



Universidade Federal do Pará
Instituto de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

TESE DE DOUTORADO

**Contribuições ao Estudo da Compensação de
Harmônicos em Sistemas de Energia Elétrica**

TD – 09 / 2006

Autor: Marcos André Barros Galhardo
Orientador: Dr. -Ing. João Tavares Pinho

Dezembro / 2006

G155c

Galhardo, Marcos André Barros

Contribuições ao estudo da compensação de harmônicos em sistemas de energia elétrica / Marcos André Barros Galhardo; orientador, João Tavares Pinho.-2006

Tese (doutorado) - Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2006.

1. Sistemas de energia elétrica. 2. Energia elétrica- transmissão. 3. Harmônicos (ondas elétricas). 4. Carga e distribuição elétrica. I. orientador. II. título.

CDD 22. ed. 621.319

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO DA COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS EM
SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA**

Autor: Marcos André Barros Galhardo
Orientador: Dr. -Ing. João Tavares Pinho

TD – 09 / 2006

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Pará (UFPA), como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Prof. Dr. João Tavares Pinho (Orientador)
Prof. Dr. Roberto Zilles - IEE/USP
Prof. Dr. Osvaldo Ronald Saavedra Mendez - PPGEE/DEE/UFMA
Prof. Dr. Jurandyr Nascimento Garcez - PPGEE/UFPA
Prof. Dr. Tadeu da Mata Medeiros Branco - PPGEE/UFPA
Prof. Dr. Ubiratan Holanda Bezerra - PPGEE/UFPA

Belém – Pará – Brasil, dezembro de 2006.

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO DA COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS EM
SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA

TESE SUBMETIDA AO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA (PPGEE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ (UFPA), COMO
PARTE DOS REQUISITOS EXIGIDOS PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE DOUTOR
EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

APROVADA EM: 06/12/2006.

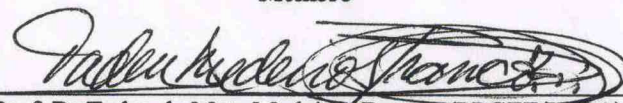
BANCA EXAMINADORA:


Prof. Dr. -Ing. João Tavares Pinho (PPGEE/UFPA)
Orientador



Prof. Dr. Roberto Zilles (IEE/USP)
Membro


Prof. Dr. Osvaldo Ronald Saavedra Mendez (PPGEE/DEE/UFMA)
Membro


Prof. Dr. Jurandyr Nascimento Garcez (PPGEE/UFPA)
Membro


Prof. Dr. Tadeu da Mata Medeiros Branco (PPGEE/UFPA)
Membro


Prof. Dr. Ubiratan Holanda Bezerra (PPGEE/UFPA)
Membro


Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes
Coordenador do PPGEE/UFPA

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO DA COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS EM
SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA

TESE SUBMETIDA AO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA (PPGEE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ (UFPA), COMO PARTE DOS REQUISITOS EXIGIDOS PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

APROVADA EM: 06/12/2006.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. -Ing. João Tavares Pinho (PPGEE/UFPA)
Orientador

Prof. Dr. Roberto Zilles (IEE/USP)
Membro

Prof. Dr. Osvaldo Ronald Saavedra Mendez (PPGEE/DEE/UFMA)
Membro

Prof. Dr. Jurandyr Nascimento Garcez (PPGEE/UFPA)
Membro

Prof. Dr. Tadeu da Mata Medeiros Branco (PPGEE/UFPA)
Membro

Prof. Dr. Ubiratan Holanda Bezerra (PPGEE/UFPA)
Membro

Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes
Coordenador do PPGEE/UFPA

RESUMO

Esta tese enfoca o estudo de métodos para compensação de harmônicos em sistemas de energia elétrica e aborda diversos aspectos relacionados à presença de harmônicos nos mesmos, como a apresentação de conceitos e definições em sistemas não-senoidais e estratégias de compensação de potência.

Enfatiza-se neste estudo, exemplificado por meio de medições e simulações realizadas, a influência da forma de onda de alimentação sobre cargas não-lineares; a interação harmônica entre a tensão de suprimento e a corrente das cargas, devido à impedância série do sistema; e a influência mútua entre cargas não-lineares em paralelo, como possível forma de atenuação de harmônicos.

Para simular e predizer o impacto causado por cargas não-lineares em um sistema, assim como a implementação de ações para mitigar esses impactos, visando à melhoria da qualidade da energia, é necessário o conhecimento das respostas das mesmas. Como produto do presente trabalho, destacam-se as técnicas desenvolvidas para a modelagem de cargas não-lineares sob diferentes condições de alimentação, em especial o uso de técnicas de inteligência computacional, como o sistema *neuro-fuzzy* e as redes neurais artificiais; assim como o emprego da série de Volterra para predição do comportamento das cargas.

ABSTRACT

This thesis focuses on the study of methods for harmonic compensation in electrical power systems and discusses various aspects related to the presence of harmonics on them, such as the presentation of concepts and definitions in nonsinusoidal systems and strategies of power compensation.

Exemplified by measurements and simulations the following topics are emphasized in this study: the influence of supply waveforms on nonlinear loads; the harmonic interaction between the supply voltage and the load currents, due to the system series impedance; and the mutual influence between nonlinear shunt loads, as a possible way of harmonic reduction.

To simulate and predict the impact caused by nonlinear loads in a system, as well as the implementation of actions to mitigate these impacts in order to improve power quality, it is necessary to know the response of these loads. As a product of the present work, the development of techniques for modeling nonlinear loads under different supply conditions is emphasized, especially those using computational intelligence, such as the neuro-fuzzy system and the artificial neural network; as well as the use of Volterra series for load behavior prediction.

AGRADECIMENTOS

Expresso minha gratidão a todas as pessoas que contribuíram para a realização deste trabalho, em especial:

Ao Prof. João Pinho por sua orientação ao longo de 8 anos (desde a graduação). Pela confiança, apoio e lições aprendidas.

Ao Prof. Roberto Zilles pela oportunidade de estágio de doutoramento e pela permissão para realização de medições utilizando os equipamentos do Laboratório de Sistemas Fotovoltaicos (LSF/IEE/USP).

Aos membros da banca examinadora, por suas valiosas sugestões para melhoria do trabalho.

Aos membros do Grupo de Estudos e Desenvolvimento de alternativas Energéticas (GEDAE), pela amizade e colaboração, principalmente para aqueles que se mostraram dispostos a ajudar.

Pelo amparo de meus pais, minha família e meus amigos.

Agradeço também:

Ao CNPq pela concessão da bolsa de doutoramento.

Pela infra-estrutura utilizada do GEDAE, do LSF, do PIPGE (Programa Interunidades de Pós-Graduação em Energia) da Universidade de São Paulo (USP) e do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Pará (UFPA).

E sobretudo a Deus.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	1
 CAPÍTULO 1 - CONCEITOS E DEFINIÇÕES EM SISTEMAS NÃO-SENOIDAIIS	
1.1 - Introdução.....	4
1.2 - Definições	4
1.3 - Componentes da Potência Aparente.....	7
1.4 - Componentes da Potência Instantânea	19
1.5 - Definições propostas pelo IEEE para Sistemas Trifásicos Desbalanceados e Não-Senoidais	25
1.6 - Outras Considerações para Sistemas Polifásicos	31
1.7 - Comentários.....	33
 CAPÍTULO 2 - MITIGAÇÃO DE HARMÔNICOS NO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA	
2.1 - Introdução.....	34
2.2 - Atribuição de Responsabilidades	34
2.3 - Normas e Recomendações para Limitação de Harmônicos	35
2.4 - Mitigação de Componentes Harmônicas	42
2.5 - Comentários.....	65
 CAPÍTULO 3 - MODELAGEM DE CARGAS NÃO-LINEARES DO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA	
3.1 - Introdução.....	66
3.2 - Série de Potência com Coeficientes Complexos.....	66
3.3 - Utilização de Inteligência Artificial para a Modelagem de Cargas Não-Lineares... 68	68
3.3.1 - Sistema Neuro-Fuzzy	68
3.3.2 - Redes Neurais Artificiais para Modelagem de Cargas Não-Lineares do Sistema de Energia Elétrica sob Diferentes Condições de Alimentação	71
3.4 - Utilização da Série de Volterra com Funções Ortonormais de Laguerre para a Modelagem de Cargas Não-Lineares sob Várias Condições de Excitação	92
3.4.1 - Emprego da Série de Volterra na Modelagem de Sistemas Não-Lineares.....	92

3.4.2 - Funções Base Ortonormais	95
3.4.3 - Modelo desenvolvido	99
3.5 - Comentários	107
 CAPÍTULO 4 - INFLUÊNCIA MÚTUA ENTRE HARMÔNICOS E CARGAS NÃO-LINEARES	
4.1 – Introdução	108
4.2 - Influência da Forma de Onda de Alimentação e Nível de Tensão em Cargas Não-Lineares	108
4.2.1 - Estudo de Caso: Sistemas de Geração de Pequeno Porte com Fontes Renováveis	118
4.3 - Simulações da Influência entre as Cargas	127
 CONCLUSÕES	 137
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	 140

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO 1

Figura 1.1 – (a) Defasamento entre tensão e corrente na frequência fundamental versus ângulo de corte; (b) Q_I versus ângulo de corte.	9
Figura 1.2 – Curva $I \times V$, resultará em $Q = 0$	9
Figura 1.3 – Formas de onda de (a) Tensão e (b) Corrente.	10
Figura 1.4 – Formas de onda de tensão e corrente.	21
Figura 1.5 - Forma de onda da potência instantânea (na indicação, a potência ativa do sistema).	22
Figura 1.6 – Espectro harmônico de amplitude da potência instantânea.	22
Figura 1.7 – Potência aparente aritmética (S_A) e vetorial (S_V) em um sistema desbalanceado e não-senoidal.	26
Figura 1.8 – Sistema trifásico desbalanceado com cargas não-lineares.	30
Figura 1.9 – Variação da THD de corrente em cada fase nos 50 casos simulados.	30
Figura 1.10 – Perda nos condutores em função do quadrado da potência aparente.	31

CAPÍTULO 2

Figura 2.1 – Modelo utilizado para identificação das fontes de distorção no PAC.	34
Figura 2.2 – Limites máximos do espectro de amplitude para diferentes categorias de equipamentos: (a) Classe A; (b) Classe B; (c) Classe C; (d) Classe D.	38
Figura 2.3 – Retificador suprindo carga indutiva.	43
Figura 2.4 – Circuito equivalente por fase do retificador com carga indutiva.	44
Figura 2.5 – (a) Tensão fase-terra no PAC; (b) corrente suprida de entrada e no lado CC (fase A).	44
Figura 2.6 – Retificador suprindo carga capacitiva.	45
Figura 2.7 – Circuito equivalente por fase do retificador com carga capacitiva.	45
Figura 2.8 – (a) Tensão fase-terra no PAC e tensão na saída do retificador; (b) corrente de entrada (fase A).	45
Figura 2.9 – Espectro harmônico de amplitude da corrente de linha em relação à componente fundamental.	47
Figura 2.10 – Corrente da carga sob a influência de filtros passivos em paralelo.	47
Figura 2.11 – Filtro híbrido instalado em paralelo com carga em fonte de corrente.	48
Figura 2.12 – Resposta em frequência da impedância do sistema.	49
Figura 2.13 – Retificador Monofásico com CFP, tipo “boost”.	50
Figura 2.14 – Tensão (azul) e corrente de entrada multiplicada por 20 (vermelho).	50
Figura 2.15 – Filtro ativo atuando no lado CA.	51
Figura 2.16 – Filtro ativo deslocado para o lado DC.	51
Figura 2.17 – Conversor RH atuando como uma fonte de corrente em paralelo.	52
Figura 2.18 – Conversor RH proposto em [67].	52
Figura 2.19 – Filtro Ativo Shunt.	53
Figura 2.20 – (a) 30 % e (b) 100 % de THD produzida pela corrente de carga.	54
Figura 2.21 – Esquema para compensação ativa no lado da carga.	58
Figura 2.22 – Tensões medidas fase-neutro e fase-fase.	59

Figura 2.23 – Correntes medidas em cada fase e no neutro.....	59
Figura 2.24 – Espectro de amplitude da componente de corrente de sequência zero.....	60
Figura 2.25 – Espectro de amplitude da componente de corrente de sequência positiva.....	60
Figura 2.26 – Espectro de amplitude da componente de corrente de sequência negativa.....	61
Figura 2.27 – Correntes supridas pela fonte.....	62
Figura 2.28 – Correntes injetadas pelo filtro.....	63
Figura 2.29 – Correntes em cada fase suprida pela fonte e no condutor neutro.....	63
Figura 2.30 – Correntes supridas pelo filtro ativo.....	64
Figura 2.31 – Correntes supridas pela fonte.....	64
Figura 2.32 – Correntes supridas pelo filtro.....	65

CAPÍTULO 3

Figura 3.1 - Espectro de amplitude e fase da corrente medida.....	67
Figura 3.2 - Corrente medida (-) e resposta do modelo (*).	68
Figura 3.3 – Sistema de inferência neuro-fuzzy adaptativo implementado.....	69
Figura 3.4 – Dados fornecidos para o treinamento.....	70
Figura 3.5 – Corrente medida (-) e modelada (*).	70
Figura 3.6 – Validação do modelo em um outro intervalo da medição.....	71
Figura 3.7 - Modelo implementado.....	73
Figura 3.8 – Rede neural utilizada.....	73
Figura 3.9 - Tensão de alimentação senoidal e corrente solicitada pelo aparelho de TV.....	74
Figura 3.10 - Dados fornecidos para treinamento.....	74
Figura 3.11 – Superposição das correntes medida (-) e modelada (*).	75
Figura 3.12 – Comparação entre as correntes medida (-) e modelada (*).	75
Figura 3.13 – Forma de onda da corrente medida (-) e resposta do modelo para a medição realizada na lâmpada PL (*).	76
Figura 3.14 – Superposição das correntes medida (-) e modelada (*) para um aparelho de ar-condicionado.....	77
Figura 3.15 – Modelo implementado (caso 2).	77
Figura 3.16 – Rede Neural simulada.....	78
Figura 3.17 – Detalhe da 1ª camada escondida.....	78
Figura 3.18 – Detalhe da camada de saída.....	78
Figura 3.19 – Distúrbio na tensão de alimentação de uma fase e comportamento da corrente da carga.....	79
Figura 3.20 – Superposição das formas de onda das correntes medida (-) e modelada (*).	81
Figura 3.21 – Tensão em regime (gráfico superior) e corrente medida superposta à modelada (gráfico inferior: medido (-) e modelado (*)).	81
Figura 3.22 – Modelo implementado (caso 3).	83
Figura 3.23 – Formas de onda de tensão fornecidas a carga modelada.....	84
Figura 3.24 - Espectro medido (preto) e modelado (cinza) (excitação senoidal).	85
Figura 3.25 - Espectro medido (preto) e modelado (cinza) (excitação quadrada modificada).	85
Figura 3.26 – Espectro medido (preto) e modelado (cinza) (excitação quadrada).	85

Figura 3.27 – Correntes medida e modelada (excitação quadrada modificada).	86
Figura 3.28 – Modelo implementado (caso 4).	86
Figura 3.29 – Tensão (gráfico superior) e corrente da carga (gráfico inferior) para a alimentação senoidal.	87
Figura 3.30 – Tensão (gráfico superior) e corrente da carga (gráfico inferior) para a alimentação quadrada modificada.	88
Figura 3.31 – Tensão (gráfico superior) e corrente da carga (gráfico inferior) para a alimentação quadrada.	88
Figura 3.32 – Espectro de amplitude das correntes medida e modelada (excitação senoidal).	89
Figura 3.33 – Espectro de fase das correntes medida e modelada (excitação senoidal).	89
Figura 3.34 – Espectro de amplitude das correntes medida e modelada (excitação quadrada).	90
Figura 3.35 – Espectro de fase das correntes medida e modelada (excitação quadrada).	90
Figura 3.36 – Espectro de amplitude das correntes medida e modelada (excitação quadrada modificada).	90
Figura 3.37 – Espectro de fase das correntes medida e modelada (excitação quadrada modificada).	91
Figura 3.38 – Corrente medida (-) e modelada (*) (excitação senoidal).	91
Figura 3.39 – Corrente medida (-) e modelada (*) (excitação quadrada modificada).	91
Figura 3.40 – Corrente medida (-) e modelada (*) (excitação quadrada).	92
Figura 3.41 – Representação esquemática de um sistema por série de Volterra.	94
Figura 3.42 – Modelo utilizando funções base ortonormais com dinâmica de Laguerre.	98
Figura 3.43 – Função de Laguerre (domínio do tempo) de ordem 2.	98
Figura 3.44 – Função de Laguerre (domínio do tempo) de ordem 36.	99
Figura 3.45 – Tensão senoidal aplicada e corrente na carga.	100
Figura 3.46 – Tensão quadrada (deformada) aplicada e corrente na carga.	100
Figura 3.47 – Tensão quadrada modificada aplicada e corrente na carga.	100
Figura 3.48 – Tensão quadrada aplicada e corrente na carga.	101
Figura 3.49 – Núcleo de 1ª ordem estimado para o modelo.	102
Figura 3.50 – Núcleo de 2ª ordem estimado para o modelo.	102
Figura 3.51 – Comparação entre as correntes medida e modelada para a excitação senoidal.	103
Figura 3.52 – Comparação entre as correntes medida e modelada para a excitação quadrada deformada.	103
Figura 3.53 – Comparação entre as correntes medida e modelada para a excitação quadrada modificada.	103
Figura 3.54 – Comparação entre as correntes medida e modelada para a excitação quadrada.	104
Figura 3.55 – Corrente medida e modelada para tensão de 0,9 p.u. aplicada.	104
Figura 3.56 – Corrente medida e modelada para tensão de 1,1 p.u. aplicada.	105
Figura 3.57 – Espectros harmônicos de amplitude das correntes medida e modelada para tensão aplicada de 0,9 p.u.	105
Figura 3.58 – Erros nas amplitudes harmônicas do modelo.	106
Figura 3.59 – Espectros harmônicos de amplitude das correntes medida e modelada para tensão aplicada de 1,1 p.u.	106
Figura 3.60 – Erros nas amplitudes harmônicas do modelo.	106

CAPÍTULO 4

Figura 4.1 - Formas de onda da tensão aplicada (gráfico superior) e da corrente (gráfico inferior) em um microcomputador.....	109
Figura 4.2 - Tensão aplicada sobre a carga com THD_v constante.....	112
Figura 4.3 - Variação da THD_i com a mudança do ângulo de fase da terceira componente harmônica da tensão.....	112
Figura 4.4 - Variação da amplitude das componentes harmônicas ímpares da corrente (3^a a 19^a) com a mudança de fase do terceiro harmônico da tensão.....	112
Figura 4.5 - Variação da fase das componentes harmônicas ímpares da corrente (1^a a 9^a) com a mudança de fase do terceiro harmônico da tensão.....	113
Figura 4.6 - Variação da impedância de curto-circuito do sistema.....	113
Figura 4.7 - Mudanças na THD_i com a variação da THD_v para diferentes capacidades de curto-circuito ($X/R = 0,25$).....	114
Figura 4.8 - Mudanças na THD_i com a variação da THD_v para diferentes capacidades de curto-circuito ($X/R = 1,88$).....	114
Figura 4.9 - Microcomputadores compartilhando a mesma tensão de suprimento (V).....	115
Figura 4.10 - Fluxograma da interação harmônica entre a corrente e a tensão.....	116
Figura 4.11 - Corrente total das 5 cargas em paralelo (medida e modelada).....	116
Figura 4.12 - Tensão no ponto de compartilhamento do suprimento das cargas (medida e modelada).....	117
Figura 4.13 - Variação da THD_i e da THD_v com o número de unidades em paralelo.....	117
Figura 4.14 - (a) Cargas idênticas em paralelo do tipo retificador com filtro capacitivo; (b) circuito equivalente.....	118
Figura 4.15 - Sistema híbrido para suprimento de eletricidade.....	119
Figura 4.16 - Tensão na saída do inversor Q1.....	121
Figura 4.17 - Forma de onda da corrente das cargas sob a alimentação do inversor Q1.....	122
Figura 4.18 - Tensão na saída do inversor R1.....	122
Figura 4.19 - Forma de onda da corrente das cargas sob a alimentação do inversor R1.....	122
Figura 4.20 - Tensão na saída do inversor M1.....	122
Figura 4.21 - Forma de onda da corrente das cargas sob a alimentação do inversor M1.....	123
Figura 4.22 - Tensão na saída do inversor S1.....	123
Figura 4.23 - Forma de onda da corrente das cargas sob a alimentação do inversor S1.....	123
Figura 4.24 - Espectro harmônico de amplitude de corrente das cargas com a alimentação do inversor Q1.....	124
Figura 4.25 - Espectro harmônico de amplitude de corrente das cargas com a alimentação do inversor S1.....	124
Figura 4.26 - Espectro harmônico de amplitude de corrente das cargas com a alimentação do inversor Q2.....	124
Figura 4.27 - Espectro harmônico de amplitude da corrente das lâmpadas alimentadas com diferentes formas de onda.....	126
Figura 4.28 - Sistema simulado.....	128
Figura 4.29 - Tensão fase-neutro no PAC.....	128
Figura 4.30 - Formas de onda de corrente na fase A: (a) cargas monofásicas; (b) carga trifásica; (c) corrente total.....	129
Figura 4.31 - Espectro de amplitude e fase da corrente: corrente das cargas monofásicas (fase A).....	130
Figura 4.32 - Espectro de amplitude e fase da corrente: corrente das carga trifásica (fase A).....	130
Figura 4.33 - Espectro de amplitude e fase da corrente total (fase A).....	130

Figura 4.34 - Espectros de amplitude das correntes na fase A.	131
Figura 4.35 - Circuito utilizado para medição.	131
Figura 4.36 - Forma da corrente de 2 lâmpadas PL: isoladas (gráfico superior) e em paralelo com uma TV (gráfico inferior).	132
Figura 4.37 - Espectro de amplitude das correntes das lâmpadas, da TV e da corrente total.	133
Figura 4.38 - Espectro de amplitude das 2 lâmpadas sem e com a TV em paralelo.	134
Figura 4.39 - Espectro de amplitude da TV sem e com as lâmpadas em paralelo.	134
Figura 4.40 - Comparação do espectro de fase das lâmpadas (isoladas e com a TV em paralelo).	135
Figura 4.41 - Comparação do espectro de fase da TV (isolada e com as lâmpadas em paralelo).	135
Figura 4.42 - Comparação dos espectros da corrente nas 2 lâmpadas, para diferentes ajustes da imagem da TV em paralelo.	136

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO 1

Tabela 1.1 – Componentes harmônicas de tensão e corrente.	21
--	----

CAPÍTULO 2

Tabela 2.1 – Classificação dos equipamentos.	36
Tabela 2.2 – Limite harmônico - Classe D.	37
Tabela 2.3 – Limite harmônico - Classe A.	37
Tabela 2.4 – Limite harmônico - Classe B.	37
Tabela 2.5 – Limite harmônico - Classe C.	38
Tabela 2.6 – Limites de distorção da corrente para sistemas de distribuição (120 V a 69 kV).	40
Tabela 2.7 – Limites de distorção da corrente para sistemas de sub-transmissão (69.001 V a 161 kV).	40
Tabela 2.8 – Limites de distorção de corrente para sistemas de transmissão (>161 kV), geração distribuída e co-geração.	40
Tabela 2.9 – Limites de distorção de tensão.	40
Tabela 2.10 – Limites globais de tensão expressos em percentagem da tensão fundamental.	41
Tabela 2.11 – Limites individuais expressos em percentagem da tensão fundamental.	42
Tabela 2.12 – Parâmetros elétricos medidos.	61
Tabela 2.13 – Valores de tensão na frequência fundamental.	62
Tabela 2.14 – potência total solicitada.	62

CAPÍTULO 3

Tabela 3.1 - Valores calculados dos coeficientes complexos.	68
--	----

CAPÍTULO 4

Tabela 4.1 - Grandezas elétricas calculadas para as diferentes formas de onda da figura 4.1.	109
Tabela 4.2 - Valores fixados para a tensão de alimentação.	112
Tabela 4.3 - Inversores utilizados nos testes.	120
Tabela 4.4 - Medição nos lados CA e CC dos inversores Q1, R1, M1, e S1, alimentando 4 lâmpadas PL.	125
Tabela 4.5 - Cargas alimentadas isoladamente e em paralelo com outra carga.	132

INTRODUÇÃO

O termo “Qualidade da Energia” tem ganhado cada vez mais notoriedade nos últimos anos, pois se tem convertido em uma questão de grande interesse tanto para as companhias responsáveis pela geração, transmissão e distribuição de energia elétrica, quanto para os fabricantes de equipamentos e os consumidores finais.

A eletricidade é tida hoje como um produto; as companhias geradoras e distribuidoras de eletricidade estão sujeitas às responsabilidades associadas aos danos causados por um produto defeituoso. Esse produto deve ser confiável e fornecido com determinadas características regulamentadas, as quais devem ser medidas, garantidas, preditas e melhoradas.

De uma forma geral, a qualidade de energia de um sistema elétrico abrange a combinação da disponibilidade do suprimento elétrico junto com a presença de formas de ondas de tensão e corrente, sem que as mesmas prejudiquem o funcionamento dos diferentes equipamentos e/ou das instalações que o constituem. Entretanto, o conceito de Qualidade da Energia não está somente relacionado a aspectos técnicos, visto que pode englobar outros fatores, como por exemplo, ambientais, contratuais, sociais e econômicos.

A tensão de suprimento para as instalações consumidoras em um sistema elétrico de potência, deve, por contrato, ser senoidal. No entanto, esta condição dificilmente é encontrada na prática, devido à presença de harmônicos de tensão e corrente no sistema elétrico, que podem se constituir em distúrbios para o mesmo, ocasionados pela distorção das formas de ondas da tensão e da corrente em relação a uma forma de onda senoidal.

As concessionárias de energia elétrica fornecem, em geral, uma tensão cuja forma de onda é muito próxima a uma senóide. Porém, com a conexão de cargas com características não-lineares na rede elétrica, haverá a circulação de correntes com conteúdo harmônico, provocando a distorção da onda senoidal de tensão em diversos pontos da rede (esta distorção depende da intensidade e forma de onda da corrente e da impedância da linha) e podendo ocasionar: aquecimento adicional em máquinas elétricas, transformadores, condutores e conectores; interferência em sistemas de comunicação; falhas em bancos de capacitores; redução da vida útil de equipamentos; imprecisão e instabilidade na operação de sistemas de controle, proteção e medição; etc.

Dentre as cargas encontradas que produzem correntes com conteúdo harmônico, destacam-se os equipamentos com componentes saturáveis, as lâmpadas de descarga de gás, fornos a arco e equipamentos de eletrônica de potência em geral.

A redução de componentes harmônicas nas formas de ondas da tensão e da corrente para níveis aceitáveis tem sido um problema encontrado nos últimos anos no sistema elétrico de potência

operando em regime de corrente alternada ^[1] e uma das principais preocupações consiste no crescimento do uso de equipamentos de eletrônica de potência em todos os setores (instalações industriais, comerciais / serviços públicos e residenciais).

Contudo, a necessidade de se ter ganhos em eficiência e produtividade, faz com que os consumidores busquem por equipamentos mais modernos, que propiciem esses fatores (geralmente dispositivos com eletrônica de potência), associados à redução das perdas. No entanto, esses equipamentos podem constituir as próprias fontes de problemas e deteriorar a qualidade do suprimento elétrico, comprometendo o funcionamento de sistemas ou cargas mais sensíveis às falhas e distúrbios no sistema elétrico de potência.

Vale ressaltar que, para o crescente interesse no uso racional de energia elétrica, muitas das medidas de conservação, apesar de serem atrativas, se não forem estudadas e implementadas de forma conveniente, podem resultar em vários problemas relacionados à qualidade de energia elétrica.

A ocorrência dos problemas citados antes determina a necessidade por parte das companhias elétricas, fabricantes de equipamentos e consumidores de buscar soluções para a realização de medidas práticas e econômicas, e apresenta-se como uma forte justificativa para estudos que levem à criação de metodologias e ao desenvolvimento de ferramentas computacionais que auxiliem na eliminação ou atenuação dos problemas relacionados a harmônicos.

Este trabalho tem por finalidade contribuir com o estudo da compensação de harmônicos, apresentando ferramentas auxiliares (modelagem de cargas não-lineares, aplicabilidade de teorias de potência e técnicas de compensação) para predição e/ou mitigação do conteúdo harmônico em sistemas de energia elétrica, visando à melhoria da qualidade da energia em redes de transmissão e distribuição de potência.

No capítulo 1 apresentam-se as definições de parâmetros elétricos em sistemas com tensão e/ou corrente não-senoidais, contendo também o caso de sistemas trifásicos desbalanceados. As definições apresentadas da teoria de potência são desenvolvidas no domínio do tempo e da frequência.

