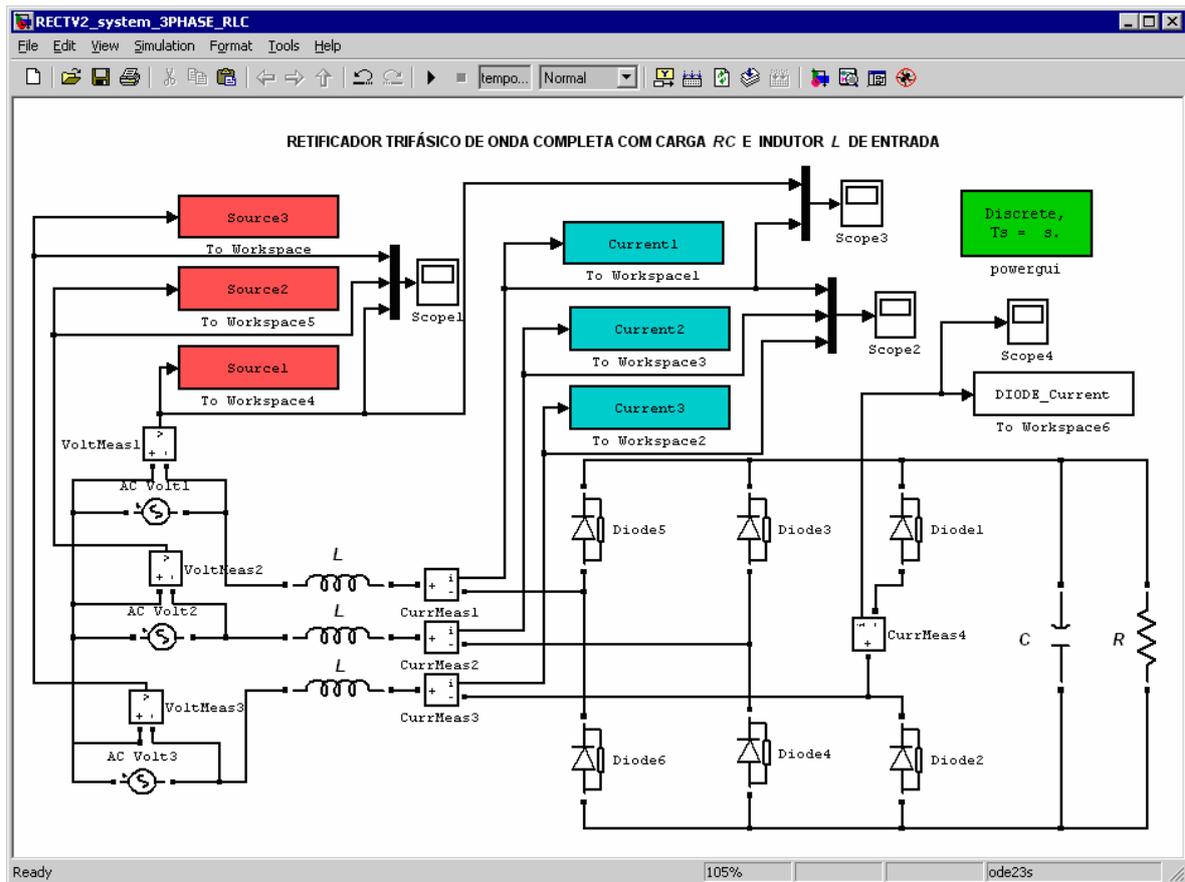


Figura 6.21 Diagrama de simulação do retificador trifásico em ponte com carga  $RC$  e indutor  $L$  de entrada.

A Figura 6.22 a seguir representa as formas de onda coletadas e empregadas como entrada para o processo de estimação. Para esta simulação, foi aplicada uma tensão de alimentação de  $V = 127 V_{ef}$ , resistência de carga  $R = 95,5 \Omega$ , capacitor  $C = 300 \mu F$  e indutores de  $L = 1,03 mH$ .

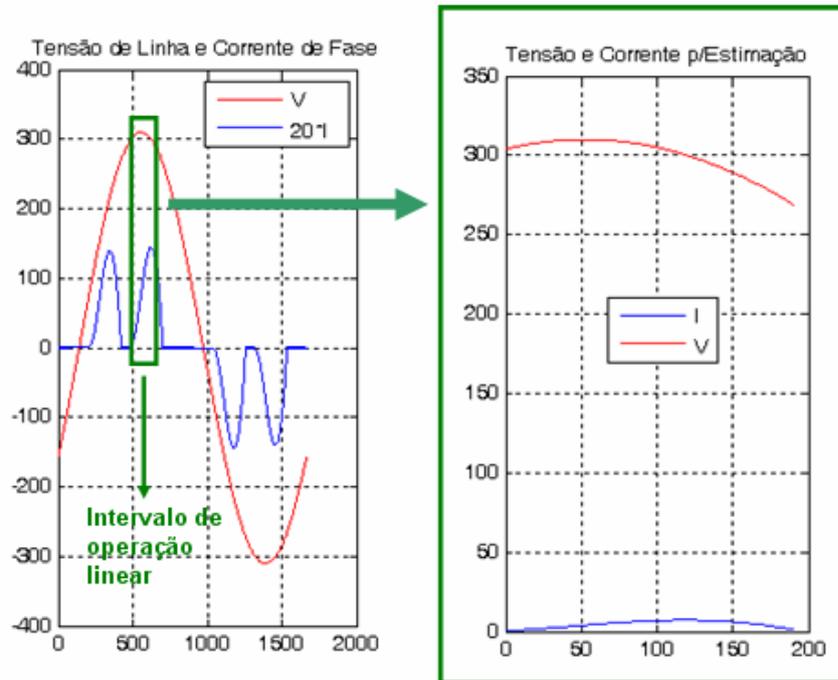


Figura 6.22 Formas de onda para estimação do retificador trifásico em ponte com carga  $RC$  e indutor  $L$  de entrada.

### 6.3.11.2 Tensão de Alimentação: $V_f = 127 V_{ef}$

As duas tabelas apresentadas na seqüência (Tabela 5.33 e Tabela 5.34) relacionam um conjunto de dados de estimação obtidos através da aproximação de Tustin. Os dados de estimação foram gerados por simulação considerando uma tensão de alimentação de fase  $V_f = 127 V_{ef}$  e dois valores distintos para o período de amostragem:  $T_s = 10 \mu s$  e  $100 \mu s$ . Os valores dos componentes variam ao longo do experimento e foram definidos em função de três condições distintas a serem obtidas: valor da potência de saída, *ripple* máximo da tensão de saída e forma de onda de corrente.

Os dados de estimação da Tabela 5.33 foram obtidos considerando o segundo segmento de carga como intervalo de operação linear esquematizado pela Figura 6.22.

Tabela 5.33 Dados de estimação obtidos por simulação (primeiro segmento)

P (W)	Componentes p/ estimação			Configuração		Resultados ( $V_{ca}$ – primeiro segmento)					
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)	Cs ( $\mu$ F)	$T_s$	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)	Ce ( $\mu$ F)	Erro (%)
501,4	120	2	80	10	194	103,67	13,6	1,97	1,5	81,5	1,87
1008	58	2	80	10	202	57,99	0,022	2	$8,2 \cdot 10^{-4}$	80	0,0076
1952	30	1	160	10	208	32,37	7,89	1,02	1,85	156,73	2,04
5050,5	11,5	0,51	290	10	215	11,95	3,94	0,518	1,61	284,6	1,85
10078	5,7	0,26	620	10	215	5,6	1,52	0,259	0,14	620,95	0,154
14867	3,9	0,18	820	10	214	3,8	2,6	0,179	0,34	822,5	0,31
501,4	120	2	80	100	19	162	35	2,06	3	77	3,7
1008	58	2	80	100	20	58,76	1,3	2	0,13	80	0,12
1952	30	1	160	100	21	29,09	3,02	0,99	0,74	161,53	0,96
5050,5	11,5	0,51	290	100	19	11,28	1,95	0,51	0,56	291,8	0,63
10078	5,7	0,26	620	100	23	1,11	80,49	0,135	48,11	1782	1875
14867	3,9	0,18	820	100	20	3,8	1,74	0,18	0,069	820	0,034

Tabela 5.34 Dados de estimação obtidos por simulação (segundo segmento)

P (W)	Componentes p/ estimação			Configuração		Resultados ( $V_{ab}$ – segundo segmento)					
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)	Cs ( $\mu$ F)	$T_s$	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)	Ce ( $\mu$ F)	Erro (%)
501,4	120	2	80	10	194	125,2	4,34	2	0,45	79,58	0,52
1008	58	2	80	10	202	62,31	7,4	2	1,78	78,38	2
1952	30	1	160	10	208	27,25	9,18	0,98	2,18	164,34	2,7
5050,5	11,5	0,51	290	10	215	11,72	1,87	0,514	0,74	287,76	0,77
10078	5,7	0,26	620	10	215	5,6	1,52	0,26	0,14	620,95	0,15
14867	3,9	0,18	820	10	220	3,84	1,53	0,18	0,0084	819,8	0,02
501,4	120	2	80	100	19	0,38	99,68	$6,3 \cdot 10^{-4}$	68,34	0,0015	1774
1000	58	2	80	100	20	57,57	0,74	2	0,13	80	0,088
1952	30	1	160	100	21	29,6	1,31	1	0,27	160,55	0,35
5050,5	11,5	0,51	290	100	22	11,41	0,79	0,51	0,08	290,16	0,06
10078	5,7	0,26	620	100	20	1,11	80,48	0,13	48,11	0,0017	187,5
14867	3,9	0,18	820	100	22	3,83	1,7	0,18	0,06	820,2	0,021

### 6.3.11.3 Conclusões parciais

Os dados esquematizados acima para a estrutura de retificador trifásico com carga RC, e filtro L de entrada, permitem os apontamentos a seguir:

- O período de amostragem: o valor de  $T_s$  influencia a precisão dos resultados obtidos por estimação de forma que, analogamente ao verificado para os casos anteriores, menores valores de  $T_s$  implicam em maior frequência de amostragem  $F_s$  (o que resulta em uma melhor descrição das características dinâmicas do sistema e, como resultado, em valores mais precisos).
- Potência de saída: observa-se que o erro percentual de estimação diminui para níveis crescentes de potência de saída.

### 6.3.12 Retificador Trifásico com Ponto Médio e carga $RC$ com filtro $L$ de entrada

#### 6.3.12.1 Implementação

A Figura 6.23 ilustra o diagrama de simulação em ambiente *SymPowerSystems* para este modelo de retificador com ponto médio.

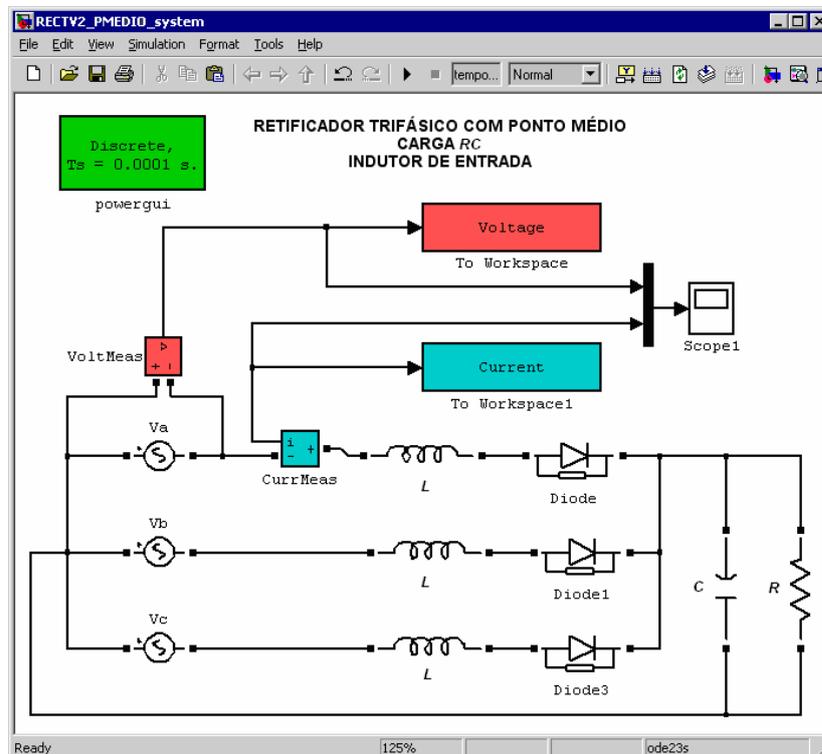


Figura 6.23 Diagrama de simulação do retificador trifásico com carga  $RLC$ .

A Figura 6.24 exibe as formas de onda coletadas através do arquivo de simulação para um dos ensaios de estimação descritos a partir da tabela a seguir. Os valores empregados para

simulação foram:  $V = 127 V_{ef}$ , resistência de carga  $R = 18 \Omega$ , capacitor  $C = 2000 \mu F$  e indutor  $L = 1,2 mH$ .

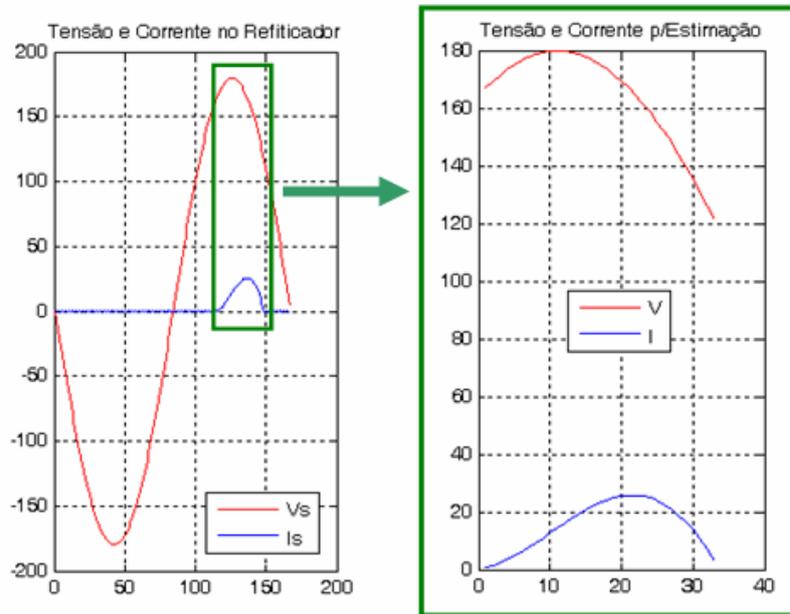


Figura 6.24 Formas de onda para estimação do retificador com ponto médio e carga  $RLC$ .

Por fim, as tabelas mostradas a seguir (Tabela 5.35 e Tabela 5.36) fornecem dados de estimação (por *Backward* e Tustin) a partir de um conjunto de dados de simulação obtidos para  $V_f = 127 V_{ef}$  e  $T_s = 100 \mu s$  e  $L_s = 1,2 mH$ .

Tabela 5.35 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação *Backward*)

P (W)	Componentes p/ estimação			Configuração		Resultados ( <i>Backward</i> )					
	Rs ( $\Omega$ )	Ls (mH)	Cs ( $\mu F$ )	$T_s$	N	Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)	Ce ( $\mu F$ )	Erro (%)
52,06	400	1,2	400	100	11	187,62	53,1	1,21	0,62	399,47	0,13
103,2	200	1,2	400	100	16	127,9	36,04	1,21	0,65	399,22	0,19
205,1	100	1,2	400	100	21	78,18	21,8	1,21	0,71	398,7	0,32
249,7	82	1,2	400	100	20	66,77	18,57	1,21	0,74	398,52	0,37
508,4	40	1,2	400	100	24	36,1	9,8	1,21	0,91	397,4	0,69
1002,2	18	1,2	2000	100	33	14,39	20	1,2	0,31	1993,1	0,34
1992,1	8	1,2	6000	100	41	5,99	25,12	1,2	0,2	5983,1	0,28
5003,3	2,5	1,2	6000	100	55	2,27	9,1	1,2	0,41	5960,5	0,66

Tabela 5.36 Dados de estimação obtidos por simulação (Aproximação de Tustin)

P (W)	Componentes p/ estimação			Configuração		Resultados (Tustin)					
	Rs (Ω)	Ls (mH)	Cs (μF)	$T_s$	N	Re (Ω)	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)	Ce (μF)	Erro (%)
52,06	400	1,2	400	100	11	353,89	11,53	1,2	$2 \cdot 10^{-4}$	400	$9,2 \cdot 10^{-4}$
103,2	200	1,2	400	100	19	187,8	6,05	1,2	$1,6 \cdot 10^{-4}$	400	0,0011
205,1	100	1,2	400	100	18	96,98	3,02	1,2	$11,4 \cdot 10^{-4}$	400	0,0038
249,7	82	1,2	400	100	22	80	2,5	1,2	$10^{-3}$	400	0,0018
508,4	40	1,2	400	100	25	39,54	1,16	1,2	0,0027	400	0,0023
1002,2	18	1,2	2000	100	33	17,54	2,58	1,2	0,0011	2000	0,0033
1992,1	8	1,2	6000	100	41	7,73	3,43	1,2	$9 \cdot 10^{-4}$	5999,8	0,0032
5003,3	2,5	1,2	6000	100	57	2,48	0,67	1,2	0,0022	6004,5	0,075

### 6.3.12.2 Conclusões Parciais

A análise dos dados de simulação conduzem a conclusões similares às já observadas para a topologia anterior (retificador trifásico em ponte completa) e, em particular, para a estrutura com carga  $RC$  e indutor de entrada  $L$ . Desta forma, observa-se que:

- A estimação do resistor  $R$  apresenta maior erro percentual, comparativamente à estimação de  $L$  e de  $C$ .
- Para dados determinísticos (obtidos por simulação), a aproximação de Tustin conduz a resultados com menor erro percentual e, no entanto, a variação percentual observada no erro se torna significativa somente para a estimação do resistor  $R$ .
- Para valores fixos de  $L$  e de  $C$ , o aumento de potência é dado a partir da redução do valor do resistor  $R$ , o que conduz a valores mais elevados de corrente e, como resultado, a um aumento na precisão de estimação (ou redução do erro percentual) em função da redução do número de condicionamento do sistema.

## 6.4 CONCLUSÃO

Ao longo da seqüência de desenvolvimento deste trabalho, este capítulo se insere no contexto da etapa inicial de validação da estratégia de modelagem proposta a partir de resultados obtidos unicamente por simulação.

Portanto, uma vez caracterizado o ambiente de implementação, a seção seguinte relaciona as condições segundo as quais a seqüência de simulações foi levada a efeito bem como as estruturas de cargas lineares e não-lineares a serem consideradas para simulação: circuitos  $RL$  e  $RC$  série, a topologia do retificador em ponte nas versões monofásica e trifásica com cargas  $RL$ ,  $RC$  e  $RLC$ , bem como a topologia do retificador trifásico com ponto médio e carga  $RLC$ .

A seqüência de simulações foi apresentada considerando inicialmente cargas lineares simples (com apenas dois parâmetros físicos para estimação), o que tornou possível não apenas a modelagem das estruturas de cargas lineares mais simples ligadas à rede (carga  $RL$  série) como também a comparação de desempenho entre os dois métodos de estimação apresentados: o método da discretização (desenvolvido e proposto neste trabalho) e o método fasorial clássico.

Ambos os métodos de estimação são sensíveis ao valor do período de amostragem  $T_s$  e, no entanto, comparativamente ao método fasorial clássico e conforme já considerado, o método da discretização pode ser aplicado a formas de onda com distorção harmônica (a exemplo da corrente gerada por cargas não-lineares) e é adequado para a descrição de transitório e regime permanente.

Para a segunda etapa da seqüência (considerando apenas estruturas não-lineares e uma análise pelo método da discretização), os valores dos componentes físicos foram definidos para cada particular condição de simulação a partir de certos níveis pretendidos de potência de saída em um esforço de representar condições reais de aplicação. Como resultado, diferentes conjuntos de valores de componentes foram empregados considerando as diferentes topologias, as diferentes cargas lineares bem como os diferentes valores de alimentação. Ao final de cada seção, as conclusões apresentadas particularizam cada topologia considerada.

A partir dos dados resultantes, analisou-se a forma pelo qual a qualidade dos resultados de estimação pelo método proposto responde diante das diferentes configurações do processo de geração e coleta de dados. Observou-se, por exemplo, que, para dados determinísticos, a precisão de estimação varia de forma pouco significativa em resposta à variação do intervalo de estimação considerado dentro do intervalo de operação linear de cada estrutura. Observou-

se ainda que é de particular importância a compreensão da influência do valor empregado para o período de amostragem sobre os resultados deste processo, uma vez que este foi desenvolvido para o processamento de dados de natureza discreta.

Como resultado, observa-se que um valor elevado para  $T_s$  tem como vantagem a composição de vetores de menor comprimento que implicam em menor tempo de processamento e menor esforço computacional. Por outro lado, apresentam uma descrição mais limitada do comportamento dinâmico do sistema, o que pode conduzir a imprecisões de estimação. Em contrapartida, valores reduzidos para  $T_s$  (que correspondem a uma elevada frequência de amostragem  $F_s$ ) apresentam uma descrição mais adequada das características dinâmicas do sistema mas tendem a influenciar o número de condicionamento do sistema e aproximar a matriz de regressores de uma condição de singularidade, o que pode igualmente conduzir a imprecisões de natureza numérica.

Conforme já demonstrado, as expressões estimadoras para o resistor dependem unicamente dos coeficientes das equações de diferenças e, portanto, não são uma função do período de amostragem  $T_s$ . Entretanto, observa-se via de regra que as variações no valor de  $T_s$  influenciam de forma igualmente significativa a precisão obtida para a estimação de  $R$ , ainda que os valores obtidos para  $L$  e  $C$  apresentem erros percentuais menores e com menor variação absoluta.

Analisando-se a relação existente entre a precisão dos dados e os níveis de potência considerados, verifica-se que, para um dado conjunto de valores de  $L$  e  $C$  e um dado valor de alimentação, níveis crescentes de potência conduzem a uma redução considerável do erro na determinação do resistor e a um aumento do erro (porém em menor escala) da determinação dos componentes  $L$  e  $C$ . Esta relação de variações pode ser associada às características dos dados para estimação ou da matriz de regressores resultante, de forma que níveis mais altos de potência de saída correspondem a uma menor resistência de carga que gera maiores picos de corrente e, como consequência, derivadas mais altas dentro do intervalo linear (ou dados mais afastados para um mesmo valor de  $T_s$ ) que, por sua vez, produzem menores números de condicionamento para a matriz.

Uma forma alternativa para expor a seqüência de considerações acima consiste em observar a relação da precisão obtida com os níveis de alimentação aplicados ao circuito. Desta forma, para a mesma potência de saída, uma maior tensão de alimentação requer menos corrente, o que implica em maior resistência de carga. Menores níveis de corrente envolvem menores derivadas e, como resultado, menor precisão de estimação. Portanto, para um dado

valor de potência de saída (e um dado conjunto de parâmetros de simulação), maiores tensões de alimentação conduzem a maiores erros percentuais de estimação.

Para a topologia de retificador em ponte com carga  $RC$  e filtro  $L$  de entrada (que constitui o foco deste trabalho), observou-se que a precisão de estimação obtida pelo método de Tustin se mostra menos sensível às variações de  $T_s$  e, no entanto, uma precisão significativa é obtida mesmo para o maior dos valores aplicados ( $T_s = 100 \mu s$ ). Por outro lado, a precisão obtida pela aproximação *Backward* aumenta de forma significativa com a redução de  $T_s$  e equipara-se à precisão de Tustin para a estimação do resistor  $R$ .

Verifica-se, desta forma, diferentes graus de sensibilidade quanto a precisão obtida para os resultados de estimação considerando diferentes técnicas de discretização, diferentes estruturas de carga, bem como diferentes valores para  $T_s$ .

## **CAPÍTULO 7**

### **RESULTADOS EXPERIMENTAIS**

## 7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 7.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A estratégia de modelagem proposta neste trabalho, uma vez aplicada por meio de simulação a diferentes topologias de carga não-linear, demonstrou as diferentes vertentes desta proposta de trabalho. Dispõe-se, portanto, de confirmação da eficácia do processo através do algoritmo implementado em ambiente Matlab, a partir do qual foram obtidos resultados concretos com repetibilidade e significativo grau de precisão a partir de dados gerados por simulação (envolvendo múltiplos conjuntos de amostras para diferentes estruturas retificadoras). Estes resultados bem sucedidos incluem ainda a modelagem prévia de cargas mais simples do tipo *RL* e *RC*.

No entanto, ainda que a estimação já tenha sido também aplicada de forma bem sucedida a partir de dados extraídos diretamente do osciloscópio, a precisão de estimação obtida a partir destes dados experimentais é condicionada adicionalmente à presença de elementos espúrios da rede elétrica não contemplados pela modelagem determinística aplicada em nível de simulação. Desta forma, os mesmo fatores que interferem na qualidade de energia disponível na rede e cuja influência se pretende analisar através da estimação acabam impactando sobre a própria confiabilidade dos dados gerados pela estimação.

No presente capítulo, a influência destes fatores adicionais da rede será demonstrada a partir da análise de dados experimentais extraídos de cargas individuais (envolvendo montagens em bancada e cargas reais conectadas à rede) por meio do osciloscópio. O algoritmo de estimação empregado aplica as equações desenvolvidas pela aproximação *Backward*. Os resultados da estimação obtidos em função dos dados experimentais serão posteriormente validados a partir da reprodução das formas de onda em ambiente de simulação (dos modelos das topologias não-lineares em estudo) através do software *ATP*.

Como consideração adicional, cabe acrescentar que o software *ATP* (*Alternative Transient Program*) consiste em uma ferramenta de simulação disponibilizada gratuitamente e amplamente utilizada por concessionárias de energia elétrica. Permite a simulação de redes polifásicas através de um algoritmo que utiliza a matriz de admitâncias de barras e é considerado um dos melhores simuladores para a análise de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência. Permite ainda a representação de efeitos não-lineares, elementos com

parâmetros concentrados ou distribuídos, reatores, chaves e transformadores. A Figura 7.1 ilustra a sua interface gráfica incluindo ambiente para a edição de esquemáticos de modelos elétricos e geração de formas de onda.