O capítulo 2 tem por objetivo a avaliação de métodos para a redução de harmônicos em sistemas elétricos de potência, apresentando-se também normas e recomendações quanto à emissão de harmônicos no sistema elétrico de potência e questões relacionadas à atribuição de responsabilidades pela distorção da tensão de suprimento.

O capítulo 3 apresenta as técnicas desenvolvidas nesta tese, para a modelagem do comportamento de cargas não-lineares operando com o suprimento de tensão senoidal ou não-senoidal e também com formas de onda periódica ou aperiódica.

No capítulo 4 faz-se um estudo da interação entre as componentes harmônicas de tensão e corrente das cargas, como a influência da forma de alimentação em cargas não-lineares, em especial as constituídas de retificador com filtro capacitivo e um estudo de caso de sistemas autônomos de pequeno porte com fontes renováveis, e a influência mútua entre cargas não-lineares em paralelo.

Ao final são apresentadas as conclusões do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 1

CONCEITOS E DEFINIÇÕES EM SISTEMAS NÃO- SENOIDAIS

1.1 - Introdução

Em um sistema elétrico onde há a presença de componentes harmônicas na tensão e/ou corrente, caracterizando-o como um sistema não-senoidal, alguns conceitos da teoria convencional de potência ativa e reativa não são válidos. O mesmo se observa para sistemas desbalanceados. A teoria convencional, ainda ensinada e utilizada há mais de um século, mostra-se incompatível com a realidade dos sistemas polifásicos não-lineares e que são encontrados comumente nas instalações elétricas atuais [2, 3 e 4]. Esse fato tomou dimensões ainda maiores após a reestruturação do setor elétrico mundial com suas respectivas consequências técnicas, tarifárias e legais.

Para sistemas puramente senoidais, as definições de potência e energia envolvem conceitos e formulações mundialmente aceitos, enquanto que para sistemas não-senoidais existe uma discrepância entre autores sobre essas definições [5, 6]. O presente capítulo aborda definições de parâmetros elétricos em sistemas não-senoidais e as principais propostas, entre vários autores, quanto à definição das componentes da potência elétrica.

1.2 - Definições

As cargas com características não-lineares são as principais contribuintes para a injeção de harmônicos na rede elétrica. A presença de uma característica não-linear leva à distorção da forma de onda de saída em relação à entrada, conhecida como distorção não-linear [7]. Se um determinado sinal $x(t)$ for periódico, o mesmo pode ser representado por uma soma infinita de funções senoidais (série de Fourier) mais uma componente de frequência zero, cada componente da soma possuindo determinada amplitude e fase. A frequência das funções senoidais da série infinita é um múltiplo inteiro, ou **harmônico**, da frequência da função periódica. Na equação abaixo, inclui-se o nível CC na somatória.

$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} X_k \cos(k\omega_0 t + \phi_k), \quad (1.1)$$

onde

$X_0 = |\hat{C}_0|$, componente CC;

$X_k = 2 \cdot |\hat{C}_k|$, $\forall k \neq 0$, amplitude de cada componente harmônica;

$\phi_k = \text{fase}(\hat{C}_k)$, ângulo de fase de cada componente harmônica. No caso para k igual a 0, ϕ_k só pode ser 0° ou 180° ;

$$\hat{C}_k = \frac{1}{T} \int x(t) \cdot e^{-jk\omega_0 t} \cdot dt \text{ (coeficiente complexo).}$$

Expressando em termos da função seno:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} X_k \text{ sen}(k\omega_0 t - \theta_k), \quad (1.2)$$

onde

$$\theta_k = -(\phi_k + 90^\circ).$$

Transformada Discreta de Fourier

A maioria dos medidores eletrônicos realiza o processamento digital do sinal, onde o mesmo é armazenado na forma de amostras ($x(n)$) no domínio do tempo. Para um sinal com N amostras coletadas, geralmente avalia-se seu espectro utilizando a transformada discreta de Fourier (DFT) (equação 1.3). A transformada rápida de Fourier (FFT) é um algoritmo que resolve a DFT de forma mais rápida e eficiente (para o número de amostras sendo uma potência de 2, $N = 2^m$). Na equação 1.4 apresenta-se a transformada discreta inversa de Fourier (IDFT).

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j2\pi kn / N}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1.3)$$

e

$$x(n) = N \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot e^{j2\pi kn / N}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (1.4)$$

Valores rms (“root mean square”)

O valor médio quadrático (rms – “root mean square”), ou eficaz, de uma forma de onda periódica, é definido como:

$$X_{rms} = \left(\frac{1}{T} \int x^2(t) dt \right)^{1/2}. \quad (1.5)$$

Logo, em termos das amplitudes de suas componentes harmônicas:

$$X_{rms} = \left(X_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{X_k^2}{2} \right)^{1/2}, \quad (1.6)$$

ou, em termos dos valores rms de cada componente:

$$X_{rms} = \left(\sum_{k=0}^{\infty} X_{k,rms}^2 \right)^{1/2}. \quad (1.7)$$

Distorção Harmônica Total (em Relação a uma Senóide Pura)

Uma medida de uso freqüente do nível de conteúdo harmônico, conhecida como distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*), é dada pela relação dos valores rms dos harmônicos sobre o valor rms da fundamental, vezes 100 %. No presente trabalho define-se Taxa de Distorção, para poder avaliar a amplitude das componentes com freqüência fora da fundamental de uma forma de onda, na qual inclui-se o nível CC. A maioria dos autores não considera o nível CC, mas somente as freqüências harmônicas, porque a maioria das cargas convencionais não o apresenta. Porém, se o nível CC for produzido por uma não-linearidade, ele deve ser levado em consideração. Uma corrente CC significativa pode, por exemplo, levar um transformador à saturação e ocasionar a corrosão eletrolítica de eletrodos de aterramento e de outros conectores.

A Taxa de Distorção em relação a uma senóide pura é então definida como:

$$TD_X = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} X_{k,rms}^2}}{X_{1,rms}} \cdot 100\%. \quad (1.8)$$

Sem o nível CC, tem-se a Taxa de Distorção Harmônica ou a Distorção Harmônica Total de uma determinada forma de onda:

$$THD_X = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} X_{k,rms}^2}}{X_{1,rms}} \cdot 100\%. \quad (1.9)$$

Ortogonalidade

Duas correntes $i_a(t)$ e $i_b(t)$ de mesmo período T , são ortogonais se:

$$\int_T i_a(t) \cdot i_b(t) \cdot dt = 0. \quad (1.10)$$

Para $i(t) = i_a(t) + i_b(t)$, tem-se o valor rms de $i(t)$ calculado a seguir:

$$I_{rms}^2 = \frac{1}{T} \int (i_a(t) + i_b(t))^2 dt = \frac{1}{T} \int (i_a(t))^2 dt + \frac{1}{T} \int 2 \cdot i_a(t) \cdot i_b(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \int (i_b(t))^2 dt, \quad (1.11)$$

logo

$$I_{rms}^2 = I_{a,rms}^2 + I_{b,rms}^2. \quad (1.12)$$

1.3 - Componentes da Potência Aparente

A potência aparente é calculada pelo produto dos valores eficazes de tensão e corrente; ela define a capacidade requerida do sistema elétrico para transportar as potências ativas e não-ativas.

A potência não-ativa é tida como uma oscilação de energia entre a fonte e a carga sem a transferência líquida para ambas as partes [8].

A definição de potência ativa e de seu significado físico é um dos poucos consensos na área, enquanto que para a parcela não-ativa, no caso de regimes não-senoidais, não se tem alcançado um consenso universal.

Nas definições a seguir considera-se que a tensão e a corrente possam ser expressas em série de Fourier como:

$$v(t) = \sum_{k=0}^{\infty} V_k \cos(k\omega_0 t + \alpha_k); \quad (1.13)$$

$$i(t) = \sum_{k=0}^{\infty} I_k \cos(k\omega_0 t + \beta_k). \quad (1.14)$$

Potência Ativa

A potência ativa (P), ou o valor médio da potência instantânea, define o quanto de energia está sendo consumida (caso positiva), ou está sendo entregue pela carga (caso negativa - funcionando como fonte de potência) em cada frequência. A definição da potência ativa é apresentada na equação (1.15) de duas maneiras (domínio do tempo e da frequência – para o caso de funções periódicas):

$$P = \frac{1}{T} \int v(t) \cdot i(t) \cdot dt = \sum_{k=0}^{\infty} V_{k,rms} \cdot I_{k,rms} \cdot \cos(\alpha_k - \beta_k) = P_0 + P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_{\infty} \quad (1.15)$$

Esta definição é baseada em fenômenos físicos da potência elétrica, pois a potência ativa pode ser transferida, resultando em outras formas de potência como, por exemplo, a térmica, a mecânica, etc., podendo-se também medir essas propriedades.

A teoria convencional de potência ativa e reativa tem sua validade fisicamente confirmada apenas para sistemas operando em regime permanente e sem distorção, no caso

monofásico. No caso de um sistema trifásico, o sistema deve ser ainda balanceado (essa teoria considera o sistema trifásico como se fosse composto por três sistemas monofásicos independentes, desconsiderando o acoplamento entre as fases) [9].

Vê-se pela equação (1.15) que tanto na componente fundamental quanto nas componentes harmônicas pode existir potência ativa, desde que existam componentes espectrais de tensão e corrente de mesma frequência, e que sua defasagem não seja $\pm 90^\circ$.

Potência Reativa de Budeanu

A definição proposta por Budeanu, de potência reativa presente na frequência fundamental e em cada frequência harmônica, é dada como [10]:

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} V_{k,rms} \cdot I_{k,rms} \cdot \text{sen}(\alpha_k - \beta_k) = Q_1 + Q_2 + \dots + Q_{\infty}. \quad (1.16)$$

Logo, a potência reativa de Budeanu nas frequências harmônicas é:

$$Q_H = Q_2 + Q_3 + \dots + Q_{\infty}. \quad (1.17)$$

O conceito de potência reativa na teoria convencional está diretamente relacionado com os elementos indutivos e capacitivos.

Para um valor de Q positivo em uma determinada frequência, a carga não-linear tem um efeito indutivo e para um valor de Q negativo, a carga tem efeito capacitivo naquela frequência. Mas isso não significa que exista fisicamente um indutor ou um capacitor para a determinada frequência. O elemento reativo causador desse efeito pode existir ou não. Portanto, o resultado do somatório da equação (1.16) perde o significado físico, podendo somente avaliar a dominância do efeito capacitivo ou indutivo da carga.

Tomando-se o exemplo de um circuito simples e comum, como um controlador de iluminação de lâmpada incandescente (“dimmer”) alimentado por uma tensão senoidal [9], observa-se a existência da potência reativa Q na frequência fundamental, pois há um defasamento entre a tensão e a corrente para ângulos de corte não nulos, como pode ser visto na figura 1.1, onde o circuito foi simulado com uma tensão de alimentação 127 Vrms e resistência da lâmpada de 100 Ω .

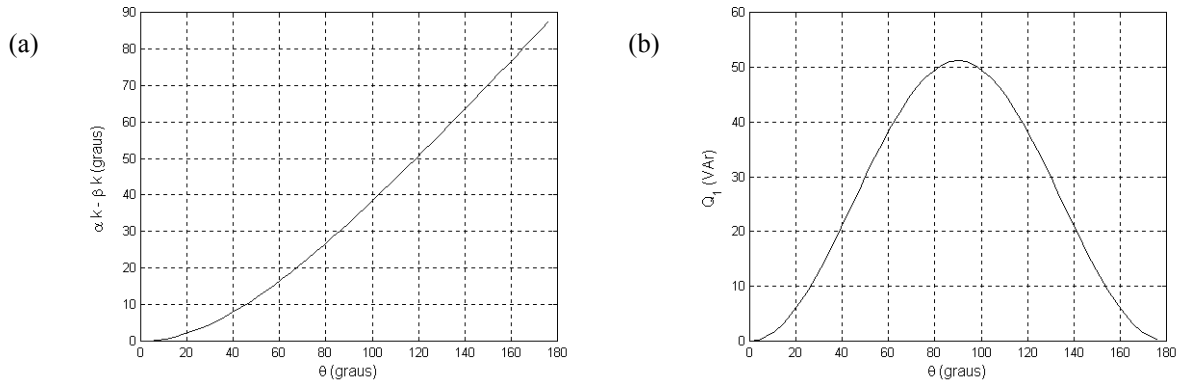


Figura 1.1 – (a) Defasamento entre tensão e corrente na frequência fundamental versus ângulo de corte; (b) Q_I versus ângulo de corte.

Observa-se em um sistema, que quando a corrente instantânea pode ser expressa somente em função da tensão instantânea, como no caso da Figura 1.2, tem-se Q igual a zero. As formas de onda de tensão e corrente desse caso são apresentadas na Figura 1.3. Já para sistemas em que Q está presente, a corrente é expressa em função da tensão e da derivada da tensão.

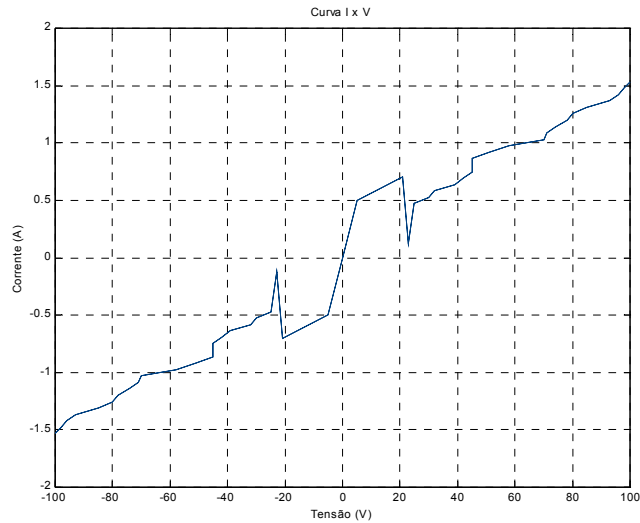


Figura 1.2 – Curva $I \times V$, resultará em $Q = 0$.

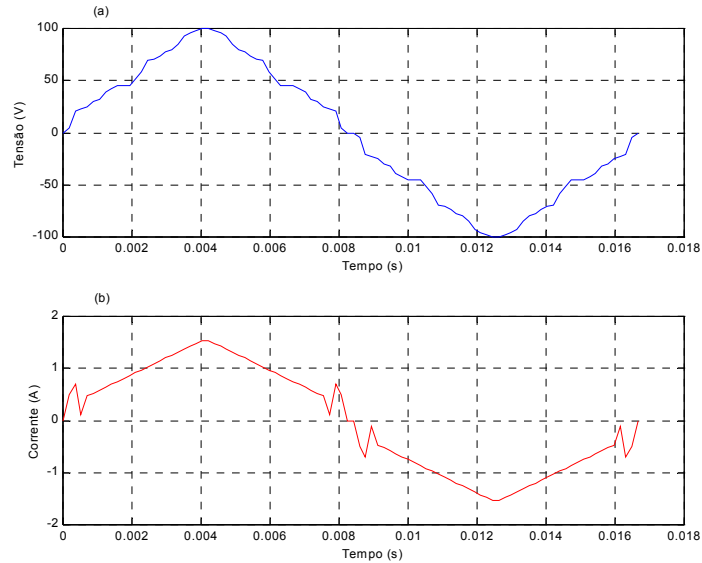


Figura 1.3 – Formas de onda de (a) Tensão e (b) Corrente.

A utilidade da potência reativa de Budeanu para quantificar o fluxo de potência harmônica não-ativa tem sido questionada por muitos autores ^{[11], [12], [4]}. Medições em campo e simulações provam que em muitos casos $Q_H < 0$, levando a situações onde $Q < Q_1$ ^[13].

Potência de Distorção de Budeanu

Visto que, $S^2 = \sum_{k=0}^{\infty} V_{k,rms}^2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} I_{k,rms}^2 \neq P^2 + Q^2$, Budeanu introduziu um termo chamado de Potência de Distorção ^[13]:

$$D = [S^2 - P^2 - Q^2]^{1/2}, \quad (1.18)$$

verificando que D está presente quando a corrente apresenta uma distorção em relação à tensão de alimentação.

A distorção é um efeito que ocorre na forma de onda da resposta, quando o seu formato é modificado em relação à excitação. Um deslocamento vertical da forma de onda da resposta (mudança do nível CC), um deslocamento horizontal (defasamento), uma atenuação ou uma amplificação do sinal de entrada não caracterizam uma distorção. Porém, em alguns casos o nível CC pode ser considerado uma distorção, quando o mesmo for um efeito indesejado na forma de onda da resposta ^[14].

Verifica-se que quando a corrente é não-senoidal e com a mesma forma de onda da tensão, porém defasada da mesma, a potência D é diferente de zero, ou seja, existe a componente D sem uma distorção presente.

A potência D pode ser expressa em termos das componentes de pico de tensão e corrente como:

$$D = \left[\frac{1}{2} (V_0^2 \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2 + I_0^2 \sum_{k=1}^{\infty} V_k^2) - V_0 I_0 \cos \alpha_0 \cos \beta_0 \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos(\alpha_k - \beta_k) + \frac{1}{4} \left(\sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^{\infty} V_k^2 I_r^2 - \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^{\infty} V_k I_k V_r I_r \cos(\alpha_k - \alpha_r + \beta_r - \beta_k) \right) \right]^{1/2} . \quad (1.19)$$

O equacionamento proposto por Budeanu é tratado no domínio da frequência e pressupõe a periodicidade dos sinais de tensão e corrente envolvidos.

O método proposto por Budeanu ainda é a base dos conceitos mais aceitos e utilizados na engenharia elétrica para o cálculo de potência, seja no âmbito acadêmico, nas concessionárias de energia, ou na indústria. Entretanto, algumas limitações desse método são: a falta de associação das componentes de potência com os fenômenos físicos que as causam, e o fato do mesmo ter sido desenvolvido inicialmente para sistemas monofásicos, sendo expandido para sistemas trifásicos como se estes fossem compostos por três sistemas monofásicos independentes.

Um outro ponto fundamental, no contexto das propostas de teoria de potência, é a aplicação dessas teorias no projeto de compensadores de energia, passivos ou não, capazes de minimizar as perdas do sistema elétrico. Um dos principais objetivos tem sido o cálculo de componentes de potência que possam ser diretamente associadas com as perdas e eliminadas por meio de algum tipo de compensador, sem influir no valor das outras componentes de potência. No caso da teoria de Budeanu, principalmente pelo fato de não isolar as correntes ativas e não-ativas das correntes harmônicas, esse objetivo não é facilmente atingido, pois, eliminando as correntes harmônicas, altera-se o valor das potências ativa e reativa. Por outro lado, uma vez que a potência reativa Q pode ser composta por tensões e correntes de várias frequências, seu valor não pode ser usado para projeto de compensadores passivos, como bancos de capacitores em situações não-senoidais [2].

Visto que a proposta de Budeanu não é considerada útil para algumas situações, outros autores desenvolveram diferentes definições para as componentes da potência aparente. Para simplificar suas definições, os autores geralmente desconsideram o nível CC.

Proposta de Shepherd e Zakikhani

Shepherd e Zakikhani ^[15] separaram as componentes em frequência da tensão e da corrente em componentes comuns (n) e não comuns entre si (m e p).

$$S^2 = \left(\sum_{n \in N} V_{n,rms}^2 + \sum_{m \in M} V_{m,rms}^2 \right) \cdot \left(\sum_{n \in N} I_{n,rms}^2 + \sum_{p \in P} I_{p,rms}^2 \right), \quad (1.20)$$

sugerindo a divisão da potência aparente em:

$$S_R^2 = \sum_{n \in N} V_{n,rms}^2 \cdot \sum_{n \in N} (I_{n,rms}^2 \cdot \cos^2 \phi_n), \quad (1.21)$$

$$S_{Xs}^2 = \sum_{n \in N} V_{n,rms}^2 \cdot \sum_{n \in N} (I_{n,rms}^2 \cdot \sen^2 \phi_n), \quad (1.22)$$

onde ϕ_n é o defasamento entre a tensão e a corrente na frequência n .

$$S_D^2 = \sum_{n \in N} V_{n,rms}^2 \cdot \sum_{n \in P} I_{p,rms}^2 + \sum_{m \in M} V_{m,rms}^2 \cdot \left(\sum_{n \in N} I_{n,rms}^2 + \sum_{n \in P} I_{p,rms}^2 \right). \quad (1.23)$$

S_R é chamada de potência aparente ativa, S_{Xs} de potência aparente reativa e S_D de potência aparente de distorção.

$$\text{Portanto, } S^2 = S_R^2 + S_{Xs}^2 + S_D^2. \quad (1.24)$$

A potência S_D corresponde à potência associada a componentes harmônicas não comuns e que, portanto, não pode ser compensada com elementos passivos.

A principal vantagem desta decomposição é que a minimização de S_{Xs} leva a melhoria do fator de potência por meio da adição de elementos lineares passivos. Entretanto, não há justificativa na decomposição para uma componente de potência ativa que difere do valor médio da potência instantânea em um período. Outro problema desta definição é que a potência S_{Xs} segue o conceito de Budeanu, que traz os sinais defasados em 90° em todas as frequências harmônicas e também destaca-se que a abordagem da proposta de Shepherd ainda se restringe a fenômenos dos sistemas monofásicos.

Proposta de Sharon

Sharon também divide a tensão e a corrente em componentes comuns e não-comuns entre si e modifica a definição proposta por Shepherd e Zakikhani para um modelo alternativo envolvendo três componentes ^[16]:

$$S^2 = P^2 + S_Q^2 + S_C^2, \quad (1.25)$$

$$S_Q^2 = V_{rms}^2 \cdot \sum_{n \in N} (I_{n,rms}^2 \cdot \text{sen}^2 \phi_n) , \quad (1.26)$$

$$S_C^2 = S^2 - P^2 - S_Q^2 . \quad (1.27)$$

Onde, S_Q é chamada de potência reativa em quadratura e S_C , potência reativa complementar. Similarmente à definição anterior, a minimização de S_Q resulta em um fator de potência máximo via a conexão de elemento linear passivo.

Por meio dessa separação das componentes comuns e não comuns entre a tensão e a corrente, encontra-se também uma fórmula para compensação ótima utilizando capacitor e indutor em paralelo, porém despreza-se a queda de tensão na impedância série da fonte. Para o caso de uma compensação por capacitor, deriva-se a equação (1.20) em relação à capacitância e iguala-se a zero, encontrando-se o valor da capacitância ótima:

$$C_{\text{ótimo}} = \frac{-\frac{1}{\omega} \sum_1^n n V_{n,rms} I_{n,rms} \text{sen} \phi_n}{\sum_1^n n^2 V_{n,rms} + \sum_1^m m^2 V_{m,rms}} . \quad (1.28)$$

Proposta de Kimbark

A proposta de Kimbark ^[17], também apresentada por Emanuel ^[5], baseia-se nas definições de Budeanu, mas sugere que o termo potência reativa fosse utilizado apenas na frequência fundamental, separando tal valor das parcelas de potência devidas às distorções. Segundo Kimbark, estes seriam os verdadeiros reativos da carga e poderiam ser utilizados para o projeto de compensadores passivos.

$$Q_k = Q_1 = V_{1,rms} \cdot I_{1,rms} \cdot \text{sen} \phi_1 , \quad (1.29)$$

$$D_k = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_k^2} , \quad (1.30)$$

onde Q_k é a potência reativa na frequência fundamental e D_k a potência de distorção.

Entretanto, D_k permanece atrelado ao valor de Q_1 , não permitindo a compensação de Potência Reativa sem alterar o valor da Potência de Distorção.

Proposta de Fryze

A definição de Fryze é baseada na análise no domínio do tempo. Ele define uma corrente, chamada de corrente ativa ($i_a(t)$), com a mesma forma de onda da tensão e em fase com a mesma, e mais uma corrente ortogonal, chamada de corrente não-ativa ($i_n(t)$) ^[18].

$$i_a(t) \cong \frac{P \cdot v(t)}{V_{rms}^2}; \quad (1.31)$$

$$i_n(t) = i(t) - i_a(t); \quad (1.32)$$

$$S^2 = P^2 + Q_F^2. \quad (1.33)$$

Em alguns trabalhos encontra-se Q_F (parte não-ativa) denotada por N e também denominada de “potência fictícia” [13].

$$S^2 = P^2 + N^2. \quad (1.34)$$

$$P = V_{rms} \cdot I_{a,rms}. \quad (1.35)$$

$$Q_F = N = V_{rms} \cdot I_{n,rms}. \quad (1.36)$$

Outras definições propostas por Fryze seguem abaixo:

$$\text{Fator de potência ativo: } \lambda_a = P/S. \quad (1.37)$$

$$\text{Fator de potência não-ativo: } \lambda_n = \sqrt{1 - \lambda_a^2} = N/S. \quad (1.38)$$

$$\text{Tensão ativa e não-ativa: } V_a = \lambda_a \cdot V_{rms} = P/I_{rms}; \quad V_n = \lambda_n \cdot V_{rms} = N/I_{rms}. \quad (1.39)$$

$$\text{Corrente ativa e não-ativa: } I_a = \lambda_a \cdot I_{rms} = P/V_{rms}; \quad I_n = \lambda_n \cdot I_{rms} = N/V_{rms}. \quad (1.40)$$

Relação de ortogonalidade para a corrente e para a tensão:

$$I_{rms}^2 = I_{a,rms}^2 + I_{n,rms}^2; \quad (1.41)$$

$$V_{rms}^2 = V_{a,rms}^2 + V_{n,rms}^2. \quad (1.42)$$

Fryze verificou que o fator de potência ativo (λ_a) alcança o valor máximo ($\lambda_a = 1$) se, e somente se, a corrente instantânea for proporcional à tensão instantânea; em qualquer outro caso $\lambda_a < 1$ [18]. Se i_n puder ser compensada ou anulada totalmente, a fonte verá a carga como sendo puramente resistiva.

Q_F não fornece informação de como se pode compensar utilizando elementos passivos; também não assegura que a somatória das potências reativas em um nó do sistema elétrico seja igual a zero e, portanto, não pode ser utilizada em cálculos de fluxo de carga [19].

A determinação da corrente ativa e das componentes não-ativas da corrente, complica-se quando se inclui na análise a possibilidade de sinais não periódicos. Diante desta condição, Enslin e Van Wyk [20] generalizaram as equações de Fryze para o caso de formas de onda não-periódicas, através da utilização de técnicas de correlação. Também Tolbert et. al. [21] e Xu et.

al. [22] propõem a análise em regime não-senoidal e com sinais não periódicos, por meio da utilização da definição de Fryze, variando o período de integração no cálculo da potência ativa da carga e dos valores eficazes de tensão.

Proposta de Kusters e Moore

A definição dada por Fryze é expandida dividindo-se a corrente não-ativa em duas componentes. As três correntes são denominadas de corrente ativa, corrente reativa capacitiva ou indutiva e corrente reativa residual, o qual resulta no somatório da potência aparente a seguir^[23]:

$$S^2 = P^2 + Q_c^2 + Q_{cr}^2, \text{ se a carga for predominantemente capacitiva,} \quad (1.43)$$

ou

$$S^2 = P^2 + Q_l^2 + Q_{lr}^2, \text{ se a carga for predominantemente indutiva.} \quad (1.44)$$

A corrente ativa é definida conforme Fryze:

$$i_A(t) = v(t) \cdot \frac{\frac{1}{T} \int v(t) \cdot i(t) \cdot dt}{V_{rms}^2}. \quad (1.45)$$

A corrente capacitiva reativa é definida como:

$$i_{qc}(t) = v_{der}(t) \cdot \frac{\frac{1}{T} \int v_{der}(t) \cdot i(t) \cdot dt}{V_{der,rms}^2}; \quad (1.46)$$

e corrente indutiva reativa:

$$i_{ql}(t) = v_{int}(t) \cdot \frac{\frac{1}{T} \int v_{int}(t) \cdot i(t) \cdot dt}{V_{int,rms}^2}; \quad (1.47)$$

onde, $v_{der}(t)$ e $v_{int}(t)$ são a derivada e a integral da tensão instantânea em um período, respectivamente.

Logo, as componentes da potência aparente são:

$$P = V_{rms} \cdot I_{A,rms}; \quad (1.48)$$

$$Q_c = V_{rms} \cdot I_{qc,rms}; \quad (1.49)$$

$$Q_l = V_{rms} \cdot I_{ql,rms}. \quad (1.50)$$

As potências Q_c e Q_l podem ser compensadas por capacitores e indutores, mas a potência reativa residual (Q_r) não pode ser compensada mediante elementos puramente indutivos ou capacitivos. Os termos restantes são calculados a seguir:

$$iq_{cr}(t) = i(t) - i_a(t) - i_{qc}(t); \quad (1.51)$$

$$iq_{cl}(t) = i(t) - i_a(t) - i_{ql}(t); \quad (1.52)$$

$$Q_{cr} = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_c^2}; \quad (1.53)$$

$$Q_{lr} = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_l^2}. \quad (1.54)$$

Comparada com a decomposição realizada por Fryze, a definição de Kusters e Moore tem a vantagem de identificar que parte da corrente pode ser compensada por meio de um capacitor ou indutor em paralelo, o valor do componente compensador pode também ser facilmente calculado. Porém, isso só é válido se a impedância da fonte for desprezível, ou seja, não é considerada a mudança na tensão quando a compensação é aplicada.