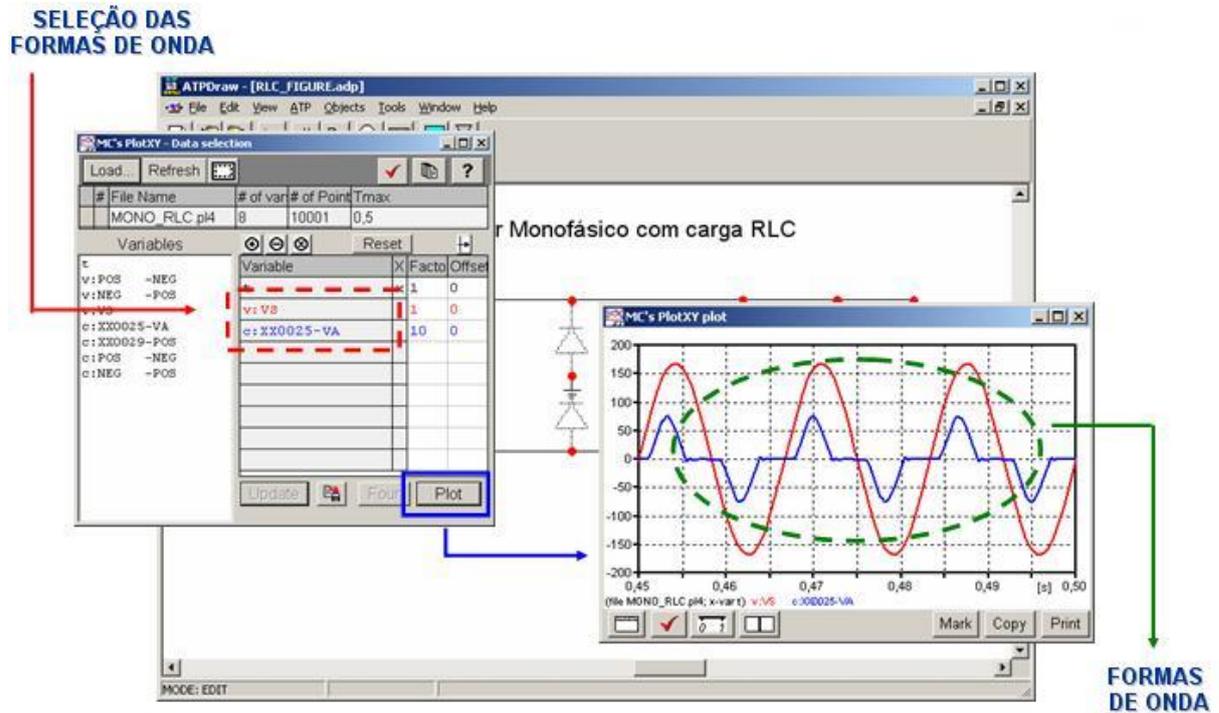


Figura 7.1 Ferramenta de simulação: interface do software *ATP*.

## 7.2 EXPERIMENTOS COM CARGAS INDIVIDUAIS

Este capítulo descreve uma seqüência de experimentos para a validação do método de estimação proposto a partir da análise de dados obtidos experimentalmente de cargas não-lineares individuais. Desta forma, o conjunto de procedimentos segue a seqüência representada pela Figura 7.2 esquematizada a seguir:

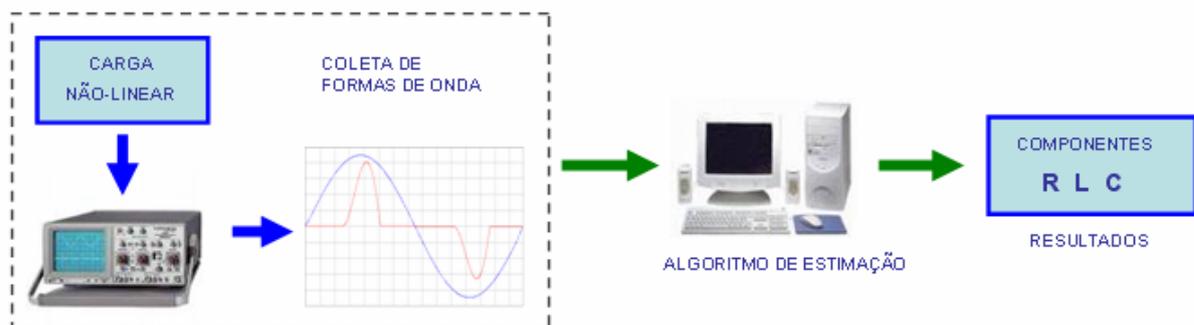


Figura 7.2 Estimação de parâmetros de cargas individuais.

As cargas analisadas para estimação foram consideradas segundo a descrição geral a seguir:

- 1. Cargas montadas em bancada: os parâmetros físicos de carga (componentes  $R$ ,  $L$  e  $C$ ) são selecionados conforme disponibilidade em laboratório e, portanto, previamente conhecidos, o que permite a confirmação da estimação a partir de dados numéricos.
- 2. Equipamentos eletrônicos: os parâmetros físicos da carga não são conhecidos e, neste caso, uma vez que o processo de estimação contempla a proposta de uma análise não-invasiva, a validação de resultados é realizada somente a partir da reprodução das formas de onda em ambiente de simulação. Com este objetivo, conforme já mencionado, será empregado o software *ATP*.

Para a aquisição de dados experimentais, foi utilizado um osciloscópio digital da Agilent modelo 54622A. A seqüência de experimentos levados a efeito a partir de cargas individuais demonstrou a significativa sensibilidade dos resultados de estimação a diferentes condições para o período de amostragem  $T_s$  em função das não idealidades dos dados oriundos da rede elétrica (quanto ao aspecto das perturbações das formas de onda).

Conforme as considerações do capítulo 2 (Qualidade de Energia), os fatores geradores de degradação das formas de onda são: Nível CC, Cortes, Inter-harmônicas, Harmônicas e Ruído. Contudo, considerando as condições de coleta de dados dos experimentos a serem apresentados neste trabalho, as formas de onda coletadas em baixa tensão para ensaio apresentam como fatores predominantes de perturbação:

- **Distorção Harmônica de tensão e corrente:** a tensão da rede  $v(t)$  apresenta algum grau de distorção harmônica, a qual pode ser originada por fatores como a característica dos geradores, a saturação dos transformadores e a elevada impedância da rede de distribuição (que, como resultado, se torna sensível às correntes harmônicas presentes no sistema). A própria natureza das cargas não-lineares (as quais drenam correntes com valores de *THD* tipicamente superiores a 100 %) resulta em elevação da distorção harmônica de tensão no PAC em função da circulação dessas correntes pela impedância da instalação

(transformador da subestação e cabos). Em função da natureza da modelagem proposta neste trabalho, a presença de conteúdo harmônico nas curvas coletadas como fonte de dados não compromete a qualidade dos resultados de estimação (em função da independência do modelo em relação às formas de onda). Todavia, há um fator de erro presente na estimação das formas de onda por simulação a partir de parâmetros estimados: o uso de uma tensão de alimentação com características ideais (sem distorção harmônica) em oposição às características não ideais da tensão da rede (com *THD* não nula), o que impacta nas características da resposta de corrente do sistema.

- **Ruído:** conforme já citado através de [21], o ruído presente nas linhas de distribuição da rede elétrica origina-se essencialmente a partir da conexão de cargas no secundário de transformadores e apresenta uma distribuição variável de magnitudes em seu espectro de frequências; desta forma, este espectro apresenta maiores amplitudes na região de baixas frequências, uma queda num intervalo de 20 a 40 kHz e uma nova ascensão com níveis variáveis de amplitude na faixa de frequências mais elevadas; portanto, este ruído é não-branco e representa um elemento espúrio adicionado às características determinísticas da rede de forma a comprometer a qualidade dos resultados de estimação obtidos.

Como resultado, considerando a classificação geral acima, a seqüência de carga analisadas está apresentada segundo as seções a seguir.

## **7.2.1 Cargas não-lineares construídas em laboratório: modelos de retificadores**

### **7.2.1.1 Considerações Iniciais**

Para esta primeira etapa de validação experimental do processo de estimação (a partir as mesmas topologias de retificadores consideradas por simulação no capítulo anterior), optou-se pelo uso do mesmo código de estimação a partir de dados coletados segundo dois valores de período de amostragem, conforme as considerações a seguir:

**- Condição 1:**

- Valor do período de amostragem:  $T_s = 100 \mu\text{s}$  :
- Frequência de amostragem (frequência de Nyquist) associada:  $F_s = 1/ T_s = 10$  kHz
- Frequência máxima descrita pelo sinal:  $F_{max} = F_s/2 = 5$  kHz

**- Condição 2:**

- Valor do período de amostragem:  $T_s = 50 \mu\text{s}$  :
- Frequência de amostragem (frequência de Nyquist) associada:  $F_s = 1/ T_s = 20$  kHz
- Frequência máxima descrita pelo sinal:  $F_{max} = F_s/2 = 10$  kHz

### **7.2.1.2 Retificador Monofásico de Onda completa com carga RC**

Esta topologia de retificador foi construída em bancada de laboratório e empregada nos testes iniciais a partir da obtenção das formas de onda (de tensão  $v(t)$  e corrente  $i(t)$ ) requeridas pelo processo de estimação de parâmetros.

Os ensaios para a aquisição de dados experimentais (curvas de tensão e corrente) foram levados a efeito considerando os componentes descritos a seguir:

- Resistor com  $R = 63,5 \Omega$  (banco de cargas lineares)
- Capacitor com  $C = 616 \mu\text{F}$  (associação de capacitores).

A Figura 7.3 a seguir ilustra o ambiente físico para a construção do experimento, a estrutura física do retificador, e as formas de onda do osciloscópio durante o processo de aquisição experimental.



Figura 7.3 Experimento com o retificador monofásico em ponte completa com carga  $RC$ .

A aquisição experimental ilustrada pela Figura 7.3 é apresentada em maiores detalhes a partir da Figura 7.4 a seguir e apresenta a seguinte configuração.

- Número total de pontos: 2000
- Número de ciclos da rede: 12
- Período de Amostragem:  $100 \mu s$

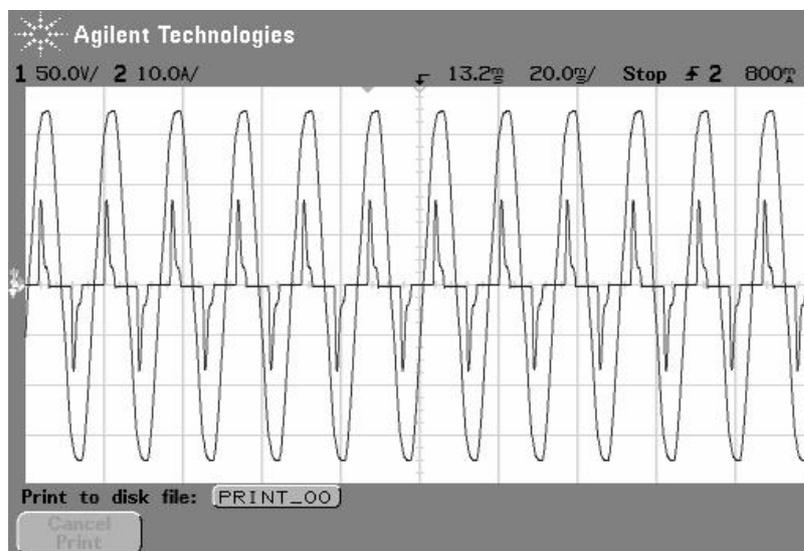


Figura 7.4 Aquisição experimental a partir do osciloscópio.

A Figura 7.5 a seguir ilustra o segmento de operação linear do retificador extraído a partir dos pontos da aquisição experimental (Figura 7.4) através do código de estimação, e editado graficamente através do Matlab em tempo de execução.

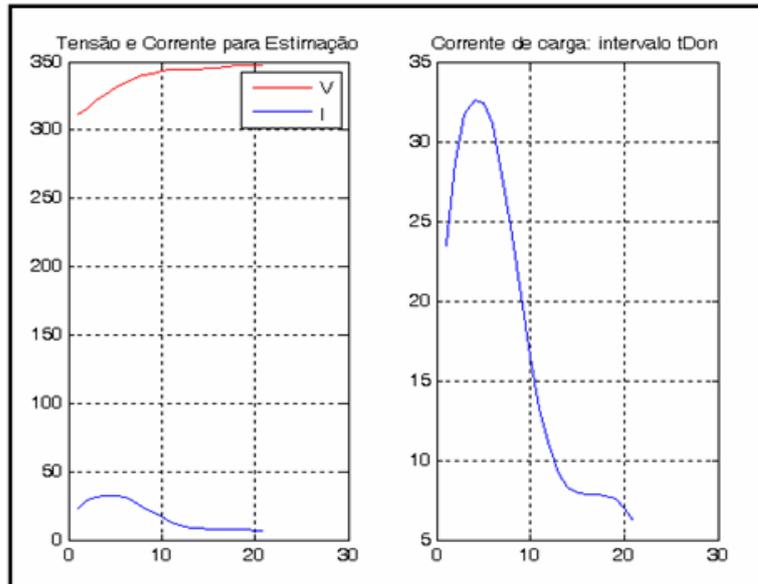


Figura 7.5 Formas de onda para estimação (etapa de carga do capacitor).

A Tabela 6.1 exibe os dados resultantes de 5 ensaios de estimação a partir dos dados experimentais coletados e compara a precisão obtida para cada ensaio com os dados resultantes da estimação por simulação.

Tabela 6.1 Dados de estimação (retificador com carga RC).

Componentes		Resultados (Estimação)				Configuração	
		Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Ce ( $\mu\text{F}$ )	Erro (%)	$T_s$ ( $\mu\text{s}$ )	N (pontos)
Valores Reais		63,5	--	616	--	--	--
Valores Estimados	Simulação	69,02	8,7	653,9	6,15	100	7
	Aquisição Experimental	40,1	36,8	631,9	2,58	100	22
		44,31	30,21	581	5,68	100	22
		39,63	37,6	615,8	0,03	100	23
		43,89	30,88	590,8	4,1	100	21
		46,86	26,21	617,3	0,26	100	21

Conforme já considerado, a variação presente nos erros percentuais dos resultados de estimação para o conjunto de ensaios acima indica as diferentes realizações de ruído presente nos dados de origem experimental. A Figura 7.6 ilustra a reprodução (em ambiente ATP) das formas de onda coletadas através de aquisição experimental a partir de um dado conjunto de valores resultantes da estimação.

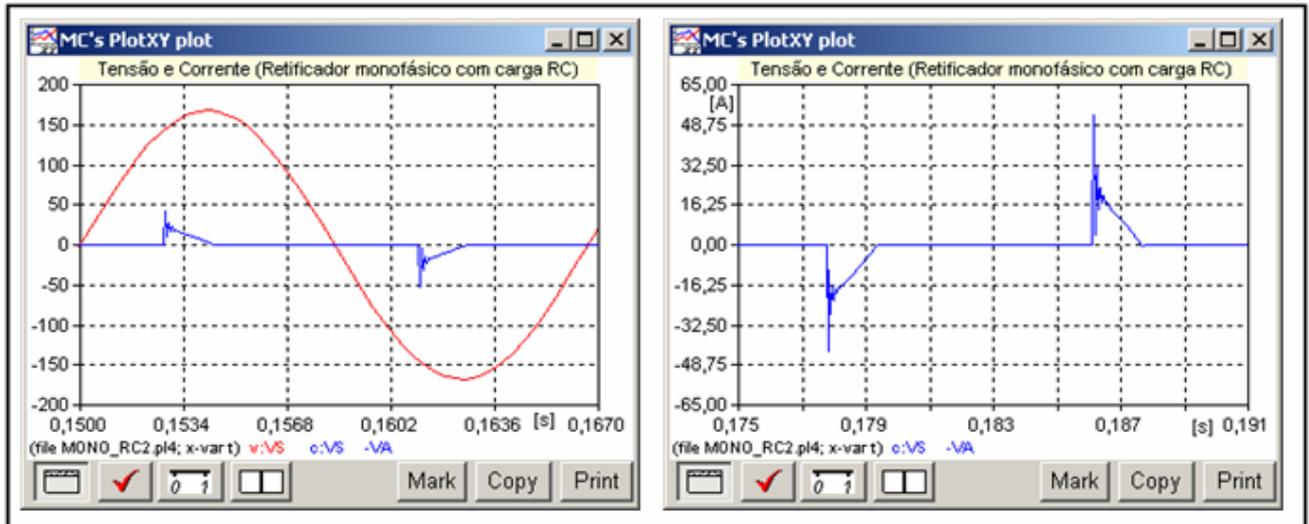


Figura 7.6 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP* a partir dos valores estimados.

### 7.2.1.3 Retificador Monofásico de Onda completa com carga *RLC*

Para a implementação física desta topologia, procedeu-se ao acréscimo de um indutor na entrada do retificador descrito na seção anterior (para compor a indutância de filtro da estrutura). e, desta forma, o ensaio apresenta os componentes a seguir.

- Resistor  $R = 53 \Omega$  (conjunto de três lâmpadas ligadas em paralelo)
- Capacitor  $C = 616 \mu\text{F}$  (associação de capacitores)
- Indutor  $L = 1,3 \text{ mH}$  (condutor de cobre esmaltado e enrolado).

A Figura 7.7 a seguir ilustra a estrutura física do retificador (já apresentada pela Figura 7.3), bem como o indutor adicionado a esta topologia para compor o filtro indutivo de entrada.



Figura 7.7 Experimento: retificador em ponte com carga  $RC$  e indutor  $L$  de entrada.

As formas de onda ilustradas pela Figura 7.8 a seguir foram coletadas segundo as mesmas configurações de aquisição do experimento anterior (retificador com carga  $RC$ ) e representam a informação de natureza experimental para o processo de estimação.

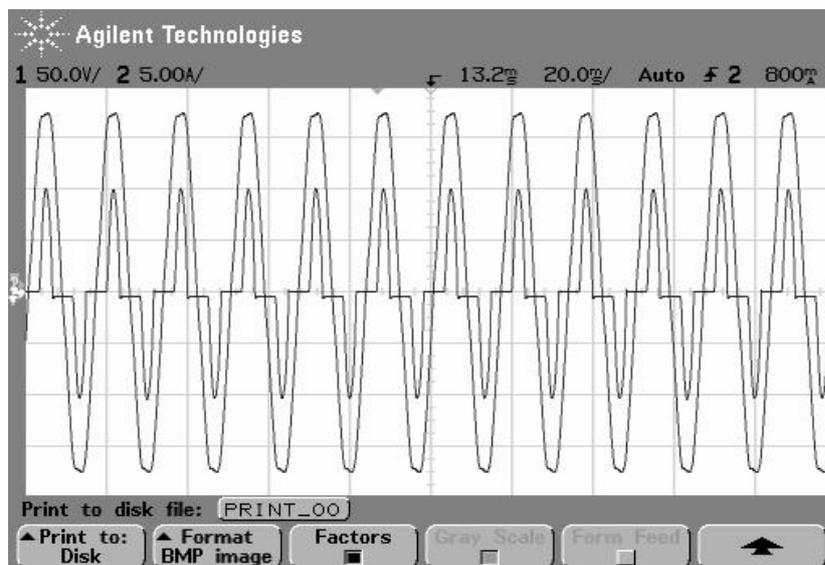


Figura 7.8 Formas de onda do osciloscópio para 12 ciclos da rede.

Por analogia com a ilustração apresentada na seção anterior, a Figura 7.9 representa a etapa de operação linear do retificador extraída a partir dos pontos da aquisição experimental durante a execução do código de estimação em ambiente Matlab.

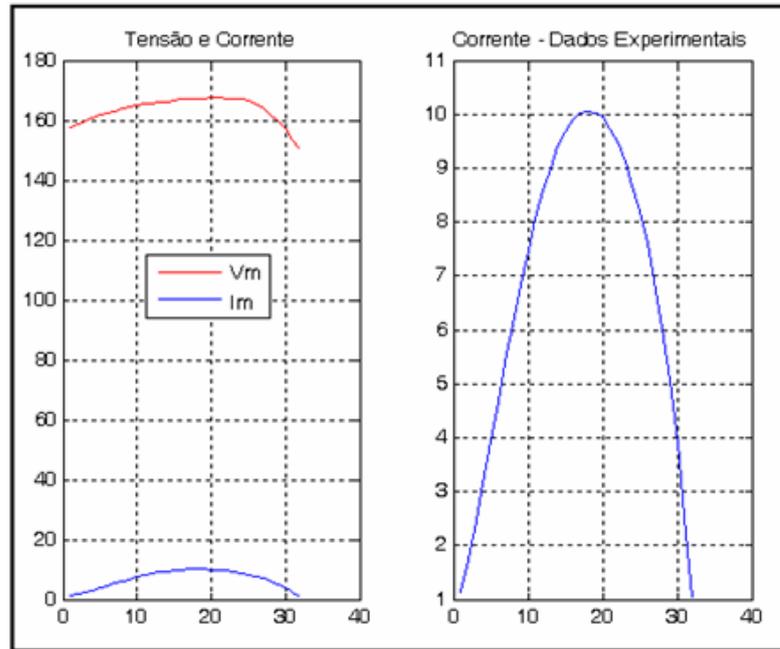


Figura 7.9 Formas de onda para estimação (etapa de carga do capacitor).

Os dados resultantes da estimação estão relacionados a partir da Tabela 6.2 a seguir.

Tabela 6.2 Dados de estimação (retificador com carga  $RC$  e filtro  $L$  de entrada).

Componentes		Resultados (Estimação)					Configuração		
		Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)	Ce ( $\mu$ F)	Erro (%)	$T_s$	N (pontos)
Valores Reais		53	--	1,3	--	616	--	--	--
Valores Estimados	Simulação	50,68	4,38	1,3	0,004	616	0,002	100	29
	Aquisição Experimental	47,5	10,3	1,26	2,9	576,3	6,4	100	31
		42,2	20,35	1,4	4,6	537,8	12,7	100	31
		45,4	14,3	1,17	9,9	605,2	1,8	100	31
		44,5	16	1,2	6,5	573,7	6,8	100	31
43,4	18	1,28	1,4	530	14	100	31		

Conforme pode ser observado a partir da Tabela 6.2, as diferenças verificadas nos resultados de estimação (obtidos a partir de um dado conjunto de valores e para condições similares de coleta de dados) estão associadas às diferentes realizações de ruído a cada aquisição de dados bem como em cada segmento considerado das formas de onda.

Por fim, a Figura 7.10 a seguir ilustra a reprodução das formas de onda coletadas através de simulação em ambiente *ATP* a partir de um dado conjunto de valores resultantes da estimação.

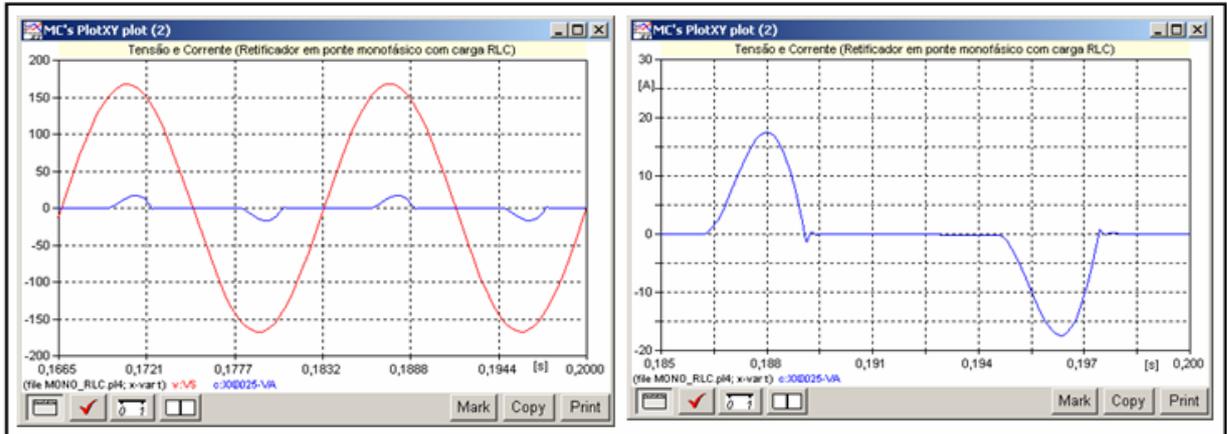


Figura 7.10 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

#### 7.2.1.4 Retificador Trifásico com Ponto Médio e carga *RC* e indutor *L* de entrada

A Figura 7.11 ilustra a implementação física do retificador trifásico com ponto médio a partir dos componentes a seguir:

- Três indutores com  $L = 1,03$  mH.
- Um capacitor com  $C = 438$   $\mu$ F.
- Um resistor de carga com  $R = 95,5$   $\Omega$ .

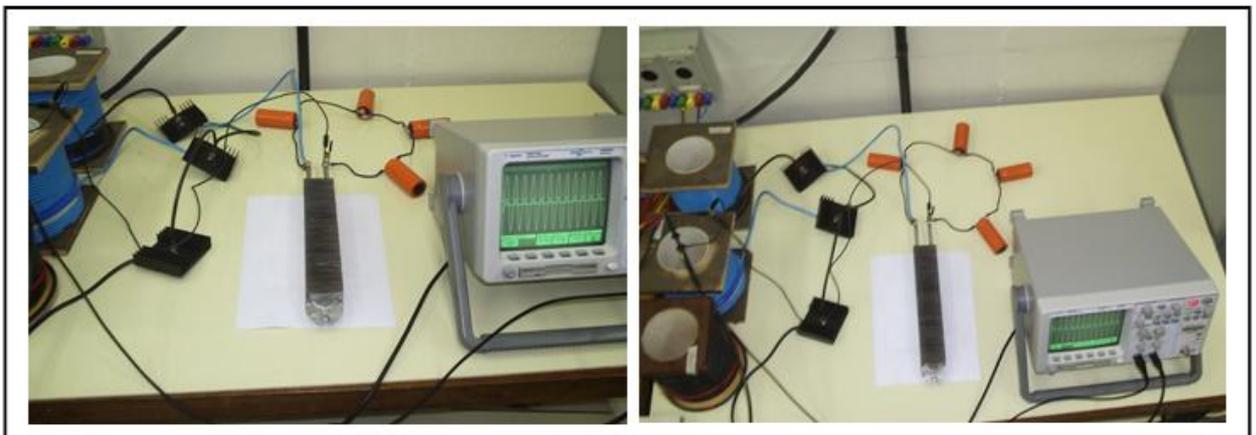


Figura 7.11 Experimento: retificador trifásico com ponto médio, carga *RC* e filtro *L*.

As formas de onda ilustradas pela Figura 7.12 a seguir (tensão e corrente em uma das fases do retificador) representam a aquisição de dados experimentais para este modelo de retificador, considerando  $T_s = 100 \mu s$ .

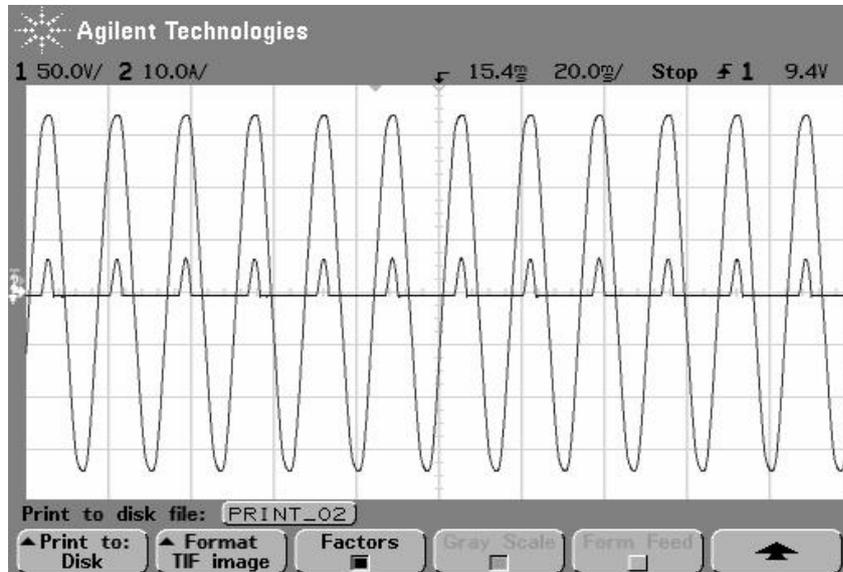


Figura 7.12 Formas de onda do osciloscópio.

Conforme pode ser observado, esta estrutura de retificação apresenta períodos de condução de corrente apenas durante o semiciclo positivo da rede. A Tabela 6.3 exibe os dados resultantes de quatro ensaios de estimação a partir de dados experimentais e compara a precisão obtida para cada ensaio com os dados de simulação.

Tabela 6.3 Dados de estimação (retificador trifásico com ponto médio).

Componentes		Resultados (Estimação)					Configuração		
		Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)	Ce ( $\mu F$ )	Erro (%)	$T_s$	N (pontos)
Valores Reais		95,5	--	1,03	--	438	--	--	--
Valores Estimados	Simulação	91,97	3,69	1,03	8e-4	438	0,003	100	17
	Aquisição Experimental	77,7	18,57	1,47	42,5	294	32,9	100	24
		104,5	9,4	1,4	36	352	19,6	100	24
		84,8	11,1	1,54	49,6	290,5	33,7	100	24
		78,8	16,4	0,63	38,7	591,7	35	10	49

A Figura 7.13 a seguir ilustra a reprodução das formas de onda coletadas através de simulação em ambiente *ATP* a partir de um dado conjunto de valores resultantes da estimação.

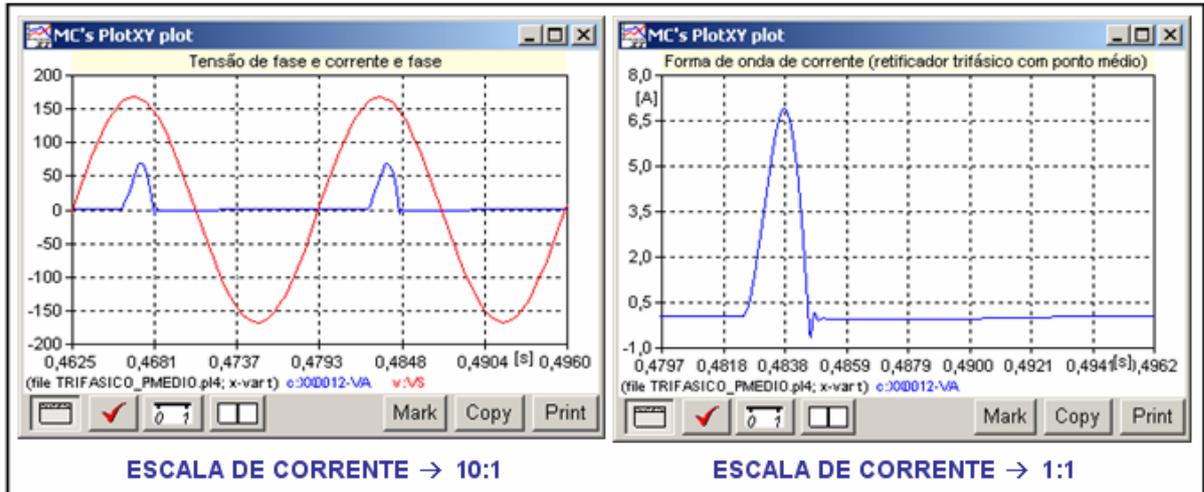


Figura 7.13 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

### 7.2.1.5 Retificador Trifásico com Ponte de Graetz e carga *RC* e indutor *L* de entrada

A construção física desta topologia de retificador trifásico é representada a partir da Figura 7.14 e, para tanto, foram empregados os componentes descritos a seguir:

- Três indutores com  $L = 1,03$  mH.
- Um capacitor com  $C = 266$   $\mu$ F.
- Um resistor de carga com  $R = 95,5$   $\Omega$ .

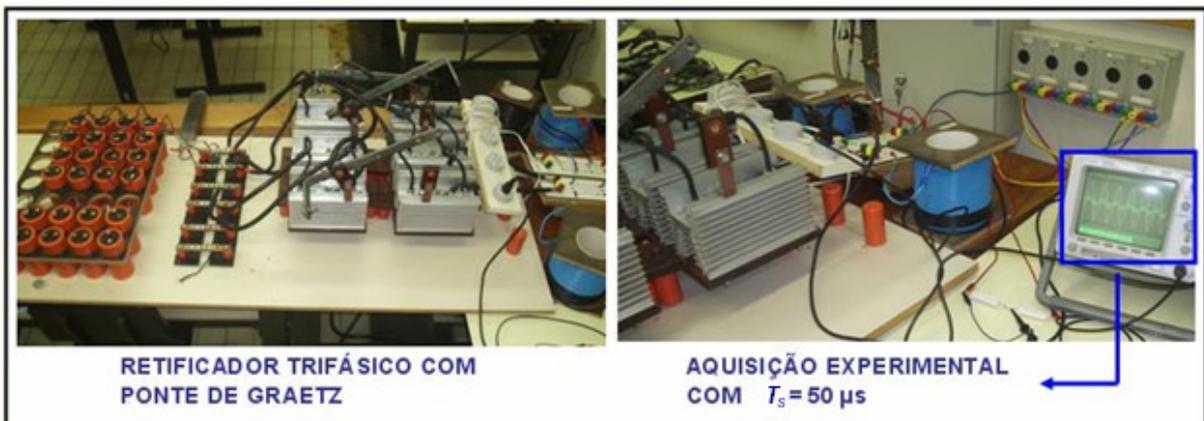


Figura 7.14 Experimento: retificador com ponte de Graetz e carga *RC* com filtro *L*.

A Figura 7.15 representa as formas de onda coletadas a partir do osciloscópio considerando, conforme pode ser verificado, dois valores distintos para o período de amostragem  $T_s$ , e de acordo com as configurações descritas a seguir.

- Número total de pontos: 2000
- Número de ciclos da rede: 6 e 12
- Período de Amostragem: 50  $\mu$ s e 100  $\mu$ s

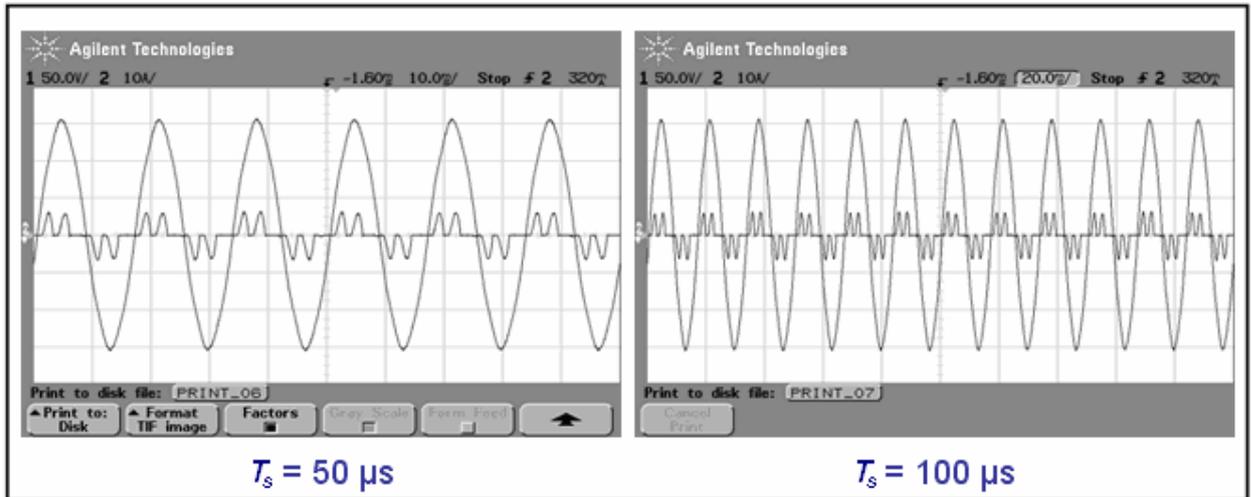


Figura 7.15 Formas de onda do osciloscópio.

Através da Figura 7.16, observa-se um dos segmentos de operação linear desta estrutura de retificação extraídos a partir das formas de onda indicadas acima e representadas graficamente durante a execução do código de estimação.

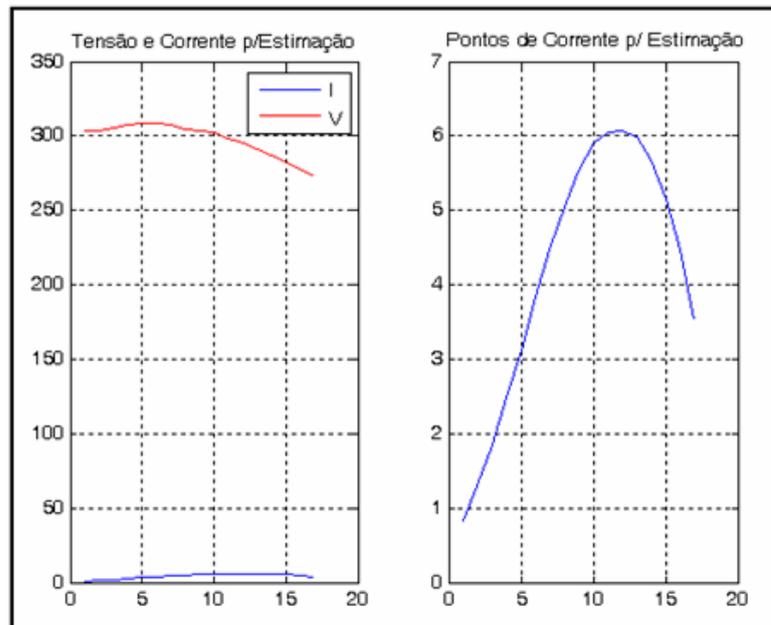


Figura 7.16 Formas de onda para estimação (etapa de carga do capacitor).

A Tabela 6.4 sintetiza os resultados de estimação a partir de dados de simulação e dados experimentais.

Tabela 6.4 Dados de estimação (retificador trifásico com ponte de Graetz).

Componentes		Resultados (Estimação)					Configuração		
		Re ( $\Omega$ )	Erro (%)	Le (mH)	Erro (%)	Ce ( $\mu$ F)	Erro (%)	$T_s$	N (pontos)
Valores Reais		95,5	--	1,03	--	266	--	--	--
Valores Estimados	Simulação	48	49,75	1,004	2,57	281,4	5,78	20	91
		114,72	20,12	1,04	0,54	263,2	1,044	10	183
	Aquisição Experimental	68,9	27,86	1,22	18,9	186	30,1	50	34
		83,3	12,8	1,28	24,1	249,7	6,14	50	33
		89	6,8	1,39	35	256,5	3,6	100	17
		125,8	31,8	1,49	44,4	272,9	2,6	100	16
		63,5	33,5	1,17	13,7	400,8	50,7	100	13

A partir dos dados esquematizados acima, observa-se que a simulação foi levada a efeito considerando o mesmo conjunto de componentes e dois valores distintos de  $T_s$ . Desta forma, para  $T_s = 20 \mu$ s, verifica-se um erro percentual próximo de 50 % para o valor estimado do resistor, e erros percentuais superiores a 1 % para os valores estimados de  $L$  e de  $C$ . Tais níveis percentuais de erro estão acima dos valores comumente verificados em ensaios de simulação e indicam a inadequação do valor de  $T_s$  em função das constantes de tempo do circuito (onde a menor das constantes de tempo corresponde à constante indutiva ( $\tau_L = L/R = 10,7 \mu$ s)).

Para o segundo ensaio de estimação em ambiente de simulação, o valor empregado para o período de amostragem foi reduzido à metade ( $T_s = 10 \mu$ s), de forma a garantir a sua adequação à ordem de grandeza das constantes de tempo envolvidas, o que resultou em melhora na precisão dos valores resultantes da estimação.

Por fim, o gráfico esquematizado pela Figura 7.17 a seguir representa a reconstrução das formas de onda coletadas em ambiente de simulação a partir do simulador *ATP*.

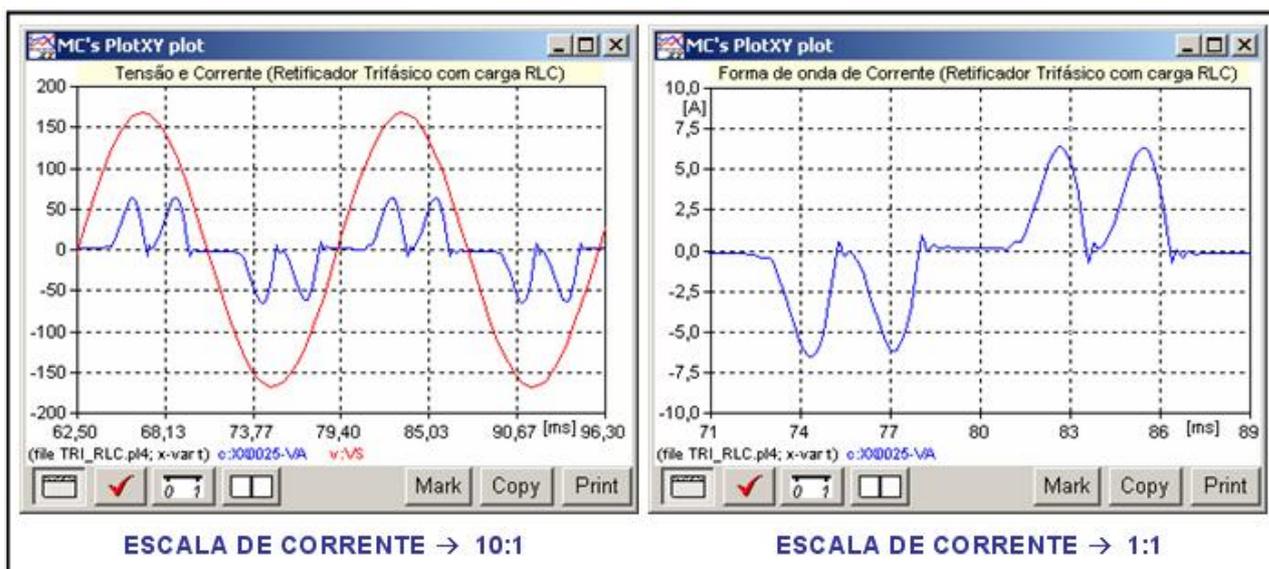


Figura 7.17 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

## 7.2.2 Cargas não-lineares de uso geral: equipamentos eletrônicos

### 7.2.2.1 Considerações iniciais

Conforme já considerado, a análise de equipamentos eletrônicos implica na avaliação das entradas e saídas (formas de onda de tensão e corrente) de um sistema cujos parâmetros físicos não são previamente conhecidos e, como consequência, a validação dos resultados da estimação será levada efeito tão somente através da avaliação das características das formas de onda obtidas por simulação a partir dos valores estimados (formas de onda reproduzidas em ambiente computacional).

Comparativamente à análise e estimação de parâmetros das topologias de retificadores descritas nas seções anteriores, a análise de equipamentos eletrônicos isolados foi levada a efeito considerando alguns exemplos de cargas monofásicas (equipamentos de uso geral) que podem ser representadas pela estrutura do retificador monofásico em ponte completa com carga  $RC$  e filtro  $L$  de entrada (que constitui, conforme já mencionado, o foco principal deste trabalho).

Uma vez que esta análise contempla a avaliação de cargas não-lineares, cujo efeito resulta na distorção das formas de onda de corrente, a reprodução ou estimação das características da corrente assume um particular significado para os objetivos da análise proposta.

Cabe destacar novamente que as diferenças verificadas no erro percentual para os dados de estimação das estruturas retificadoras podem ser atribuídas às diferentes realizações de ruído presente nos dados de tensão e corrente empregados na estimação. Desta forma, este fator de incerteza representa um parâmetro não considerado pela modelagem determinística das equações de estimação, o que pode conduzir a imprecisões associadas à relação sinal/ruído dos dados coletados. Com o objetivo de minimizar o seu efeito sobre os resultados da estimação preservando as características determinísticas do processo, foram adotados os procedimentos descritos a seguir:

#### **1. Filtragem Digital com as características a seguir:**

- Tipo: filtro FIR (não recursivo) de ordem 140 com frequência de corte configurável
- Forma de implementação: comando pré-existente do Matlab.
- Frequência de corte adotada: variável entre 1 kHz e 3 kHz.

#### **2. Ajuste Linear com as características a seguir:**

- Tipo: correção das formas de onda resultantes da simulação a partir do ajuste do valor estimado do resistor segundo a expressão linear:  $R_2 = R_I * I_{\max 1} / I_{\max 2}$  (onde  $R_I$  é o valor estimado para o resistor de carga,  $I_{\max 1}$  é o valor máximo da corrente real e  $I_{\max 2}$  é o valor máximo da corrente estimada).
- Forma de implementação: código construído em Matlab.

Segundo os dados a serem apresentados nas seções a seguir, a avaliação das formas de onda de corrente obtidas como resultado da estimação será levada a efeito a partir da comparação de três parâmetros de avaliação: valor de pico ( $I_{\max}$ ), valor eficaz ( $I_{ef}$ ) e fator de crista (FC).

#### **7.2.2.2 Equipamento eletrônico 1 - Computador Dell**

A Figura 7.18 a seguir ilustra um exemplo inicial de carga não-linear isolada submetida à análise a partir do processo de estimação: um computador Dell modelo Optiplex GX150.



Figura 7.18 Experimento com uma carga não linear: computador Dell

A Figura 7.19 mostra uma aquisição experimental para um período de amostragem  $T_s = 50 \mu\text{s}$ , a partir de um conjunto de 2000 pontos, o que implica na obtenção de 6 ciclos de rede.

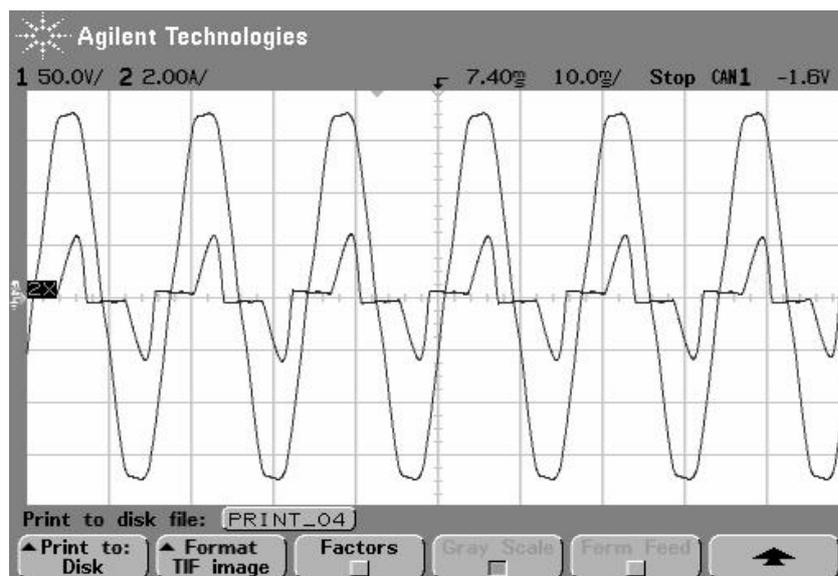


Figura 7.19 Formas de onda do osciloscópio.

Através do código de estimação, o consumo deste equipamento foi determinado em aproximadamente  $P = 88 \text{ W}$ . A partir da Figura 7.20, observa-se a comparação entre as formas de onda de tensão e corrente coletadas experimentalmente e as formas de onda estimadas. Conforme já mencionado, as formas de onda de corrente são descritas e comparadas numericamente através de três parâmetros: valor máximo ( $I_{\text{max}}$ ), valor eficaz ( $I_{\text{ef}}$ ) e fator de crista (FC).

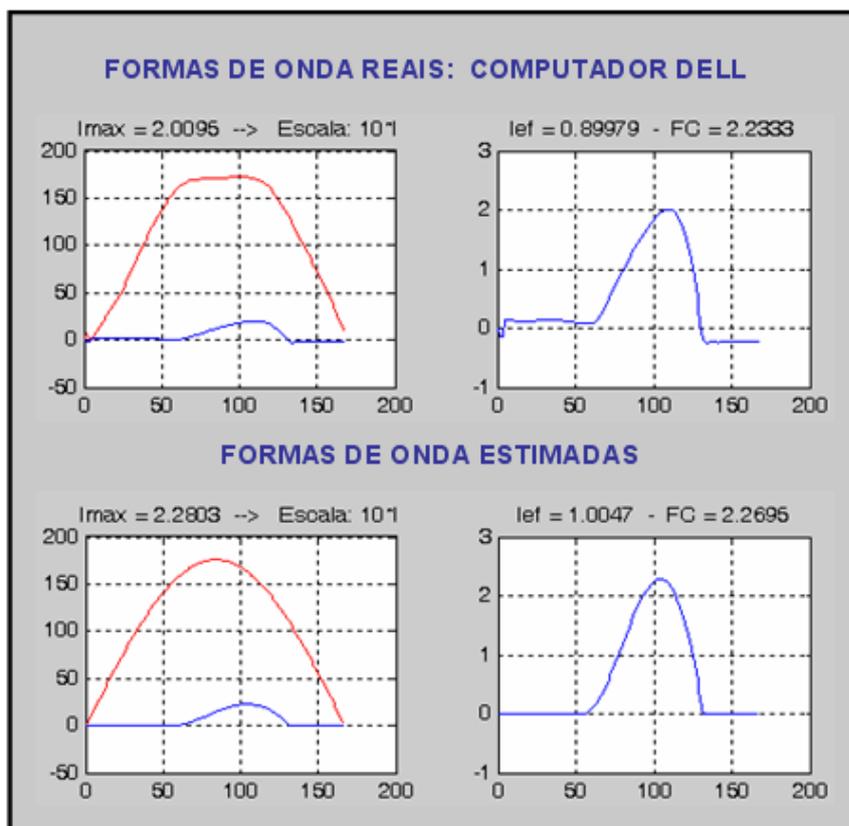


Figura 7.20 Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.

Por fim, a Figura 7.21 representa a reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*, a partir dos valores de  $R$ ,  $L$  e  $C$  obtidos pelo código de estimação.

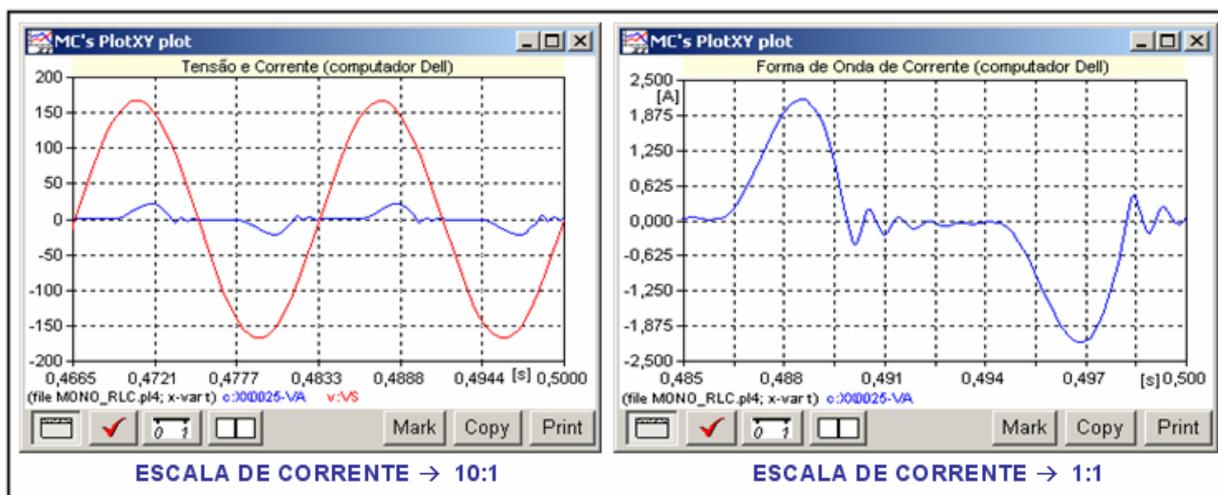


Figura 7.21 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

### 7.2.3 Equipamento Eletrônico 2 - Computador Gateway2000

Como um segundo exemplo de carga não-linear similar à apresentada na seção anterior, procedeu-se ainda a coleta das formas de onda a partir de um computador Gateway2000 modelo P5-90, conforme representado pela Figura 7.22.



Figura 7.22 Experimento com uma carga não-linear: computador Gateway2000.

A Figura 7.23 a seguir mostra as formas de onda obtidas a partir de aquisição experimental com o osciloscópio.