Proposta de Czarnecki

Czarnecki^[24] utiliza a definição de corrente ativa (I_A) apresentada por Fryze no domínio do tempo, e desenvolve sua abordagem no domínio da frequência. Sua definição se aplica tanto para sistemas monofásicos, quanto para sistemas polifásicos. A abordagem de Czarnecki objetiva subdividir a corrente de um sistema ou circuito elétrico em várias sub-parcelas, cada qual associada a um tipo diferente de fenômeno físico e, conseqüentemente, responsável por uma componente distinta de potência.

$$I_{rms}^2 = I_{A,rms}^2 + I_{R,rms}^2 + I_{S,rms}^2 + I_{H,rms}^2; \quad (1.55)$$

sendo:

$I_{A,rms}$, o valor rms da corrente ativa.

$$I_{R,rms} = \sqrt{\sum_{n \in N} B_n^2 \cdot V_{n,rms}^2}, \text{ definida como corrente reativa}; \quad (1.56)$$

$$I_{H,rms} = \sqrt{\sum_{p \in P} I_{p,rms}^2}, \text{ definida como corrente harmônica gerada}; \quad (1.57)$$

p representa ordens de correntes harmônicas não presentes no conjunto de tensões harmônicas N .

$$I_{S,rms} = \sqrt{\sum_{n \in N} (G_n - G_e)^2 \cdot V_{n,rms}^2}, \text{ definida como corrente de dispers\~ao;} \quad (1.58)$$

$$G_e = \frac{P}{V_{rms}^2}; \quad (1.59)$$

G_e é a condut\~ancia equivalente média do circuito, a qual é responsável pelo consumo da potência ativa P .

$$Y_n = G_n + jB_n, \text{ é a admit\~ancia da carga de } n\text{-ésima ordem harm\~onica.} \quad (1.60)$$

Czarnecki prop\~os que a potência aparente, relacionada a essas correntes fosse decomposta como:

$$S^2 = P^2 + D_S^2 + Q_R^2 + D_H^2; \quad (1.61)$$

onde, Q_R é denominada de potência reativa ($V_{rms} \cdot I_{R,rms}$), D_S a potência de dispers\~ao ($V_{rms} \cdot I_{S,rms}$) e D_H ($V_{rms} \cdot I_{H,rms}$) a potência harm\~onica gerada. Sendo Q_R a potência que pode ser compensada por meio de elementos passivos em paralelo, e D_S e D_H as pot\~encias que devem ser compensadas mediante filtro ativo.

Czarnecki tem contribuído para estudos e discuss\~oes sobre teorias de potência, como a necessidade ou não da definiç\~ao de potência aparente, dado que esta é muito mais uma interpretaç\~ao matemática do que física; e também aos estudos de compensadores ativos ou passivos [2, 24].

Proposta de Galhardo e Pinho [14]

A potência aparente pode também ser dividida em quatro componentes: CC, fundamental, harm\~onica e cruzada, que são descritas a seguir.

$$S^2 = (V_{rms} \cdot I_{rms})^2 = \left(V_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_k^2}{2} \right) \left(I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_k^2}{2} \right), \quad (1.62)$$

$$S^2 = V_0^2 I_0^2 + \frac{V_0^2}{2} \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2 + \frac{I_0^2}{2} \sum_{k=1}^{\infty} V_k^2 + \frac{1}{4} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{r=1}^{\infty} V_k^2 I_r^2. \quad (1.63)$$

Separando na equaç\~ao (1.63) os produtos de mesma freq\~uência dos produtos de diferentes freq\~uências entre tensão e corrente, obtém-se:

$$S^2 = S_0^2 + S_1^2 + S_h^2 + S_x^2, \quad (1.64)$$

com as seguintes componentes:

componente CC:

$$S_0 = V_0 I_0, \quad (1.65)$$

componente da frequência fundamental:

$$S_1 = \frac{1}{2} V_1 I_1, \quad (1.66)$$

componente das frequências harmônicas:

$$S_h = \frac{1}{2} \left[\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2 I_k^2 \right]^{1/2}, \quad (1.67)$$

componente das frequências cruzadas (interação entre diferentes frequências):

$$S_x = \left[\frac{V_0^2}{2} \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2 + \frac{I_0^2}{2} \sum_{k=1}^{\infty} V_k^2 + \frac{1}{4} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^{\infty} V_k^2 I_r^2 \right]^{1/2}. \quad (1.68)$$

S_0 , S_1 e S_h contêm somente as componentes diretas (produto de componentes de mesma frequência). S_x contém somente as componentes cruzadas, representando uma interação entre tensão e corrente em diferentes frequências. S_x só existirá quando a tensão ou a corrente forem não senoidais e/ou quando contiverem um nível CC.

Em termos de valores rms:

$$S_1^2 = V_{1,rms}^2 I_{1,rms}^2 \quad (1.69)$$

$$S_h^2 = \sum_{k=2}^{\infty} V_{k,rms}^2 I_{k,rms}^2 \quad (1.70)$$

$$S_x^2 = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{\substack{r=0 \\ r \neq k}}^{\infty} V_{k,rms}^2 I_{r,rms}^2 \quad (1.71)$$

Sabe-se que:

$$S_0^2 = P_0^2 \quad (1.72)$$

Pode-se expressar S_1 e S_h em termos da potência ativa e reativa de Budeanu em cada harmônico:

$$S_1^2 = P_1^2 + Q_1^2 \quad (1.73)$$

$$S_h^2 = \sum_{k=2}^{\infty} (P_k^2 + Q_k^2) \quad (1.74)$$

Logo S_x será:

$$S_x = \left[S^2 - \sum_{k=0}^{\infty} (P_k^2 + Q_k^2) \right]^{1/2} \quad (1.75)$$

A potência D de Budeanu apresenta também produtos cruzados de tensão e corrente em diferentes freqüências. Porém, D é diferente de S_x quando a tensão de alimentação não for puramente senoidal.

1.4 - Componentes da Potência Instantânea

Em uma rede elétrica contendo sinais de tensão $v(t)$ e corrente $i(t)$ não-senoidais, a potência instantânea é dada por:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) = \sum_{k=0}^{\infty} V_k I_k \cos(k\omega_0 t + \alpha_k) \cdot \cos(k\omega_0 t + \beta_k) + \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq r}}^{\infty} V_r I_s \cos(r\omega_0 t + \alpha_r) \cdot \cos(s\omega_0 t + \beta_s) \quad (1.76)$$

ou

$$p(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{V_k I_k}{2} [\cos(2k\omega_0 t + \alpha_k + \beta_k) + \cos(\alpha_k - \beta_k)] + \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq r}}^{\infty} \frac{V_r I_s}{2} \{ \cos[(r+s)\omega_0 t + \alpha_r + \beta_s] + \cos[(r-s)\omega_0 t + \alpha_r - \beta_s] \} \quad (1.77)$$

Separando $p(t)$ em duas partes, uma contendo as componentes diretas ($p_I(t)$) e outra contendo as componentes cruzadas ($p_{II}(t)$), obtém-se:

$$p_I(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{V_k I_k}{2} [\cos(2k\omega_0 t + 2\alpha_k + \beta_k - \alpha_k) + \cos(\alpha_k - \beta_k)], \quad (1.78)$$

$$p_{II}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{V_k I_k}{2} \left[\cos(2k\omega_0 t + 2\alpha_k) \cdot \cos(\alpha_k - \beta_k) + \text{sen}(2k\omega_0 t + 2\alpha_k) \cdot \text{sen}(\alpha_k - \beta_k) + \cos(\alpha_k - \beta_k) \right]; \quad (1.79)$$

e fazendo:

$$p_I(t) = p_A(t) + p_Q(t), \quad (1.80)$$

tem-se:

$$p_A(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{V_k I_k}{2} \cdot \cos(\alpha_k - \beta_k) \cdot [\cos(2k\omega_0 t + 2\alpha_k) + 1]; \quad (1.81)$$

$p_A(t)$ possui uma componente CC e outras oscilantes com ângulo de fase coincidente com a correspondente tensão de alimentação na freqüência k , a componente CC é a potência ativa do sistema.

$$p_Q(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_k I_k}{2} \cdot \text{sen}(\alpha_k - \beta_k) \cdot \text{sen}(2k\omega_0 t + 2\alpha_k); \quad (1.82)$$

$p_Q(t)$ possui componentes oscilantes e com ângulo de fase deslocados de 90° da correspondente tensão de alimentação na frequência k .

$p_A(t)$ e $p_Q(t)$ podem ser escritas como:

$$p_A(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{V_k I_k}{2} \cdot \cos(\alpha_k - \beta_k) + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{V_k I_k}{2} \cdot \cos(\alpha_k - \beta_k) \cdot \cos(2k\omega_0 t + 2\alpha_k); \quad (1.83)$$

$$p_A(t) = P + \sum_{k=0}^{\infty} P_k \cdot \cos(2k\omega_0 t + 2\alpha_k); \quad (1.84)$$

onde,

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} P_k. \quad (1.85)$$

$$p_Q(t) = \sum_{k=1}^{\infty} Q_k \cdot \text{sen}(2k\omega_0 t + 2\alpha_k); \quad (1.86)$$

onde,

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} Q_k. \quad (1.87)$$

Para a parte da potência contendo os produtos cruzados entre tensão e corrente:

$$\begin{aligned} p_{II}(t) = & \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq r}}^{\infty} \frac{V_r I_s}{2} \cos[(r+s)\omega_0 t + \alpha_r + \beta_s] + \sum_{x=1}^{\infty} \sum_{\substack{z=0 \\ z \neq x \\ x > z}}^{\infty} \frac{V_x I_z}{2} \cos[(x-z)\omega_0 t + \alpha_x - \beta_z] + \\ & + \sum_{x=0}^{\infty} \sum_{\substack{z=1 \\ z \neq x \\ z > x}}^{\infty} \frac{V_x I_z}{2} \cos[(z-x)\omega_0 t + \beta_z - \alpha_x] \end{aligned} \quad (1.88)$$

Observa-se que $p_{II}(t)$ possui somente componentes oscilantes (potência reativa ou não ativa).

Fazendo a composição do espectro harmônico, em uma determinada ordem $n \neq 0$, que corresponde à frequência $n f_0$, tem-se a contribuição (soma) das seguintes componentes:

Se $2k = n$, tem-se :

$$\frac{V_k I_k}{2} e^{j(\alpha_k + \beta_k)}.$$

Se $r+s = n$, tem-se :

$$\frac{V_r I_s}{2} e^{j(\alpha_r + \beta_s)}.$$

Se $|x-z| = n$:

$$\frac{V_x I_z}{2} e^{j(\alpha_x - \beta_z)}, \text{ para } x > z$$

$$\frac{V_x I_z}{2} e^{j(\beta_z - \alpha_x)}, \text{ para } z > x. \text{ Porque } A \cos(-h\omega_0 t + \theta_h) = A \cos(h\omega_0 t - \theta_h).$$

Exemplificando, sejam as componentes harmônicas da tensão e da corrente de um determinado sistema dadas na tabela 1.1 e suas formas de onda esboçadas na Figura 1.4. A potência instantânea solicitada pelo sistema é mostrada na Figura 1.5.

Tabela 1.1 – Componentes harmônicas de tensão e corrente.

Ordem (k)	Tensão		Corrente	
	Amplitude (V)	Fase (graus)	Amplitude (A)	Fase (graus)
1	$120\sqrt{2}$	-90	$15\sqrt{2}$	-120
3	$28\sqrt{2}$	90	0	0
5	0	0	$5\sqrt{2}$	-150
7	$15\sqrt{2}$	-90	$3\sqrt{2}$	-60

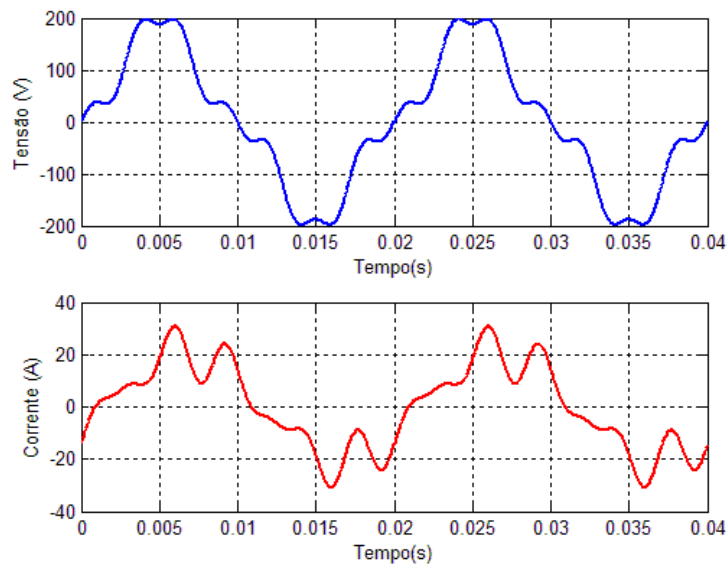


Figura 1.4 – Formas de onda de tensão e corrente.

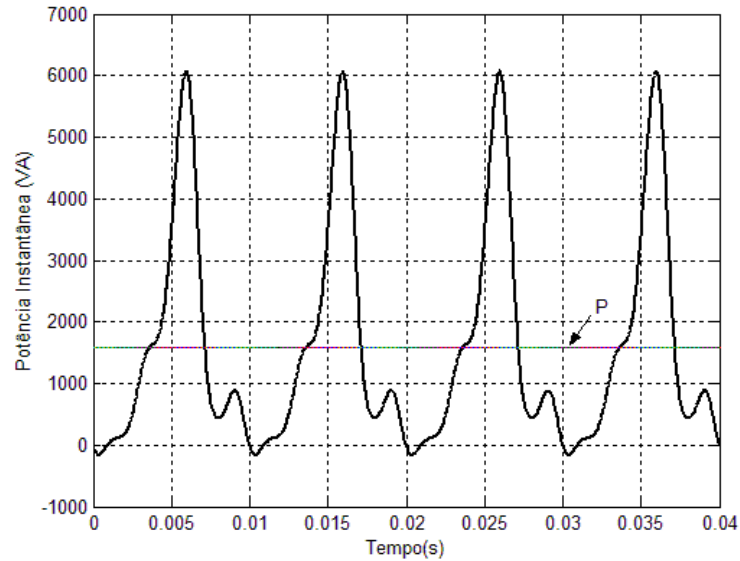


Figura 1.5 - Forma de onda da potência instantânea (na indicação, a potência ativa do sistema).

O espectro harmônico de amplitude da potência instantânea é mostrado na Figura 1.6 e, por exemplo, na frequência de 120 Hz ($n = 2$) a raia espectral equivale a:

$$P_{f2} = \frac{V_1 I_1}{2} e^{j(\alpha_1 + \beta_1)} + \frac{V_3 I_1}{2} e^{j(\alpha_3 - \beta_1)} + \frac{V_3 I_5}{2} e^{j(\beta_5 - \alpha_3)} + \frac{V_7 I_5}{2} e^{j(\alpha_7 - \beta_5)}$$

$$P_{f2} = 2142,4 \angle 155,86^\circ \text{ VA.}$$

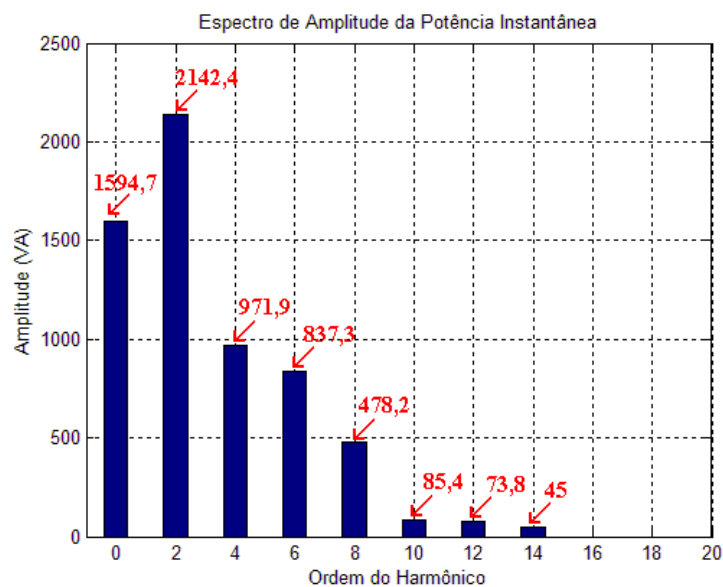


Figura 1.6 – Espectro harmônico de amplitude da potência instantânea.

Uma outra maneira de separar as componentes de $p(t)$ seria dividi-la em componentes em fase e em quadratura.

$$p_p(t) = v(t) \cdot i_p(t); \quad (1.89)$$

$$p_q(t) = v(t) \cdot i_q(t). \quad (1.90)$$

Sendo assim, a corrente instantânea $i(t)$ pode ser dividida em duas componentes ortogonais [25], [26] e [24]. A corrente $i_p(t)$ é a “componente em fase”, tendo exatamente a mesma forma de onda da tensão, porém ajustada em um fator de escala K . A segunda componente ($i_q(t)$) é chamada “em quadratura”.

$$\text{Fazendo, } v(t) = \sum_{k=0}^{\infty} V_k \cos(k\omega_0 t + \alpha_k) = \sum_{k=0}^{\infty} V_k \cos(\sigma_k). \quad (1.91)$$

$$\text{Então, } i_p(t) = K \sum_{k=0}^{\infty} V_k \cos(\sigma_k). \quad (1.92)$$

Encontrando o fator K :

$$P = \frac{1}{T} \int_T v(t) i_p(t) dt = \frac{K}{T} \int_T \left(\sum_{k=0}^{\infty} V_k \cos(\sigma_k) \right)^2 dt = K V_{rms}^2. \quad (1.93)$$

$$\text{Portanto, } K = P / V_{rms}^2. \quad (1.94)$$

$$\text{O valor rms de } i_p(t) \text{ é igual a } I_{p,rms} = P / V_{rms}. \quad (1.95)$$

O termo da potência instantânea referente à componente em fase ou ativa é dado por:

$$p_p(t) = P - P \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{V_{h,rms}}{V_{rms}} \right)^2 \cos 2\sigma_h + P \sum_{\substack{m,n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \frac{V_{m,rms} V_{n,rms}}{V_{rms}^2} F_c(m, n), \quad (1.96)$$

onde,

$$F_c(m, n) = \cos(\sigma_m - \sigma_n) - \cos(\sigma_m + \sigma_n). \quad (1.97)$$

O termo da potência instantânea referente à componente em quadratura é dado por:

$$p_q(t) = \sum_{h=1}^{\infty} Q_{Bh} \text{sen} 2\sigma_h + \sum_{\substack{m,n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} Q_{Bmn} F_s(m, n) + \sum_{h=1}^{\infty} Q_{Dh} \cos 2\sigma_h + \sum_{\substack{m,n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} Q_{Dmn} F_c(m, n), \quad (1.98)$$

onde,

$$F_s(m, n) = \text{sen}(\sigma_m - \sigma_n) + \text{sen}(\sigma_m + \sigma_n). \quad (1.99)$$

A compensação total de $p_q(t)$ tornará o fator de potência unitário. Segundo Emanuel [3], as oscilações com amplitudes Q_{Bh} e Q_{Bmn} são típicas de indutores ou capacitores lineares e não-lineares e podem ser compensadas, teoricamente, por simples reatâncias em paralelo (capacitores ou indutores lineares). Os termos com oscilações com amplitudes Q_{Dh} e Q_{Dmn} podem ser compensadas somente com a ajuda de impedâncias variantes no tempo devidamente projetadas para cancelamento de harmônicos ou filtros ativos.

Na referência [8], dividiu-se $p(t)$ em quatro componentes:

$$p(t) = p_1 + p_{DI} + p_{DV} + p_H, \quad (1.100)$$

sendo, a potência instantânea fundamental:

$$p_1 = P_1 + P_1 \cos 2\omega t + Q_1 \text{sen} 2\omega t. \quad (1.101)$$

A potência instantânea causada por cada harmônico de corrente e a tensão na frequência fundamental:

$$p_{DI} = \sum_{h \neq 1} D_{Ih} \text{sen}(\omega t + \alpha_1) \cdot \text{sen}(h\omega t + \beta_h). \quad (1.102)$$

A potência instantânea causada por cada harmônico de tensão e a corrente na frequência fundamental:

$$p_{DV} = \sum_{h \neq 1} D_{Vh} \text{sen}(\omega t + \beta_1) \cdot \text{sen}(h\omega t + \alpha_h). \quad (1.103)$$

A potência instantânea causada pela interação entre harmônicos de tensão e corrente:

$$P_H = \sum_{h \neq 1} P_h \{1 - \cos[2(h\omega t + \alpha_h)]\} + \sum_{h \neq 1} Q_h \text{sen}[2(h\omega t + \alpha_h)] + \sum_{\substack{m,n \\ m \neq n}} 2D_{mn} \text{sen}(m\omega t + \alpha_m) \cdot \text{sen}(n\omega t + \alpha_n) \quad (1.104)$$

onde,

$$D_{Vh} = I_{l,rms} \cdot V_{h,rms} \quad (1.105)$$

$$D_{Ih} = V_{l,rms} \cdot I_{h,rms} \quad (1.106)$$

$$D_{mn} = V_{m,rms} \cdot I_{n,rms} \quad (1.107)$$

Portanto,

$$S = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + \sum_{h \neq 1} (P_h^2 + Q_h^2 + D_{Vh}^2 + D_{Ih}^2 + D_{mn}^2)}. \quad (1.108)$$

Com exceção de P_l e P_h , todos os outros termos são potências não-ativas e cada um desses elementos se dá na forma de uma oscilação de energia sem transferência líquida para a carga.

Relacionando com a equação (1.75), tem-se:

$$S_X^2 = D_{vh}^2 + D_{lh}^2 + D_{mn}^2. \quad (1.109)$$

1.5 - Definições propostas pelo IEEE para Sistemas Trifásicos Desbalanceados e Não-Senoidais ^[13]

As potências totais em um sistema trifásico são apresentadas abaixo:

$$P = P_a + P_b + P_c; \quad (1.110)$$

$$Q = Q_a + Q_b + Q_c; \quad (1.111)$$

$$D = D_a + D_b + D_c. \quad (1.112)$$

Logo, a potência aparente de cada fase é dada por:

$$S_a = \sqrt{P_a^2 + Q_a^2 + D_a^2}; \quad (1.113)$$

$$S_b = \sqrt{P_b^2 + Q_b^2 + D_b^2}; \quad (1.114)$$

$$S_c = \sqrt{P_c^2 + Q_c^2 + D_c^2}. \quad (1.115)$$

A potência aparente total solicitada por um sistema trifásico pode ser calculada na forma aritmética ou vetorial.

Potência aparente aritmética:

$$S_A = S_a + S_b + S_c. \quad (1.116)$$

Potência aparente vetorial:

$$S_V = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}. \quad (1.117)$$

Porém, verifica-se que em situações desbalanceadas $S_A > S_V$. A Figura 1.7 ilustra a composição de S_A e S_V na situação de um sistema desbalanceado e não-senoidal.

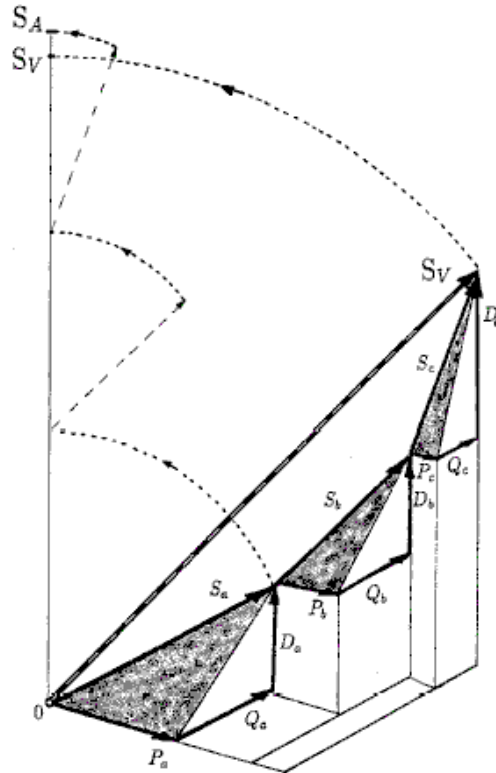


Figura 1.7 – Potência aparente aritmética (S_A) e vetorial (S_V) em um sistema desbalanceado e não-senoidal ^[13].

Potência Aparente Efetiva ^[27]

Para a definição da potência aparente efetiva, considera-se um circuito virtual balanceado que possui as mesmas perdas que o sistema desbalanceado real. Essa definição é baseada no conceito de grandezas equivalentes proposto por Buchholz e também utilizada por Goodhue ^[27] e Depenbrok ^[28].

A perda de potência no circuito desbalanceado real é dada por:

$$\Delta P = r(I_{a,rms}^2 + I_{b,rms}^2 + I_{c,rms}^2 + \rho I_{n,rms}^2) + \frac{(V_{an,rms}^2 + V_{bn,rms}^2 + V_{cn,rms}^2)}{R_M^I} + \frac{(V_{ab,rms}^2 + V_{bc,rms}^2 + V_{ca,rms}^2)}{R_M^{II}} \quad (1.118)$$

onde,

$I_{a,rms}$, $I_{b,rms}$ e $I_{c,rms}$ são os valores *rms* das correntes de fase.

$I_{n,rms}$ é o valor *rms* da corrente no neutro.

$V_{an,rms}$, $V_{bn,rms}$ e $V_{cn,rms}$ são os valores *rms* das tensões fase-neutro.

$V_{ab,rms}$, $V_{bc,rms}$ e $V_{ca,rms}$ são os valores *rms* das tensões fase-fase.

r é a resistência série da linha (incluindo a do enrolamento do transformador ou do alimentador, caso o tenha).

ρ é igual a r_n/r .

r_n é a resistência neutro-terra.

R_M^I e R_M^{II} são as resistências em paralelo, representando as perdas sem carga (em vazio) fase-neutro e fase-fase (em muitos casos é a resistência do ramo de magnetização do transformador), considera-se também $R_M^{II} = 3R_M^I$.

Para casos onde não há um alimentador ou transformador suprindo o circuito, eliminam-se os dois últimos membros da equação (1.118).

A potência aparente efetiva é definida como:

$$S_e = 3I_e V_e. \quad (1.119)$$

Para um sistema trifásico a 4 fios:

$$I_e = \sqrt{\frac{I_{a,rms}^2 + I_{b,rms}^2 + I_{c,rms}^2 + \rho I_{n,rms}^2}{3}}; \quad (1.120)$$

$$V_e = \sqrt{\frac{3(V_{an,rms}^2 + V_{bn,rms}^2 + V_{cn,rms}^2) + V_{ab,rms}^2 + V_{bc,rms}^2 + V_{ca,rms}^2}{18}}. \quad (1.121)$$

Para um sistema trifásico a três fios, $I_{n,rms} = 0$, logo:

$$I_e = \sqrt{\frac{I_{a,rms}^2 + I_{b,rms}^2 + I_{c,rms}^2}{3}}; \quad (1.122)$$

$$V_e = \sqrt{\frac{V_{ab,rms}^2 + V_{bc,rms}^2 + V_{ca,rms}^2}{9}}. \quad (1.123)$$

Observação: A corrente efetiva deve ser corrigida, introduzindo-se um coeficiente para cada corrente harmônica, devido ao efeito pelicular, pois a resistência também varia com a frequência. De forma análoga, a tensão efetiva deve ser corrigida quando o sistema apresenta uma alta taxa de distorção harmônica de tensão, pois as perdas no núcleo do transformador são afetadas^[29].

S_e pode ser decomposta em:

$$S_e^2 = S_{eI}^2 + S_{eN}^2 \quad (1.124)$$

onde,

$S_{e1} = 3I_{e1}V_{e1}$, é a potência aparente efetiva na frequência fundamental.

S_{eN} , é a potência aparente efetiva nas frequências diferentes da fundamental

$$(S_{eN} = \sqrt{S_e^2 - S_{e1}^2}).$$

I_{e1} e V_{e1} são definidas a seguir.

Para um sistema trifásico a 4 fios:

$$I_{e1} = \sqrt{\frac{I_{a1,rms}^2 + I_{b1,rms}^2 + I_{c1,rms}^2 + \rho I_{n1,rms}^2}{3}}, \quad (1.125)$$

onde $I_{a1,rms}$, $I_{b1,rms}$ e $I_{c1,rms}$ são os valores *rms* das correntes de fase na frequência fundamental.