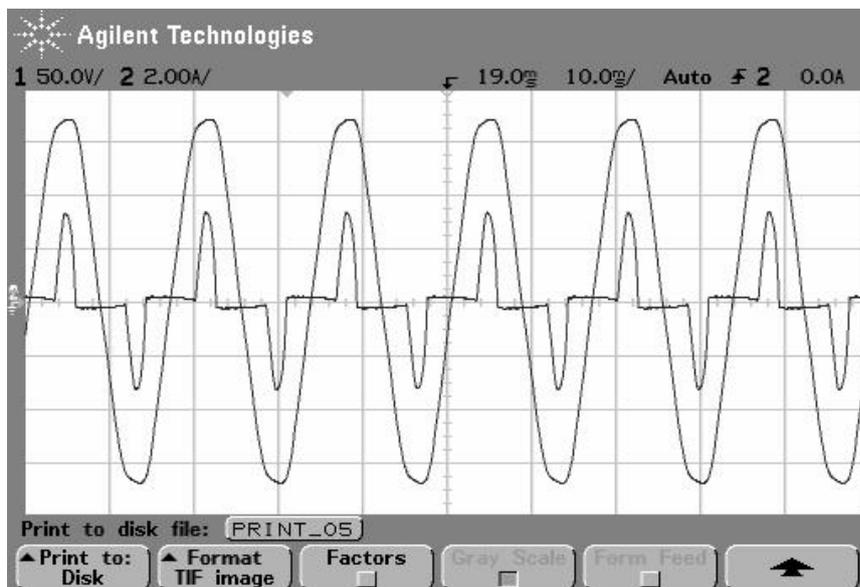


Figura 7.23 Coleta das formas de onda do osciloscópio.

O consumo deste equipamento foi determinado em aproximadamente  $P = 107 \text{ W}$ . A Figura 7.24 mostrada a seguir ilustra a comparação entre um semiciclo de tensão e corrente

obtido experimentalmente e um semiciclo gerado por simulação a partir dos valores estimados.

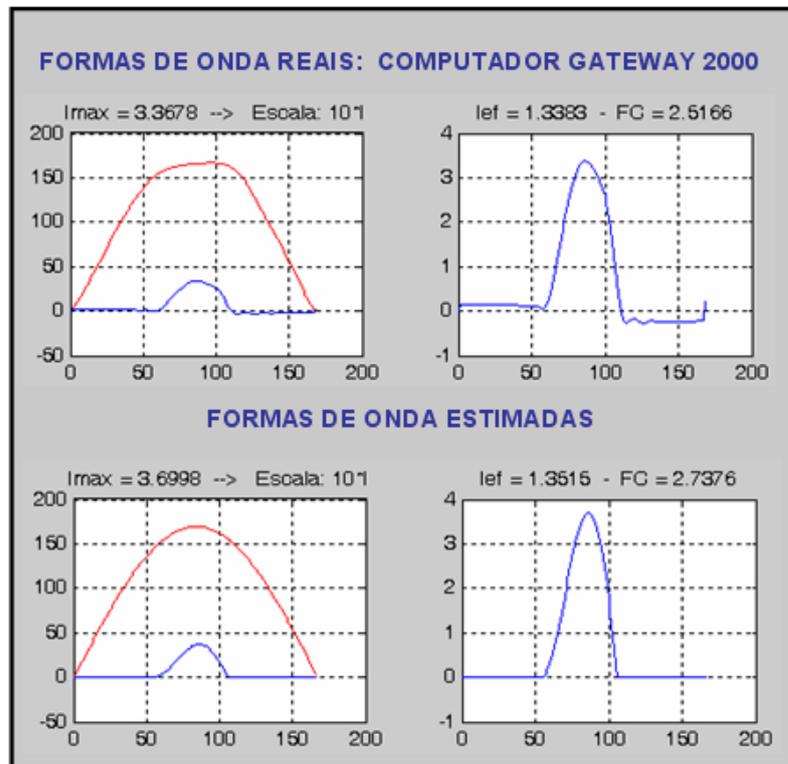


Figura 7.24 Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.

Por fim, a validação da estimação dos parâmetros a partir de dados experimentais é obtida a partir da reprodução aproximada das formas de onda coletadas em ambiente de simulação *ATP*, conforme a Figura 7.25 a seguir.

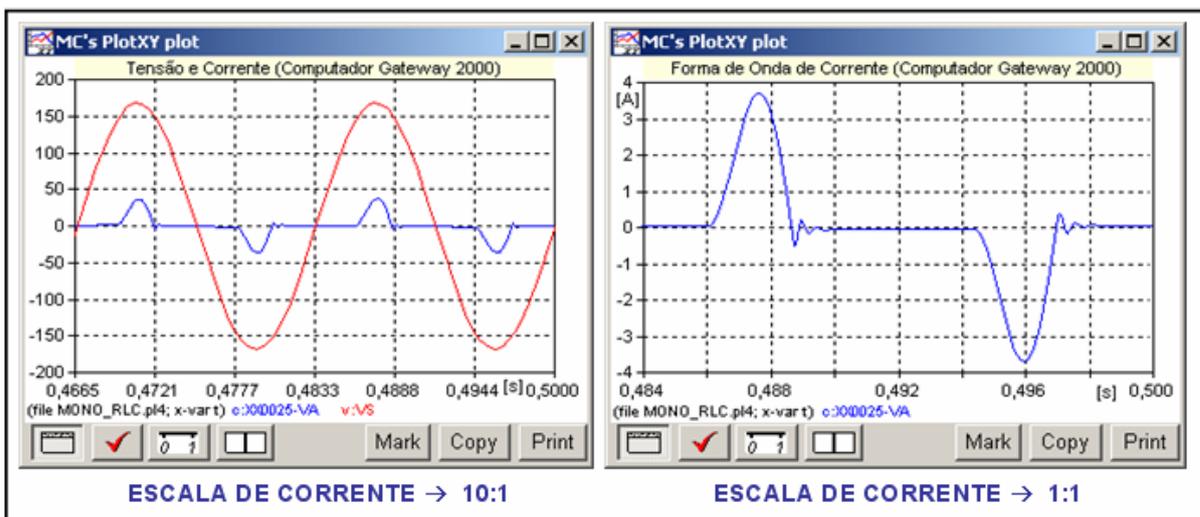


Figura 7.25 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

### 7.2.4 Equipamento Eletrônico 3 - Computador XP-1

Uma terceira avaliação de equipamentos do tipo *PC* foi obtida a partir da análise das formas de onda de um computador modelo XP-1, conforme a Figura 7.26 a seguir.



Figura 7.26 Experimento com uma carga não linear: computador XP-1.

Por analogia com os casos já analisados para este tipo de equipamento, a análise das formas de onda foi levada a efeito considerando  $T_s = 50 \mu s$ , tal como ilustrado pela Figura 7.27.

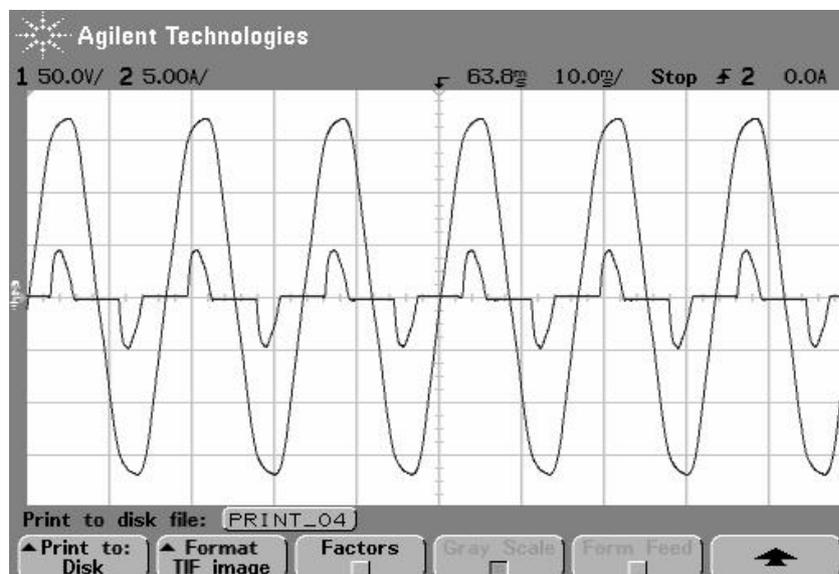


Figura 7.27 Coleta das formas de onda do osciloscópio.

Através do código, o consumo deste equipamento foi determinado em aproximadamente  $P = 183 \text{ W}$ . A Figura 7.28 confronta as características dos semiciclos reais de tensão e corrente (obtidos experimentalmente) com os correspondentes gerados por simulação a partir dos

valores estimados. Por fim, a Figura 7.29 ilustra as formas de onda estimadas através do ambiente de simulação *ATP*.

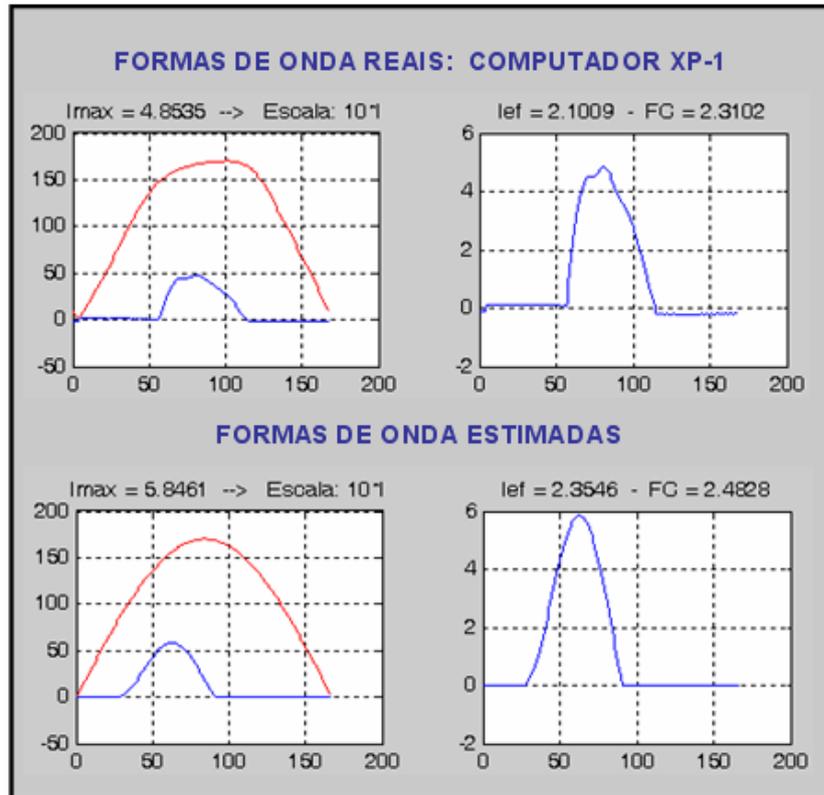


Figura 7.28 Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.

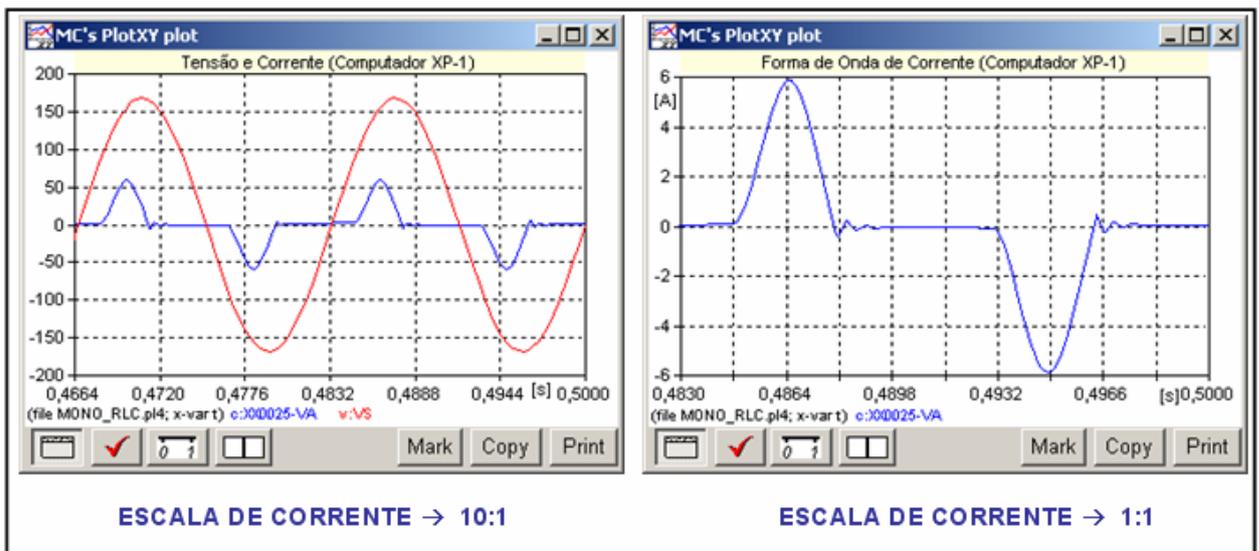


Figura 7.29 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

## 7.2.5 Equipamento Eletrônico 4 - Impressora HP1320

Conforme ilustrado pela Figura 7.30 abaixo, procedeu-se ainda à análise de uma impressora modelo HP LaserJet 1320.



Figura 7.30 Experimento com uma carga não linear: impressora HP1320.

A Figura 7.31 ilustra as formas de onda obtidas experimentalmente onde é observado um valor de pico aproximado de 1 A para a corrente de entrada  $i(t)$ .

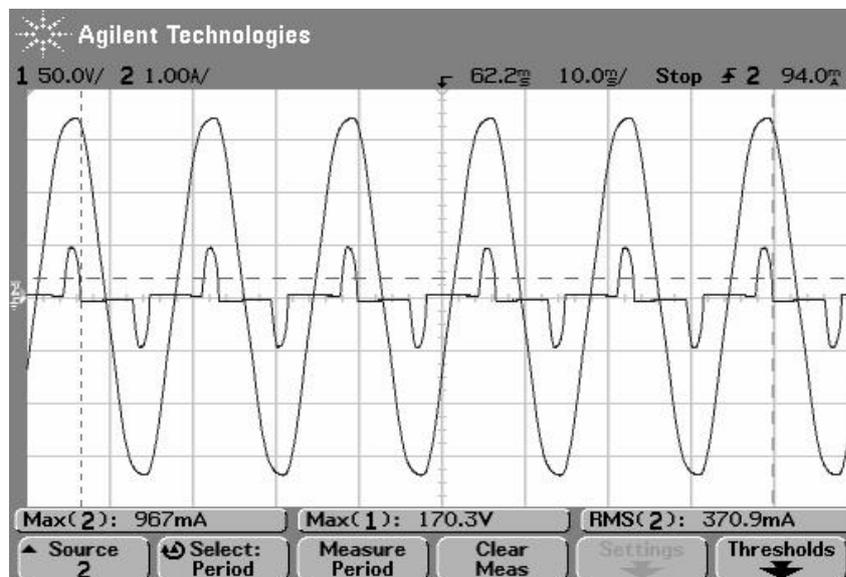


Figura 7.31 Coleta das formas de onda do osciloscópio.

As formas de onda foram adquiridas durante a impressão, onde ocorre o maior consumo do equipamento e, durante este estado de operação, este consumo foi determinado em aproximadamente  $P = 27 \text{ W}$ .

Analogamente aos casos anteriores, a Figura 7.32 apresentada na seqüência exibe a comparação entre a curvas obtidas experimentalmente e as curvas reproduzidas em ambiente de simulação a partir dos valores estimados.

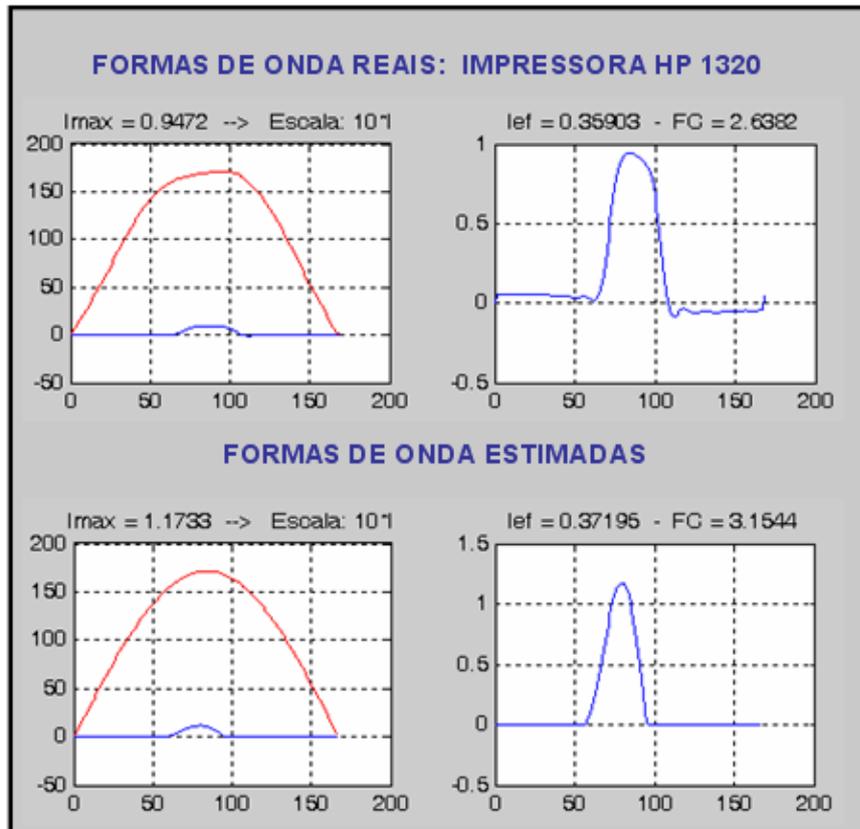


Figura 7.32 Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.

Por fim, Figura 7.33 exibe a reprodução das formas de onda coletadas através de simulação em *ATP*.

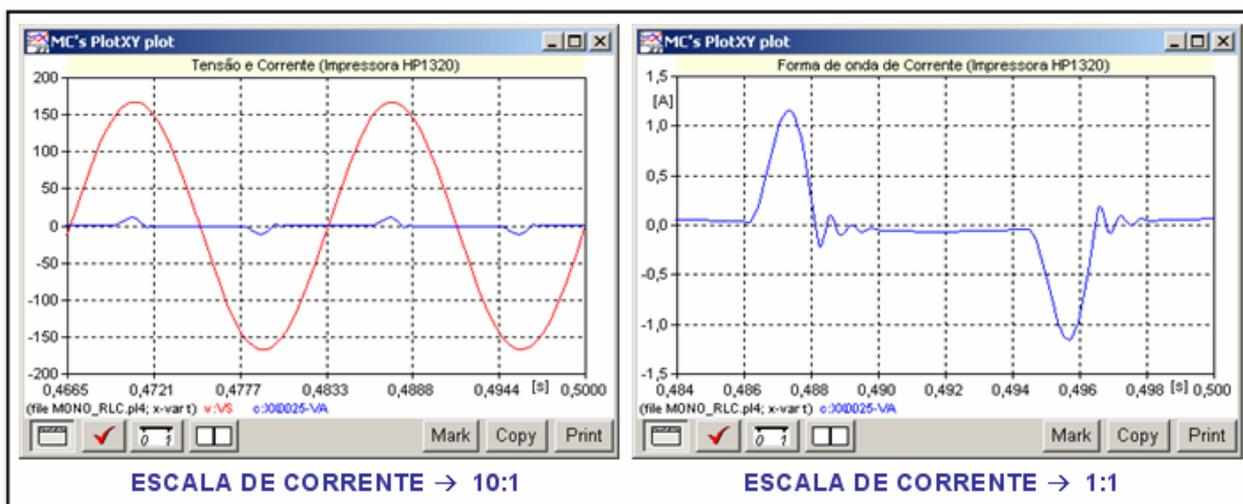


Figura 7.33 Reprodução das formas de onda em ambiente ATP.

## 7.2.6 Resultados

A Tabela 6.5 a seguir sintetiza os resultados numéricos obtidos para este conjunto de ensaios envolvendo cargas individuais, segundo os mesmos parâmetros de comparação empregados na análise. Desta forma, os dados estão dispostos de acordo com a seqüência em que as cargas foram analisadas e, para cada caso considerado, os dados de corrente máxima  $I_{max}$ , corrente eficaz  $I_{ef}$  e fator de crista FC são comparados a partir de valores medidos e estimados através do erro percentual.

Tabela 6.5 Síntese de resultados (avaliação de cargas individuais).

EQUIP	P (W)	$I_{max}$ (A)			$I_{ef}$ (A)			Fator de Crista FC		
		Medido	Estim.	Erro (%)	Medido	Estim.	Erro (%)	Medido	Estim.	Erro (%)
1	88	2	2,28	14	0,9	1	11,1	2,23	2,27	1,8
2	107	3,37	3,7	9,8	1,34	1,35	0,7	2,52	2,74	8,7
3	183	4,85	5,85	20,6	2,1	2,35	11,9	2,31	2,48	7,4
4	27	0,95	1,17	23,2	0,36	0,37	2,8	2,64	3,15	18,9

Os dados relacionados na Tabela 6.5 conduzem às considerações a seguir:

- Para o primeiro equipamento, obteve-se a melhor precisão de FC indicando uma boa reprodução da forma de onda analisada;
- Para o segundo equipamento, obteve-se a melhor estimativa do  $I_{ef}$  (inferior a 1 %);

- O erro percentual mais elevado foi de 23 % para o  $I_{\max}$  do equipamento 4, o que indica que a totalidade de estimacões obtidas encontra-se em uma faixa considerada adequada para análise.

### 7.3 CONCLUSÃO

A seqüência de consideracões apresentadas nos capítulos anteriores conduziram à proposição e ao desenvolvimento de uma estratégia de modelagem e estimacão de parâmetros de cargas lineares e não-lineares através de modelos lineares válidos segundo um particular segmento ou intervalo de operacão das cargas não-lineares analisadas e representados a partir de um correspondente modelo linear equivalente discreto (aplicável para a descriçã de dados experimentais em funçã de um particular período de amostragem  $T_s$ ).

Portanto, a partir dos modelos matemáticos desenvolvidos em funçã desta estratégia de modelagem, bem como da etapa inicial de validacão do processo em ambiente computacional (capítulo 6), este capítulo sintetizou os resultados da etapa inicial de validacão em nível experimental através da análise de cargas individuais.

Desta forma, procedeu-se inicialmente à implementacão física em bancada de laboratório e à posterior coleta de dados para estimacão a partir das estruturas de retificacão descritas e analisadas no capítulo 4 deste trabalho, possibilitando uma complementacão experimental aos dados de simulacão do capítulo anterior.

Para este conjunto inicial de ensaios onde, conforme já comentado, empregou-se o mesmo código de estimacão aplicado em dados de simulacão, verificou-se a influênci dos elementos espúrios presentes na rede elétrica (ruído) no comprometimento da precisã dos resultados. O valor base adotado como período de amostragem na maior parte das aquisicões de dados foi de  $T_s = 100 \mu\text{s}$ , permitindo uma descriçã de sinais com freqüência máximi de 5 kHz e atuando, portanto, como um filtro para sinais com freqüência superior a este limite.

Na seqüência desta etapa de validacão experimental, a coleta de dados a partir de cargas reais individualmente consideradas exemplificou o uso do processo de estimacão em pequena escala em uma situacão típica para a sua aplicacão: análise das formas de onda de cargas cujos parâmetros não são previamente conhecidos e uso dos valores estimados para a reproduçã destas formas de onda em ambiente de simulacão para avaliã do grau de distorcão harmônica resultante.

Esta segunda etapa de validação experimental foi desenvolvida a partir de equipamentos eletrônicos monofásicos (computadores pessoais e impressora) e, portanto, modeláveis através do retificador em ponte com carga  $RC$  e filtro indutivo  $L$ . A análise desenvolvida neste trabalho considerou particularmente equipamentos cujo nível de consumo (quando computado individualmente ou em nível de rede formada para cargas similares) contribui de uma forma significativa no consumo total das cargas ligadas à rede e, como consequência, em função de sua natureza não-linear, representa uma fonte significativa de distorção harmônica para a rede elétrica.

Para este segundo conjunto de ensaios de estimação, empregou-se um período de amostragem  $T_s = 50 \mu s$  para a maior parte das aquisições obtendo-se, como resultado, um maior número de pontos por aquisição e um efeito de filtragem para sinais com frequência superior a 10 kHz. A filtragem digital aplicada aos dados após a aquisição (e segundo rotinas de pré-processamento implementadas no código de estimação) permitiu a remoção de componentes de frequência a partir de uma frequência de corte variável entre 1 kHz e 3 kHz sem que houvesse uma perda significativa das características originais das formas de onda coletadas quanto ao valor de pico e valor eficaz (conforme testes realizados durante os experimentos).

Desta forma, a escolha adequada da frequência de corte para filtragem permite a remoção de elementos espúrios inerentes a dados de natureza experimental e não considerados através desta proposta de modelagem determinística, preservando as características essenciais ao processo de estimação.

## **CAPÍTULO 8**

### **APLICAÇÃO DOS MODELOS À SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA**

## 8 APLICAÇÃO DOS MODELOS À SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA

### 8.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O capítulo anterior descreveu a seqüência adotada de procedimentos para a primeira etapa de validação experimental do método de modelagem proposto neste trabalho. Com este objetivo, o algoritmo de estimação de parâmetros foi aplicado para o processamento de dados experimentais obtidos a partir de cargas individuais. Dentro do escopo desta análise, as estruturas de retificação (com diferentes modelos de cargas lineares) implementadas fisicamente e, adicionalmente, um pequeno conjunto de equipamentos eletrônicos foram empregados visando à coleta de dados experimentais para estimação.

Conforme já explicitado anteriormente, dentro do conjunto de cargas não-lineares (estruturas retificadoras) analisadas através da aplicação da estratégia de modelagem proposta, este trabalho está particularmente voltado para a análise do retificador monofásico em ponte completa com carga  $RC$  e filtro  $L$  de entrada, uma vez que representa o modelo predominantemente empregado na concepção da fonte de alimentação de cargas eletrônicas monofásicas. Portanto, este modelo de retificador se torna particularmente significativo na geração de distorção harmônica na rede elétrica na medida em que seus efeitos originam-se a partir da contribuição aditiva da maior parte das cargas empregadas em ambiente industrial, comercial e residencial.