$I_{n1,rms}$ é o valor *rms* da corrente no neutro na frequência fundamental.

$$V_{e1} = \sqrt{\frac{3(V_{an,rms}^2 + V_{bn,rms}^2 + V_{cn,rms}^2) + V_{ab,rms}^2 + V_{bc,rms}^2 + V_{ca,rms}^2}{18}}, \quad (1.126)$$

onde $V_{an,rms}$, $V_{bn,rms}$ e $V_{cn,rms}$ são os valores *rms* das tensões fase-neutro na frequência fundamental.

$V_{ab,rms}$, $V_{bc,rms}$ e $V_{ca,rms}$ são os valores *rms* das tensões fase-fase na frequência fundamental.

Para um sistema trifásico a três fios:

$$I_{e1} = \sqrt{\frac{I_{a1,rms}^2 + I_{b1,rms}^2 + I_{c1,rms}^2}{3}}; \quad (1.127)$$

$$V_{e1} = \sqrt{\frac{V_{ab,rms}^2 + V_{bc,rms}^2 + V_{ca,rms}^2}{9}}. \quad (1.128)$$

Em situações desbalanceadas, define-se uma Potência Aparente Fundamental de Desbalanceamento:

$$S_{u1} = \sqrt{S_{e1}^2 - (S_1^+)^2}, \quad (1.129)$$

onde S_1^+ é a Potência Aparente Fundamental de Seqüência Positiva e pode ser calculada por:

$$S_1^+ = \sqrt{(P_1^+)^2 + (Q_1^+)^2}, \quad (1.130)$$

sendo $P_1^+ = 3V_{1,rms}^+ I_{1,rms}^+ \cos(\phi_1^+)$ e $Q_1^+ = 3V_{1,rms}^+ I_{1,rms}^+ \sen(\phi_1^+)$.

onde

$V_{1,rms}^+$, componente de seqüência positiva (em rms) da tensão na freqüência fundamental.

$I_{1,rms}^+$, componente de seqüência positiva (em rms) da corrente na freqüência fundamental.

ϕ_1^+ , defasamento entre a tensão e a corrente de seqüência positiva na freqüência fundamental.

Fator de Potência

O fator de potência é dado pela relação entre a potência ativa e a potência aparente, indicando a utilização de energia ativa pelo sistema.

$$FP = P/S. \quad (1.131)$$

Para o caso de um sistema trifásico, P é calculada em (1.110).

Em um sistema não-senoidal e desbalanceado:

$$S_e \geq S_A \geq S_V; \quad (1.132)$$

logo,

$$FP_e \leq FP_A \leq FP_V. \quad (1.133)$$

Exemplo de Aplicação das Definições

Para a avaliação das definições de potência aparente total em um sistema, simulou-se um circuito trifásico desbalanceado constituído de cargas não-lineares (figura 1.8). O circuito foi simplificado, desconsiderando-se a existência de R_M^I e R_M^{II} . Os parâmetros do circuito de alimentação apresentado da figura 1.8 possuem os seguintes valores:

$$r_a = r_b = r_c = r_n = r = 21 \text{ m}\Omega.$$

$$L_a = L_b = L_c = 55 \text{ }\mu\text{H}.$$

$$L_n = 140 \text{ }\mu\text{H}.$$

Tensões de fonte simétricas senoidais: 220 Vrms fase-fase.

$$\Delta P = r(I_{a,rms}^2 + I_{b,rms}^2 + I_{c,rms}^2 + \rho I_{n,rms}^2).$$

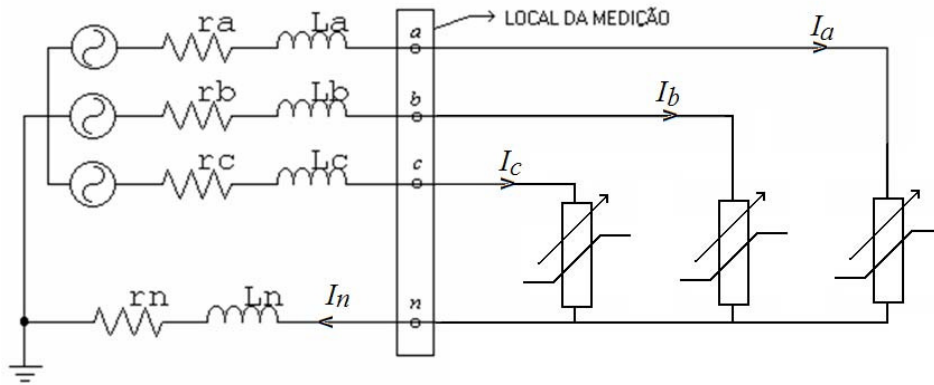


Figura 1.8 – Sistema trifásico desbalanceado com cargas não-lineares.

Para simular o circuito, consideraram-se 50 casos, onde se variou o espectro harmônico de amplitude e fase da corrente, obedecendo-se também uma variação crescente do valor rms da corrente nas fases, ou seja, aumentando-se a demanda ao longo da simulação.

Os valores calculados da THD da corrente de fase em cada caso são mostrados na Figura 1.9.

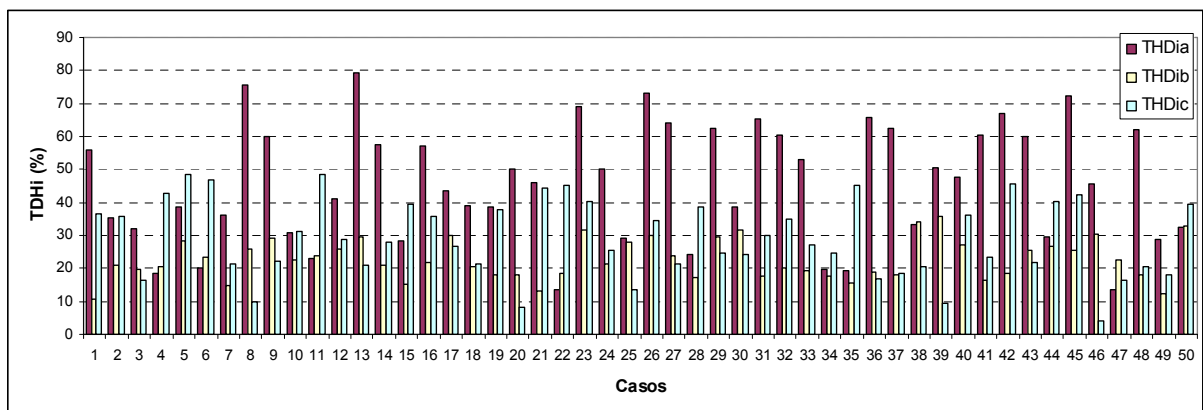


Figura 1.9 – Variação da THD de corrente em cada fase nos 50 casos simulados.

Calculou-se a perda de potência nos condutores para cada caso considerado e nota-se pela figura 1.10 a diferença entre as potências aparentes solicitadas pelo circuito. A perda de potência no sistema de suprimento, ou seja, antes da carga a ser atendida, é uma função linear da potência efetiva ao quadrado; o mesmo não ocorre para as potências aparente vetorial e aritmética quando o sistema é desbalanceado e não-senoidal ^[29].

A corrente no condutor neutro pode causar perdas de potência adicionais significantes que devem ser refletidas na expressão do carregamento do sistema (em VA), assim como na expressão do fator de potência.

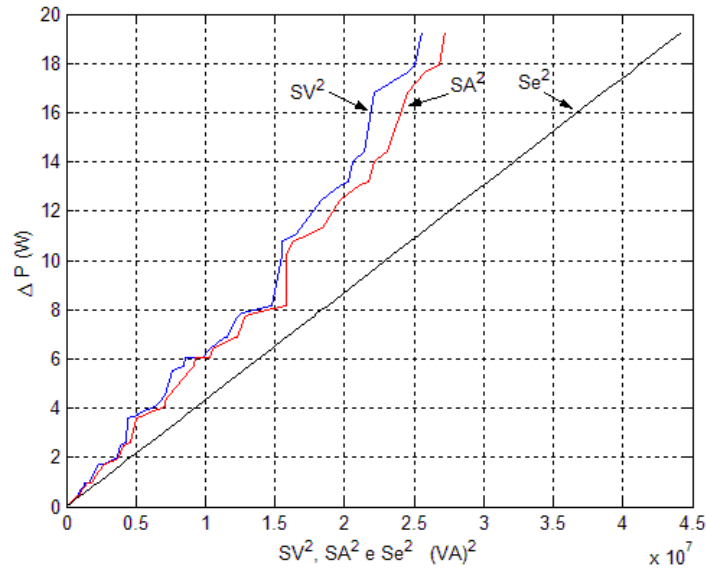


Figura 1.10 – Perda nos condutores em função do quadrado da potência aparente.

1.6 - Outras Considerações para Sistemas Polifásicos

Um sistema polifásico pode ser representado, segundo o enfoque dado por Buchholz ^[30], por um circuito homogeneamente estruturado, onde todos os condutores possuem a mesma capacidade de transmissão de energia. Nesse circuito homogêneo, as tensões de fonte nos m terminais são expressas em referência a um nó virtual “0” na forma:

$$v_{k0}(t) = v_{kr}(t) - v_{0r}(t); \quad (1.134)$$

$$v_{0r}(t) = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m v_{kr}(t); \quad k \in \{1, 2, \dots, m\}. \quad (1.135)$$

Onde, $v_{kr}(t)$ é a tensão do k -ésimo terminal medida em relação a um nó de referência físico “ r ”, o qual é escolhido arbitrariamente; $v_{0r}(t)$ é tensão de flutuação do nó virtual em relação ao nó de referência arbitrário.

Independentemente do nó de referência selecionado e dos valores das tensões nas fases, as m tensões medidas em relação ao nó virtual são as únicas que sempre satisfazem a:

$$\sum_{k=1}^m v_{k0}(t) = 0. \quad (1.136)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes sobre os condutores, tem-se:

$$\sum_{k=1}^m i_k(t) = 0. \quad (1.137)$$

A potência instantânea desenvolvida coletivamente pelas m fases do sistema independe do nó eleito para a referência das tensões, sendo:

$$p_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^m v_{kr}(t) \cdot i_k(t) = \sum_{k=1}^m v_{k0}(t) \cdot i_k(t) + v_{0r}(t) \cdot \overbrace{\sum_{k=1}^m i_k(t)}^0 = \sum_{k=1}^m v_{k0}(t) \cdot i_k(t). \quad (1.138)$$

Para tratar o sistema polifásico como um todo, Buchholz introduziu o conceito de valor coletivo instantâneo de tensão e corrente. Esses valores são definidos como:

$$v_{\Sigma}(t) = \sqrt{\sum_{k=1}^m v_{k0}^2(t)}; \quad (1.139)$$

$$i_{\Sigma}(t) = \sqrt{\sum_{k=1}^m i_k^2(t)}. \quad (1.140)$$

Também foi definido o valor eficaz coletivo de tensão e corrente em condições de regime permanente harmônico, como:

$$V_{\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T v_{\Sigma}^2(t) dt}; \quad (1.141)$$

$$I_{\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T i_{\Sigma}^2(t) dt}. \quad (1.142)$$

Buchholz propôs a seguinte expressão para o cálculo da potência aparente total do sistema polifásico:

$$S_{\Sigma} = V_{\Sigma} I_{\Sigma}. \quad (1.143)$$

Essa potência é a potência aparente efetiva, contida nas definições do padrão IEEE 1459-2000.

Buchholz também realizou uma contribuição de grande interesse para a decomposição das correntes em um sistema polifásico genérico. Posteriormente, Depenbrock estendeu os trabalhos de Buchholz e propôs um método, denominado de FBD^[31] (em homenagem a Fryze e Buchholz), para o cálculo instantâneo das correntes ativas em tal sistema polifásico. Quando se aplica o método FBD a um sistema trifásico de três condutores, as correntes ativas obtidas coincidem com as correntes resultantes da aplicação da teoria p - q , proposta por Akagi et. al. [32 e 33]. A expressão que determina as correntes ativas na teoria p - q é um caso particular do método FBD. No entanto, o tratamento conceitual dado por Akagi et. al. vai mais além de uma decomposição das correntes, pois introduz o conceito de potência imaginária instantânea, o qual dá significado físico ao intercâmbio instantâneo de energia que se produz entre as fases

de um sistema trifásico de três fios, como consequência da circulação de correntes não-ativas no mesmo.

Para sistemas trifásicos com quatro fios, as correntes ativas resultantes da aplicação do método FBD diferem das que se obtêm quando se aplicam as teorias de potência instantânea que se formularam para o sistema a quatro fios ^[34 a 37], a partir de uma atualização matemática da teoria $p-q$ proposta originalmente por Akagi et. al. A diferença entre as correntes obtidas em cada caso dependerá do papel que desempenha o condutor neutro no circuito.

O próximo capítulo aborda um pouco mais sobre a teoria da potência instantânea, com a aplicação de filtros ativos em sistema trifásicos.

1.7 - Comentários

Entre os parâmetros analisados no projeto ou na expansão de um sistema de suprimento de energia elétrica, com base na estimativa ou medição da carga a ser atendida, a potência aparente é o parâmetro mais importante que deve ser levado em consideração. Portanto, deve-se ter o cuidado na definição da potência aparente utilizada nesse cálculo, pois se pode subestimar as perdas no sistema e superestimar o fator de potência.

Observa-se que não existe uma teoria de potência aplicada em sistemas não-senoidais e desbalanceados que seja flexível para ser utilizada em diversas áreas como projeto, análise, controle, compensação, medição, tarifação, atribuição de responsabilidades, etc. Outro problema que merece especial atenção em sistemas elétricos de potência em condições não-senoidais é a compensação da potência reativa.

CAPÍTULO 2

MITIGAÇÃO DE HARMÔNICOS NO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA

2.1 - Introdução

Sempre que a presença de conteúdo harmônico no sistema elétrico for significativa, tanto de tensão quanto de corrente, é importante uma correta identificação das fontes dos harmônicos, para que se possa empregar um meio de mitigação dos mesmos.

O problema também é importante na definição de responsabilidades por distorções observadas no ponto de entrega dos consumidores (PAC – Ponto de Acoplamento Comum), mas sua solução não é trivial, como é mostrado em [38], onde é apresentado um caso em que técnicos de uma grande usina siderúrgica questionaram a possibilidade das correntes que estavam circulando por seus filtros (passivos) para harmônicos serem provenientes de outras partes do sistema de transmissão ao qual a usina está conectada. Aproveitando um desligamento da usina para manutenção durante um feriado, verificou-se a circulação de correntes por seus filtros.

2.2 - Atribuição de Responsabilidades

Diferentes métodos são propostos por vários autores [39, 40, 41, 42, 43, 44] para atribuição de responsabilidades pela distorção da tensão no PAC entre as partes envolvidas (seja entre consumidor e concessionária ou entre dois consumidores). Porém, observa-se que não existe ainda um consenso sobre a metodologia a ser empregada para tal fim.

Nos procedimentos realizados no domínio da frequência, os quais são os mais utilizados, modela-se o sistema pelo circuito equivalente de Norton (figura 2.1) para diferentes frequências harmônicas. Para isso, é imprescindível conhecer a impedância no lado da concessionária e a impedância no lado do consumidor, mas na prática, geralmente, há o desconhecimento da impedância referente ao consumidor.

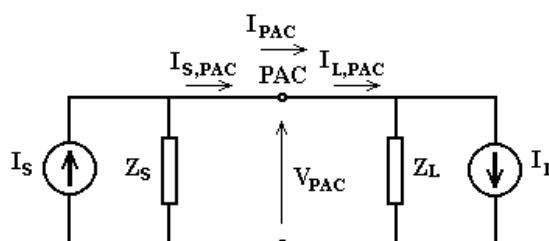


Figura 2.1 – Modelo utilizado para identificação das fontes de distorção no PAC.

De posse dos dados medidos de tensão e corrente no PAC ($\bar{V}_{PAC,k}$ e $\bar{I}_{PAC,k}$, respectivamente) e dos valores de $\bar{Z}_{S,k}$ e $\bar{Z}_{L,k}$, em uma determinada frequência k , obtêm-se as parcelas de corrente, cuja soma vetorial resulta na corrente no PAC, pelas seguintes equações:

$$\bar{I}_{L-PAC,k} = \frac{\bar{Z}_{L,k} \cdot \bar{I}_{PAC,k} - \bar{V}_{PAC,k}}{\bar{Z}_{S,k} + \bar{Z}_{L,k}}, \quad (2.1)$$

$$\bar{I}_{S-PAC,k} = \frac{\bar{Z}_{S,k} \cdot \bar{I}_{PAC,k} + \bar{V}_{PAC,k}}{\bar{Z}_{S,k} + \bar{Z}_{L,k}}, \quad (2.2)$$

onde

$\bar{I}_{L-PAC,k}$, componente de corrente harmônica no PAC devido à carga.

$\bar{I}_{S-PAC,k}$, componente de corrente harmônica no PAC devido ao sistema supridor.

Quando são avaliados os níveis de distorção harmônica no PAC e estes tenham ultrapassado os limites estabelecidos como padrão de atendimento, a questão de identificação das partes responsáveis pela distorção é de grande relevância em função do reconhecimento que estas violações sejam causadoras de prejuízos para as partes e ações corretivas devam ser implementadas ^[41].

2.3 - Normas e Recomendações para Limitação de Harmônicos

As principais recomendações existentes limitam o conteúdo harmônico em indicadores específicos (para equipamentos) ou indicadores globais (para o sistema elétrico). É de se esperar que haja uma tendência na adoção de normas compatíveis, visando à qualidade da energia elétrica, na maioria dos países, dada a expansão contínua da globalização dos mercados.

Norma IEC 1000-3-2 (ou EN 61000-3-2)

A norma internacional IEC 1000-3-2 ^[45] regula os limites de emissão de componentes harmônicas de corrente na rede pública de alimentação. Aplica-se a equipamentos elétricos e eletrônicos que possuem uma corrente de entrada menor ou igual a 16 A por fase, conectados a uma rede pública de baixa tensão alternada, de 50 ou 60 Hz ^[46], com tensão fase-neutro/fase-fase: 220/380 V, 230/400 V e 240/415 V.

Esse padrão define quatro classes diferentes para equipamentos elétricos e eletrônicos: A, B, C e D (tabela 2.1). Essas classes estabelecem limites para cada componente harmônica

da corrente, dependendo do uso do equipamento eletrônico. A mais importante mudança que ocorreu nessa norma foi como classificar equipamentos classe D. Na primeira versão da norma, a classe D era aplicada a equipamentos sob a envoltória de uma forma de onda especial de corrente (modelo de forma de onda definido pela norma). No novo padrão, o modelo de forma de onda de corrente na linha tipo classe D desaparece. As especificações do limite harmônico classe D (tabela 2.2) devem ser aplicadas a equipamentos com uma potência máxima de entrada menor ou igual a 600 W, dos seguintes tipos:

- computadores pessoais e seus monitores;
- aparelhos receptores de televisão.

Muitos equipamentos que antes eram classificadas como classe D, agora, segundo a nova versão da IEC 1000-3-2, são classificadas como classe A ^[47]. Para a classe A, o limite de conteúdo harmônico na linha não deve exceder os valores apresentados na tabela 2.3.

As especificações do limite harmônico das classes B e C são mostradas na tabela 2.4 e tabela 2.5, respectivamente.

A norma IEC 1000-3-2 não se aplica a (e não tem limites para) ^[48]:

- Redes elétricas não públicas;
- Equipamentos médicos;
- Equipamentos da classe A e D com potência efetiva de entrada inferior a 75 W;
- Equipamentos de iluminação que consomem menos que 25 W;
- Fontes de alimentação de componentes;
- Equipamentos profissionais (não utilizados para venda ou uso público) com potência de entrada total maior que 1 kW.

Verifica-se que em muitos equipamentos vendidos no mercado brasileiro possuindo dados de tensão de suprimento 110-127 Vrms 50/60 Hz, como por exemplo impressoras, menciona-se que estão de acordo com essa norma. Alguns autores aplicam a recomendação para equipamentos alimentados com tensão (V_n) abaixo da especificada, multiplicando os limites por $220/V_n$.

Tabela 2.1 – Classificação dos equipamentos.

Classe A	Classe B	Classe C	Classe D
Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada e todos os demais não incluídos nas outras classes.	Ferramentas portáteis, soldadores a arco.	Dispositivos de iluminação.	Computadores pessoais, monitores e TV.

Tabela 2.2 – Limite harmônico - Classe D.

Ordem do Harmônico (n)	Limite Harmônico Relativo (mArms/W)	Máxima Corrente Harmônica Permitida (Arms)
3	3,4	2,30
5	1,9	1,14
7	1	0,77
9	0,5	0,40
11	0,35	0,33
13	0,296	0,21
$15 < n < 39$	$3,85/n$	$2,25/n$

Tabela 2.3 – Limite harmônico - Classe A.

Ordem do Harmônico (n)	Máxima Corrente Harmônica Permitida (Arms)
Harmônico ímpar	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 < n < 39$	$2,25/n$
Harmônico par	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$1,84/n$

Tabela 2.4 – Limite harmônico - Classe B.

Ordem do Harmônico (n)	Máxima Corrente Harmônica Permitida (Arms)
Harmônico ímpar	
3	3,45
5	1,71
7	1,155
9	0,60
11	0,495
13	0,315
$15 < n < 39$	$3,375/n$
Harmônico par	
2	1,62
4	0,645
6	0,45
$8 \leq n \leq 40$	$2,76/n$

Tabela 2.5 – Limite harmônico - Classe C.

Classe C > 25 W	Valor máximo expresso como uma porcentagem da corrente de entrada das luminárias na frequência fundamental.
Ordem do Harmônico (n)	
2	2
3	30 x fator de potência
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3

A figura 2.2 apresenta os valores máximos permitidos para o espectro de amplitude de corrente (em rms) para equipamentos das classes A, B, C e D, sendo considerado para a classe C um equipamento com fator de potência igual a 0,7 e a amplitude das componentes harmônicas esboçadas em relação à frequência fundamental e, para a classe D, um equipamento com potência nominal de 100 W.

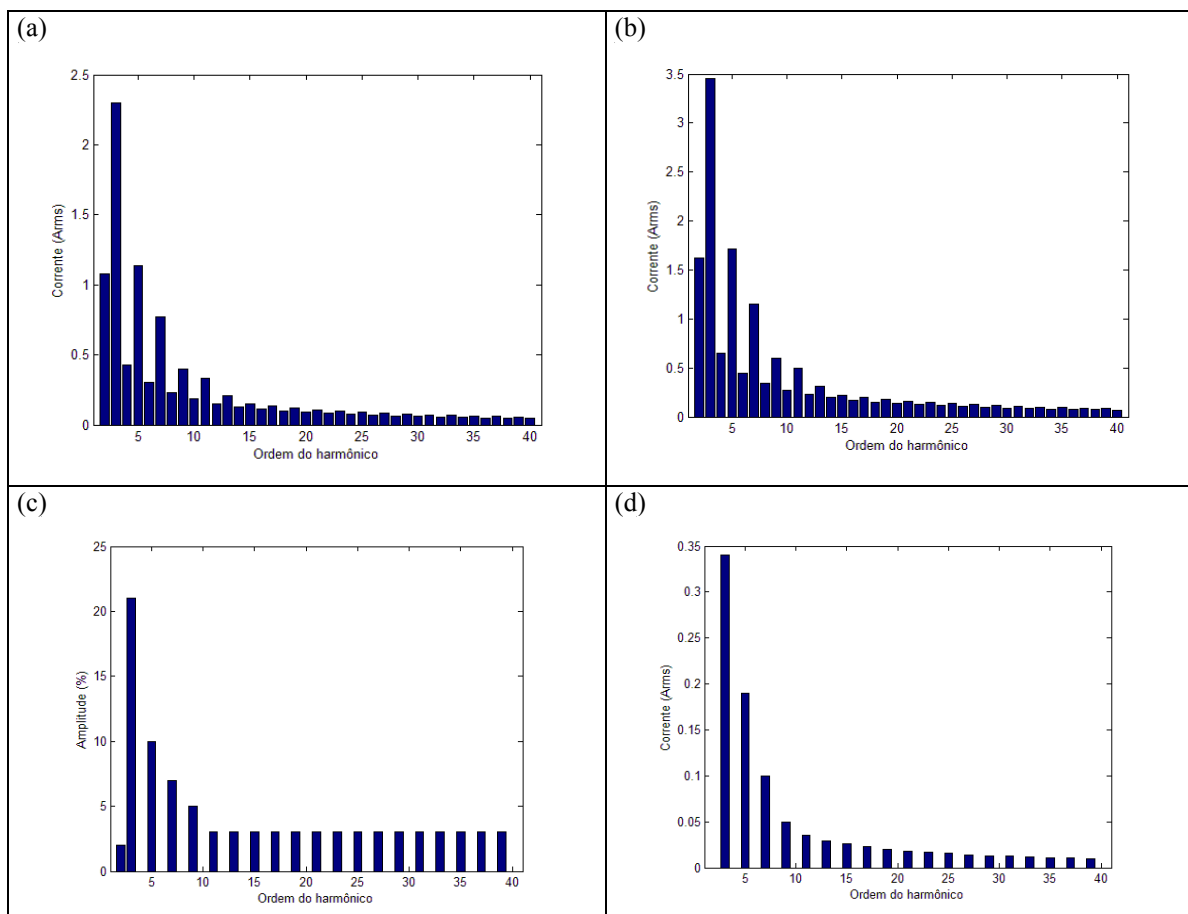


Figura 2.2 – Limites máximos do espectro de amplitude para diferentes categorias de equipamentos: (a) Classe A; (b) Classe B; (c) Classe C; (d) Classe D.

Para equipamentos com correntes superiores a 16 A por fase, a IEC recomenda a aplicação das normas IEC 61000-3-4^[49] ou IEC 61000-3-12^[50].

Recomendação IEEE-519-1992: Práticas e Requisitos para Controle de Harmônicos em Sistemas Elétricos de Potência^[51]

Essa recomendação descreve os principais fenômenos causadores de distorção harmônica, indica métodos de medição e limites de distorção. Seu enfoque é diferente daquele da IEC, uma vez que os limites estabelecidos referem-se aos valores medidos no Ponto de Acoplamento Comum (PAC), e não em cada equipamento individual. A filosofia é que não interessa ao sistema o que ocorre dentro de uma instalação, mas sim o que ela reflete para o exterior, ou seja, para os outros consumidores conectados à mesma alimentação.

Os limites diferem de acordo com o nível de tensão e com o nível de curto-circuito do PAC. Obviamente, quanto maior for a corrente de curto-circuito (I_{cc}) em relação à corrente de carga, maiores são as distorções de corrente admissíveis, uma vez que elas distorcerão em menor intensidade a tensão no PAC. À medida que se eleva o nível de tensão, menores são os limites aceitáveis.

A grandeza TDD (“Total Demand Distortion”), apresentada na Recomendação, expressa a distorção de corrente em relação à máxima corrente de frequência fundamental demandada pela carga no PAC (durante 15 ou 30 minutos). Isto significa que a medição da TDD é baseada no pico de consumo.

$$TDD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\max}} I_h^2}}{I_L}, \quad (2.3)$$

onde

I_L é a máxima corrente de carga demandada no PAC (valor da corrente na frequência fundamental) e se calcula a partir da média dos máximos registrados da corrente demandada nos últimos 12 meses.

As tabelas 2.6 a 2.8 apresentam os limites da corrente em diferentes sistemas.

Tabela 2.6 – Limites de distorção da corrente para sistemas de distribuição (120 V a 69 kV).

Máxima corrente harmônica em % da corrente de carga (I_L)						
Ordem do Harmônico (n) – Harmônicos ímpares						
I_{cc}/I_L	<11	11≤n<17	17≤n<23	23≤n<35	35<n	TDD(%)
<20	4	2	1,5	0,6	0,3	5
20<50	7	3,5	2,5	1	0,5	8
50<100	10	4,5	4	1,5	0,7	12
100<1000	12	5,5	5	2	1	15
>1000	15	7	6	2,5	1,4	20

I_{cc} = máxima corrente de curto-circuito no PAC.

- Correntes harmônicas pares são limitadas a 25% dos valores das correntes harmônicas ímpares apresentados na tabela 2.6 .
- Distorções de corrente que resultem em nível CC, como por exemplo, conversores de meia-onda, não são permitidas.

Tabela 2.7 – Limites de distorção da corrente para sistemas de sub-transmissão (69.001 V a 161 kV).

Máxima corrente harmônica em % da corrente de carga (I_L)						
Ordem do Harmônico (n) – Harmônicos ímpares						
I_{cc}/I_L	<11	11≤n<17	17≤n<23	23≤n<35	35<n	TDD(%)
<20	2	1	0,75	0,3	0,15	2,5
20<50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4
50<100	5	2,25	2	0,75	0,35	6
100<1000	6	2,75	2,5	1	0,5	7,5
>1000	7,5	3,5	3	1,25	0,7	10

Tabela 2.8 – Limites de distorção de corrente para sistemas de transmissão (>161 kV), geração distribuída e cogeração.

Harmônicos ímpares:						
I_{cc}/I_L	<11	11≤n<17	17≤n<23	23≤n<35	35<n	THD(%)
<50	2	1	0,75	0,3	0,15	2,5
≥50	3	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75

Para os limites de tensão, os valores mais severos são para as tensões menores (nível de distribuição). Estabelece-se um limite individual por componente e um limite para a distorção harmônica total (tabela 2.9).

Tabela 2.9 – Limites de distorção de tensão.

	Distorção individual (%)	THD (%)
69 kV e abaixo	3	5
69.001 V até 161 kV	1,5	2,5
Acima de 161 kV	1	1,5

NBR 14418 ABNT

Essa norma é aplicada a lâmpadas fluorescentes tubulares, com reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada, estabelecendo valores para o fator de potência, corrente de alimentação e a forma de onda da corrente ^[52].

GCOI/GCPS (Eletrobras) – ONS (Procedimentos de Rede)

A recomendação do GCOI (Grupo Coordenador da Operação Interligada)/ GCPS (Grupo Coordenador do Planejamento dos Sistemas Elétricos) da Eletrobras, apresenta limites (globais e individuais) de conteúdo harmônico de tensão fase-terra para sistemas de tensão inferiores e superiores a 69 kV ^[53]. Os limites admissíveis de correntes harmônicas devem ser estabelecidos de forma a evitar que o conteúdo harmônico de tensão seja excedido no ponto de entrega.

Os padrões de desempenho da Rede Básica, definidos no submódulo 2.2 do ONS (Operador Nacional do Sistema Elétrico), resultam da compilação da experiência de planejamento e operação do Sistema Elétrico Brasileiro, consolidada no âmbito do GCPS, do GCOI e do CCON (Comitê Coordenador de Operações do Norte e Nordeste), bem como dos resultados das discussões técnicas promovidas no âmbito do Grupo de Trabalho Especial – Qualidade de Energia Elétrica, coordenado pelo ONS e constituído por representantes dos diversos Agentes, Universidades, Consumidores, etc ^[54]. Os valores individuais e totais para harmônicos de tensão não devem ultrapassar, em regime permanente, os valores limites apresentados na tabela 2.10.

Cabe ressaltar que está autorizada a utilização desse submódulo, em caráter provisório, pela Resolução nº 791, de 24/12/2002 da ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica).

Tabela 2.10 – Limites globais de tensão expressos em percentagem da tensão fundamental ^[54].

$V < 69 \text{ kV}$				$V \geq 69 \text{ kV}$			
ÍMPARES		PARES		ÍMPARES		PARES	
Ordem	Valor	Ordem	Valor	Ordem	Valor	Ordem	Valor
3, 5 e 7	5 %			3, 5 e 7	2 %		
		2, 4 e 6	2 %			2, 4 e 6	1 %
9, 11 e 13	3 %			9, 11 e 13	1,5 %		
		≥ 8	1 %			≥ 8	0,5 %
15 a 25	2 %			15 a 25	1 %		
≥ 27	1 %			≥ 27	0,5 %		
THD = 6 %				THD = 3 %			

O submódulo 3.8 do ONS ^[55], referente ao módulo 3 - “Acesso aos Sistemas de Transmissão”, estabelece requisitos técnicos para conexão à Rede Básica, sendo os limites referentes a harmônicos de tensão apresentados na tabela 2.11. Uma revisão futura do submódulo poderá levar à adoção de limites associados com a injeção de corrente harmônica na Rede Básica. Esse submódulo está autorizado para utilização em caráter provisório pela Resolução nº 140, de 25/03/2002 da ANEEL.

Tabela 2.11 – Limites individuais expressos em percentagem da tensão fundamental ^[55].

13,8 kV < V < 69 kV				V ≥ 69 kV			
ÍMPARES		PARES		ÍMPARES		PARES	
Ordem	Valor	Ordem	Valor	Ordem	Valor	Ordem	Valor
3 a 25	1,5 %			3 a 25	0,6 %		
		todas	0,6 %			todas	0,3 %
≥ 27	0,7 %			≥ 27	0,4 %		
THD = 3 %				THD = 1,5 %			

2.4 - Mitigação de Componentes Harmônicas

As distorções nas formas de onda de tensão e corrente, em relação a uma onda senoidal, estão freqüentemente presentes em um sistema de potência, seja em maior ou menor nível. O conteúdo harmônico da corrente deve ser controlado quando o mesmo se torna problemático ao sistema. Um dos problemas mais comuns causados com a circulação de correntes harmônicas de magnitude elevadas são quando o PAC está distante da carga, fazendo com que o caminho da corrente se torne longo, agravando-se ainda mais se a linha de distribuição for deficiente (impedância alta até o PAC), criando neste caso uma distorção alta na tensão de suprimento. Outro problema é se a resposta do sistema de potência a uma ou várias freqüências harmônicas injetadas na rede resulta em situações de ressonância. Nesse caso, as tensões e correntes harmônicas são aumentadas, alcançando limites superiores aos tolerados.

Entre as técnicas comumente adotadas para mitigar o conteúdo harmônico de corrente, destacam-se:

- A modificação da resposta em freqüência do sistema elétrico de potência (como por exemplo, instalação de indutâncias em série com capacitores em bancos de compensação de potência reativa, para que a freqüência de ressonância não coincida com nenhuma das freqüências harmônicas presentes no sistema; instalação de filtros passivos para mudar a resposta frequencial do sistema; modificação da capacitância do banco de compensação; etc.).

- A redução da injeção de correntes harmônicas pelas cargas (como por exemplo, colocação de indutâncias limitadoras (“chokes”) no lado CA de conversores estáticos;

alimentação de cargas trifásicas por meio de um transformador com o primário em triângulo, para impedir a circulação de correntes homopolares no lado primário do transformador; utilização de um transformador com o primário em estrela, sem neutro, e o secundário em “zig-zague”; inserção de uma reatância “zig-zague” em paralelo com a carga trifásica, a fim de atenuar a corrente no neutro; etc.).

- A instalação de filtros que permitam desviar ou bloquear a corrente com conteúdo harmônico (essa medida é vista com mais detalhes adiante).

Mitigação de harmônicos em cargas representadas por fontes de tensão ou corrente

Algumas cargas não-lineares podem ser representadas por uma fonte com conteúdo harmônico de corrente ou tensão, dependendo das variáveis associadas à carga ao se variarem os parâmetros da rede. Os retificadores (controlados e não controlados) que alimentam cargas indutivas são fontes típicas de corrente com frequências harmônicas. A figura 2.3 mostra um retificador que alimenta uma carga com indutância L suficientemente grande para conseguir uma corrente constante no lado CC. O circuito equivalente da carga como fonte de corrente é apresentado na figura 2.4. Na figura 2.5 apresenta-se um exemplo de simulação dessa carga, esboçando-se a tensão no PAC, a corrente suprida pela fonte e a corrente no lado CC.

Segundo o circuito equivalente dessa carga, para anular ou atenuar a circulação de correntes harmônicas no lado da fonte, será necessário oferecer um caminho (em paralelo com a fonte de corrente i_L) de baixa impedância para a corrente nas frequências harmônicas e alta impedância para a corrente na frequência fundamental. Caso se utilize um filtro série no circuito da figura 2.4 em lugar de um filtro paralelo é possível que a carga deixe de funcionar corretamente. A inserção de uma impedância elevada nas frequências harmônicas em série com a fonte de corrente fornece uma alta queda de tensão nos terminais dessa impedância, a qual pode ser intolerável para a carga.

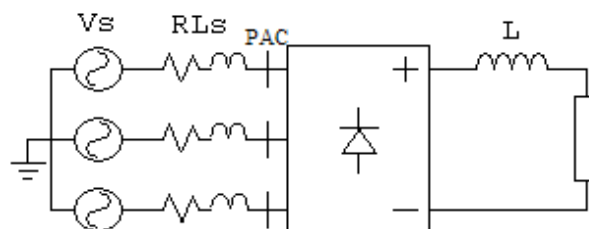


Figura 2.3 – Retificador suprindo carga indutiva.

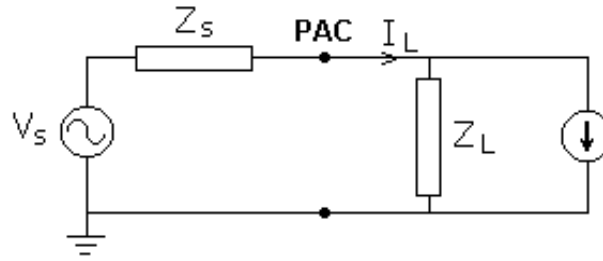


Figura 2.4 – Circuito equivalente por fase do retificador com carga indutiva.

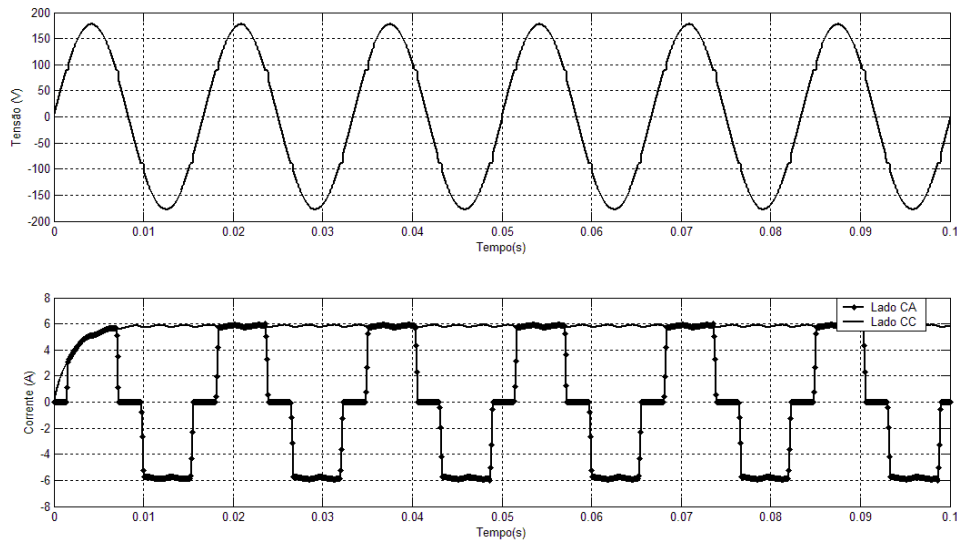


Figura 2.5 – (a) Tensão fase-terra no PAC; (b) corrente suprida de entrada e no lado CC (fase A).

Em muitas ocasiões, os retificadores possuem na sua saída um capacitor para conseguir uma tensão praticamente contínua no lado CC (figura 2.6), podendo-se utilizar o circuito equivalente da figura 2.7 para representar o comportamento do sistema. Na figura 2.8 é apresentado um exemplo de simulação dessa carga, esboçando-se a tensão no PAC, a tensão de saída do retificador e a corrente suprida pela fonte.

Nesse caso, a impedância no lado CC é menor que a impedância da rede; por isso a corrente absorvida pela carga é fortemente afetada pelo valor da impedância da rede. No entanto, a forma de onda de tensão no lado CC praticamente não é alterada com variações razoáveis na impedância do lado da fonte.

Segundo o circuito equivalente, para atenuar ou anular a circulação de correntes com conteúdo harmônico no lado da fonte, é necessário conectar em série com a impedância da fonte algum elemento que ofereça uma impedância alta nas frequências harmônicas e baixa na

frequência fundamental. O uso de um filtro paralelo em vez de um filtro série no circuito da figura 2.7, pode ser prejudicial para a carga. A inserção de uma impedância muito baixa nas frequências harmônicas em paralelo com a fonte de tensão diminuiria bastante a impedância vista pela carga, fazendo circular correntes elevadas através dessa impedância, podendo alcançar níveis de corrente destrutivos.

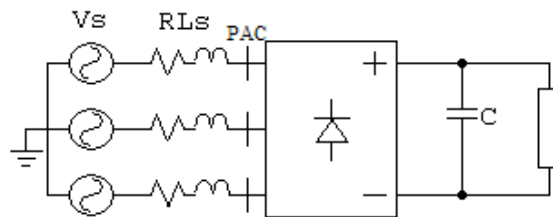


Figura 2.6 – Retificador suprindo carga capacitiva.

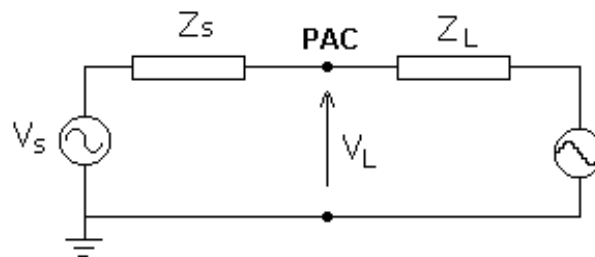


Figura 2.7 – Circuito equivalente por fase do retificador com carga capacitiva.

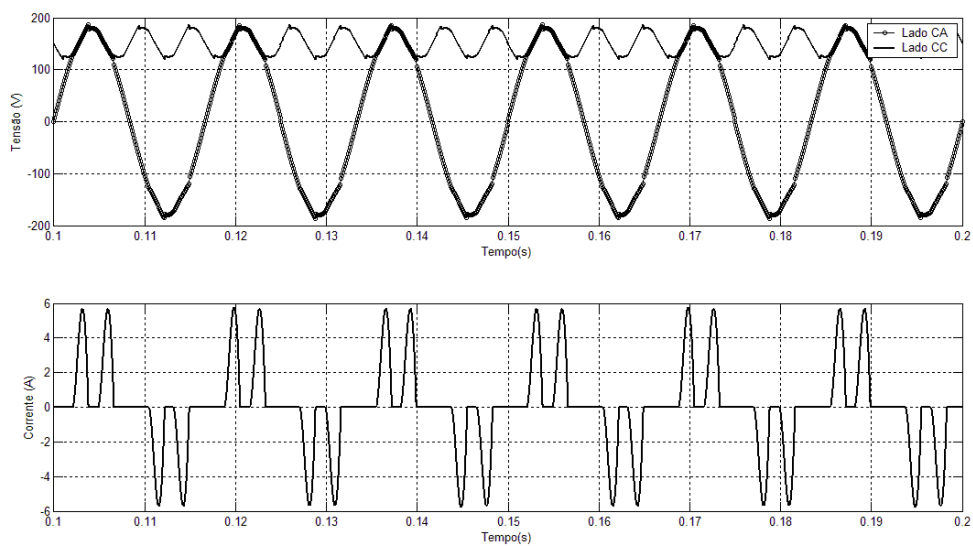


Figura 2.8 – (a) Tensão fase-terra no PAC e tensão na saída do retificador; (b) corrente de entrada (fase A).

Redução de Harmônicos por meio de Filtros e Corretores de Fator de Potência

Filtros Passivos

A utilização de filtros passivos constitui uma das técnicas mais aplicadas para atenuar componentes harmônicas, apresentando resultados satisfatórios, mesmo não sendo ótimos, com uma solução simples e econômica. Uma desvantagem desta técnica é sua limitação, visto que os filtros são projetados para trabalharem sintonizados sob determinadas condições de operação, e quaisquer alterações nas características da carga podem reduzir a eficiência da filtragem ^[56], como também a mesma é fortemente afetada pela impedância da rede, sendo assim um inconveniente para instalações em sistemas de potência com condições mutáveis. A utilização desses filtros deve ser feita depois de um estudo pormenorizado da instalação, pois, em alguns casos particulares a instalação de filtros passivos pode ocasionar problemas graves na rede ^{[57], [58]}.

Para realização de uma boa filtragem, é fundamental assegurar o baixo valor da resistência de aterramento no local de instalação do filtro, a boa precisão no valor da indutância do indutor e a baixa resistência nos enrolamentos deste, sem que seu preço torne inviável o projeto ^[59].

A eficiência de filtragem também é alterada com o envelhecimento, o deterioramento e o efeito da temperatura sobre os componentes do filtro.^[60] Outro fato é que os filtros passivos não permitem selecionar a fonte de harmônicos que deve ser filtrada, podendo ser destruídos, como consequência de uma sobrecarga originada pela injeção adicional de correntes harmônicas por parte de fontes de terceiros.

Como visto antes, deve-se ter o cuidado na aplicação de filtros passivos em paralelo com cargas que possam ser representadas por fonte de tensão. Na figura 2.9 apresenta-se o espectro harmônico de amplitude da corrente de entrada de um retificador trifásico simulado segundo esquema da figura 2.6, e na figura 2.10 mostram-se as formas de onda resultantes da corrente de entrada da carga para diferentes situações de aplicação de filtros passivos (LCR) em paralelo com a carga (sem filtro; filtragem somente da 5ª componente; filtragem da 5ª e da 7ª componente; filtragem da 5ª, 7ª e da 11ª componente). Observa-se o aumento da corrente absorvida pela carga à medida que se diminui a impedância (vista pela carga) para diferentes frequências harmônicas.

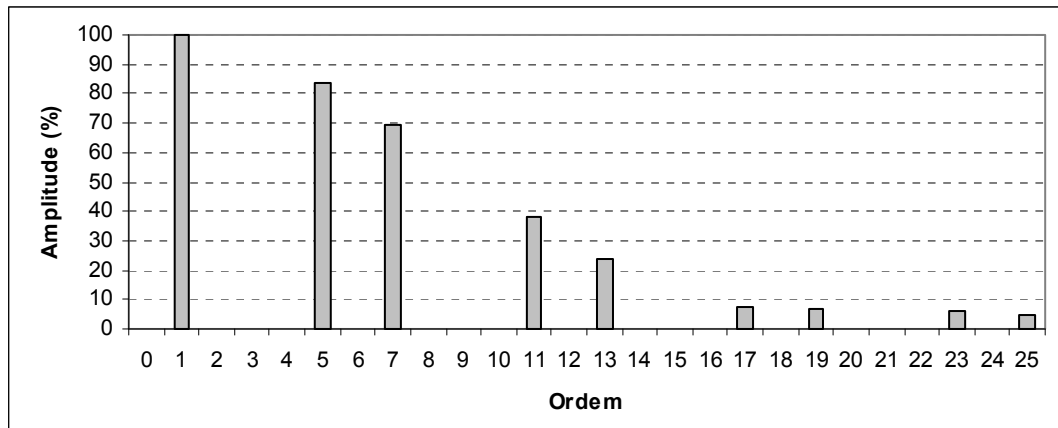


Figura 2.9 – Espectro harmônico de amplitude da corrente de linha em relação à componente fundamental.

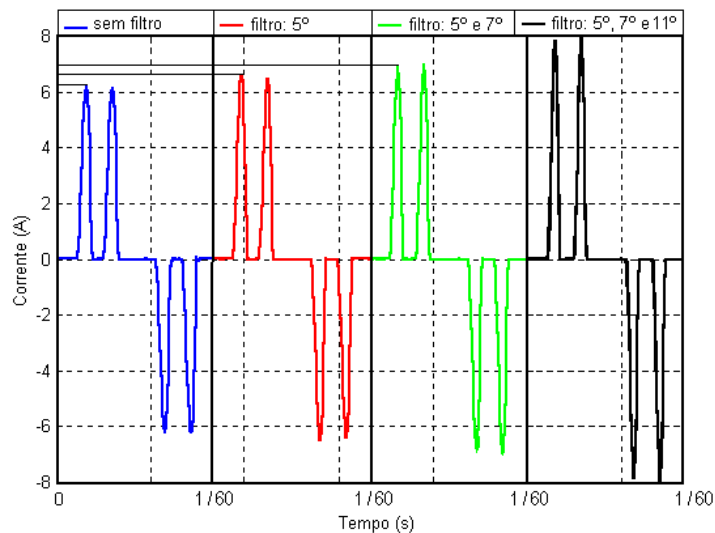


Figura 2.10 – Corrente da carga sob a influência de filtros passivos em paralelo.

Filtros Híbridos

Devido à complexidade e os custos de um filtro ativo, sobretudo em sistemas de grande potência, uma opção é a utilização de filtros híbridos, em que inversores de tensão ou corrente trabalham em conjunto com filtros passivos, melhorando as características de compensação do filtro ^[61 e 62].

O projeto e o controle correto do filtro híbrido permite obter bons sistemas de filtragem utilizando inversores de baixa potência baseados em topologias convencionais. Essa simplicidade no projeto do filtro híbrido faz com que seja reduzido o custo e a quantidade de energia processada na filtragem, quando comparado com o filtro ativo.

A topologia de um filtro híbrido depende do tipo de filtro passivo utilizado, do tipo do inversor e das características da carga ^[63]. Muitas combinações são possíveis no projeto de

filtros híbridos ^[64]; um possível arranjo é apresentado na figura 2.11, onde se tem uma configuração simplificada, formada por um inversor de tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*) e um filtro passivo (Z_f) em paralelo com uma carga não-linear, representada por fonte de corrente (I_L). Quando se faz o controle da tensão do inversor como:

$$v_f = k \cdot i_{s_h}, \quad (2.4)$$

onde i_{s_h} é a corrente harmônica no lado da fonte, o inversor opera como uma resistência virtual e a impedância vista pela carga é dada pela expressão:

$$Z = \frac{Z_f Z_s}{Z_f + Z_s + k}. \quad (2.5)$$

Para o caso da figura 2.11, $Z_s = R_s + jh\omega_0 L_s$ e $Z_f = R_f + j[h\omega_0 L_f - 1/(h\omega_0 C_f)]$.

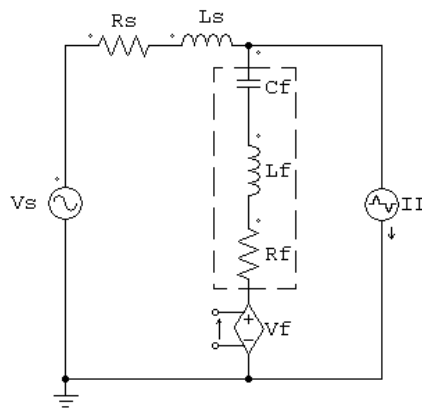


Figura 2.11 – Filtro híbrido instalado em paralelo com carga em fonte de corrente.

Na figura 2.12 mostra-se o módulo da impedância para diferentes valores de k . Nesse sistema há dois filtros passivos em paralelo, um sintonizado no 5º e outro no 7º harmônico. Verifica-se que com o aumento do valor de k amplia-se a largura de banda do sistema de filtragem.

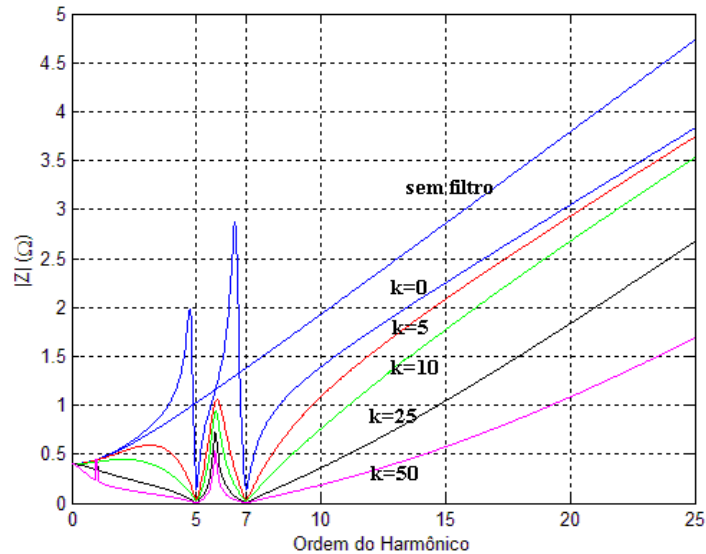


Figura 2.12 – Resposta em frequência da impedância do sistema.

Componentes Ativos

O projeto de fontes de alimentação de baixo custo é influenciado pelas normas de emissão de conteúdo harmônico em baixa frequência na linha. Nos últimos anos, circuitos para correção de fator de potência foram se tornando mais comuns em equipamentos de eletrônica de potência^[65], pois:

- Um alto fator de potência na entrada do circuito retificador melhora a máxima potência disponível entregue pela linha.
- Algumas normas têm aparecido para limitar o conteúdo harmônico de corrente dos principais equipamentos eletrônicos conectados na linha.

Para diminuição do conteúdo harmônico de corrente, uma solução típica é usar um conversor chamado de corretor de fator de potência (CFP), ou pré-regulador do fator de potência (PFP), projetado para que a corrente de linha seja muito próxima a uma senóide. Esse conversor é colocado na entrada do sistema e tem várias vantagens, como fator de potência unitário, flexibilidade no projeto, e tensão controlada no capacitor de armazenamento do conversor. Entretanto, como o CFP é colocado em série com a carga (ou com o conversor CC-CC), seu uso implica em um reprojeto do resto do sistema.

O conversor “boost” é um dos conversores mais utilizados para a implementação de estágios retificadores monofásicos de elevado fator de potência^[66]. Para verificar a correção do fator de potência em um retificador monofásico, simulou-se o circuito apresentado na figura 2.13, observando-se um fator de potência na entrada do circuito muito próximo da unidade (figura 2.14).

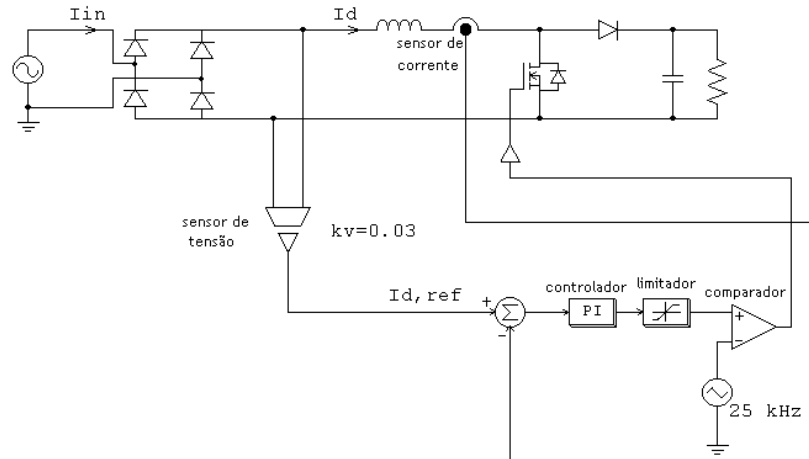


Figura 2.13 – Retificador Monofásico com CFP, tipo “boost”.

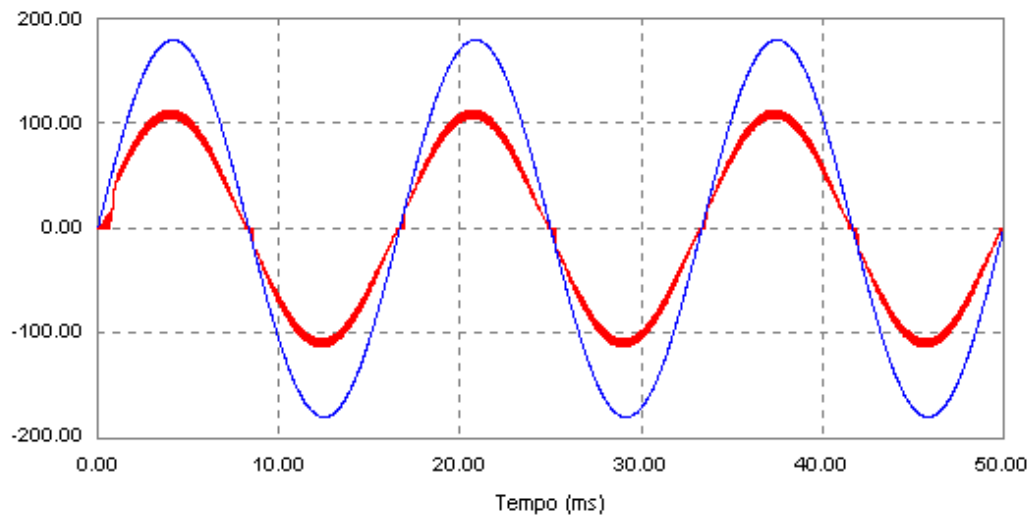


Figura 2.14 – Tensão (azul) e corrente de entrada multiplicada por 20 (vermelho).

Torna-se interessante, sob o ponto de vista do fabricante, ter um CFP, ou uma estratégia de redução de harmônicos, capaz de ser conectado em paralelo com o sistema, sem mudar a carga real ou o conversor CC-CC. Desse modo, o conversor fornecerá redução do conteúdo harmônico de corrente como uma opção, como por exemplo, em aplicações onde as normas de emissão de harmônicos de corrente são requeridas, permitindo uma redução do custo e economia de energia quando a correção do fator de potência não é requerida.

Os filtros ativos podem atingir esses objetivos por meio de um conversor de potência conectado em paralelo com a fonte CA, como mostra a figura 2.15. Esse conversor injeta ou retira corrente para alcançar uma corrente senoidal na linha. Entretanto, é um conversor que opera nos quatro quadrantes, possui quatro chaves e um complexo circuito de controle, o qual

é economicamente efetivo somente para aplicações em alta potência (mais que dezenas de quilowatts) ^[67].