Desta forma, tendo em vista a dimensão da distorção harmônica resultante de cargas não-lineares em um contexto de rede, este capítulo descreve a aplicação do processo de estimação proposto a partir da coleta de dados de um conjunto de plantas piloto (equipamentos ligados em um ponto comum). Os ensaios de coleta de dados experimentais foram executados considerando tensão e corrente de entrada  $i(t)$  para plantas monofásicas, bem como tensão em uma das fases e corrente de neutro  $i_N(t)$  para plantas trifásicas.

## 8.2 CONCEPÇÃO DA PLANTA DE TESTES MONOFÁSICA

A seqüência inicial de validação experimental em nível de rede foi levada a efeito considerando plantas com alimentação monofásica, conforme a representação da Figura 8.1.

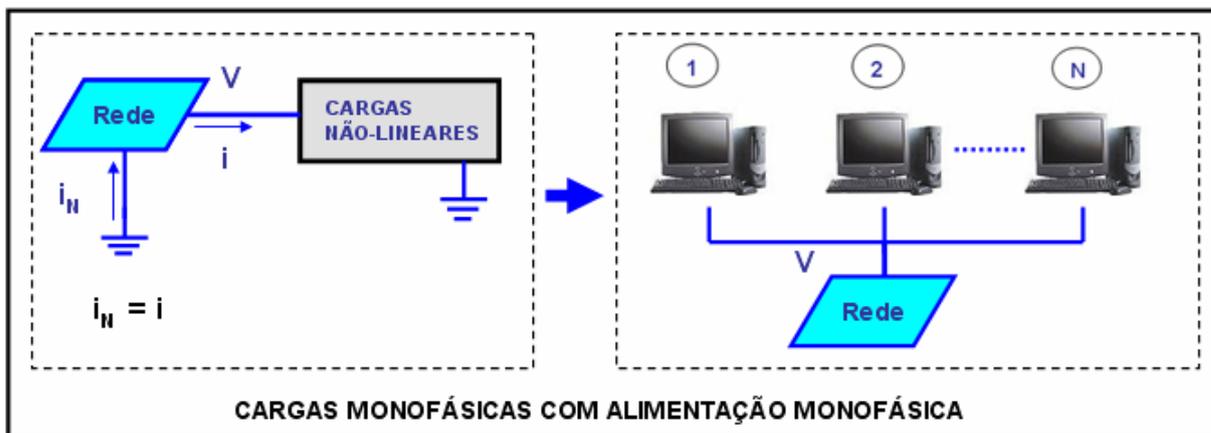


Figura 8.1 Rede monofásica de cargas não-lineares.

O comportamento deste sistema pode ser descrito e analisado de acordo com as considerações a seguir:

- Alimentação: o conjunto de cargas é alimentado a partir de um ponto comum da rede (ligação em paralelo)
- Ponto comum: a corrente do condutor neutro  $i_N(t)$  é a soma das correntes drenadas por cada equipamento individualmente considerado.
- Informação para o processo de estimação: tensão da rede e a corrente  $i_N(t)$ .

Desta forma, considerando o emprego de PCs como cargas não-lineares, os ensaios de coleta de dados experimentais foram aplicados a partir de um conjunto de quatro variações de carga, conforme descrito na seqüência deste trabalho.

### 8.2.1 Rede monofásica 1 - 3 Computadores

O primeiro ensaio de coleta de dados em nível de rede a ser apresentado envolve a conexão em paralelo de três computadores de uso pessoal:

- Dois computadores Dell GX150
- Um computador Gateway2000 PS-50

Conforme pode ser observado, a Figura 8.2 a seguir ilustra a aquisição experimental a partir de um período de amostragem  $T_s = 50 \mu s$ . As formas de onda de corrente indicam um valor de pico aproximado de 7 A.

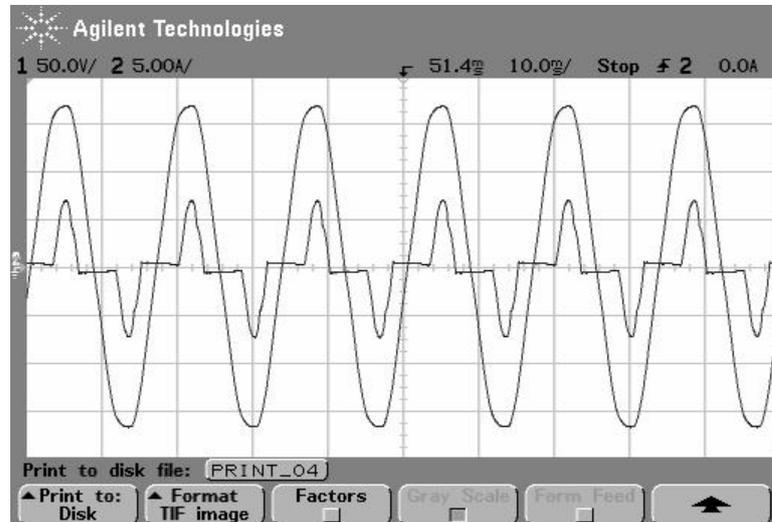


Figura 8.2 Coleta das formas de onda do osciloscópio.

Na seqüência, a Figura 8.3 apresenta os resultados da estimação a partir da reprodução aproximada das formas de onda coletadas experimentalmente.

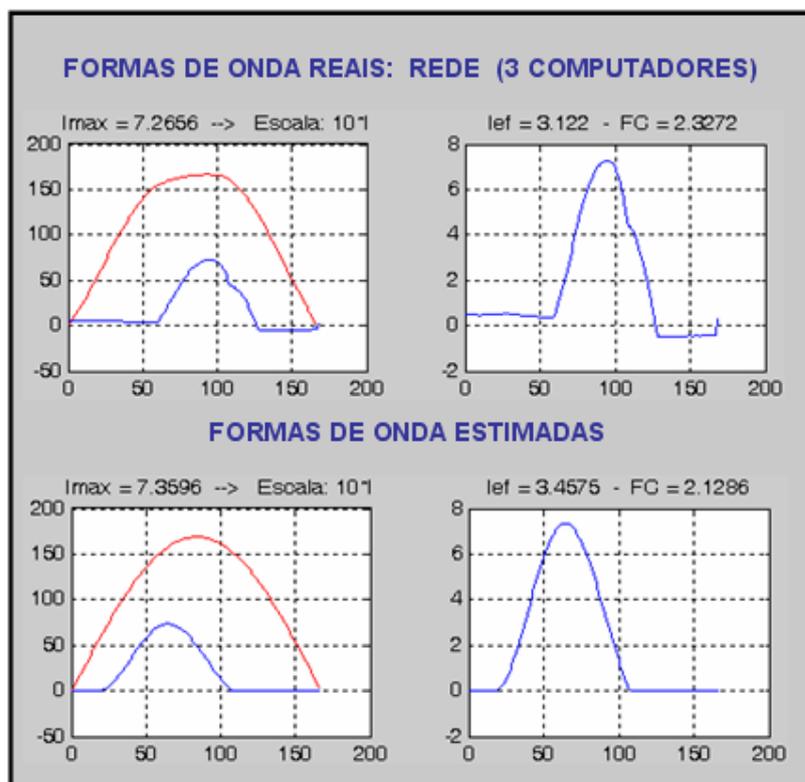


Figura 8.3 Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.

Como etapa final de validação, as formas de onda resultantes da estimação são reproduzidas adicionalmente em ambiente de simulação *ATP*, conforme esquematizado pela Figura 8.4.

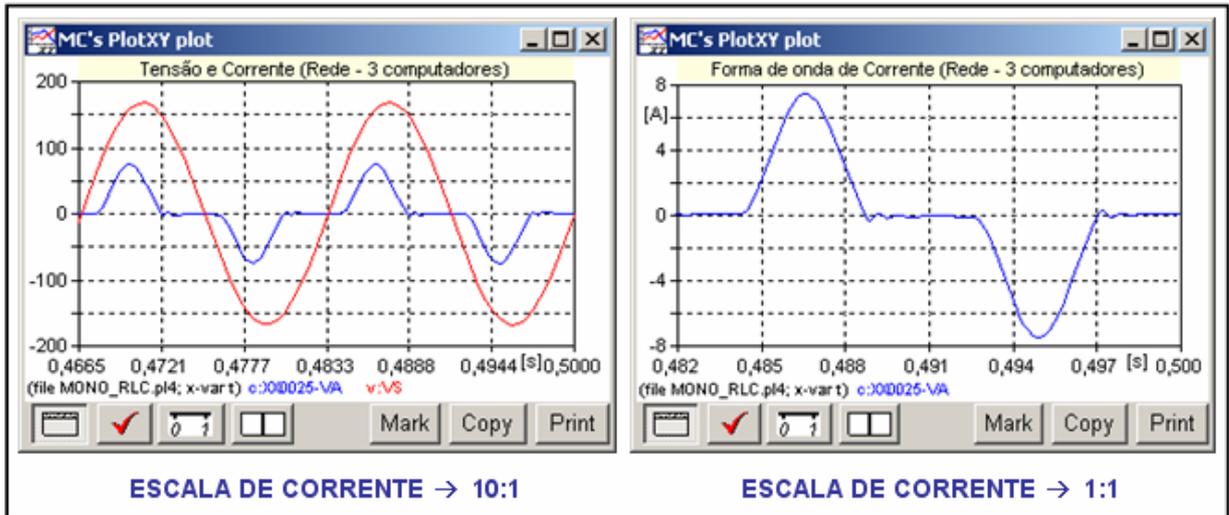


Figura 8.4 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

### 8.2.2 Rede monofásica 2 - 4 Computadores

O segundo ensaio de análise de dados experimentais coletados em nível de rede foi executado considerando um conjunto de cargas não-lineares iguais: uma rede de quatro computadores Dell (já analisados individualmente na primeira etapa de validação experimental). A Figura 8.5 a seguir ilustra as unidades componentes da rede.



REDE: 4 COMPUTADORES DELL

Figura 8.5 Experimento com uma rede de cargas não-lineares: computadores Dell.

A partir da Figura 8.6, observa-se as formas de onda coletadas através do osciloscópio onde a corrente de entrada exibe um valor de pico aproximado de 9 A.

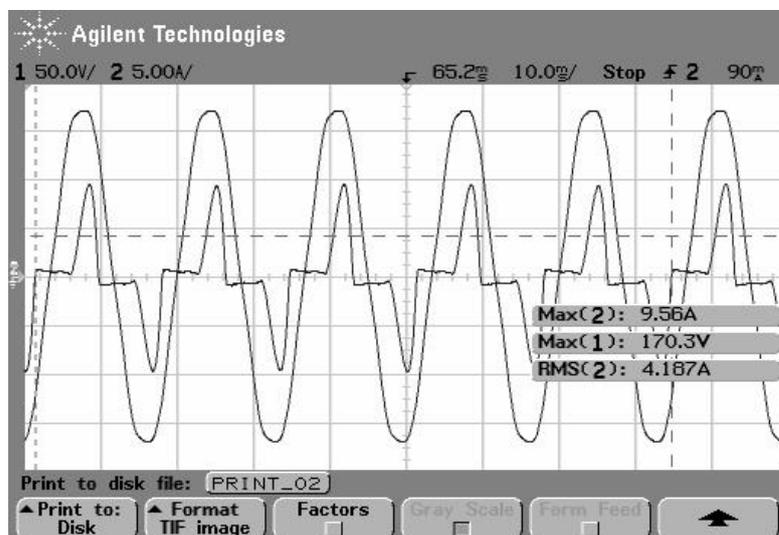


Figura 8.6 Coleta das formas de onda do osciloscópio.

A partir das formas de onda coletadas, o consumo da rede foi determinado em aproximadamente  $P = 375$  W. Por analogia com casos já analisados, a Figura 8.7 compara as curvas coletadas experimentalmente com as curvas obtidas em ambiente de simulação.

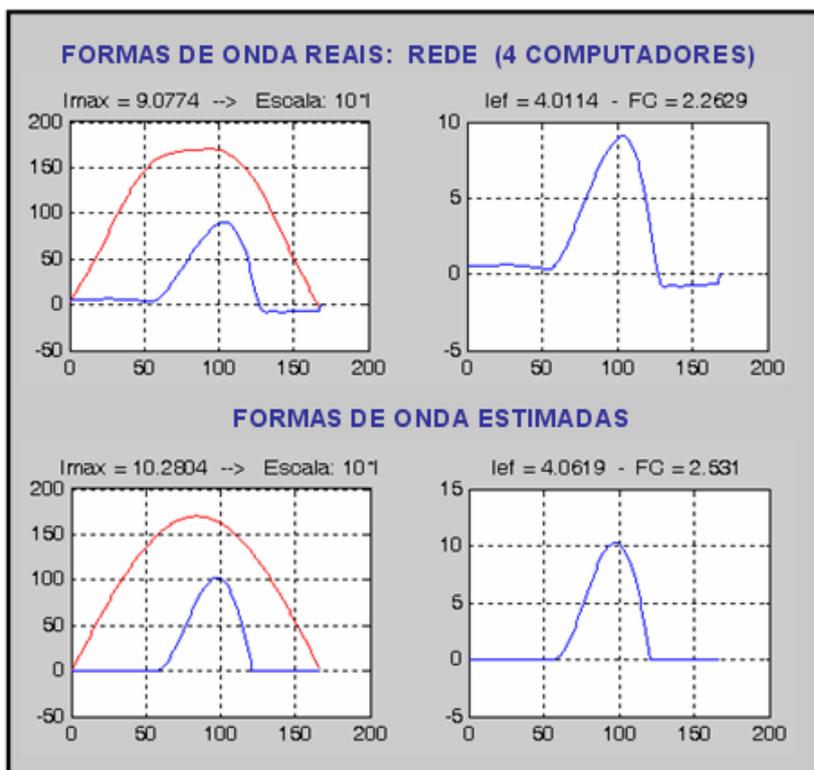


Figura 8.7 Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.

Por fim, os valores estimados para os parâmetros físicos da carga foram empregados para simulação em ambiente *ATP* e as curvas resultantes são mostradas na Figura 8.8 a seguir.

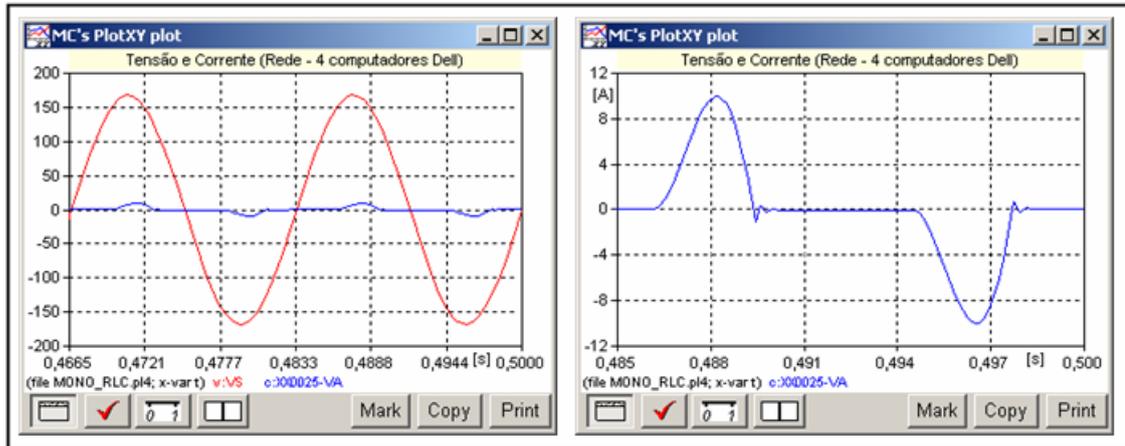


Figura 8.8 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

### 8.2.3 Rede Monofásica 3 - 5 Computadores

Neste ensaio de coleta de dados experimentais, procedeu-se à análise das formas de onda a partir de uma rede de 5 computadores, segundo os modelos a seguir já empregados em ensaios anteriores.

- Quatro computadores Dell
- Um computador Gateway2000

A Figura 8.9 ilustra os dados extraídos do osciloscópio conforme o valor indicado para o período de amostragem  $T_s$ .

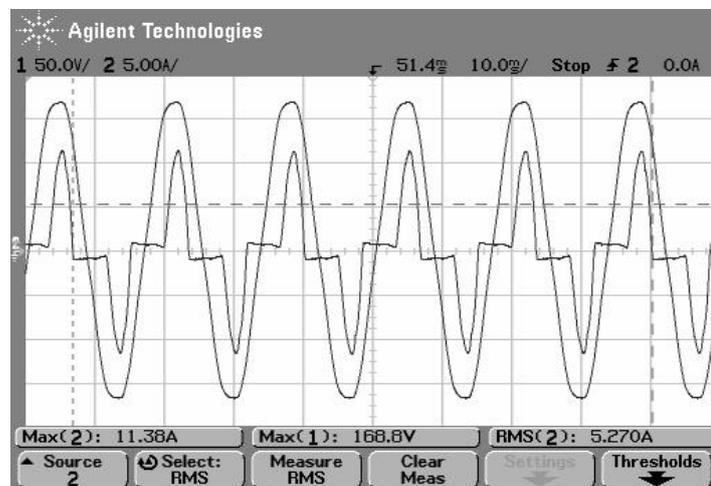


Figura 8.9 Coleta das formas de onda do osciloscópio.

O consumo da rede foi determinado em  $P = 489 \text{ W}$ . Conforme pode ser observado através da Figura 8.10 a seguir, as curvas geradas por simulação reproduzem de forma aproximada os parâmetros das curvas reais coletadas durante o experimento.

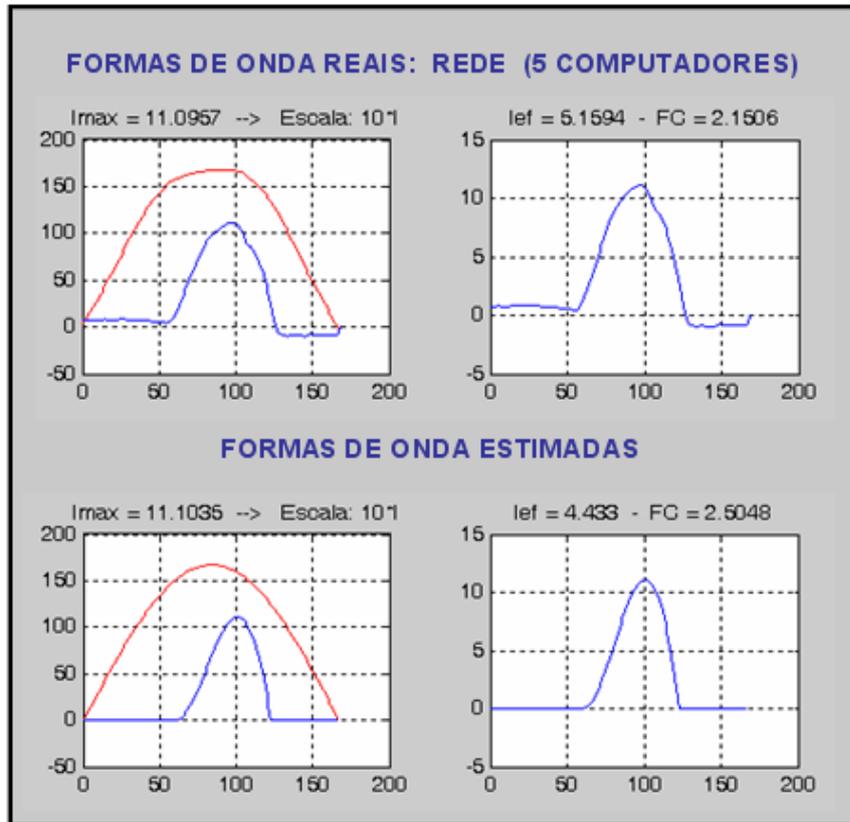


Figura 8.10 Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.

Por fim, as curvas da simulação em ambiente *ATP* aproximam as curvas coletadas no experimento, conforme ilustrado pela Figura 8.11 a seguir.

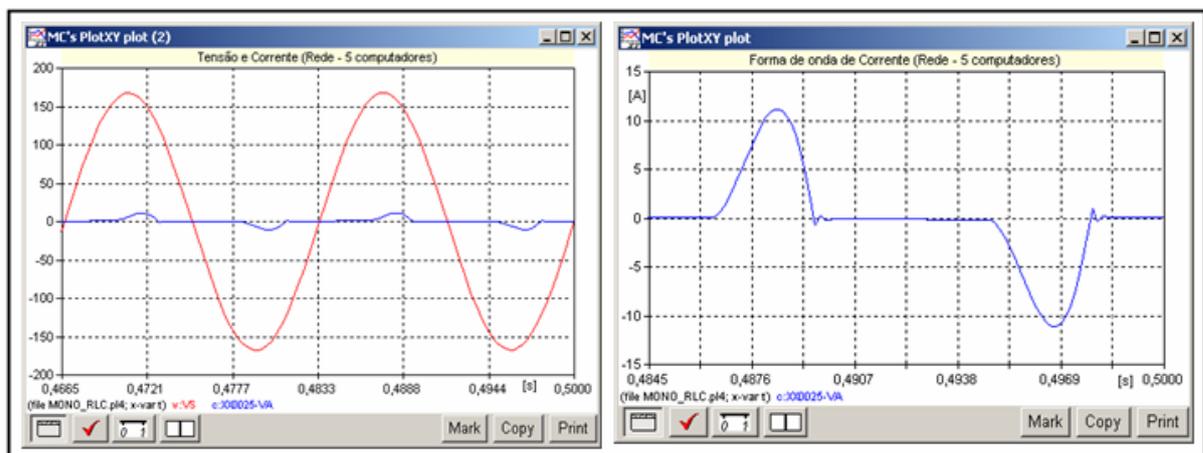


Figura 8.11 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

#### 8.2.4 Rede monofásica 4 - 5 computadores e uma impressora

Para este ensaio final envolvendo redes monofásicas, os dados experimentais foram coletados a partir de uma rede de 5 computadores e uma impressora, conforme os dados a seguir.

- Quatro computadores Dell
- Um computador XP-1
- Impressora HP LaserJet 1330

A Figura 8.12 ilustra os dados extraídos do osciloscópio para este ensaio.

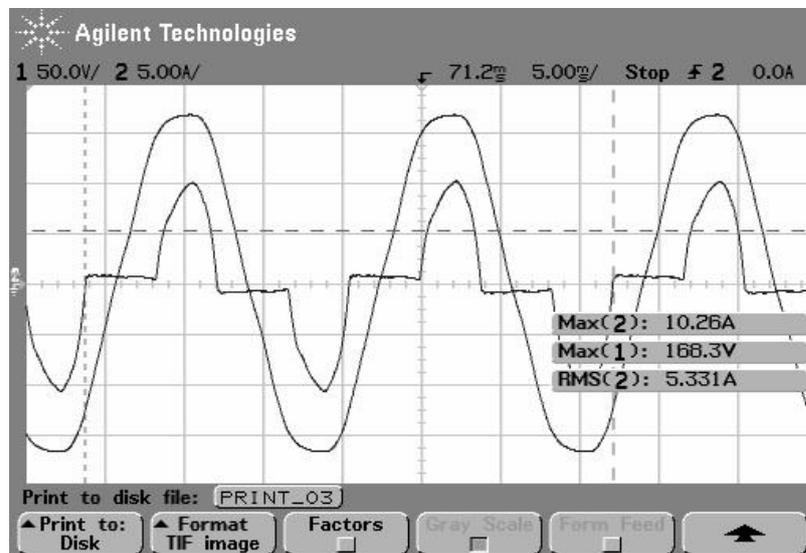


Figura 8.12 Coleta das formas de onda do osciloscópio.

Para este último experimento em rede, o consumo foi determinado em aproximadamente  $P = 581 \text{ W}$ . A Figura 8.13 mostrada na seqüência esquematiza a comparação entre curvas reais e curvas geradas por simulação, segundo os mesmos parâmetros já aplicados nos ensaios anteriores.

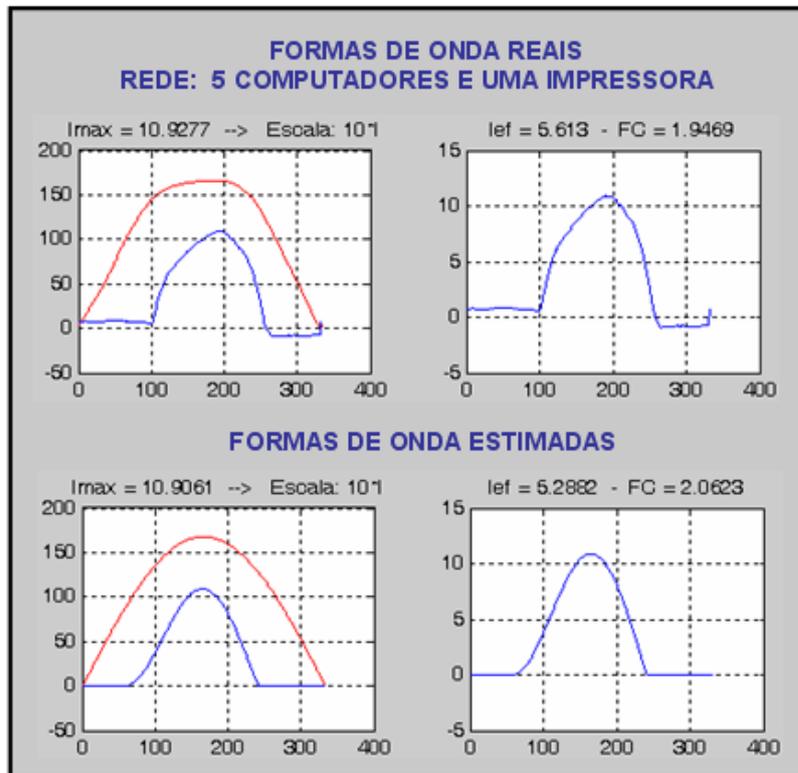


Figura 8.13 Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.

Por fim, a Figura 8.14 exibe a reprodução das formas de onda coletadas em ambiente *ATP*.

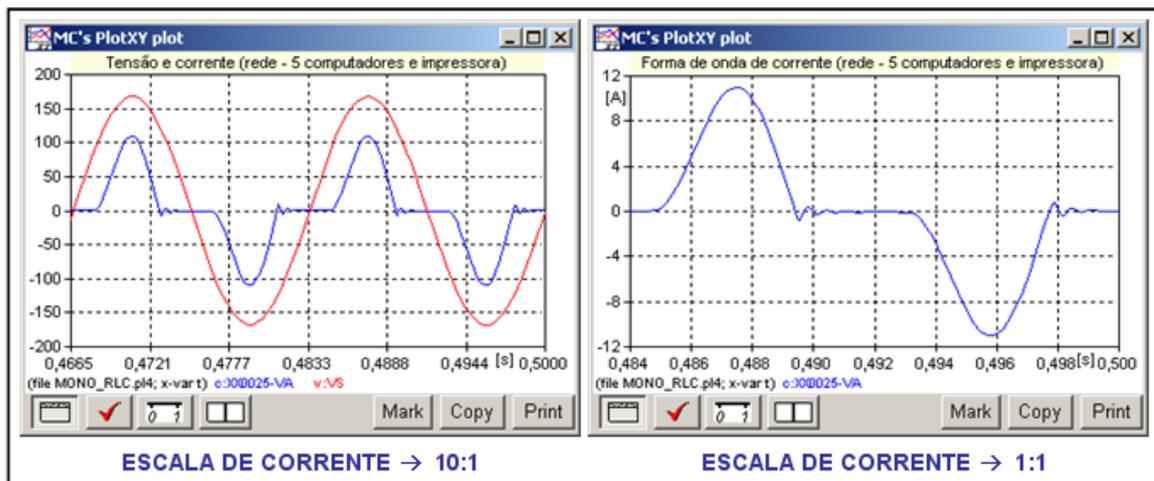


Figura 8.14 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

## 8.2.5 Resultados

Com o objetivo de sintetizar os resultados extraídos a partir dos ensaios descritos acima, a Tabela 7.1 a seguir reúne o conjunto de dados numéricos resultantes da estimação (envolvendo cargas ligadas em rede com alimentação monofásica).

Tabela 7.1 Síntese de resultados (avaliação de redes de cargas monofásicas).

REDE	P (W)	$I_{max}$ (A)			$I_{ef}$ (A)			Fator de Crista FC		
		Medido	Estim.	Erro (%)	Medido	Estim.	Erro (%)	Medido	Estim.	Erro (%)
1	292	7,27	7,36	1,2	3,12	3,46	10,9	2,33	2,12	9
2	375	9,08	10,28	13,2	4,01	4,06	1,2	2,26	2,53	12
3	489	11,1	11,1	0,07	5,16	4,43	14,1	2,15	2,5	16,3
4	581	10,93	10,91	0,2	5,6	5,29	5,5	1,95	2,06	5,6

A análise dos dados numéricos indicados acima permite as considerações a seguir:

- O primeiro e o terceiro experimentos obtiveram boa precisão na estimação de  $I_{max}$  e menor precisão na estimação de  $I_{ef}$  e FC, o que indica menor nível de conformidade com as formas de onda reais.
- O segundo experimento obteve boa precisão na estimação de  $I_{ef}$  e menor precisão na estimação de  $I_{max}$  e FC, o que indica maior conformidade com o nível de energia presente na forma de onda real.
- O quarto experimento obteve estimações com erro percentual entre 0,2 % e 5,6 %, o que indica a melhor qualidade de estimação para o conjunto de dados analisados nesta seqüência.

### 8.3 CONCEPÇÃO DA PLANTA DE TESTES TRIFÁSICA

A seqüência final de validação experimental deste processo de estimação em nível de rede foi desenvolvida a partir da análise de um conjunto de cargas monofásicas não-lineares dispostas em estrela e supridas através de alimentação trifásica, conforme esquematizado pela Figura 8.15.

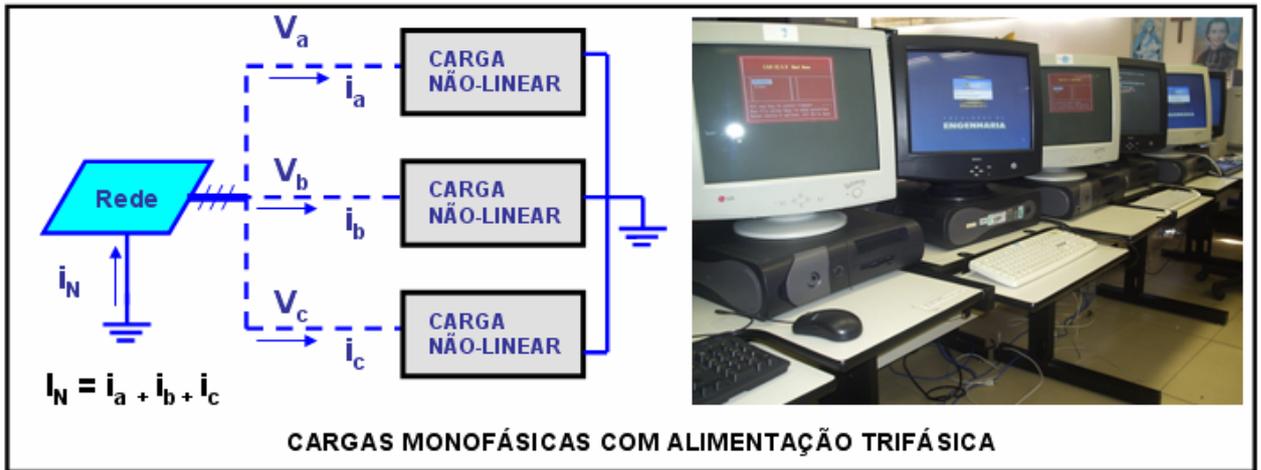


Figura 8.15 Rede trifásica de cargas monofásicas não-lineares.

O comportamento deste sistema pode ser descrito e analisado segundo um conjunto de três circuitos monofásicos com as características a seguir:

- Alimentação: cada circuito é alimentado por uma das tensões de fase:  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$  ou  $v_c(t)$ .
- Ponto comum: a corrente do condutor neutro é a soma das três correntes de fase:  $i_N(t) = i_a(t) + i_b(t) + i_c(t)$ .
- Informação para o processo de estimação: tensões de fase e a corrente  $i_N(t)$  (onde a informação presente em cada tensão de fase é avaliada em conjunto o segmento de  $i_N(t)$  associado à corrente de fase correspondente).

Desta forma, considerando ainda o emprego de *PCs* como cargas não-lineares, os ensaios de coleta de dados experimentais (curvas de tensão de fase e corrente de neutro  $i_N(t)$ ) foram levados a efeito a partir de um conjunto de 5 variações de carga, conforme descrito nas seções a seguir.

### 8.3.1 Rede Trifásica 1

O primeiro ensaio de coleta de dados em rede com alimentação trifásica foi concebido segundo a estrutura esquematizada pela Figura 8.16 e de acordo com uma disposição de cargas equilibradas com cada carga apresentando a composição a seguir:

- Computador Dell modelo Optiplex GX150.
- Computador Dell com monitor LG modelo Studioworks 700S.

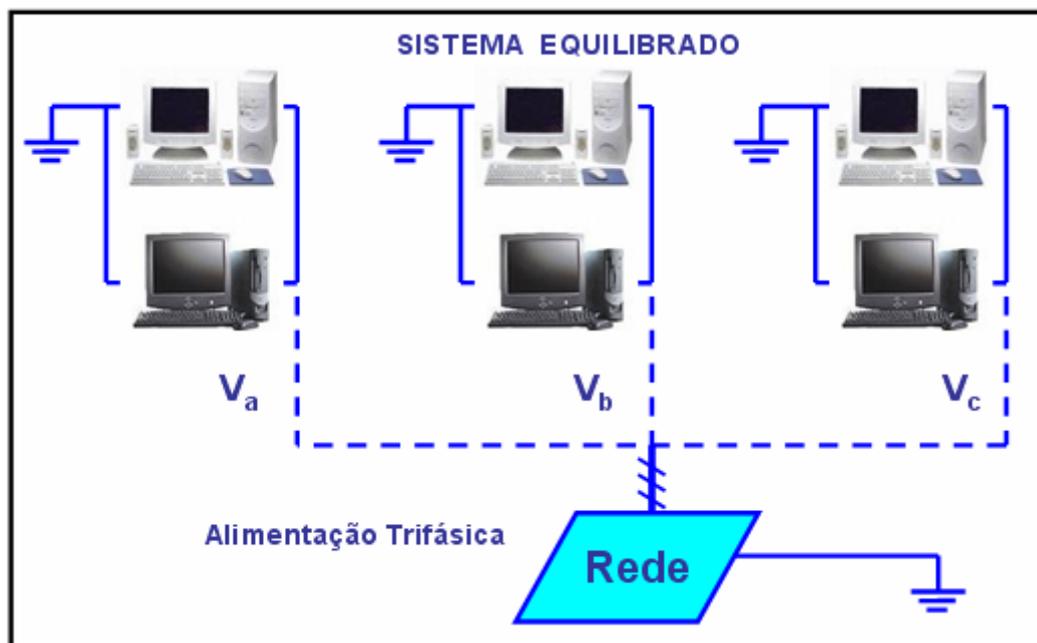


Figura 8.16 Rede trifásica de cargas equilibradas.

Para esta estrutura de cargas equilibradas (e, portanto, com a mesma distribuição de tensão e corrente), a corrente  $i_N(t)$  apresenta valores de pico aproximadamente iguais e, neste caso, a estimação de parâmetros pode considerar apenas uma das tensões de fase e o segmento de corrente da fase correspondente. Através da Figura 8.17, é possível observar as formas de onda de tensão e corrente resultantes da disposição de cargas ilustrada acima.

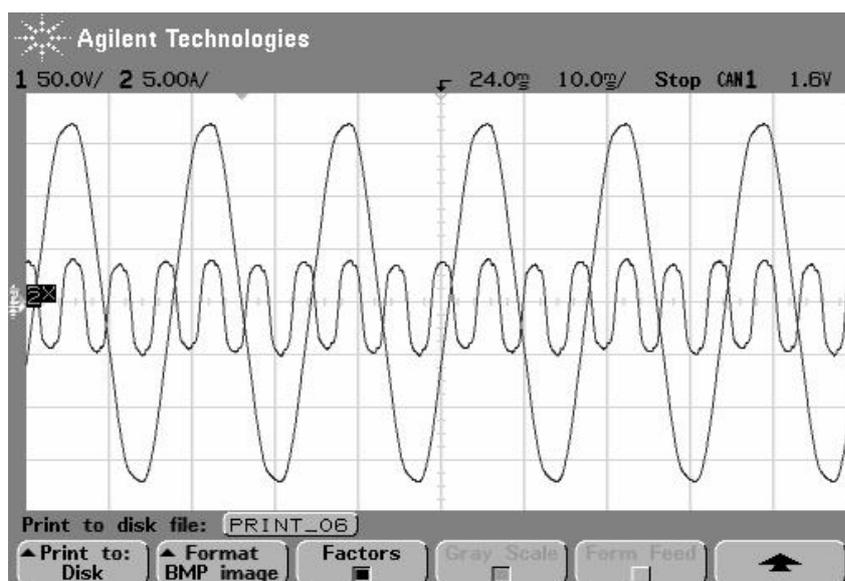


Figura 8.17 Formas de onda coletadas do osciloscópio.

A Figura 8.18 ilustra o processamento executado através do código de estimação a partir dos dados coletados, no qual um semiciclo de tensão é representado graficamente junto com o semiciclo da corrente de fase correspondente. Desta forma, a informação extraída a partir deste semiciclo é aplicada para a obtenção das formas de onda estimadas.

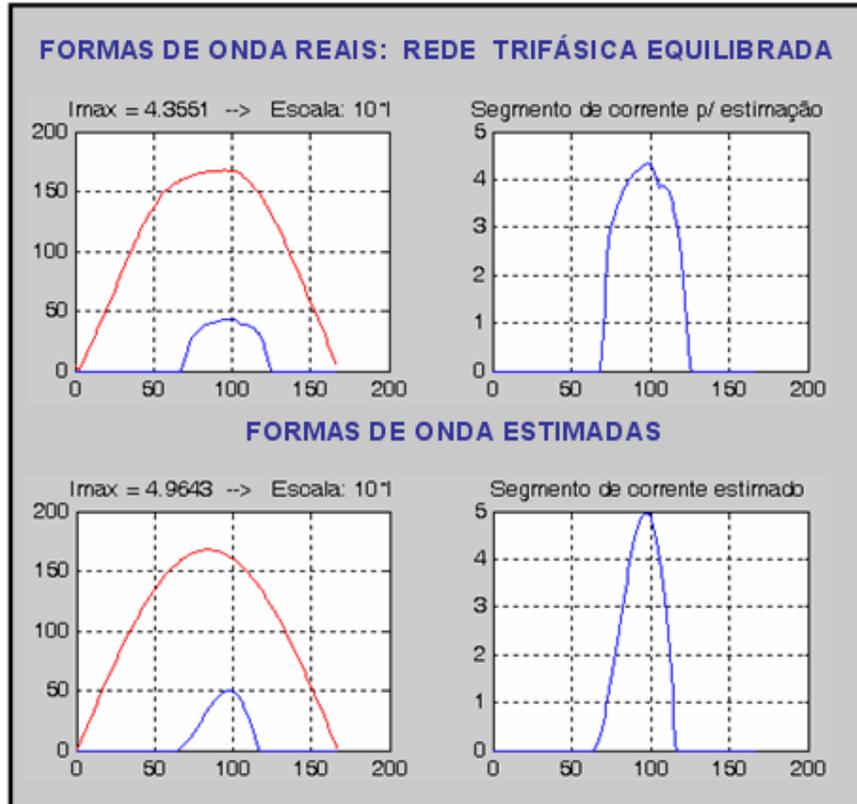


Figura 8.18 Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.

Os valores eficazes de corrente são dados a seguir:

- Corrente  $i_N(t)$  real:  $I_{ef} = 3,4$  A (valor medido).
- Corrente  $i_N(t)$  estimada:  $I_{ef} = 3,3$  A (valor estimado).

As formas de onda resultantes da estimação são representadas em ambiente *ATP*, conforme a Figura 8.19.

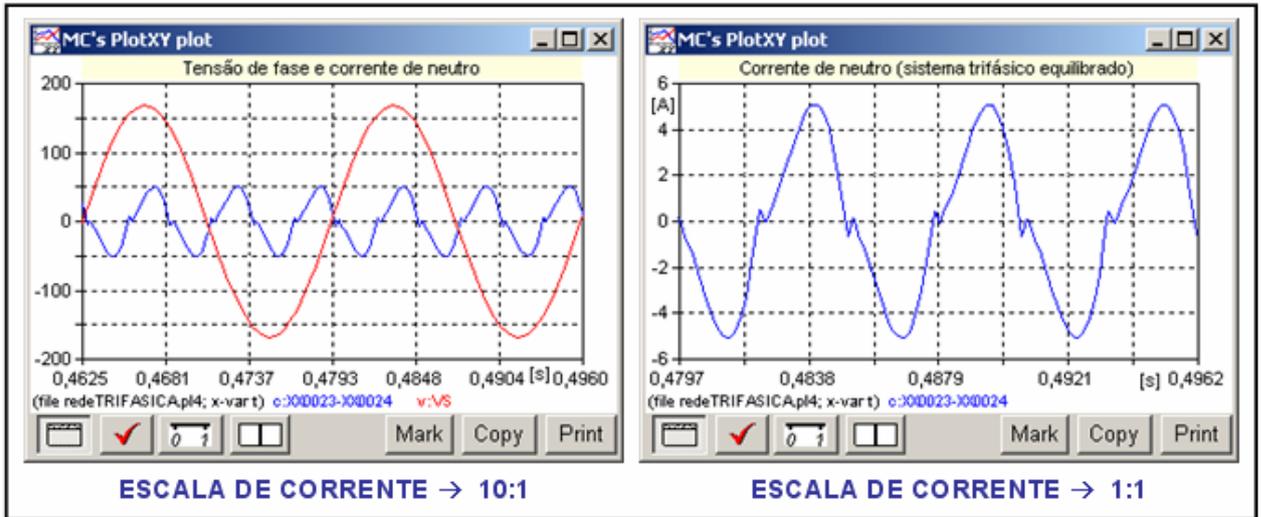


Figura 8.19 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

Por fim, a Figura 8.20 (também gerada em *ATP*) demonstra a equivalência entre a corrente de neutro e a soma dos valores instantâneos das correntes de fase (reproduzidas a partir dos dados de estimação).

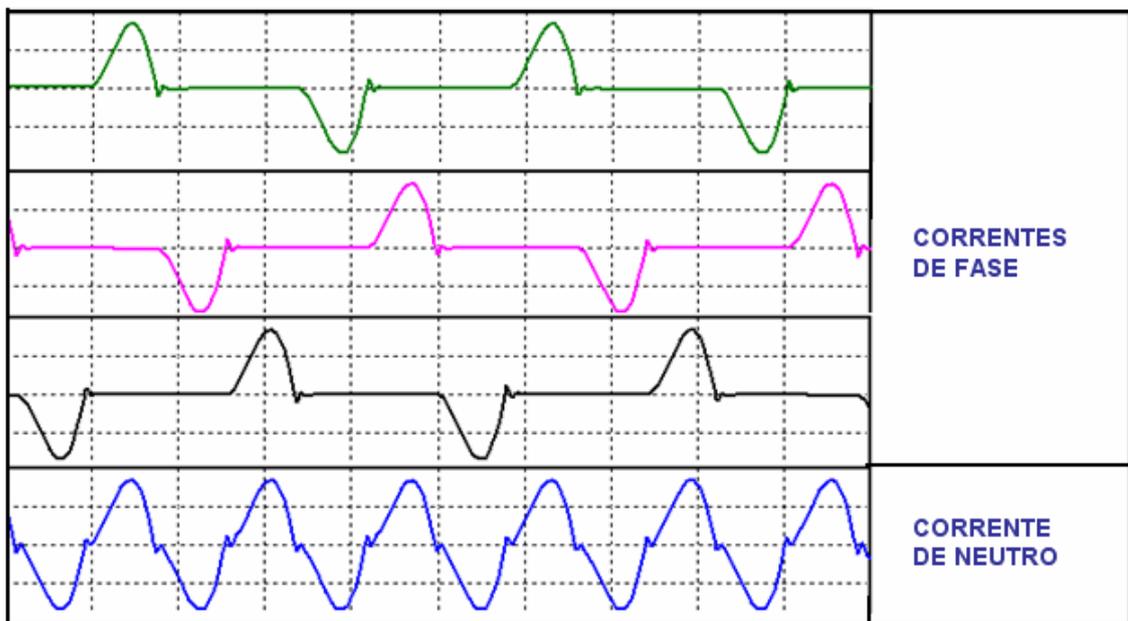


Figura 8.20 Relação entre correntes de fase e corrente de neutro.

### 8.3.2 Rede Trifásica 2

O segundo ensaio de coleta de dados envolvendo a rede trifásica foi executado de acordo com a ilustração da Figura 8.21 e, desta forma, a estrutura de cargas desequilibradas apresenta a composição descrita a seguir:

- Duas fases com carga similar à empregada no primeiro ensaio
- A fase restante desprovida de carga.

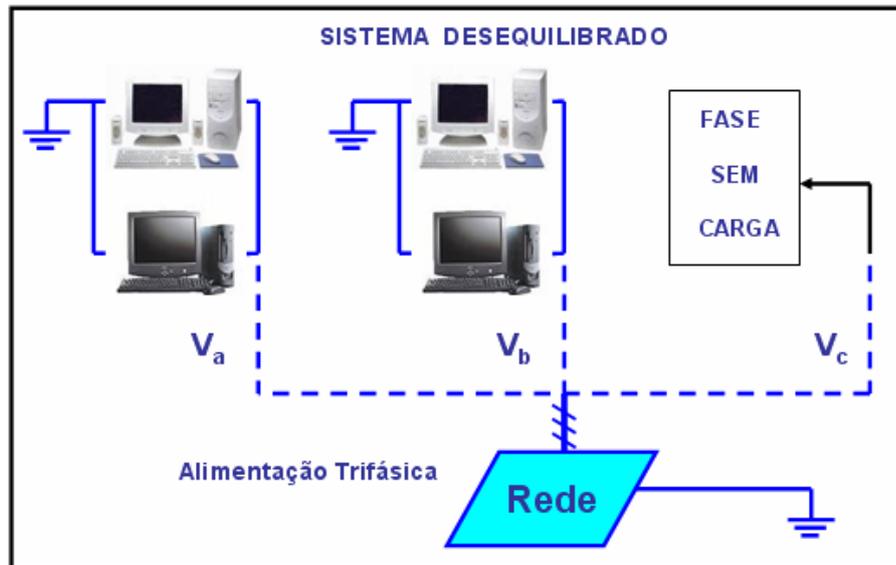


Figura 8.21 Rede trifásica de cargas desequilibradas: uma fase sem carga.

Para a estrutura descrita acima, as formas de onda foram experimentalmente coletadas segundo o ilustrado pela Figura 8.22.

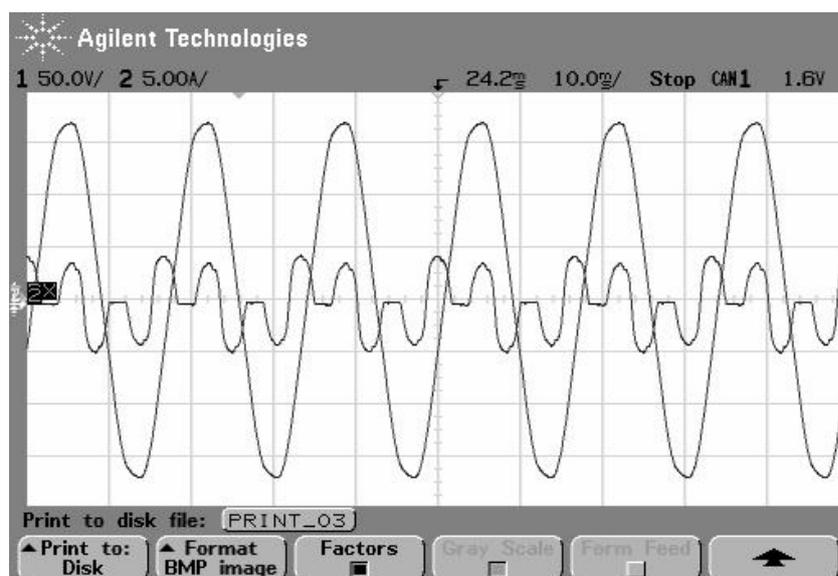


Figura 8.22 Formas de onda coletadas do osciloscópio.

Os resultados da estimação das formas de onda (segundo o mesmo algoritmo de processamento empregado no experimento da seção anterior) estão ilustrados a partir da Figura 8.23 a seguir.

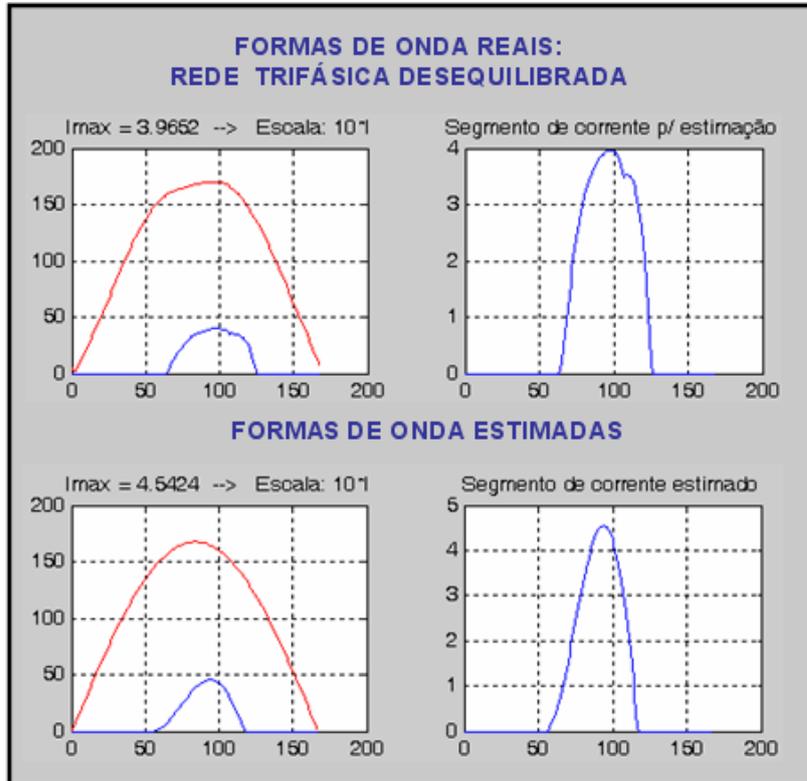


Figura 8.23 Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.

Os valores eficazes de corrente são dados a seguir:

- Corrente  $i_N(t)$  real:  $I_{ef} = 2,89$  A (valor medido).
- Corrente  $i_N(t)$  estimada:  $I_{ef} = 2,64$  A (valor estimado).

Como informação adicional, as formas de onda geradas pela estimação são representadas em ambiente *ATP*, conforme a Figura 8.24.

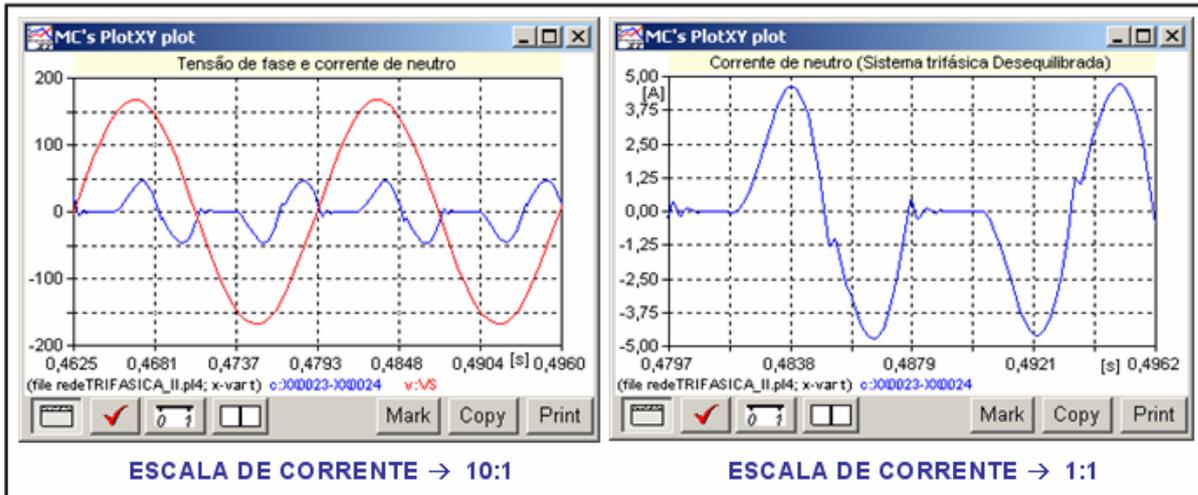


Figura 8.24 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

Por fim, a Figura 8.25 demonstra também para este caso analisado a equivalência existente entre a corrente de neutro e a soma dos valores instantâneos das duas correntes de fase atuantes.