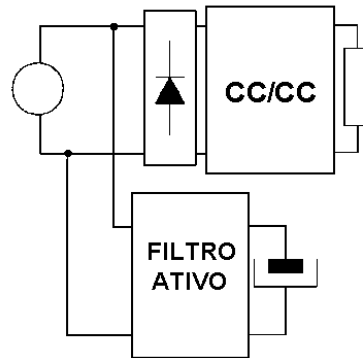


Figura 2.15 – Filtro ativo atuando no lado CA.

Um conversor denominado de redutor de harmônicos (RH) é proposto em [67] (figura 2.16). Esse conversor é derivado da configuração clássica de filtros ativos e age como uma fonte de corrente, mas é bastante simplificado, devido à sua posição no lado da tensão de linha retificada. O conversor trabalha como uma fonte de corrente (figura 2.17) e é capaz de obter uma corrente senoidal de linha em aplicações CA-CC, sem qualquer mudança no sistema existente.

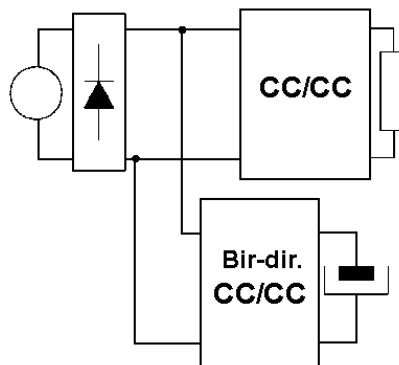


Figura 2.16 – Filtro ativo deslocado para o lado DC.

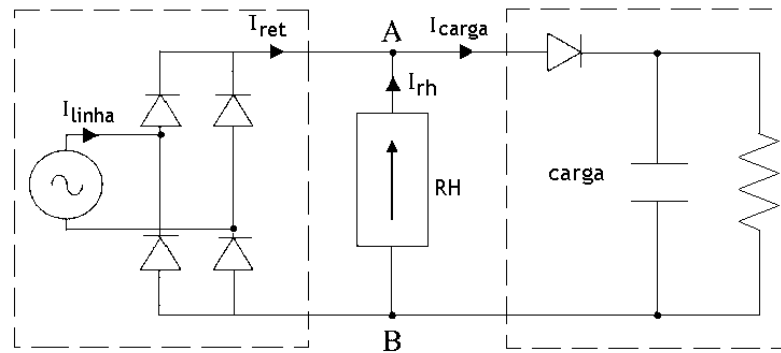


Figura 2.17 – Conversor RH atuando como uma fonte de corrente em paralelo.

As principais vantagens do conversor RH são apresentadas abaixo:

- O conversor é colocado em paralelo com a carga, tal que pode ser opcional a correção do fator de potência.
- O estágio de potência é composto por quatro componentes (duas chaves, um indutor e um capacitor); esse estágio é mostrado na figura 2.18.

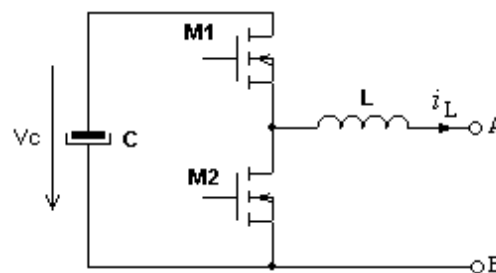


Figura 2.18 – Conversor RH proposto em [67].

- O estágio de controle é simples, sendo possível usar circuitos integrados (CIs) comerciais de correção do fator de potência.
- Verifica-se uma alta eficiência quando operando com uma carga para qual o mesmo foi projetado, e uma grande redução na taxa de distorção harmônica de corrente. Devido à sua conexão ser em paralelo, o conversor pode ser removido ou desabilitado para pequenas cargas, com objetivo de economizar energia, devido às perdas nos dispositivos de chaveamento.

Filtro Ativo em Sistemas Polifásicos

A filtragem ativa constitui uma técnica bastante eficiente para a atenuação do conteúdo harmônico. Essa técnica apresenta-se como uma alternativa atrativa nas instalações que

requerem um grau elevado de qualidade. Entretanto, na maioria das vezes, os custos elevados associados inviabilizam a aplicação desses dispositivos, além da taxa elevada de energia processada pelo filtro.

A vantagem de uma filtragem ativa está em se adaptar a mudanças na rede elétrica e a flutuações da carga, podendo compensar várias ordens de componentes harmônicas, não sendo afetada por mudanças nas características da rede, eliminando o risco de ressonância entre o filtro e a impedância da rede. Dependendo da configuração do filtro ativo, pode-se implementar a compensação de componentes harmônicas de tensão e corrente, compensação de potência reativa, regulação da tensão de alimentação, supressão de *flicker*, melhora no balanceamento da tensão, etc. [68]

Nessa técnica de filtragem ativa, geralmente empregada em instalações com alta potência, faz-se uso da configuração em série, em paralelo (shunt) ou combinação de ambos. Um exemplo de configuração paralela é apresentado na figura 2.19. Este tipo de solução é centralizado e não provê uma correção do fator de potência para cargas individuais.

Para a simulação realizada em [69], tem-se uma carga que requer um total de potência ativa de 15 kW. Na figura 2.20, a THD de corrente gerada pela carga é 30 %, o que requer que o filtro ativo processe 3,6 kVA. O outro caso, mostra uma corrente com alta TDH (100 %) e requer que o filtro processe muito mais potência aparente. Para este exemplo, o filtro ativo tem que processar 16,2 kVA, o que é maior que a potência ativa requerida pela carga. Portanto, os resultados dessas duas simulações mostram que o uso de filtro ativo em paralelo é vantajoso quando a THD de corrente gerada pela carga não é alta.

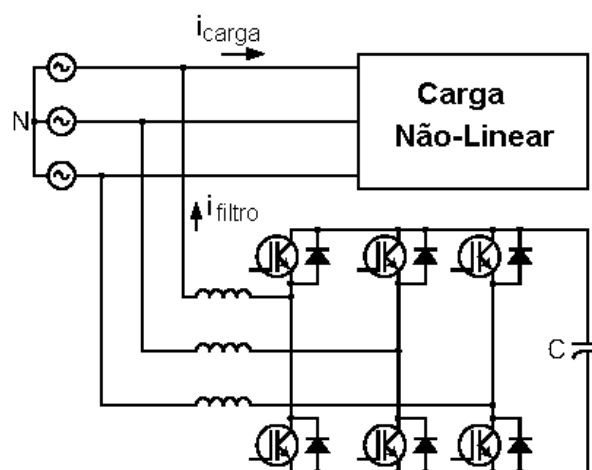


Figura 2.19 – Filtro Ativo Shunt [69].

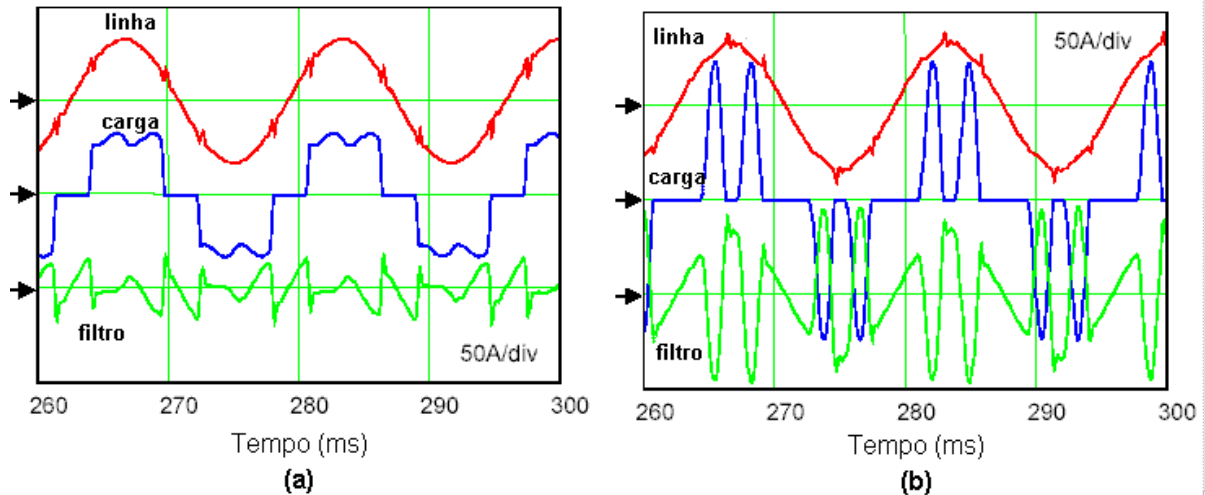


Figura 2.20 – (a) 30 % e (b) 100 % de THD produzida pela corrente de carga ^[69].

Teoria de Potência Instantânea Generalizada Aplicada na Filtragem Ativa

A teoria de potência desenvolvida neste tópico é independente do número de fases do sistema, se o sistema é periódico ou não, e se as tensões do sistema são ou não balanceadas.

Willems ^[70] estendeu a teoria $p-q$ para sistemas polifásicos genéricos, onde as tensões e correntes de um sistema de m fases podem ser representadas por vetores e, portanto, a potência real instantânea fornecida para a carga pode ser calculada por meio do produto escalar:

$$pm\phi(t) = \vec{V}^T \cdot \vec{I}. \quad (2.6)$$

Por exemplo, para o caso da representação de um sistema trifásico em coordenadas a,b,c :

$$\vec{V} = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \text{ e } \vec{I} = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Peng e Lai ^[71] definem um vetor de potência imaginária por meio do seguinte produto vetorial:

$$\vec{q}(t) = \vec{V} \times \vec{I}. \quad (2.8)$$

Essas definições para $pm\phi(t)$ e $\vec{q}(t)$ são independentes do sistema de coordenadas utilizado para a expressão de \vec{V} e \vec{I} , seja ele $a-b-c$, $\alpha-\beta-\gamma$ ^[72], $p-q-r$ ^[73], $d-q-z$ ^[58], etc.

A potência imaginária $\vec{q}(t)$ representa uma parcela de potência, portanto de corrente ($\vec{i}_q(t)$), que circula entre as fases do sistema sem participar na transferência de energia entre

as fontes geradoras e as cargas. Em estratégias de compensação, faz-se a compensação de $\vec{i}_q(t)$ para redução das perdas no sistema ^{[74], [75]}.

As correntes relacionadas às potências real e imaginária são definidas respectivamente por:

$$\vec{i}_p(t) = \frac{pm\phi(t) \cdot \vec{V}}{\vec{V} \cdot \vec{V}}, \quad (2.9)$$

$$\vec{i}_q(t) = \frac{\vec{q}(t) \cdot \vec{V}}{\vec{V} \cdot \vec{V}}. \quad (2.10)$$

Logo, o vetor espacial de corrente polifásica ($\vec{i}(t)$) é sempre igual a soma do vetor $\vec{i}_p(t)$ com $\vec{i}_q(t)$. Observa-se também que $\vec{i}_q(t)$ é ortogonal a \vec{V} e $\vec{i}_p(t)$ é paralelo a \vec{V} .

Pode-se demonstrar que em um espaço Euclidiano ^[76] o produto do quadrado do módulo de dois vetores quaisquer \vec{X} e \vec{Y} obedece a relação:

$$|\vec{X}|^2 \cdot |\vec{Y}|^2 = (\vec{X} \cdot \vec{Y})^2 + |\vec{X} \times \vec{Y}|^2 \quad (2.11)$$

Peng e Lai definiram a potência aparente instantânea (máxima potência ativa) a partir dessa relação, ou seja:

$$s^2 = |\vec{V}|^2 \cdot |\vec{I}|^2 = (\vec{V} \cdot \vec{I})^2 + |\vec{V} \times \vec{I}|^2 = pm\phi(t)^2 + |\vec{q}(t)|^2. \quad (2.12)$$

Por exemplo, o módulo de \vec{V} em coordenadas *a-b-c* é dado por:

$$|\vec{V}| = \sqrt{v_a(t)^2 + v_b(t)^2 + v_c(t)^2}. \quad (2.13)$$

A potência imaginária instantânea leva a um aumento da potência aparente instantânea do sistema. Fisicamente, a potência imaginária representa um intercâmbio de energia entre as fases do sistema e surge da interação de correntes não ativas com as tensões de fonte. Também essa potência surge de um intercâmbio entre o subsistema de seqüência positiva e negativa com o subsistema de seqüência zero.

Em estratégias de compensação, geralmente eliminam-se as correntes não-ativas fornecidas pela fonte, fazendo com que o compensador seja responsável pela injeção dessas componentes; logo, as correntes circulantes no lado da fonte após a compensação tornam-se:

$$\vec{I}_S = \frac{P_{Lm\phi}}{\vec{V}_{ref,\Sigma}^2} \cdot \vec{V}_{ref}, \quad (2.14)$$

onde $P_{Lm\phi}$ é o valor médio da potência instantânea $pm\phi(t)$, dado por:

$$P_{Lm\phi} = \frac{1}{T_i} \int_{t-T_i}^t p_{Lm\phi}(t) \cdot dt. \quad (2.15)$$

\vec{V}_{ref} é a tensão de referência escolhida. A tensão de referência determina o formato da onda da corrente ativa instantânea. O valor eficaz da tensão de referência é dado por:

$$\vec{V}_{ref,\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{T_i} \int_{t-T_i}^t \vec{V}_{ref}^T \cdot \vec{V}_{ref} \cdot dt}. \quad (2.16)$$

onde T_i é o intervalo médio de integração escolhido. Teoricamente, T_i pode ser escolhido de 0 a ∞ , mas na prática, escolhe-se como um número finito, com base nos objetivos da compensação. Para sistemas periódicos com período T , T_i geralmente é escolhido como $T_i = T/2$ ou $T_i = T$ [77].

Se a localização do filtro ativo for no lado da fonte, geralmente faz-se $\vec{V}_{ref} = \vec{V}$. Já no lado da carga e em sistemas trifásicos, quando se considera a influência do condutor neutro nas correntes ativas, faz-se [58]:

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}^+ + \vec{V}^- + \frac{\vec{V}^0}{\sqrt{k}}, \quad (2.17)$$

onde $k = 1 + 3\alpha$ e $\alpha = R_n / R$ (relação entre a resistência do condutor neutro e do condutor fase).

Em um sistema trifásico, os vetores de tensão de seqüência positiva, negativa e homopolar são apresentados, respectivamente, a seguir:

$$\vec{V}^+ = \sum_{k=0}^{\infty} V_k^+ \begin{bmatrix} \cos(k\omega_0 t + \alpha_k^+) \\ \cos(k\omega_0 t + \alpha_k^+ - 120^\circ) \\ \cos(k\omega_0 t + \alpha_k^+ + 120^\circ) \end{bmatrix}; \quad (2.18)$$

$$\vec{V}^- = \sum_{k=0}^{\infty} V_k^- \begin{bmatrix} \cos(k\omega_0 t + \alpha_k^-) \\ \cos(k\omega_0 t + \alpha_k^- + 120^\circ) \\ \cos(k\omega_0 t + \alpha_k^- - 120^\circ) \end{bmatrix}; \quad (2.19)$$

$$\vec{V}^0 = \sum_{k=0}^{\infty} V_k^0 \begin{bmatrix} \cos(k\omega_0 t + \alpha_k^0) \\ \cos(k\omega_0 t + \alpha_k^0) \\ \cos(k\omega_0 t + \alpha_k^0) \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Componentes Simétricas em Sistemas Não-Senoidais

Fortescue ^[78] desenvolveu a teoria de componentes simétricas, onde um sistema de fasores trifásicos desbalanceados (*a-b-c*) pode ser resolvido dentro de três sistemas de fasores balanceados (seqüência positiva, negativa e zero).

Expressando o vetor de correntes em termos de suas componentes simétricas, em um sistema trifásico não senoidal e desbalanceado, tem-se:

$$\vec{I}^+ = \sum_{k=0}^{\infty} I_k^+ \begin{bmatrix} \cos(k\omega_0 t + \beta_k^+) \\ \cos(k\omega_0 t + \beta_k^+ - 120^\circ) \\ \cos(k\omega_0 t + \beta_k^+ + 120^\circ) \end{bmatrix}; \quad (2.21)$$

$$\vec{I}^- = \sum_{k=0}^{\infty} I_k^- \begin{bmatrix} \cos(k\omega_0 t + \beta_k^-) \\ \cos(k\omega_0 t + \beta_k^- + 120^\circ) \\ \cos(k\omega_0 t + \beta_k^- - 120^\circ) \end{bmatrix}; \quad (2.22)$$

$$\vec{I}^0 = \sum_{k=0}^{\infty} I_k^0 \begin{bmatrix} \cos(k\omega_0 t + \beta_k^0) \\ \cos(k\omega_0 t + \beta_k^0) \\ \cos(k\omega_0 t + \beta_k^0) \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

Considerando a seqüência de fase do sistema como A-B-C, as componentes simétricas da corrente em uma determinada freqüência *k* são dadas por:

$$\vec{I}_k^0 = \frac{I_{ak} \cdot e^{j(\beta_{ak})} + I_{bk} \cdot e^{j(\beta_{bk})} + I_{ck} \cdot e^{j(\beta_{ck})}}{3} = I_k^0 \cdot e^{j\beta_k^0}; \quad (2.24)$$

$$\vec{I}_k^+ = \frac{I_{ak} \cdot e^{j(\beta_{ak})} + I_{bk} \cdot e^{j(\beta_{bk} + 120^\circ)} + I_{ck} \cdot e^{j(\beta_{ck} - 120^\circ)}}{3} = I_k^+ \cdot e^{j\beta_k^+}; \quad (2.25)$$

$$\vec{I}_k^- = \frac{I_{ak} \cdot e^{j(\beta_{ak})} + I_{bk} \cdot e^{j(\beta_{bk} - 120^\circ)} + I_{ck} \cdot e^{j(\beta_{ck} + 120^\circ)}}{3} = I_k^- \cdot e^{j\beta_k^-}. \quad (2.26)$$

Se o sistema for balanceado, tem-se:

$$\beta_{ak} = 0^\circ + \phi_k; \quad (2.27)$$

$$\beta_{bk} = -k \cdot 120^\circ + \phi_k; \quad (2.28)$$

$$\beta_{ck} = k \cdot 120^\circ + \phi_k. \quad (2.29)$$

Retornando à seqüência *a-b-c*, e de uma forma mais geral (sistema balanceado ou desbalanceado):

$$\bar{I}_{ak} = \bar{I}_k^0 + \bar{I}_k^+ + \bar{I}_k^- = I_{ak} \cdot e^{j\beta_{ak}} ; \quad (2.30)$$

$$\bar{I}_{bk} = \bar{I}_k^0 + \bar{I}_k^+ \cdot e^{-j120^\circ} + \bar{I}_k^- \cdot e^{j120^\circ} = I_{bk} \cdot e^{j\beta_{bk}} ; \quad (2.31)$$

$$\bar{I}_{ck} = \bar{I}_k^0 + \bar{I}_k^+ \cdot e^{j120^\circ} + \bar{I}_k^- \cdot e^{-j120^\circ} = I_{ck} \cdot e^{j\beta_{ck}} ; \quad (2.32)$$

sendo,

$$i_a(t) = \sum_{k=0}^{\infty} I_{ak} \cos(k\omega_0 t + \beta_{ak}) ; \quad (2.33)$$

$$i_b(t) = \sum_{k=0}^{\infty} I_{bk} \cos(k\omega_0 t + \beta_{bk}) ; \quad (2.34)$$

$$i_c(t) = \sum_{k=0}^{\infty} I_{ck} \cos(k\omega_0 t + \beta_{ck}) . \quad (2.35)$$

Estudo de Caso: Aplicação da Teoria de Compensação Ativa

O exemplo a seguir é baseado em medição realizada em um circuito trifásico a quatro fios o qual corresponde ao quadro elétrico de entrada de um prédio com atividade de escritório. Simula-se a operação de um filtro ativo em paralelo com a carga, cujo esquema do sistema de compensação empregado é mostrado na figura 2.21.

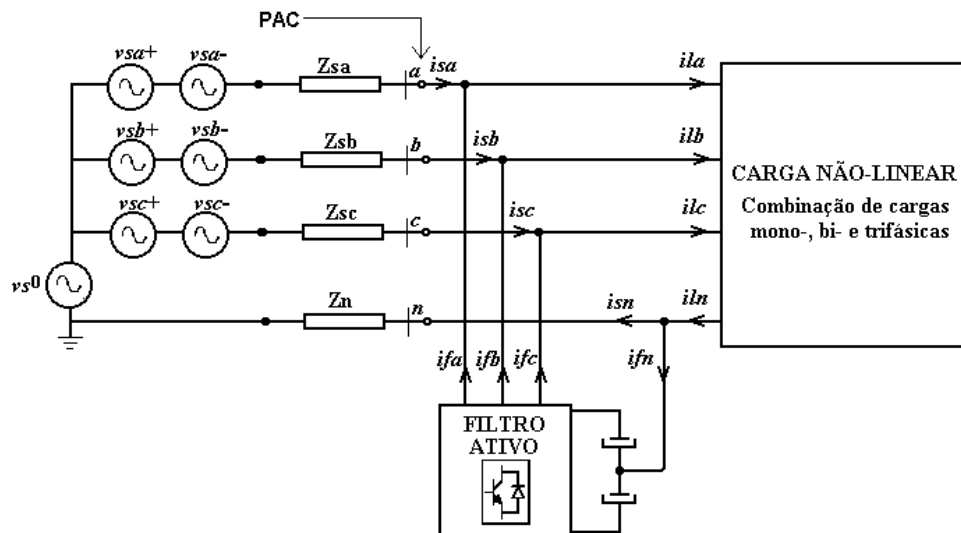


Figura 2.21 – Esquema para compensação ativa no lado da carga.

Em um dado instante, as tensões medidas fase-neutro e fase-fase sem a atuação do filtro são apresentadas na figura 2.22. As correntes em cada condutor fase e no neutro são mostradas na figura 2.23.

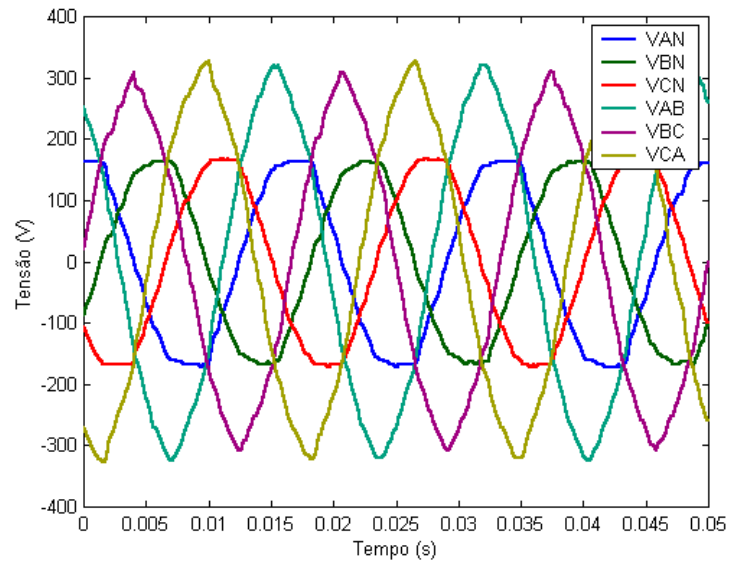


Figura 2.22 – Tensões medidas fase-neutro e fase-fase.

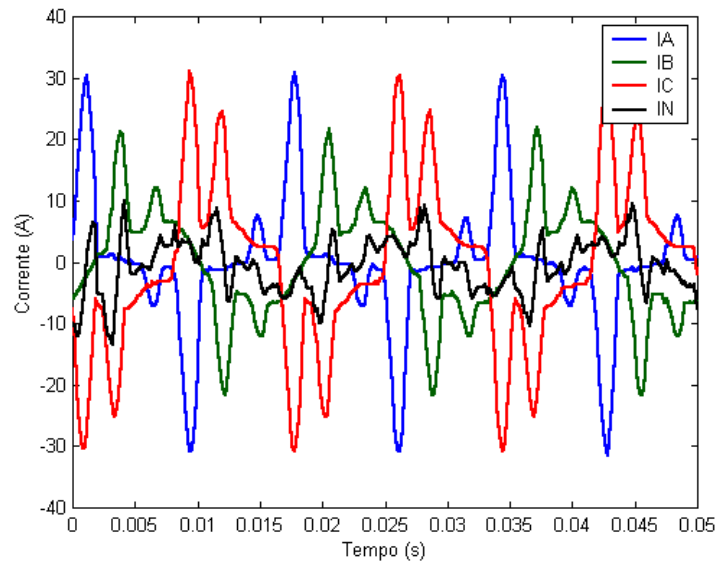


Figura 2.23 – Correntes medidas em cada fase e no neutro.

Os espectros de amplitude das correntes de sequência zero, positiva e negativa são apresentados nas figuras de 2.24 a 2.26. Como o sistema é desequilibrado, as componentes harmônicas com ordens múltiplas de 3 não são exclusivamente homopolares (sequência zero).

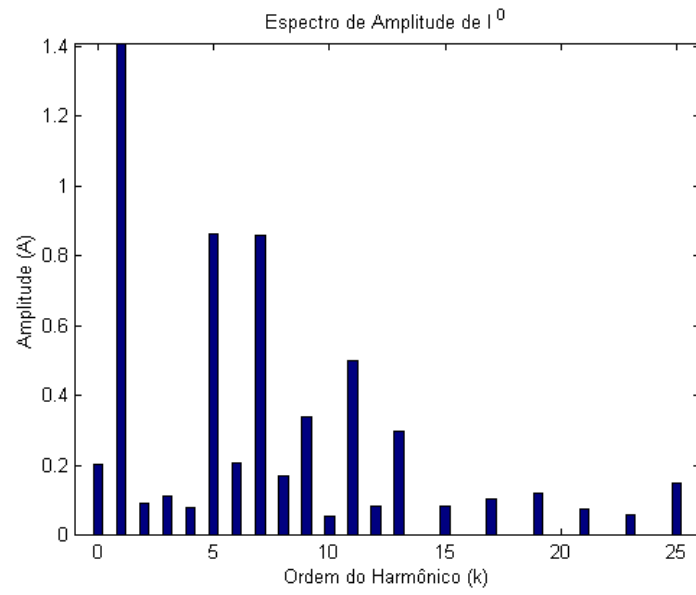


Figura 2.24 – Espectro de amplitude da componente de corrente de seqüência zero.

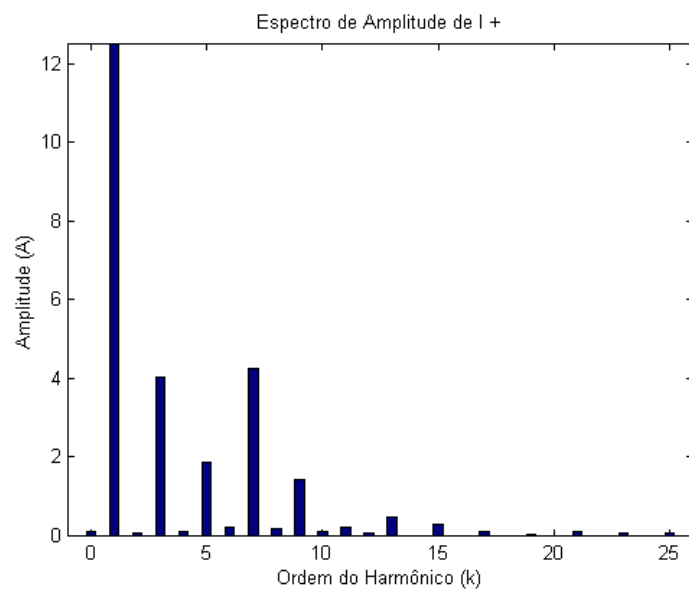


Figura 2.25 – Espectro de amplitude da componente de corrente de seqüência positiva.

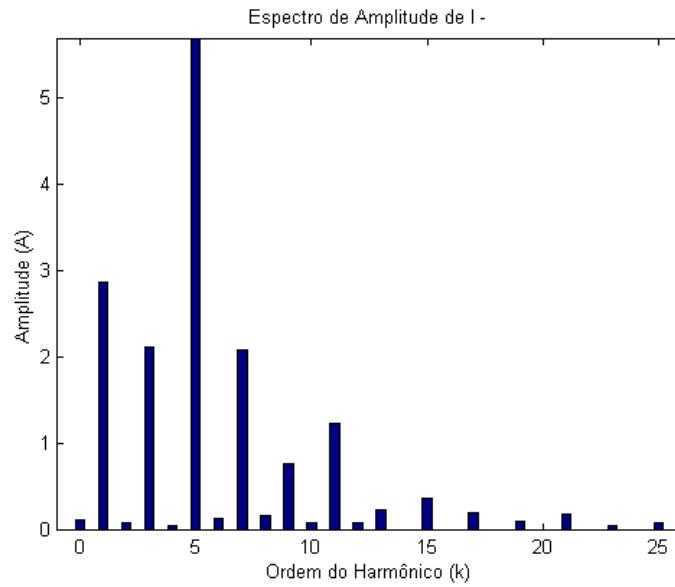


Figura 2.26 – Espectro de amplitude da componente de corrente de sequência negativa.