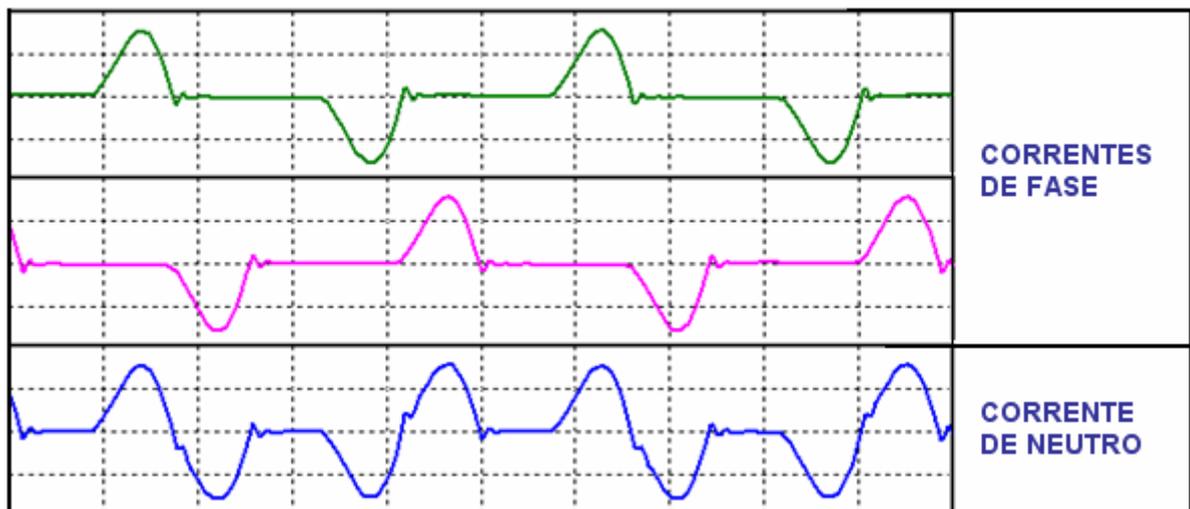


Figura 8.25 Relação entre correntes de fase e corrente de neutro.

### 8.3.3 Rede Trifásica 3

O terceiro ensaio de coleta de dados foi executado em conformidade com o esquema da Figura 8.26 e, desta forma, a estrutura de cargas desequilibradas apresenta a composição a seguir:

- Duas fases com carga similar à empregada no primeiro ensaio.
- Uma fase com um computador Dell (já empregado em medições anteriores).

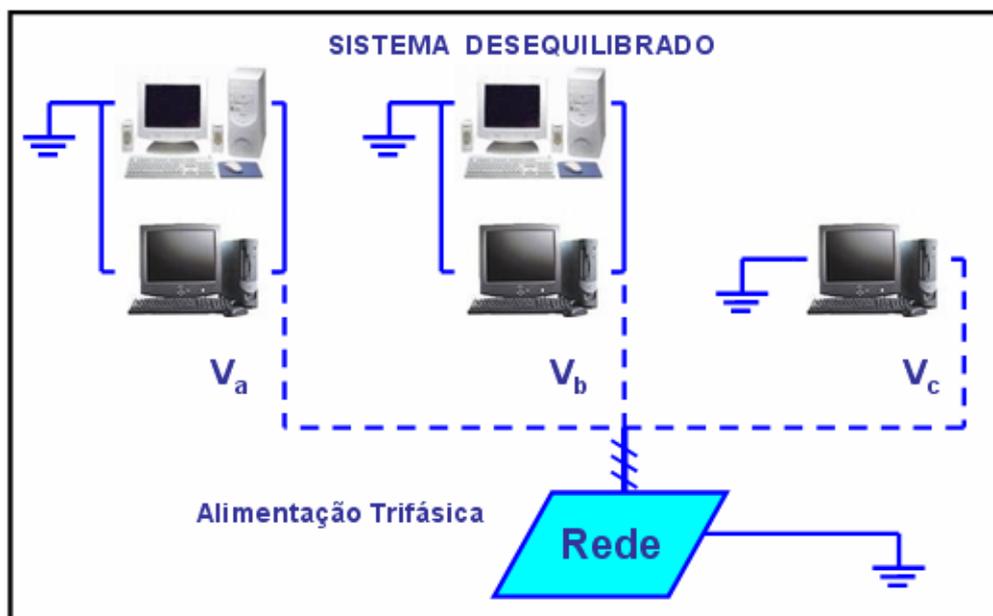


Figura 8.26 Rede trifásica de cargas desequilibradas: uma fase com carga diferente.

Para este terceiro ensaio, as formas de onda estão ilustradas a partir da Figura 8.27.

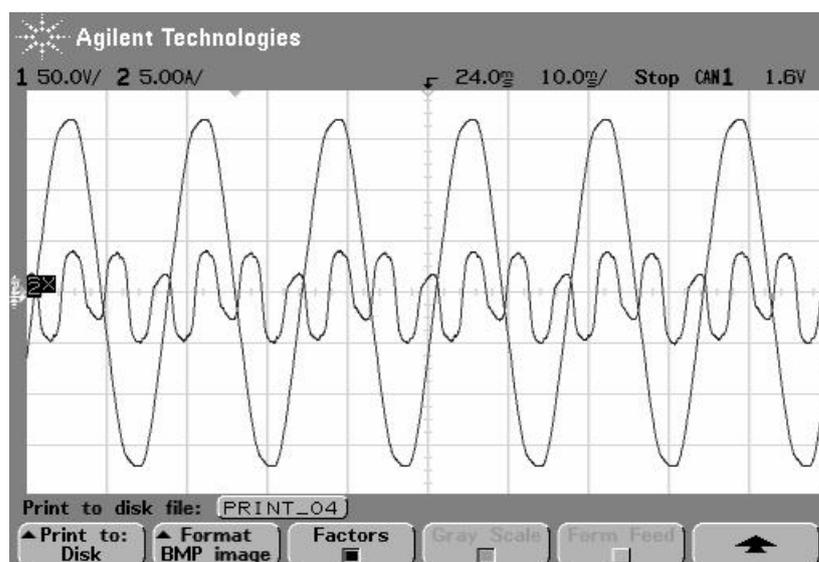


Figura 8.27 Formas de onda coletadas do osciloscópio.

A Figura 8.28 ilustra os resultados de estimação das formas de onda.

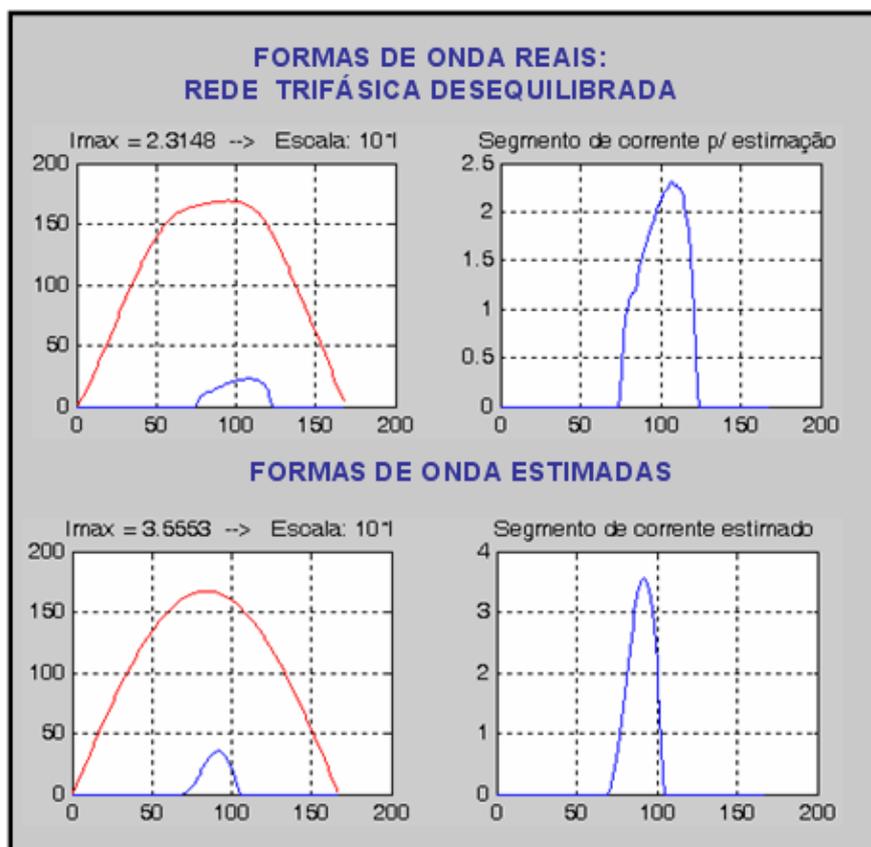


Figura 8.28 Resultados da estimação a partir da reconstrução das formas de onda.

Uma vez que este ensaio apresenta duas fases com cargas distintas, os resultados apresentados pela Figura 8.28 consideram unicamente os dados presentes na fase em que este ensaio difere do primeiro ensaio apresentado (fase com carga ainda não analisada). Desta forma, a informação relativa à fase restante (já analisada) pode ser retirada a partir dos ensaios anteriores. Como resultado, os valores eficazes de corrente são dados a seguir:

- Corrente  $i_N(t)$  real:  $I_{ef} = 3$  A (valor medido).
- Corrente  $i_N(t)$  estimada:  $I_{ef} = 2,85$  A (valor estimado).

Os resultados finais de estimação das formas de onda são apresentados a partir de simulação em *ATP*, conforme a Figura 8.29.

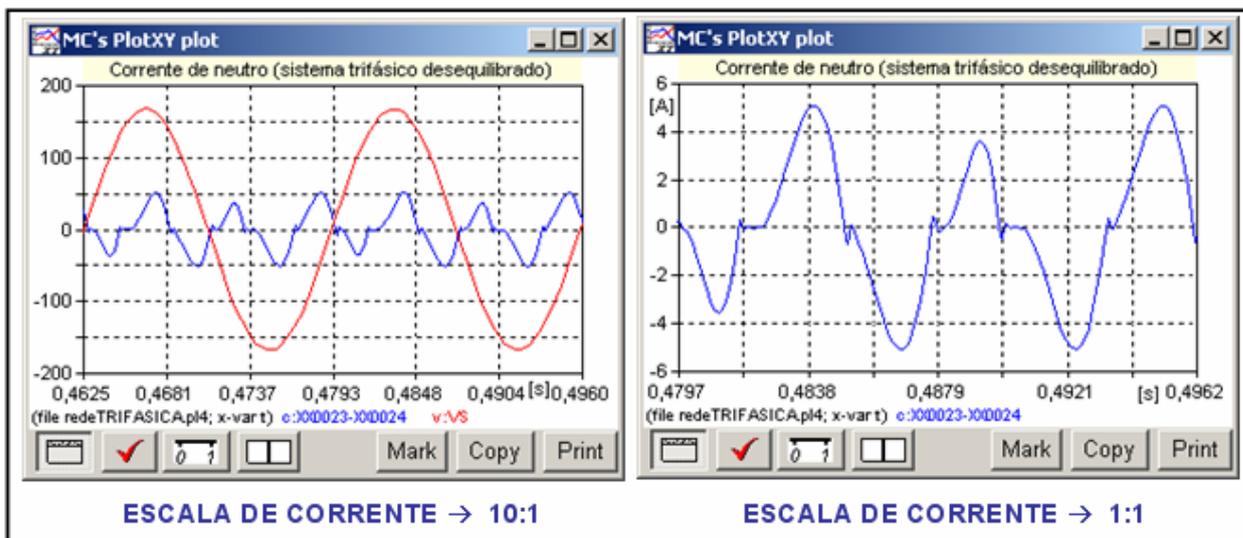


Figura 8.29 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

Por fim, a Figura 8.30 demonstra novamente que a soma dos valores instantâneos das correntes de fase (reproduzidas por simulação em *ATP* a partir dos dados de estimação) resulta na corrente de neutro do sistema trifásico.

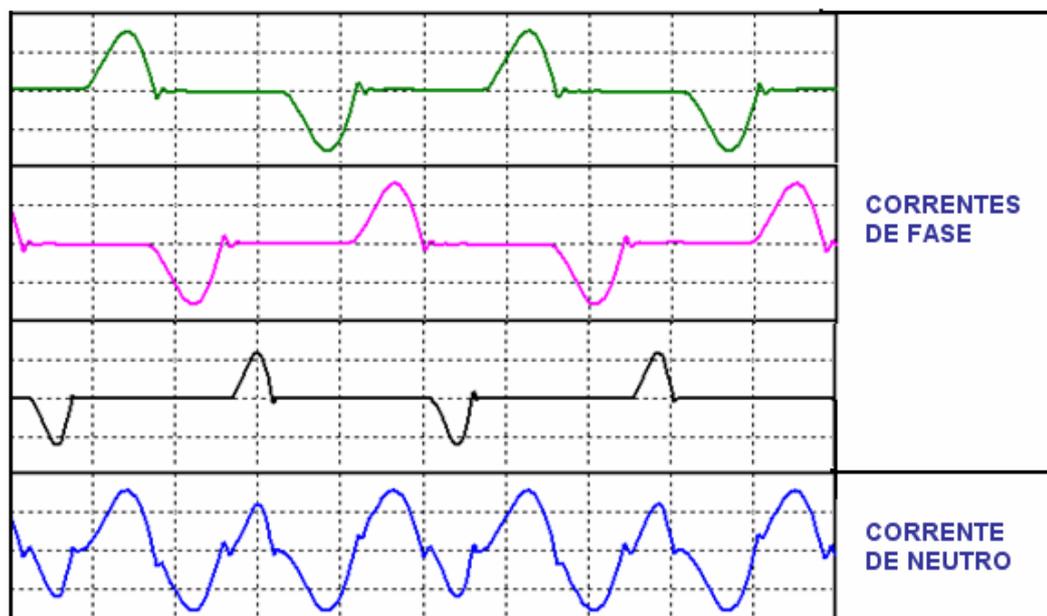


Figura 8.30 Relação entre correntes de fase e corrente de neutro.

### 8.3.4 Rede Trifásica 4

O quarto ensaio de coleta de dados está esquematizado pela Figura 8.31 e, como resultado, a estrutura de cargas desequilibradas tem a seguinte composição:

- Uma fase com carga similar à empregada no primeiro ensaio.
- Duas fases com um computador Dell.

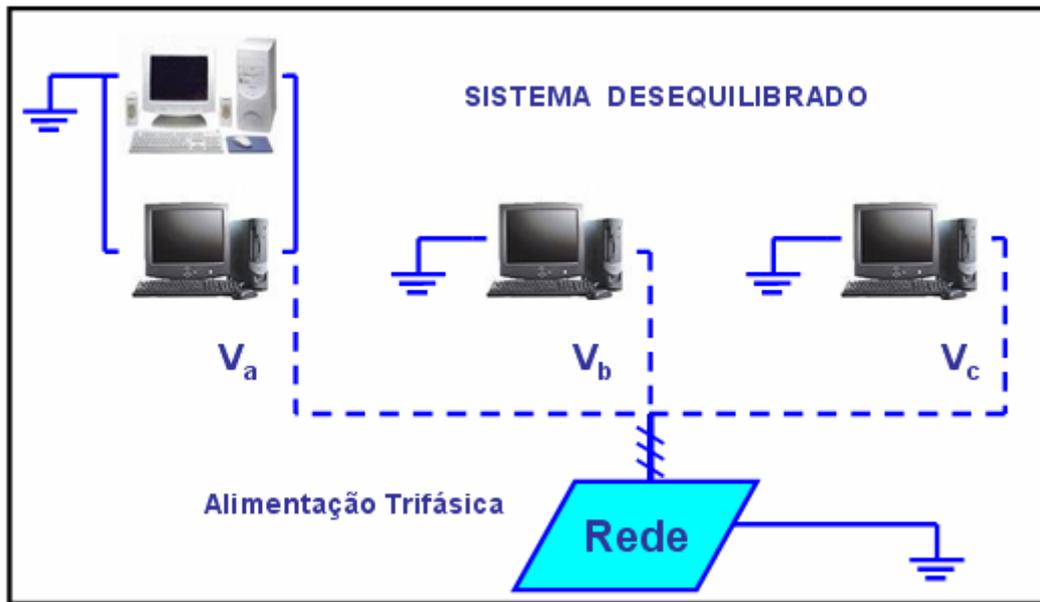


Figura 8.31 Rede trifásica de cargas desequilibradas: uma fase com carga diferente.

As formas de onda correspondentes a este ensaio estão representadas através da Figura 8.32.

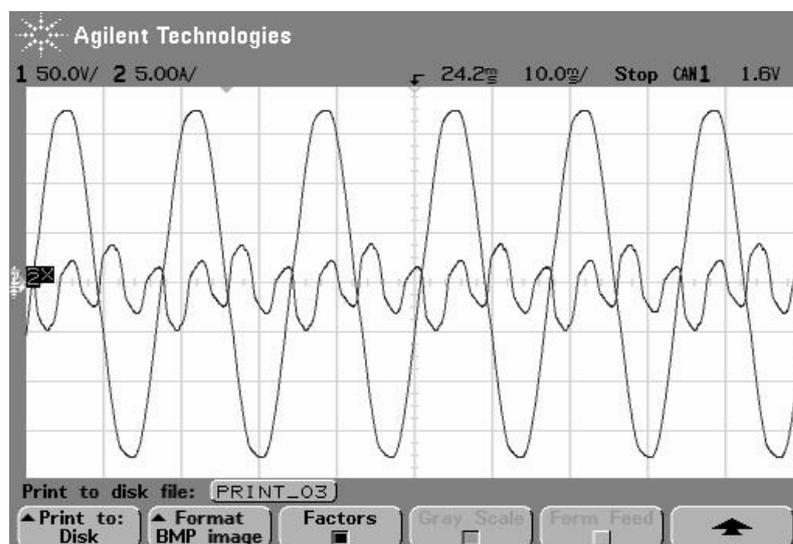


Figura 8.32 Formas de onda coletadas do osciloscópio.

Uma vez que este experimento consiste de uma combinação alternativa de cargas já analisadas nos experimentos anteriores, a informação de estimação de parâmetros necessária à composição das formas estimadas pode ser extraída a partir dos dados já analisados. Desta forma, os valores eficazes de corrente são dados a seguir:

- Corrente  $i_N(t)$  real:  $I_{ef} = 2,39$  A (valor medido).
- Corrente  $i_N(t)$  estimada:  $I_{ef} = 2,42$  A (valor estimado).

Figura 8.33 ilustra a reprodução das formas de onda analisadas em ambiente *ATP*.

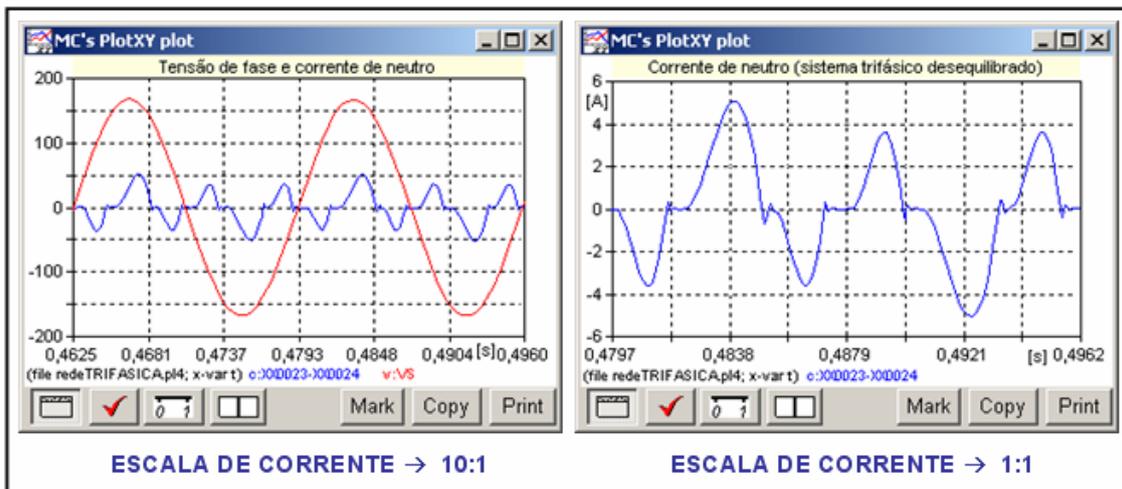


Figura 8.33 Reprodução das formas de onda em ambiente *ATP*.

Como ilustração final para este ensaio, a Figura 8.34 estabelece a relação entre correntes de fase e corrente de neutro do sistema trifásico analisado.

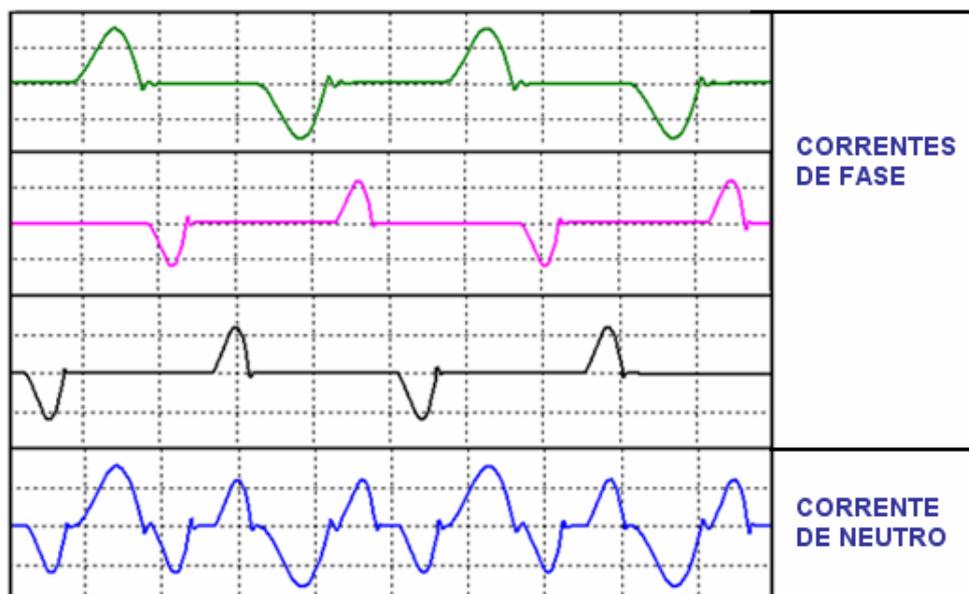


Figura 8.34 Relação entre correntes de fase e corrente de neutro.

### 8.3.5 Rede Trifásica 5

O quinto e último ensaio de coleta de dados foi conduzido segundo o esquema da Figura 8.35, a partir da qual a seguinte estrutura de cargas desequilibradas pode ser verificada:

- Uma fase com carga similar à empregada no primeiro ensaio.
- Uma fase com um computador Dell.
- Uma fase desprovida de carga.

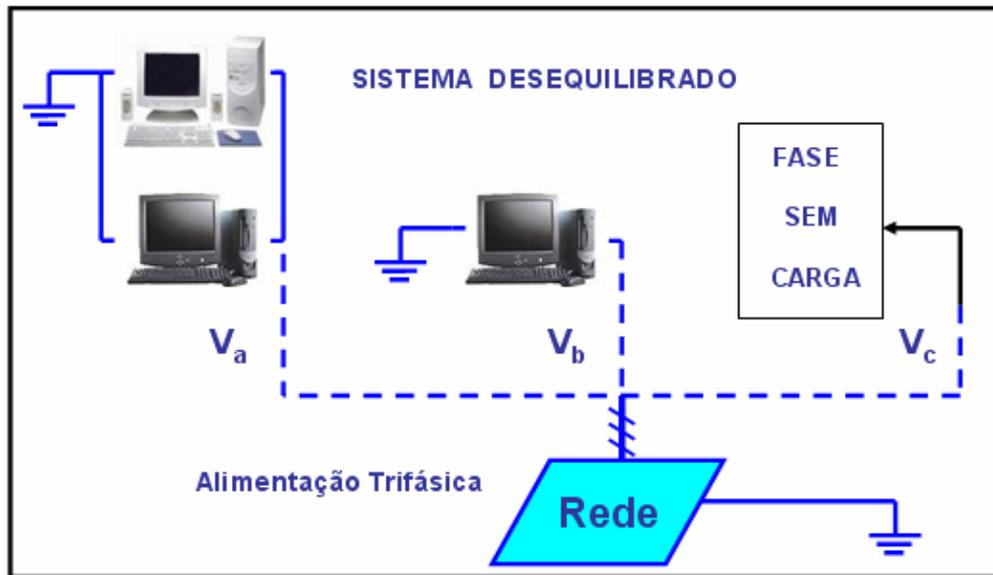


Figura 8.35 Rede trifásica de cargas desequilibradas: duas cargas diferentes e uma fase sem carga.

As formas de onda associadas a este último ensaio são mostrados pela da Figura 8.36 a seguir.

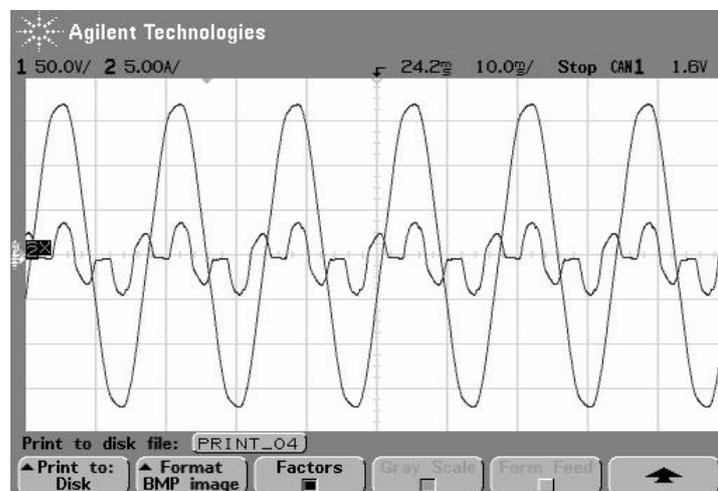


Figura 8.36 Formas de onda coletadas do osciloscópio.

Por analogia com os experimentos 3 e 4, os dados de estimação para este experimento podem ser extraídos a partir de análises anteriores (com experimentos formados por uma combinação alternativa de cargas similares). Como resultado, os valores eficazes de corrente são dados a seguir.

- Corrente  $i_N(t)$  real:  $I_{ef} = 2,15$  A (valor medido).
- Corrente  $i_N(t)$  estimada:  $I_{ef} = 2,17$  A (valor estimado).

Por fim, as formas de onda resultantes do processo de estimação são apresentadas a partir da Figura 8.37.

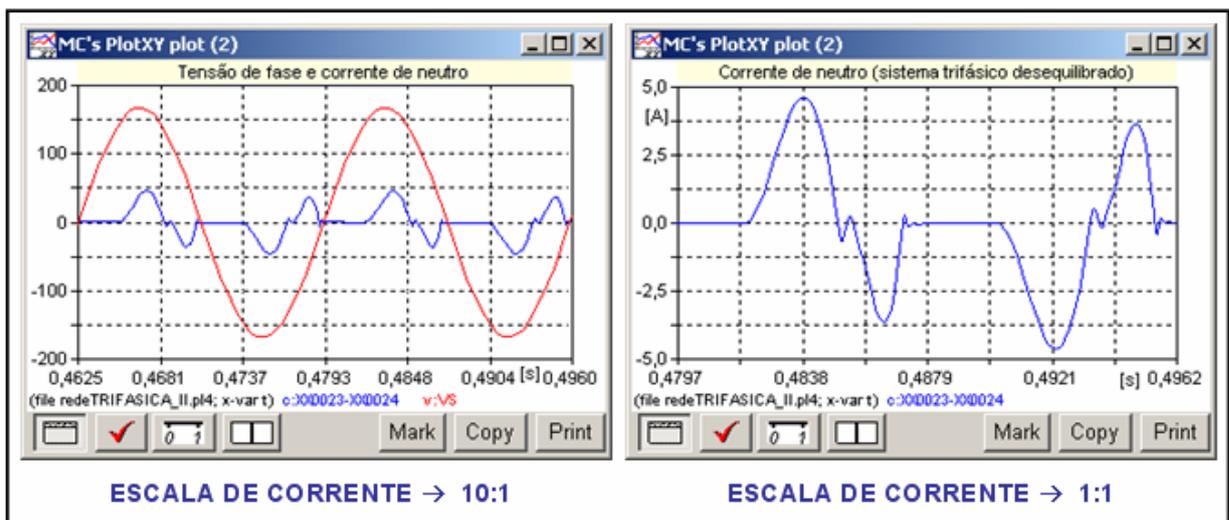


Figura 8.37 Reprodução das formas de onda em ambiente ATP.

Para este último ensaio envolvendo sistemas trifásicos (e por analogia com os ensaios anteriormente descritos), a Figura 8.38 representa a relação entre a corrente de neutro e as correntes de fase ativas.

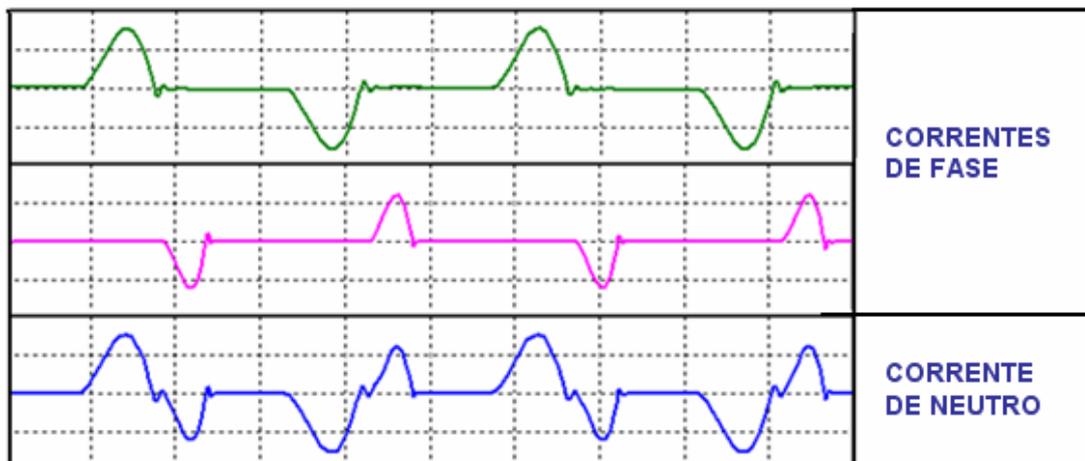


Figura 8.38 Relação entre correntes de fase e corrente de neutro.

### 8.3.6 Resultados

A Tabela 7.2 a seguir exibe a síntese final de valores dos parâmetros estimados a partir da montagem de plantas trifásicas. Os percentuais de erro verificados a partir dos dados de estimação indicam a adequação da informação resultante para a sua aplicação na análise dos sistemas elétricos considerados.

Tabela 7.2 Síntese de resultados (avaliação de redes de cargas monofásicas).

REDE	$I_{ef}$ (A)		
	Medido	Estim.	Erro (%)
1	3,4	3,3	2,9
2	2,89	2,64	8,7
3	3	2,85	5
4	2,39	2,42	1,3
5	2,15	2,17	0,9

## 8.4 CONCLUSÃO

Este capítulo sintetizou os resultados oriundos da etapa final de validação experimental do método de modelagem e estimação de parâmetros proposto neste trabalho. Desta forma, a partir da descrição de uma proposta de modelagem de determinadas estruturas de cargas não-lineares (detalhada nos capítulos acima), buscou-se uma validação do processo a partir de duas etapas.

A etapa inicial (descrita no capítulo 6) foi levada a efeito a partir da coleta de dados determinísticos gerados em ambiente de simulação a partir da reprodução das topologias de cargas não-lineares consideradas no capítulo 4 (Análise Qualitativa). A partir dos dados coletados por simulação, a natureza determinística do processo de estimação de parâmetros desenvolvido no capítulo 5 através de modelos físicos dinâmicos (expressos por equações dinâmicas lineares) conduziu a resultados com um grau de precisão significativo.

Por fim, a execução da etapa final de validação conduziu a aplicação do processo a partir de dados coletados experimentalmente e, portanto, uma vez finalizada a análise de dados extraídos de cargas individualmente consideradas (etapa descrita no capítulo anterior), este capítulo sumarizou os dados resultantes da análise de cargas dispostas a partir de conexão em rede.

O primeiro conjunto de ensaios foi executado considerando redes com alimentação monofásica. Verificou-se que a composição da rede segundo cargas similares (equipamentos eletrônicos iguais) gera formas de onda com características mais regulares (a exemplo do que ocorre com cargas individuais) e, como resultado, se obtém uma maior proximidade da forma de onda estimada em relação à forma de onda real. A partir de redes com cargas distintas, observa-se que a forma de onda estimada permite uma boa reprodução de características da forma de onda real quanto ao valor de pico e ao valor eficaz mas, em função de diferenças nas características geométricas, pode apresentar um maior erro na estimação do fator de crista (e, portanto, na forma de onda estimada).

O segundo e último conjunto de ensaios foi levado a efeito a partir de redes de cargas monofásicas com alimentação trifásica. Desta forma, a partir da aplicação das cargas (já consideradas em ensaios anteriores) para a concepção de uma planta trifásica, foi possível observar a influência dos elementos não-lineares sobre as correntes de neutro da instalação. Em oposição ao que ocorre em sistemas trifásicos com cargas lineares onde as correntes de fase se cancelam no condutor de neutro, sistemas trifásicos com cargas não-lineares apresentam correntes de fase com distorção harmônica que se somam neste condutor e podem conduzir a efeitos característicos desta natureza de sobrecarga de corrente: sobreaquecimento de condutores, falha em instrumentos de medição bem como operação irregular ou danificação de equipamentos em função da sobre tensão de ressonância gerada pelo conteúdo harmônico circulante. Tais apontamentos, conforme já mencionado no capítulo 2 deste trabalho, conduzem à necessidade de um sobredimensionamento dos condutores da instalação.

A partir da coleta de dados de tensão e corrente de neutro, durante a análise de sistemas trifásicos não-lineares, o método de modelagem proposto neste trabalho permitiu a estimação das correntes de fase e a conseqüente reconstrução da corrente de neutro viabilizando a análise de parâmetros necessários ao dimensionamento requerido para os condutores do sistema. De acordo com [33], condutores de um sistema elétrico podem ser dimensionados segundo critérios como capacidade de condução de corrente, queda de tensão, proteção contra correntes de sobrecarga, proteção contra correntes de curto-circuito, seções dos condutores neutro e de proteção, proteção contra contatos indiretos, entre outros.

## **CAPÍTULO 9**

## **CONCLUSÕES**

## 9 CONCLUSÕES

A proposta de modelagem desenvolvida neste trabalho visa à aplicação de um método não-invasivo desenvolvido no domínio do tempo e que envolve reduzido esforço computacional para a estimação de parâmetros relacionados às topologias de cargas lineares e não-lineares presentes em uma instalação elétrica. Através dos dados gerados pela mesma, o efeito da carga conectada a uma dada instalação poderá ser reproduzido por meio de simuladores comerciais permitindo o uso de parâmetros de desempenho para a quantificação dos níveis de distorção harmônica presentes. Desta forma, o desenvolvimento da proposta sintetizada segundo as considerações acima foi descrito a partir da seqüência de capítulos a seguir.

O capítulo 1, conforme já considerado, discorreu acerca de aspectos diversos relacionados ao tema de qualidade de energia enfatizando sua definição, aspectos históricos, normalização, organização do setor elétrico nacional e linhas de pesquisa relacionadas ao tema deste trabalho.

O capítulo 2 desenvolveu o conceito de qualidade de energia elétrica à luz da diversidade de perturbações da rede elétrica (explicitando causas e efeitos a partir da ação de agentes internos e externos à própria rede) e, por fim, conduziu as considerações finais à análise da distorção harmônica (como modalidade em particular pertencente à classe de perturbações da forma de onda) estabelecendo sua relação com a fonte geradora a ser analisada neste trabalho: a ação de cargas não-lineares conectadas à rede.

Dentro do conjunto de cargas não-lineares em uso, o objetivo do trabalho foi estabelecido em torno da análise de estruturas retificadoras e, em particular, da topologia monofásica em ponte completa com carga  $RC$  e filtro indutivo  $L$  de entrada, uma vez que representa a estrutura predominantemente empregada na concepção do módulo de potência como fonte de alimentação dos equipamentos eletrônicos em uso e, como consequência, é responsável pelo processamento (retificação) de grande parte da energia consumida na atualidade a partir dos níveis tensão de distribuição.

O capítulo 3 representou a primeira etapa de exposição de conceitos empregados na estratégia de modelagem descrita nos capítulos seguintes. Com o objetivo de explicitar a base conceitual utilizada, procedeu-se inicialmente à apresentação de um conceito geral de modelo e de práticas de modelagem, destacando-se a forma particular pela qual a modelagem proposta se insere neste contexto (na condição de modelagem matemática de natureza física

ou fenomenológica e, portanto, expressa por equações onde cada parâmetro apresenta um significado físico definido).

Na seqüência de exposição de conceitos, a classificação geral dos modelos e práticas de modelagem permitiu a particularização do tipo de modelo empregado. Segundo a estratégia de análise proposta, modelos lineares de natureza contínua são representados de uma forma aproximada através de modelos lineares discretos (e que, portanto, são representativos de sistemas discretos) cuja estrutura se mostra adequada ou mesmo necessária ao processamento de dados gerados externamente e, portanto, de natureza discreta (a exemplo de dados representativos de curvas formadas por  $N$  pontos amostrados segundo um dado período de amostragem  $T_s$ ).

Para tanto, procedeu-se à descrição de ferramentas matemáticas como aproximações analógico-discretas (para o mapeamento de pontos do espaço contínuo em um conjunto de pontos do plano discreto) e técnicas de solução de sistemas lineares sobredeterminados.

Uma vez particularizado o objetivo do trabalho a partir da análise de estruturas retificadoras (como os circuitos de potência predominantes no conjunto de cargas não-lineares ligadas à rede, conforme considerado no capítulo 2), o capítulo 4 dá seqüência a esta abordagem a partir da descrição da estrutura e da forma de operação das topologias de retificação empregadas em níveis de potência mais significativos: topologia em ponte completa (nas versões monofásica e trifásica com diferentes tipos de carga linear) e topologia do retificador trifásico em ponto médio (com carga RC e filtro indutivo L de entrada). Desta forma, estabeleceu-se a estratégia geral de representação dos sistemas físicos em análise (na condição de cargas inerentemente não-lineares) cuja dinâmica não-linear pode ser expressa através de modelos dinâmicos lineares aplicáveis segundo os intervalos de operação linear, conforme o método classicamente empregado na análise de circuitos não-lineares de potência.

O capítulo 5 aplicou os conceitos de modelagem apresentados no capítulo 3 às topologias lineares explicitadas no capítulo 4 (representativas, conforme já considerado, de circuitos não-lineares segundo condições particulares de operação) e, como resultado, obteve-se um conjunto de expressões algébricas para estimação de parâmetros físicos das estruturas retificadoras (componentes  $R$ ,  $L$  e  $C$ ) a partir de modelos dinâmicos discretos adequados à descrição de dados amostrados.

Uma vez apresentada a plataforma para a implementação dos modelos em ambiente computacional (a partir do Matlab versão 6.0), o capítulo 6 descreve os procedimentos iniciais de validação dos modelos a partir de dados gerados por simulação. Desta forma, verificou-se

a adequação da modelagem determinística para dados gerados por simulação a partir de resultados de estimação com reduzido erro percentual (elevado grau de precisão).

O capítulo 7 descreve a primeira etapa de validação experimental onde a mesma análise apresentada no capítulo 6 é estendida a curvas de tensão e corrente obtidas experimentalmente. Para tanto, curvas extraídas através do osciloscópio a partir de cargas individuais (retificadores construídos em ambiente de laboratório e equipamentos eletrônicos) foram submetidas ao mesmo processo de estimação. Para a análise de retificadores montados em laboratório, os dados resultantes foram confrontados com os valores reais a partir de tabelas similares às apresentadas na etapa de simulação. Para a análise de equipamentos eletrônicos (cargas com parâmetros desconhecidos), os valores resultantes da estimação foram empregados para a reprodução das curvas de tensão e corrente coletadas em simulação através do software *ATP*.

Por fim, o capítulo 8 sumarizou os resultados da aplicação desta estratégia de modelagem a conjuntos de cargas ligadas a um ponto comum de conexão à rede. Desta forma, foram executadas duas seqüências de ensaios de obtenção de curvas experimentais:

O primeiro conjunto de ensaios foi concebido dentro do contexto de sistemas monofásicos e, desta forma, procedeu-se à análise das estruturas a seguir:

- Rede de 2 computadores
- Rede de 4 computadores
- Rede de 5 computadores
- Rede de 5 computadores e impressora

O segundo e último conjunto de ensaios contemplou a análise de sistemas com alimentação trifásica e, como resultado, foram consideradas as estruturas descritas a seguir:

- Uma rede com pares iguais de computadores por fase (cargas equilibradas).
- Redes com 4 arranjos distintos de computadores por fase (cargas desequilibradas)

A reconstrução das formas de onda coletadas por meio de ambiente de simulação foi avaliada segundo três parâmetros distintos:

- Corrente máxima  $I_{\max}$  (que informa a magnitude das formas de onda).

- Corrente eficaz  $I_{ef}$  (que informa o nível de energia presente nas formas de onda).
- Fator de Crista FC (que, a partir da relação dos fatores acima, informa o grau de distorção harmônica nas formas de onda).

Segundo os objetivos deste trabalho, o último conjunto de ensaios foi de particular significado uma vez que permitiu a avaliação e dimensionamento dos efeitos da distorção harmônica gerada por cargas não-lineares sobre sistemas com alimentação trifásica a partir da análise da corrente elétrica que circula pelo condutor neutro da instalação.

Desta forma, em um sistema trifásico provido de cargas lineares, a defasagem existente entre as correntes de fase puramente senoidais gera o cancelamento das mesmas no condutor de neutro que, como consequência, pode ser dimensionado segundo critérios similares aos aplicados para os condutores de fase. Em contrapartida, a distorção harmônica resultante de cargas não-lineares em sistemas trifásicos altera as características geométricas das correntes de fase e elimina o cancelamento no condutor de neutro, cuja corrente corresponderá à soma das fases. Como resultado desta sobrecarga no condutor de neutro (característica de sistemas com distorção harmônica), verifica-se a necessidade de um critério para o seu adequado sobredimensionamento.

Ao longo do desenvolvimento desta proposta de modelagem, cogitou-se da aplicação de técnicas alternativas. De acordo com [35], a modelagem de cargas não-lineares em sistemas de distribuição é realizada a partir de recursos como regressão linear, aproximação hiperbólica, séries de potências, sistemas fuzzy e redes neurais.

Em oposição ao método aplicado, ferramentas de modelagem não-linear como redes neurais permitem o aproveitamento integral dos dados presentes em um ciclo de rede e não apenas do intervalo de operação linear, o que torna possível a retirada de informação presente no intervalo de não condução do circuito. O alcance desta ferramenta para modelagens desta natureza deverá ser avaliado em implementações futuras.

Como mais um recurso de modelagem não-linear, ferramentas de modelagem empírica (que, conforme as definições do capítulo 3, consistem de equações não baseadas na física do processo descrito) permitem a descrição da relação não-linear entre as curvas de tensão e corrente dos sistemas analisados e, no entanto, são parametrizadas por meio de grandezas sem significado físico relevante para estimação. Trata-se, portanto de uma proposta que pode ser

aplicada para a predição de curvas e que, todavia, não é adequada para estimação de parâmetros físicos.

Convém acrescentar ainda que, uma vez validada a eficácia do processo de estimação para dados de simulação, verificou-se que, em função de suas características determinísticas, havia um comprometimento de precisão para dados experimentais contaminados pela presença de um elemento adicional não modelado através das equações: o ruído da rede. O esforço para contornar esta dificuldade resultou em duas implementações distintas:

- Estimação a partir de modelagem estocástica através de um algoritmo para a estimação recursiva do ruído presente nos dados durante a solução do sistema linear (solução que corresponde à parametrização do ruído nas equações).
- Filtragem digital (solução aplicada neste trabalho e que corresponde à remoção parcial do ruído dos dados experimentais permitindo a aplicação das equações determinísticas do processo).

Os resultados parciais deste estudo sintetizados através de [36] e já validados experimentalmente foram submetidos e aceitos para integrar o conjunto de trabalhos da edição 2007 do International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2007). Esta nova edição do congresso ocorreu na cidade de Vigo, Espanha no período de 4 a 7 de junho. Estes resultados foram submetidos ainda à edição 2007 do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP 2007) através de [37]. Esta 9ª edição do COBEP ocorreu na cidade de Blumenau, Santa Catarina no período de 30 de setembro a 4 de outubro.

Os resultados parciais deste estudo sintetizados através deste documento e já validados experimentalmente foram submetidos e aceitos para integrar o conjunto de trabalhos da edição 2007 do International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2007) por meio de um artigo intitulado: “*Nonlinear Loads Parameters Estimation and Modeling*”. Esta nova edição do congresso ocorreu na cidade de Vigo, Espanha no período de 4 a 7 de junho. Foram submetidos ainda à edição 2007 do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP 2007) por meio de um trabalho intitulado “*Estimating and Modeling Nonlinear Load Parameters*”. Esta 9ª edição do COBEP ocorreu na cidade de Blumenau, Santa Catarina no período de 30 de setembro a 4 de outubro.

As perspectivas ou possibilidades advindas deste estudo em fase de aperfeiçoamento apontam para a definição de critérios e métodos mais apurados para a aquisição e tratamento de dados experimentais e avaliação dos parâmetros estimados.

Por fim, dentro do contexto global de avaliação do impacto de cargas não-lineares ou eletrônicas sobre a qualidade de energia fornecida pela rede, o mesmo processo poderá ser aplicado a outras topologias e mesmo novas propostas de estimação ainda não cogitadas poderão ser avaliadas, implementadas e validadas a posteriori.

## 10 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Bollen, M.H.J. Understanding Power Quality Problems. Voltage Sags and Interruptions IEEE Press, ISBN. 0-7803-4713-7, 2000.
- [2] Oleskovicz, M. Qualidade da Energia Elétrica: conceitos e definições direcionadas a sistemas industriais, II Workshop de Proteção. Estudos Avançados de Proteção de Motores em Média Tensão Schweitzer Engineering Laboratories, Comercial Ltda e Departamento de Engenharia Elétrica - Eesc/Usp, São Carlos, SP, 2005.
- [3] Saeed, A. E., Tantawi, M.; Youssef, K. Power Quality Phenomena in Academic Building, Porto Power Tech Conference, Portugal, set. 2001.
- [4] IEEE Std. 1159-1995, IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality; IEEE Standards Board, 1995.
- [5] Modelo Setorial Segundo o ONS, disponível em <http://www.ons.org.br>, extraído em 28 de junho de 2005.
- [6] Dias, G. A. D., Harmônicas em Sistemas Industriais, segunda edição, EDIPUCRS 2002.
- [7] IEEE Std. 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.
- [8] Subjak, J. S.; Mcquilkin, J. S. Harmonics – Causes, Effects, Measurements, and Analysis: An Update, IEEE Transactions on Industry Applications, Chicago, v. 26, nov/dez. 1990.
- [9] Koval, D.O.; Carter, C. Power quality characteristics of computer loads. Industry Applications Society Annual Meeting, v. 33, nov. 1996.
- [10] Modelling the power quality characteristics of computer loads Liang Jiao; Koval, D.; Salmon, J.; Xu, W.; Electrical and Computer Engineering, 1999 IEEE Canadian Conference on Volume 3, 9-12 May 1999 Page(s). 1283 - 1288 vol.3.
- [11] Reformat, M.; Woodford, D.; Wachal, R.; Tarko, N.J. Non-linear load modeling for simulations in time domain, Harmonics And Quality of Power. Greece, v. 1, 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power, v. 1, out. 1998.
- [12] Karlsson, D.; Hill, D.J. Modelling and identification of nonlinear dynamic loads in power systems, Power Systems, IEEE Transactions on Power Systems, Columbus, v. 9, fev. 1994.

- [13] Karimi, K.J.; Mong, A.C. Modeling nonlinear loads for aerospace power systems, 37<sup>th</sup> Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, 2002.
- [14] Aguirre, L.A.; A nonlinear correlation function for selecting the delay time in dynamical reconstructions, jul. 1995.
- [15] Luis Antônio Aguirre, Introdução à Identificação de Sistemas. Técnicas Lineares e Não-Lineares aplicadas a Sistemas Reais, Editora UFMG, Belo Horizonte (2000).
- [16] Dr. Fernando Soares dos Reis. 1995. Tese de Doutorado. Estudio y Criterios de Minimizacion y Evaluacion de las Interferências Eletromagneticas Conducidas en Los Convertidores CA-CC.
- [17] Nonintrusive Identification of Electrical Loads in a Three-Phase Environment Based on Harmonic Content, Cole, A.; Albicki, A.;
- [18] Algorithm for Non-Intrusive Identification of Residential Appliances, Cole, A.; Albicki, A.;
- [19] Data Extraction for Effective Non-Intrusive Identification of Residential Power Loads, Cole, A.; Albicki, A.;
- [20] Exploration on Load Signatures, Lee, W. K., Fung, G., S., K.; Lam, H., Y.; Chan, F.; H., Y.; Lucente, M.;
- [21] Electrical Load Monitoring and Control in the Domestic Environment, Hancke, G., P.; Vrey, D.;
- [22] Identification of Three Phase Generic Load Model Parameters Using Field Measurements, Gul, O.;
- [23] Sensitivity of Harmonic Load Model Parameters to Voltage and Current Waveforms, Gul, O., Milanovic, J.V.;
- [24] Correlations of Noise Waveforms at different outlets in a power-line network, Kawagushi, A.; Hiraku O., Takaya Y., Katayama, M.;
- [25] Impact of Aggregate Linear Load Modeling on Harmonic Analysis: a Comparison of Common Practice and Analytical Models, Gul, O., Milanovic, J.V.;
- [26] Modeling of Linear Components for Harmonic Studies, Hatziadoniu, C. J.;
- [27] Voltage Distortion Influence on Current Signatures in Non-Linear Loads, Hatziadoniu, C. J.;
- [28] Qualidade de Energia Elétrica na Indústria, Afonso, J. L.; Martins, J. S.; Ciclo de Seminários – As oportunidades das ameaças: A qualidade de energia elétrica, EUVEO, pp. 1-35.

- [29] Dallagnol Filho, V., A. *Identificação de Sistemas Não-Lineares com modelos NARMAX aplicada a um poço de petróleo operando por injeção contínua de gás*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- [30] Katz, P. *Digital Control Using Microprocessors*. Prentice-Hall, 1981.
- [31] Qualidade de energia: Harmônicas; Workshop – Instalações Elétricas de Baixa Tensão.
- [32] Tredinnick, M.R.A.C.; Souza, M.L.O.; Souza, L.C.G. An analytical approach for discrete controllers design using a new S-Z mapping with two tuning parameters. SAE, 2002.
- [33] Ademaro A. M. B. Cotrim, *Instalações Elétricas*, Makron Books, SP (1992).
- [34] Qualidade de Energia Elétrica nas Redes Industriais – Estudo de Casos, Líbano, F. B.; Braga, R. A. M.;
- [35] Modelagem de cargas não-lineares em sistemas elétricos de potência, Galhardo, M. A.B.; Pinho, J.T.; V SBQEE - Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia.
- [36] Nonlinear Loads Parameters Estimation and Modeling, Souza, R. N. S.; Coutinho, D.F.; Dos Reis, F. S.; Ribeiro, P. F.;
- [37] Estimating and Modeling Nonlinear Load Parameters, Souza, R. N. S.; Coutinho, D.F.; Dos Reis, F. S.; Ribeiro, P. F.;