Um resumo da medição realizada no sistema, sem a operação do filtro, é apresentado nas tabelas 2.12 a 2.14.

Tabela 2.12 – Parâmetros elétricos medidos.

<i>V_{an}</i> (Vrms)	125,23
<i>V_{bn}</i> (Vrms)	122,42
<i>V_{cn}</i> (Vrms)	124,83
<i>I_a</i> (Arms)	10,60
<i>I_b</i> (Arms)	8,96
<i>I_c</i> (Arms)	13,79
<i>I_n</i> (Arms)	4,50
<i>V_{ab}</i> (Vrms)	219,12
<i>V_{bc}</i> (Vrms)	205,39
<i>V_{ca}</i> (Vrms)	219,31
<i>THD_{van}</i> (%)	5,46
<i>THD_{vbn}</i> (%)	5,20
<i>THD_{vcn}</i> (%)	4,43
<i>THD_{ia}</i> (%)	101,73
<i>THD_{ib}</i> (%)	58,44
<i>THD_{ic}</i> (%)	62,09
<i>THD_{in}</i> (%)	102,88

Tabela 2.13 – Valores de tensão na frequência fundamental.

V_{an1}	α_{an1}	V_{bn1}	α_{bn1}	V_{cn1}	α_{cn1}
177,08 V	0,81°	172,70	-124,02°	176,06	123,73°

Tabela 2.14 – potência total solicitada.

P (W)	3.317,80		
S_V (VA)	4.099,90	FP_V	0,81
S_A (VA)	4.145,90	FP_A	0,80
S_E (VA)	4.314,40	FP_E	0,77

Implementou-se, então, a simulação de um filtro ativo em paralelo com a carga, adotando-se três estratégias de compensação, para exemplificar, em que a potência ativa consumida pela carga seja suprida somente pela fonte. Os resultados nas formas de onda da corrente fornecida pela fonte, após a compensação realizada pelo sistema de filtragem ativa, são apresentados a seguir.

1ª estratégia: Somente componentes ativas na corrente da fonte.

As correntes em cada fase e no neutro supridas pela fonte e pelo filtro são apresentadas na figura 2.27 e figura 2.28, respectivamente. A potência processada pelo filtro, neste caso, é de 2.529,9 VA.

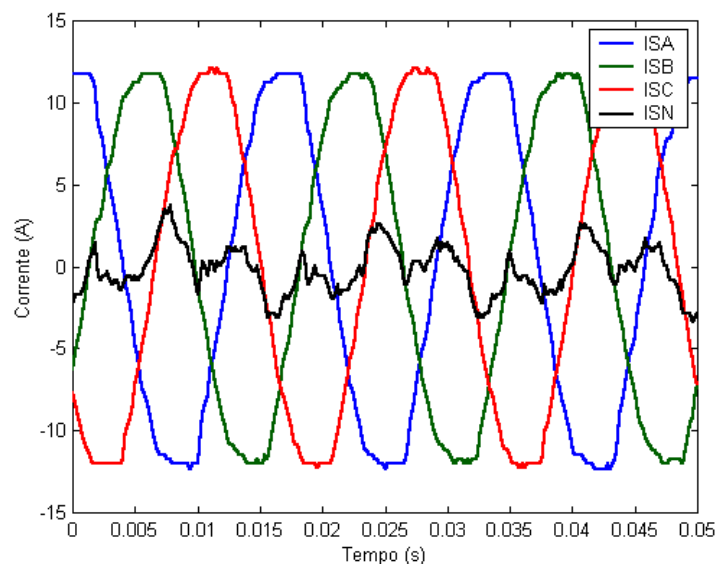


Figura 2.27 – Correntes supridas pela fonte.

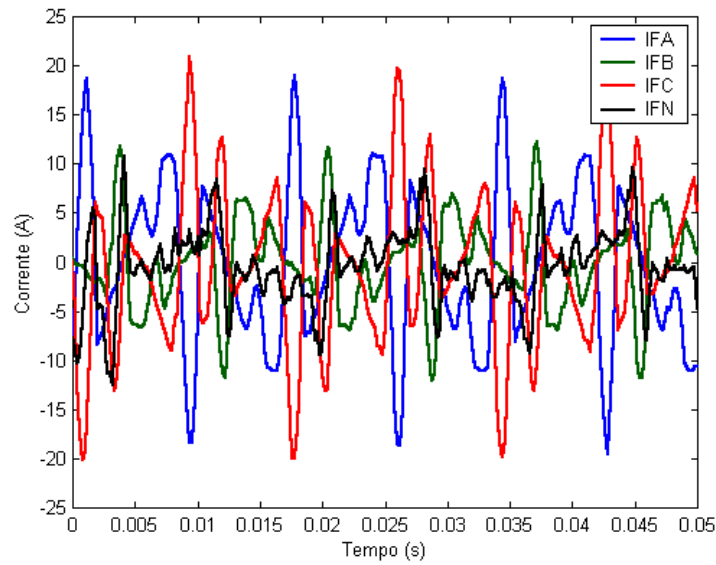


Figura 2.28 – Correntes injetadas pelo filtro.

2ª estratégia: Fonte com correntes puramente senoidais.

As correntes injetadas pela fonte em cada condutor fase e no neutro são mostradas na figura 2.29, as correntes supridas pelo filtro são apresentadas na figura 2.30. A potência processada pelo filtro, neste caso, é de 2.572,3 VA.

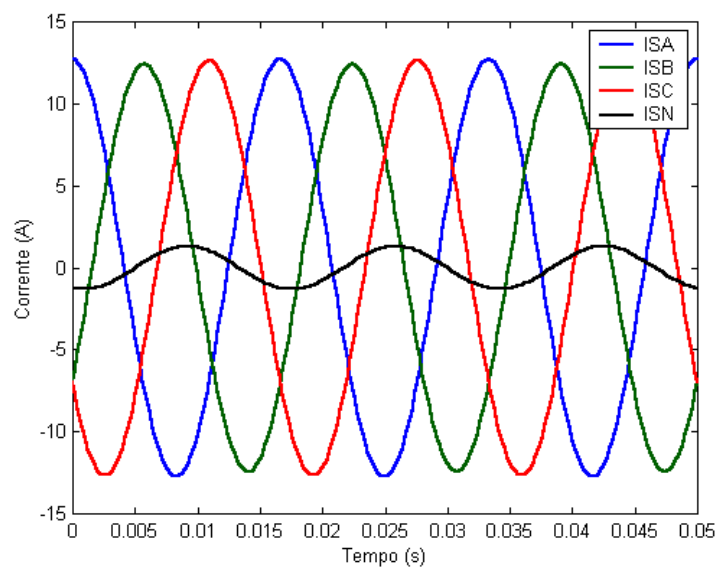


Figura 2.29 – Correntes em cada fase suprida pela fonte e no condutor neutro.

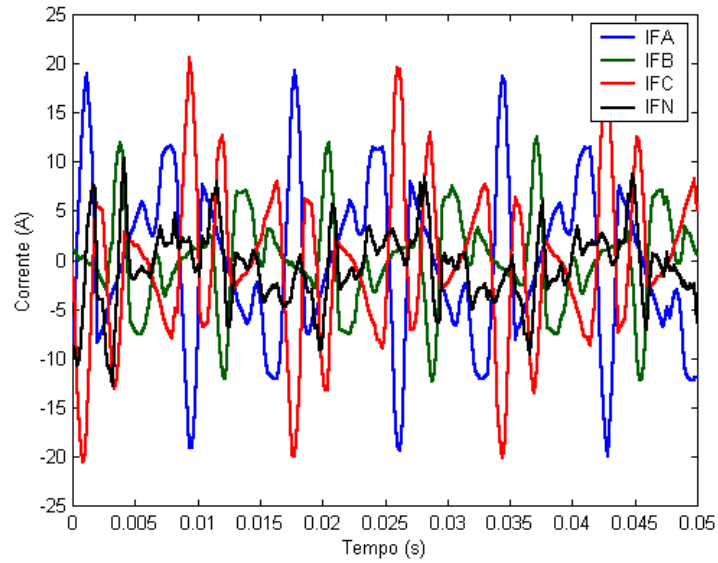


Figura 2.30 – Correntes supridas pelo filtro ativo.

3ª estratégia: Fonte com correntes senoidais e equilibradas.

As correntes supridas pela fonte em cada fase são apresentadas na figura 2.32; já as correntes injetadas pelo filtro são mostradas na figura 2.32. A potência processada pelo filtro, neste caso, é de 2.564,9 VA.

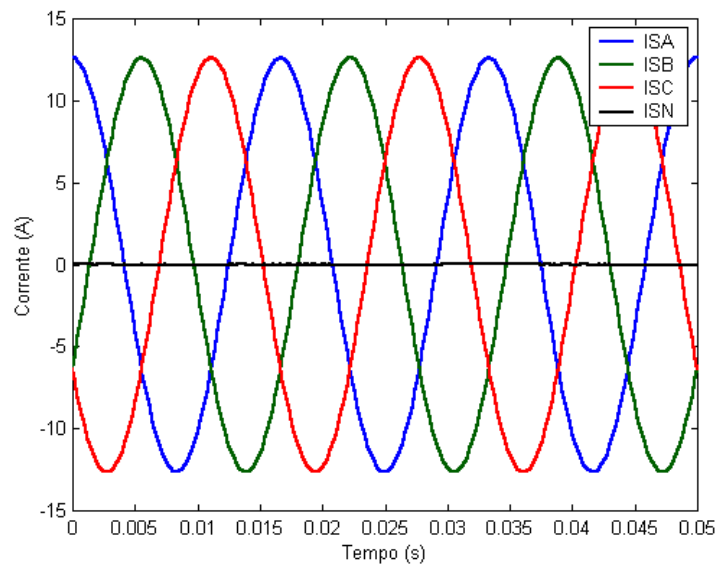


Figura 2.31 - Correntes supridas pela fonte.

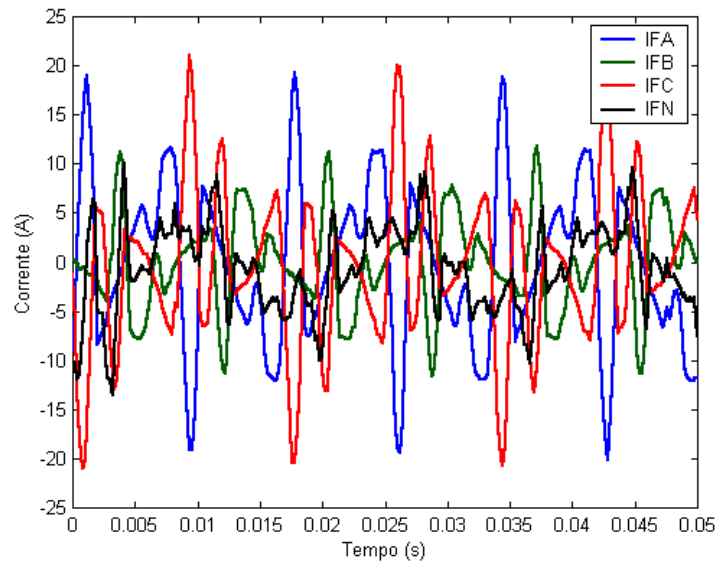


Figura 2.32 – Correntes supridas pelo filtro.

2.5 - Comentários

Os problemas causados pela presença de componentes harmônicas na rede elétrica motivam estudos da qualidade do suprimento elétrico, com os seguintes objetivos: definição de índices e normas que quantifiquem e limitem a distorção da forma de onda a níveis toleráveis para a rede e para as cargas; adoção de ações mitigadoras para redução do conteúdo harmônico na rede elétrica; desenvolvimento de estudos do fluxo harmônico de cargas que permitem obter em todos os nós da rede, a tensão na frequência fundamental e nas frequências harmônicas ^[79]; obtenção de parâmetros que caracterizem o comportamento de dispositivos não-lineares em um determinado estado de operação.

O próximo capítulo aborda a modelagem de cargas não-lineares em um sistema elétrico, apresentando as respostas das mesmas para diferentes formas de onda na tensão de suprimento.

CAPÍTULO 3

MODELAGEM DE CARGAS NÃO-LINEARES DO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA

3.1 - Introdução

Devido ao crescente uso de cargas não-lineares em todos os setores do sistema elétrico (instalações elétricas prediais, comerciais e industriais), tendo como principal objetivo o uso cada vez mais eficiente da energia, o problema da injeção de harmônicos na rede elétrica tem se tornado mais crítico. O conhecimento da resposta dessas cargas (individuais e/ou agrupadas) é importante para que se busquem soluções que visem à melhoria da qualidade da energia elétrica. Para simular e prever o impacto das correntes injetadas por cargas não-lineares na rede de distribuição do sistema elétrico de potência, é necessário desenvolver modelos para representar essas cargas ^[80].

Um sistema contendo elementos não-lineares não pode ser descrito por uma função de transferência. Em vez disso, os valores instantâneos de entrada, $x(t)$, e saída, $y(t)$, são relacionados por uma curva ou função, por exemplo, $y(t) = f\{x(t)\}$ ou $y(t) = f\{x(t), dx(t)/dt\}$, comumente chamada característica de transferência ^[81]. Esse relacionamento entre entrada e saída pode ser descrito teoricamente por meio de várias formas como, por exemplo, os modelos matemáticos não-lineares, as séries de potência e de Fourier, ou as de Volterra ^[82].

A maioria dos modelos para cargas não-lineares que são apresentados neste trabalho foram desenvolvidos tendo como base medições em cargas não-lineares típicas em instalações comerciais e residenciais do sistema elétrico, operando com uma tensão de alimentação na frequência nominal de 60 Hz. Os modelos são validados por meio dessas medições, as quais foram realizadas amostrando-se as formas de onda de tensão e corrente por meio de osciloscópios digitais (tais como: ScopeMeter[®] Fluke 123 Industrial; ScopeMeter[®] Philips PM97 e ScopeMeter[®] Fluke 105B).

3.2 - Série de Potência com Coeficientes Complexos

A modelagem é realizada com a saída expressa em função da entrada como um polinômio.

$$y(t) = \left| \hat{k}_0 \right| \cos \alpha_0 + \sum_{n=1}^N \left| \hat{k}_n \right| \left[x(t) \cos \alpha_n + \frac{1}{\omega_0} \frac{dx(t)}{dt} \sin \alpha_n \right]^n \quad (3.1)$$

onde,

N é a ordem máxima considerada para o polinômio e está diretamente relacionada com a ordem de truncagem da série de Fourier;

$\hat{k}_n = |\hat{k}_n| e^{j\alpha_n}$ é um coeficiente complexo;

ω_0 é a frequência angular do sinal periódico.

O procedimento para o cálculo dos coeficientes complexos é descrito em [14], o qual requer o conhecimento da amplitude e fase do espectro harmônico medido na saída.

Como exemplo, fez-se uma medição em 2 lâmpadas fluorescentes de 40 W com reator eletromagnético, alimentadas por uma tensão senoidal de 127 Vrms, modelando-se a resposta, corrente das lâmpadas, como um polinômio da forma da equação (3.1). A figura 3.1 apresenta o espectro harmônico da corrente da carga a ser modelada, obtido por meio do cálculo dos coeficientes complexos da série de Fourier.

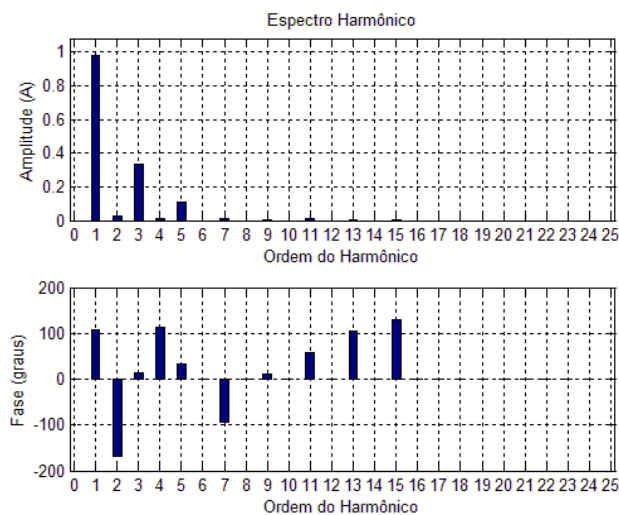


Figura 3.1 - Espectro de amplitude e fase da corrente medida.

Observa-se, nesse caso, pelo espectro harmônico da corrente que se pode fazer a truncagem no 5º harmônico. A figura 3.2 apresenta a comparação entre a corrente medida e a corrente expressa em função da entrada por um polinômio de 5ª ordem (modelo), cujos coeficientes são apresentados na tabela 3.1. O valor rms calculado da forma de onda medida é 0,738 A e da forma de onda modelada é 0,735 A.

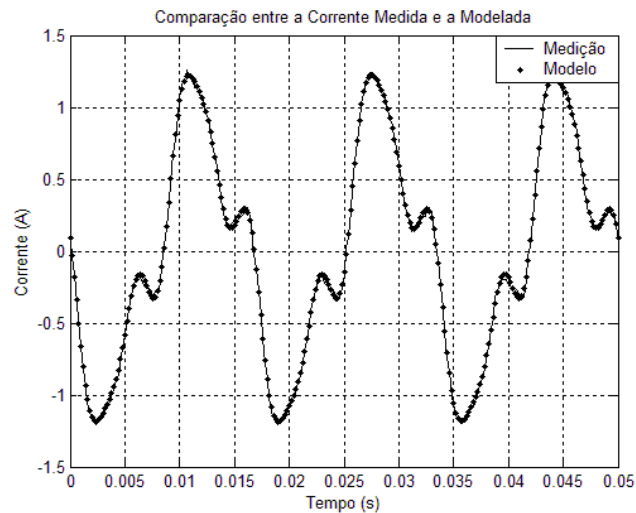


Figura 3.2 - Corrente medida (—) e resposta do modelo (*).

Tabela 3.1 - Valores calculados dos coeficientes complexos.

n	$ \hat{k}_n $	α_n
0	0,0476	180,0000°
1	3,3181	171,6548°
2	0,0464	-44,0893°
3	2,7302	-31,9926°
4	0,0650	28,2921°
5	1,4146	24,3656°

3.3 - Utilização de Inteligência Artificial para a Modelagem de Cargas Não-Lineares

3.3.1 - Sistema Neuro-Fuzzy

A modelagem das cargas é realizada por meio de um sistema neuro-fuzzy ANFIS, o qual utiliza uma rede neural para ajuste dos parâmetros da saída de cada regra fuzzy e das funções de pertinência escolhidas para a entrada do sistema ^[83]. Inserem-se na entrada do modelo dois parâmetros: a tensão de alimentação e sua derivada, e a corrente é obtida na saída do modelo.

A figura 3.3 apresenta a arquitetura ANFIS utilizada neste trabalho para modelagem das cargas não-lineares. Como mostrado nessa figura, pode-se representar um sistema de inferência fuzzy como uma rede neural multicamada direta. A primeira camada representa as funções de pertinência da entrada (3 para cada entrada), a segunda representa as regras (9 regras constituídas de normas-t produto), a terceira representa as funções de pertinência da saída e a quarta representa o somatório das saídas da terceira camada.

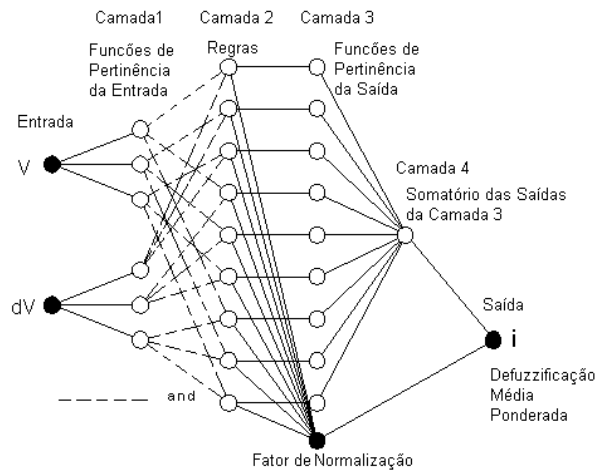


Figura 3.3 – Sistema de inferência neuro-fuzzy adaptativo implementado.

O modelo de inferência fuzzy implementado foi o de Takagi-Sugeno, onde a saída de cada regra é uma combinação linear das variáveis de entrada:

$$SE \ v \ é \ A \ E \ dV \ é \ B \ ENTÃO \ y = p.v + q.dv + r.$$

A saída do sistema é obtida pela média ponderada (procedimento de defuzzificação) das saídas de cada regra, usando-se o grau de disparo (*firing strength*) dessas regras como pesos da ponderação.

A função de pertinência escolhida para as entradas foi a do tipo sino. O perfil dessa função é definido pela equação (3.2):

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x-c}{a} \right|^{2b}} \quad (3.2)$$

onde, a variável “c” define o centro da função de pertinência, “a” define a largura e “b” o decaimento da função de pertinência. Seu perfil aproxima-se da função gaussiana, entretanto, o esforço computacional para o seu cálculo é menor, por não envolver exponenciais [84].

Utiliza-se nesse sistema o particionamento *fuzzy-grid* adaptativo, permitindo ajustes nos parâmetros das funções de pertinência da entrada e nos parâmetros p , q e r , da saída das regras. O aprendizado do sistema é feito em duas etapas, que se repetem até que o critério de parada seja alcançado. Na primeira etapa, fixam-se os parâmetros dos antecedentes (a , b e c), e os parâmetros dos conseqüentes (p , q e r) são ajustados pelo método de estimação por mínimos quadrados [85]. Na segunda etapa, fixam-se os parâmetros dos conseqüentes e os parâmetros dos antecedentes são ajustados pelo algoritmo do Gradiente Descendente [85]. O processo de aprendizado termina quando é atingida a tolerância do erro ou o número máximo de épocas definido pelo usuário.

Como exemplo, a carga não-linear a ser modelada pelo sistema neuro-fuzzy é uma lâmpada PL alimentada com tensão senoidal. O conjunto de dados para o treinamento é formado por 1 período da tensão, da sua derivada, e da corrente. Foram coletados 84 pontos para o conjunto entrada-saída do treinamento e também 84 pontos (outro intervalo de tempo em outra medição realizada na carga) para a validação do modelo. A figura 3.4 apresenta o conjunto entrada-saída medido, fornecido para o treinamento; esses dados foram normalizados, pois se verificou que com esse procedimento o algoritmo convergia mais rápido.

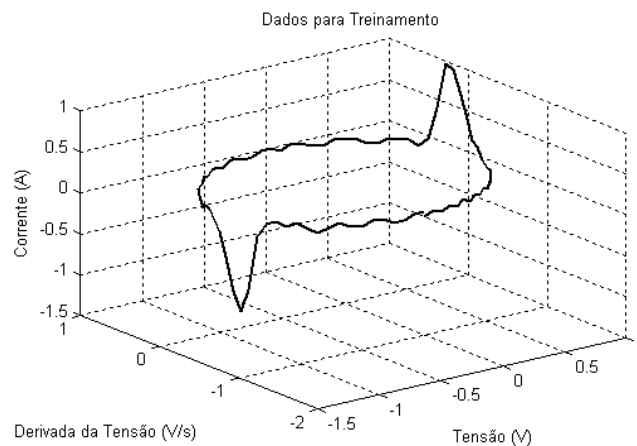


Figura 3.4 – Dados fornecidos para o treinamento.

A figura 3.5 mostra a superposição da forma de onda de corrente medida com a modelada, após 10.000 épocas de treinamento. O modelo não apresenta resultados muito próximos aos da medição para valores de corrente próximos de zero, devido a problemas com interferências ocorridas na medição. Os valores rms das formas de onda de corrente calculados foram: 0,3964 A (medição) e 0,3948 A (modelo).

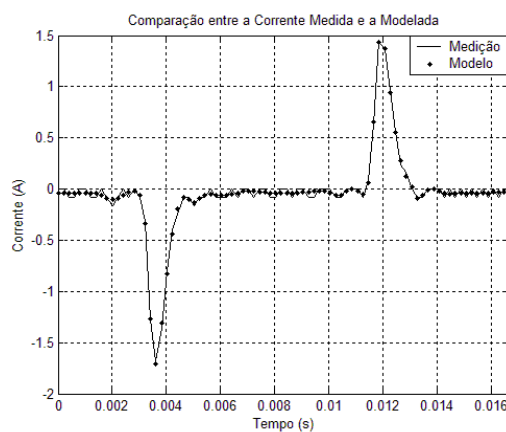


Figura 3.5 – Corrente medida (-) e modelada (*).

Para a validação do modelo da lâmpada PL, fez-se uma outra medição na carga. Extraíram-se os dados dessa medição em um intervalo de tempo aleatório e inseriram-se os valores da tensão e da derivada da tensão no modelo desenvolvido. A figura 3.6 mostra o comportamento da corrente, sendo a corrente medida representada em linha cheia e a resposta do modelo por asteriscos.

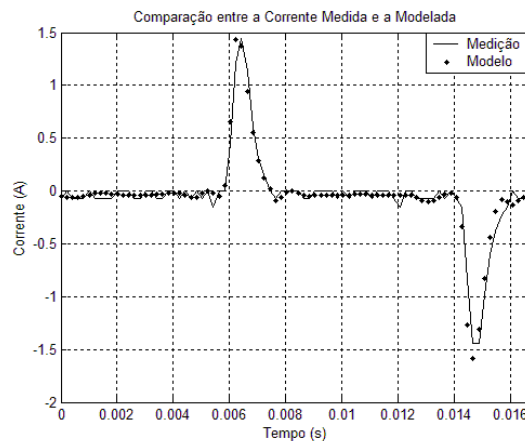


Figura 3.6 – Validação do modelo em um outro intervalo da medição.

3.3.2 – Redes Neurais Artificiais para Modelagem de Cargas Não-Lineares do Sistema de Energia Elétrica sob Diferentes Condições de Alimentação

Neste tópico mostra-se a aplicabilidade das Redes Neurais Artificiais (RNA) na modelagem de cargas não-lineares ou combinação dessas cargas em um sistema de energia elétrica.

Os modelos desenvolvidos são apresentados em quatro configurações de Rede Neural, os quais são empregados em diferentes situações (domínio do tempo ou frequência, regime estacionário ou não estacionário). Efetua-se o treinamento da Rede dos modelos desenvolvidos utilizando a regra de aprendizagem da retropropagação do erro (*backpropagation*), modificada pela inclusão do algoritmo de Levenberg-Marquardt.

As RNA se apresentam como ferramenta poderosa para a modelagem do comportamento de sistemas não-lineares sob diferentes condições de excitação. A técnica de modelagem utilizada para determinada carga ou sistema pode ser generalizada e empregada a outros tipos de carga não-linear ou combinações de cargas. Dentre as utilidades do desenvolvimento dos modelos, pode-se destacar o emprego dos mesmos em estudos de fluxo de carga na presença de componentes harmônicas.

Para validar os modelos, confrontam-se as respostas dos mesmos com medições realizadas nas cargas, daí pode-se analisar o grau de aproximação do modelo com a resposta real do sistema.

MODELOS DESENVOLVIDOS

Em todos os modelos desenvolvidos utilizaram-se as RNA do tipo *feedforward*, treinadas com o algoritmo de Levenberg-Marquardt ^[86] para ajuste dos pesos e “bias” da Rede. Esse algoritmo é uma modificação do algoritmo *backpropagation* padrão e se mostra mais eficiente que este último, pois para obtenção de um erro médio quadrático semelhante, necessitam-se de menos épocas, reduzindo consideravelmente o tempo de processamento ^[87].

As configurações de rede foram treinadas e modificadas várias vezes até se obter um modelo com boa aproximação da resposta real do sistema. A inicialização dos pesos e *bias* da rede para cada treinamento foi realizada baseando-se no algoritmo de Ngueyn e Widrow ^[88].

Na topologia de rede adotada, a saída dos neurônios em uma determinada camada é genericamente dada por:

$$y_j = f \left\{ \sum_{i=1}^N w_{j,i} \cdot x_i + b_j \right\} \quad (3.3)$$

onde,

y_j é a saída prevista do neurônio j .

f função de ativação do neurônio j .

N é o número de variáveis de entrada do neurônio j .

$w_{j,i}$ peso sináptico entre x_i e y_j .

x_i saída do neurônio i (as respostas dos neurônios da camada anterior são ponderadas pelos respectivos pesos sinápticos).

b_j constante de polarização ou *bias* do neurônio j .

CASO 1: Modelagem no domínio do tempo – em regime permanente

Neste caso, os dados de uma janela de amostragem correspondente a um período são apresentados para a rede, considerando-se como entrada para o sistema a ser modelado as formas de onda da tensão e a sua derivada, e a corrente é obtida como a saída do sistema, ou seja, é a resposta à excitação de entrada. O esquema do modelo implementado é apresentado na figura 3.7.

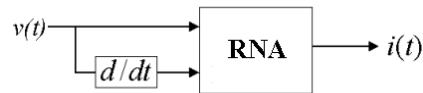


Figura 3.7 - Modelo implementado.

A rede neural (figura 3.8) para o modelo foi configurada com duas entradas; três camadas escondidas, contendo dez neurônios na primeira camada, sete na segunda e cinco na terceira, com função de ativação tangente hiperbólica para cada neurônio; e uma saída (função linear).

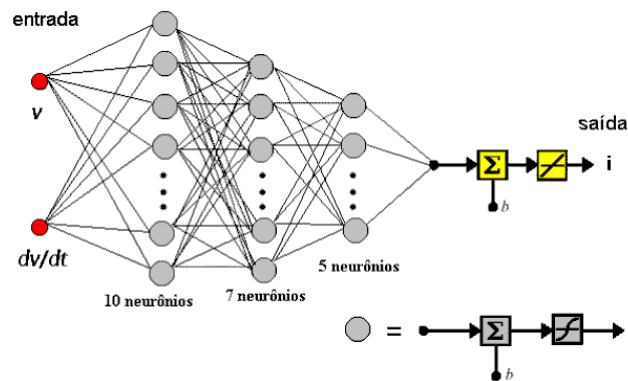


Figura 3.8 – Rede neural utilizada.

Como exemplo para modelagem de carga não-linear, tomaram-se as medições realizadas em um aparelho de TV de 20” (potência nominal de 50 W) alimentado com tensão senoidal.

As cargas não-lineares têm como característica apresentar uma corrente não-senoidal quando alimentadas por uma tensão senoidal. A tensão medida e a corrente solicitada pela carga são apresentadas na figura 3.9.

O conjunto de dados para o treinamento (figura 3.10) é formado por 1 período da tensão, da derivada da tensão e da corrente. Esses dados foram normalizados para que o algoritmo de aprendizado convergisse mais rápido.

Foram necessárias 148 épocas de treinamento para se conseguir uma similaridade com os dados medidos, o erro médio quadrático atingido no final do treinamento foi de $9,94 \times 10^{-6}$.

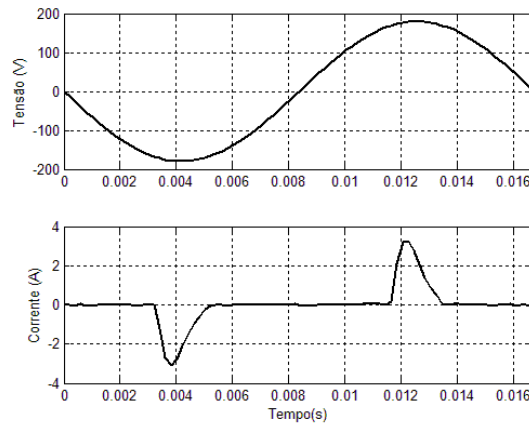


Figura 3.9 - Tensão de alimentação senoidal e corrente solicitada pelo aparelho de TV.

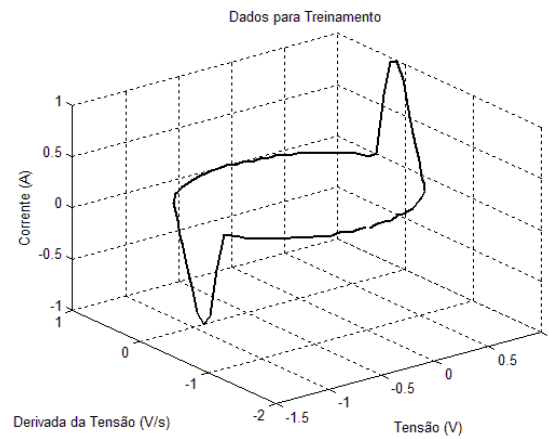


Figura 3.10 - Dados fornecidos para treinamento.

Na figura 3.11 apresenta-se a curva da corrente modelada superposta à corrente medida, sendo praticamente imperceptível a diferença existente entre as duas curvas. O valor médio quadrático (rms) calculado para a forma de onda da corrente medida é de 0,9384 A e para a forma de onda obtida na saída da rede após o treinamento é de 0,9385 A. A Distorção Harmônica Total da corrente (THD_i) medida e modelada equivalem a 144,74 % e 144,59 %, respectivamente.

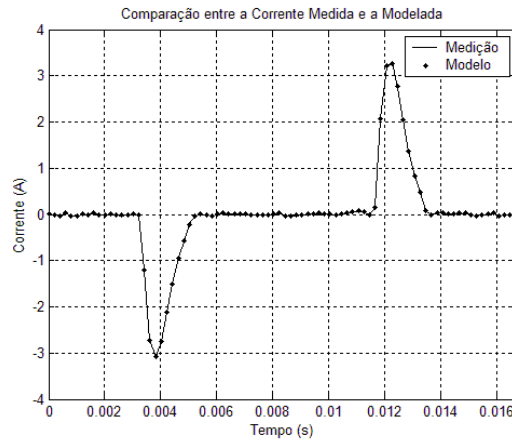


Figura 3.11 – Superposição das correntes medida (-) e modelada (*).

Com os dados de uma outra medição em um intervalo de tempo aleatório, realizada na carga, inseriram-se no modelo desenvolvido os valores de tensão e da derivada da tensão, a fim de validá-lo. A resposta do modelo a esses dados com a superposição da corrente medida é mostrada na figura 3.12, sendo a corrente medida representada pela linha cheia e a resposta do modelo representada pelos pontos. Os valores rms calculados da corrente medida e modelada são de 0,9406 A e 0,9390 A, respectivamente.

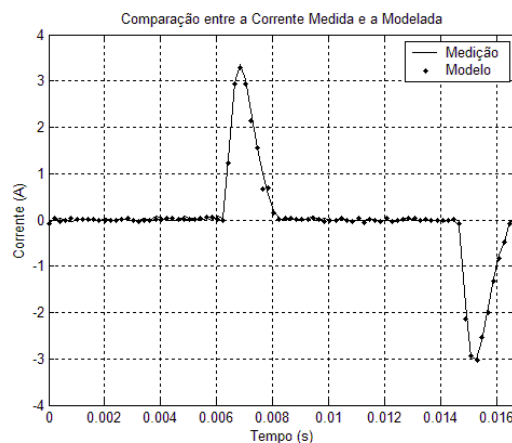


Figura 3.12 – Comparação entre as correntes medida (-) e modelada (*).

As cargas que possuem fonte chaveada apresentam uma curva característica de corrente versus tensão e derivada da tensão semelhante à da figura 3.10, quando a alimentação da carga é senoidal, apresentando assim a corrente da carga um formato impulsivo, devido ao estágio de entrada ser constituído por um retificador com filtro capacitivo. A partir dessa observação, para efeito de teste, inseriram-se os dados medidos e normalizados para uma

lâmpada PL (potência nominal de 25 W) no modelo desenvolvido para o aparelho de TV. O resultado é mostrado na figura 3.13, notando-se uma boa aproximação entre os gráficos. Os valores rms calculados das formas de onda de corrente medida e modelada foram 0,4018 A e 0,4246 A, respectivamente.

Vale ressaltar que pode ser realizada uma modelagem mais precisa para a lâmpada PL em questão; o procedimento efetivado foi somente para verificar a semelhança das formas de onda de corrente da lâmpada PL e da TV.

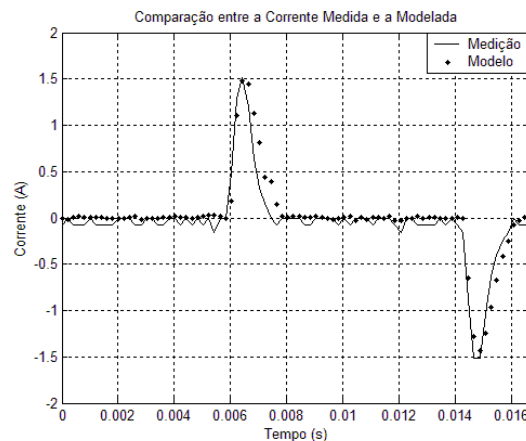


Figura 3.13 – Forma de onda da corrente medida (—) e resposta do modelo para a medição realizada na lâmpada PL (•).

Na figura 3.14 apresenta-se a validação do modelo desenvolvido para um aparelho de ar-condicionado alimentado por uma tensão de 220 V rms entre fases, utilizando-se a rede da figura 3.8. Essas formas de onda apresentam 9,3731 A rms para a corrente medida e 9,3933 A rms para a corrente modelada. Na modelagem dessa carga, foram necessárias somente 49 épocas de treinamento para que a meta de 10^{-5} (erro médio quadrático) fosse atingida. A *THDi* da corrente medida foi de 15,86 % e da modelada 15,62 %.

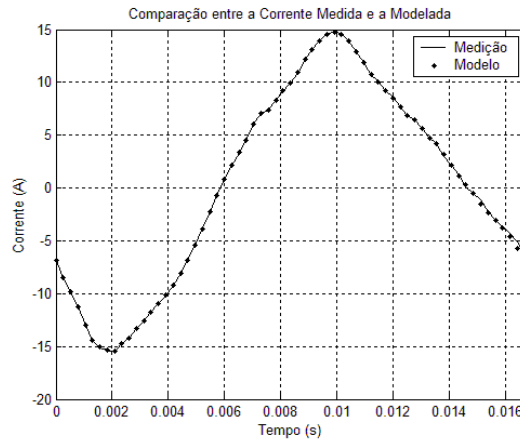


Figura 3.14 – Superposição das correntes medida (-) e modelada (*) para um aparelho de ar-condicionado.

CASO 2: Modelagem no domínio do tempo – variação da tensão de alimentação

No presente caso, as formas de onda de tensão e corrente foram obtidas de medições realizadas em um conjunto de cargas não-lineares de uma instalação industrial. Tomando-se como exemplo para essa modelagem, os dados da monitoração de distúrbios de tensão em uma determinada fase da instalação, fornecidos como amostras e tratados no programa TOP[®] (The Output Processor), ^[89] que é uma ferramenta que lê dados provenientes de uma variedade de instrumentos de medição e programas de simulação.

A rede foi estruturada com duas entradas (tensão e derivada da tensão), uma saída (corrente) e cinco camadas escondidas (16 neurônios na 1^a camada escondida, 7 na 2^a, 15 na 3^a, 10 na 4^a e 3 na 5^a). Os valores da tensão e da corrente para o treinamento são normalizados por uma constante C , a qual tem influência significativa na minimização do erro médio quadrático.

O esquema do modelo implementado é mostrado na figura 3.15.

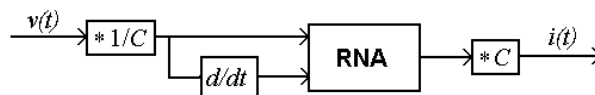


Figura 3.15 – Modelo implementado (caso 2).

O detalhe da rede montada para simulação na plataforma Simulink[®] do Matlab é apresentado na figura 3.16.

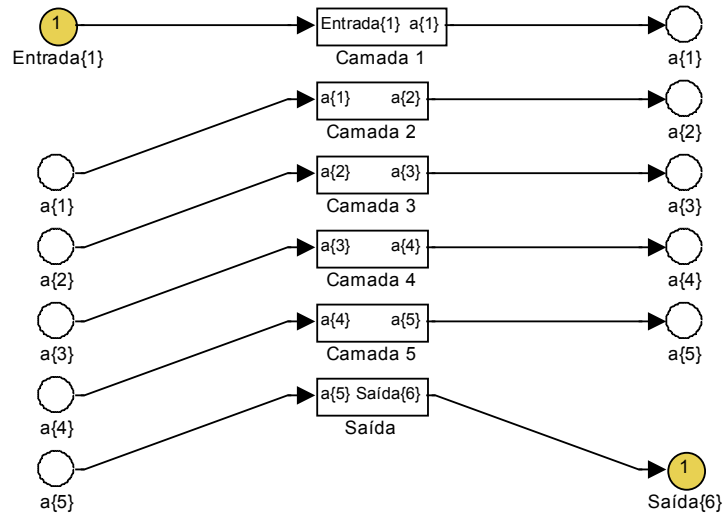


Figura 3.16 – Rede Neural simulada.

A figura 3.17 mostra o detalhe da 1ª camada escondida; as configurações das demais camadas escondidas são semelhantes à da camada 1; já o detalhe da camada de saída é apresentado na figura 3.18.

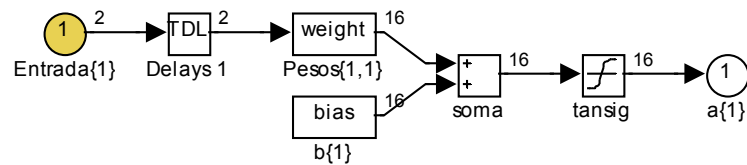


Figura 3.17 – Detalhe da 1ª camada escondida.

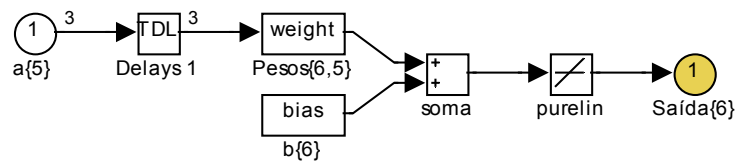


Figura 3.18 – Detalhe da camada de saída.

O treinamento da rede realizou-se fornecendo dados medidos do comportamento da carga sob variações da tensão de alimentação em uma janela de dados correspondente a 12 ciclos, para uma frequência nominal de operação do sistema em 60 Hz.

O número de épocas para o treinamento foi limitado em 40 e, embora se pudesse aumentar esse número, constatou-se que a diferença obtida, ou o erro, para um número de

épocas maior apresentava-se pouco expressivo. Isso se deve ao algoritmo de Levenberg-Marquardt implementado e ao uso da constante C (10.000) para este caso, que diminuem o erro significativamente nas primeiras épocas de treinamento.

A figura 3.19 apresenta a ocorrência de um distúrbio na tensão senoidal de alimentação e a corrente da carga diante desse distúrbio em uma determinada fase da instalação. Verifica-se que nesse intervalo há a presença de componentes harmônicas e inter-harmônicas nas formas de onda de tensão e corrente. A frequência inter-harmônica, segundo a definição da IEC 61000-2-2 ^[90], é qualquer frequência que não é múltiplo inteiro da frequência fundamental.

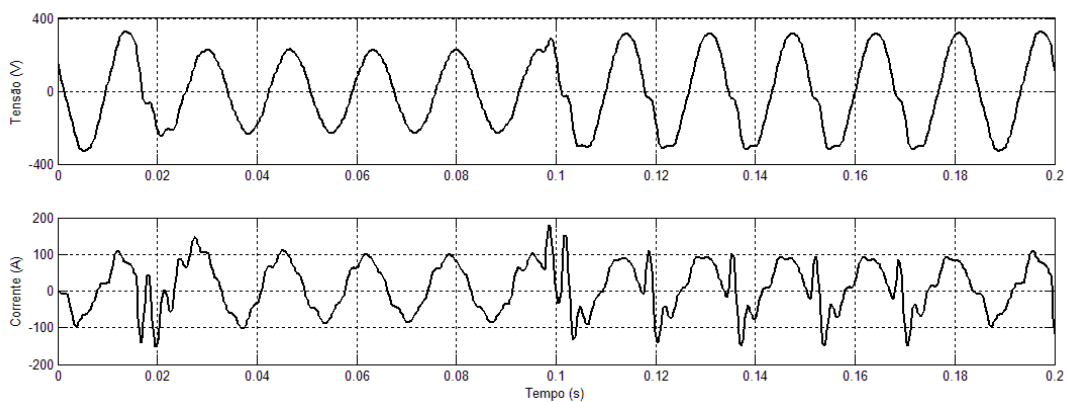


Figura 3.19 – Distúrbio na tensão de alimentação de uma fase e comportamento da corrente da carga.

A Transformada de Fourier de Tempo Curto ou Janela Móvel (STFT) fornece a representação tempo-frequência para a análise de sinais não estacionários, sendo a mesma uma simples extensão da Transformada de Fourier (TF), onde a TF é repetidamente calculada ao longo de uma janela móvel no tempo. Cada TF apresenta o espectro associado a um tempo (τ) de ocorrência da janela, tal que permite conhecer quais frequências estão presentes no sinal e onde o evento ocorreu no tempo.

A equação (3.4) mostra a STFT de uma função genérica $x(t)$ contida em uma determinada janela de largura Δt , a qual inicia no instante τ ^[91, 92].

$$STFT(f, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot w(t - \tau) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt. \quad (3.4)$$

Na forma discreta ou digital:

$$STFT[f_k, \tau] = \sum_{n=0}^{N-1} x[t_n] \cdot w[t_n - \tau] \cdot e^{-j \frac{2\pi \cdot k \cdot n}{N}}. \quad (3.5)$$

Para calcular a STFT das formas de onda coletadas, empregou-se a função janela retangular de amplitude unitária, definida por:

$$w(t - \tau) = \begin{cases} 1, & \tau < t < \Delta t + \tau \\ 0, & \text{fora} \end{cases} \quad (3.6)$$

No entanto, ressalta-se que a largura escolhida para a janela, o uso de uma função janela apropriada e a aplicação da técnica de *zero padding* (resulta em um aumento do número de pontos do vetor coletado) antes de se realizar o cálculo da STFT, podem resultar em uma determinação mais precisa da verdadeira frequência inter-harmônica e de sua magnitude, além de melhorar a resolução espectral [93].

Em [94] define-se um índice aplicado a sinais não estacionários, similar à *THD* para sinais periódicos, denominado de “Short-Term Harmonic Distortion” (*STHD*), o qual converge para a *THD*, caso o sinal contido na janela seja periódico.

A *STHD* de um determinado sinal é calculada a partir da STFT e inclui a avaliação das componentes de frequências harmônicas e inter-harmônicas, sendo dada por:

$$STHD = \frac{\sqrt{\sum_{\substack{i=0 \\ i \cdot f_{\min} \neq f_0}}^{N-1} X[i \cdot f_{\min}]^2}}{X[f_0]} \cdot 100\% \quad (3.7)$$

onde,

N é o número de frequências consideradas do sinal.

i é um número inteiro.

f_{\min} é frequência mínima analisada, igual a $1 / \Delta t$ (resolução espectral).

$X[f_i]$ é a amplitude do sinal X na frequência f_i .

f_0 é a frequência fundamental.

As *STHD* calculadas para as formas de onda de tensão (*STHD_v*) e corrente (*STHD_i*) da figura 3.19, são 20,69 % e 63,52 %, respectivamente.

Um parâmetro que pode ser incluído na análise do conteúdo inter-harmônico de um sinal é a *TIHD* (*Total Inter-Harmonic Distortion*) ou Distorção Inter-Harmônica total, definida por:

$$TIHD = \frac{\sqrt{\sum_{\substack{i=1 \\ i \cdot f_{\min} \neq k \cdot f_0}}^{N-1} X[i \cdot f_{\min}]^2}}{X[f_0]} \cdot 100\% \quad (3.8)$$

onde $k = 1, 2, 3, \dots$

As $TIHD$ calculadas para as formas de onda da tensão ($TIHD_v$) e corrente ($TIHD_i$) da figura 3.19 são 19,84 % e 49,30 %, respectivamente.

A janela de dados contendo o distúrbio na tensão medida sobre a carga e sua derivada foi inserida para o modelo, do qual obteve-se como resposta a forma de onda de corrente da figura 3.20 (representada por pontos) e, para efeito de comparação, superpõe-se a corrente medida (linha cheia) com o gráfico da corrente modelada.

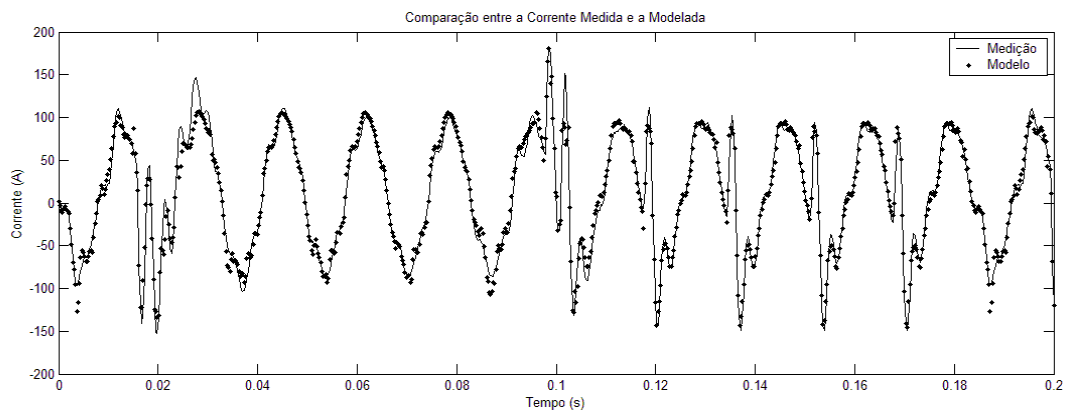


Figura 3.20 – Superposição das formas de onda das correntes medida (-) e modelada (*).

Fornecendo dados de tensão em regime permanente (gráfico superior da figura 3.21) ao modelo desenvolvido, obtém-se a resposta do modelo nessa situação. A comparação entre as correntes medida e modelada é apresentada no gráfico inferior da figura 3.21.

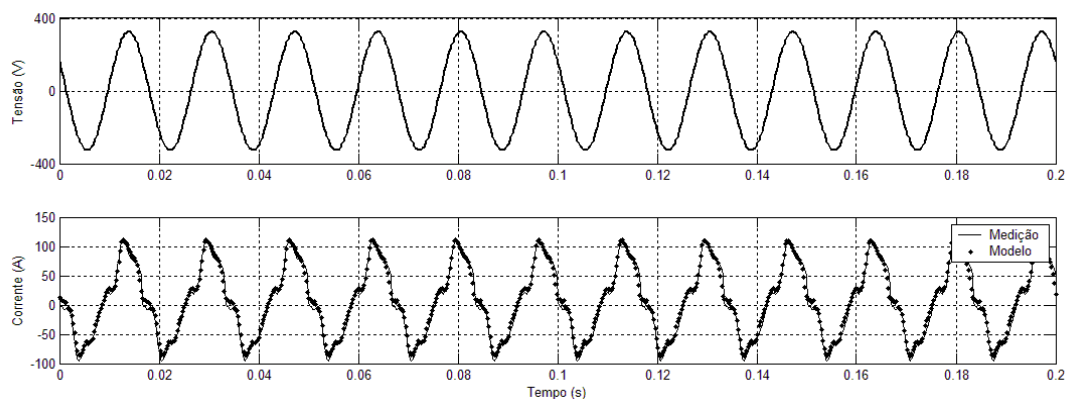


Figura 3.21 – Tensão em regime (gráfico superior) e corrente medida superposta à modelada (gráfico inferior: medido (-) e modelado (*)).

As $STHD$ calculadas para as formas de onda de tensão e corrente da figura 3.21, são 2,36 % e 25,90 %, respectivamente. Como o sinal é periódico e sua amplitude não apresenta flutuação (não modulado), verifica-se que o mesmo não possui frequências inter-harmônicas (portanto, $TIHD_v = TIHD_i = 0$ %).

Os modelos desenvolvidos com essa configuração apresentam boa aproximação ao caso real desde que o padrão da tensão de alimentação para a qual a rede foi treinada não modifique demasiadamente sua forma de onda característica ao longo do tempo. Para formas de onda de tensão que apresentem a $STHD_v$ elevada, adotou-se um outro procedimento para modelagem, o qual é descrito em um tópico adiante.

A modelagem de cargas ou de um sistema trifásico pode ser feita a partir da análise dos dados monitorados em cada fase individualmente, se as cargas conectadas em cada fase apresentarem as mesmas características elétricas (carga equilibrada), bastando aplicar o modelo de uma fase para as demais, sob a tensão de alimentação da fase correspondente. Se a tensão de alimentação for equilibrada, repete-se o resultado da corrente obtida em uma fase para as demais. Caso essas situações não se apliquem, torna-se necessário modelar o comportamento da carga ou do conjunto de cargas conectadas em cada fase da instalação.

CASO 3: Modelagem no domínio da frequência – regime permanente e diferentes formas de onda de alimentação

Nesta configuração, as variáveis de entrada para a rede utilizada são as componentes espectrais harmônicas de tensão (amplitude e fase). Para fornecer essas variáveis à rede, utiliza-se a FFT da tensão medida sobre a carga. Portanto, para o treinamento da rede são fornecidas as componentes harmônicas da corrente da carga para o padrão de tensão apresentado na entrada. A forma de onda da corrente na saída do modelo é obtida por meio da IFFT (Transformada Rápida de Fourier Inversa).

Obtém-se, portanto, a função temporal $i(t)$ da corrente (ou uma boa aproximação da mesma) que é solicitada pela carga não-linear quando alimentada por uma tensão periódica $v(t)$ não senoidal. No caso do fluxo harmônico de cargas, isto equivale a obter as componentes $\bar{I}(kf_0)$ da corrente que é solicitada pela carga não-linear quando alimentada com uma tensão cujas componentes $\bar{V}(kf_0)$ são conhecidas para um determinado estado de operação.

O modelo de cargas representadas por fonte de corrente é um dos mais comuns utilizados em programas comerciais de análise de harmônicos no sistema elétrico. Entretanto, sua principal desvantagem é o uso do espectro típico da corrente da carga, não sendo

adequado para condições de operação não típicas. ^[95] A ferramenta de modelagem apresentada neste trabalho mostra-se em vantagem em relação a isso, além de que para modelar a carga não é necessário o conhecimento dos valores dos componentes de seus circuitos ou de seus parâmetros internos.

O esquema da modelagem desenvolvida é apresentado na figura 3.22. Nesse esquema, são inseridas todas as componentes harmônicas pares e ímpares truncadas até a 25ª ordem, mas geralmente os termos de ordem par ($2.f_0, 4.f_0, 6.f_0, \dots$) são desprezados. Fazendo essa truncagem, tem-se 26 entradas (amplitude e fase de cada tensão harmônica) e 26 saídas (amplitude e fase de cada corrente harmônica).

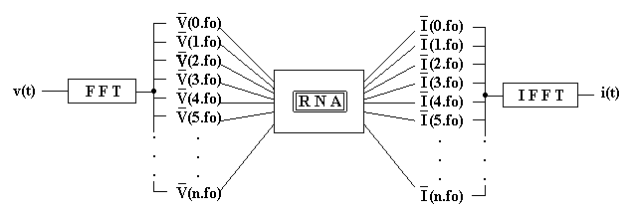


Figura 3.22 – Modelo implementado (caso 3).

A rede desenvolvida é constituída de 10 neurônios na primeira camada escondida e 5 neurônios na segunda camada escondida e com funções de ativação do tipo tangente hiperbólica e com o sinal de *bias*.

As formas de onda da tensão de alimentação utilizadas sobre a carga modelada foram: senoidal, quadrada, quadrada modificada. Essas formas de onda (figura 3.23) são comuns em inversores utilizados principalmente em sistemas autônomos destinados ao atendimento de pequenas cargas (como por exemplo, sistemas com fontes renováveis para geração de eletricidade, como solar e eólica).

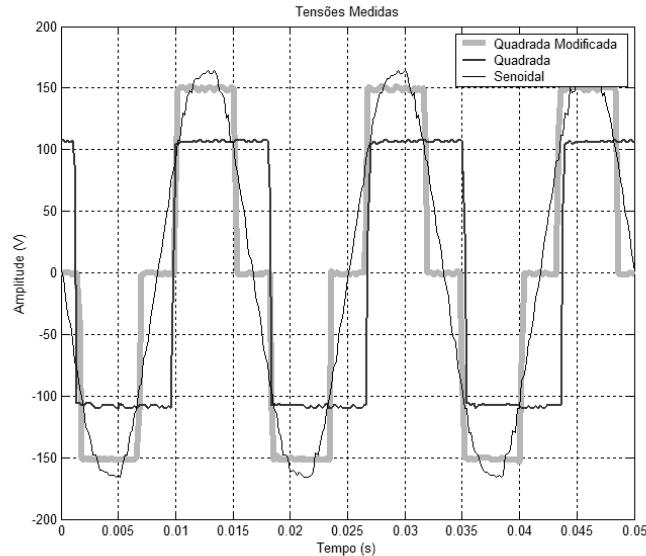


Figura 3.23 – Formas de onda de tensão fornecidas a carga modelada.

As *THD* calculadas das formas de onda medidas de tensão dos inversores utilizados operando a vazio, do tipo senoidal, quadrada modificada e quadrada, são 1,39 %, 31,48 % e 39,55 %, respectivamente.

Como exemplo, a carga a ser modelada pela rede neural é um microcomputador. O conjunto de dados para o treinamento é formado pelo conjunto de amplitudes e fases harmônicas (até o 25º harmônico) da tensão e da corrente. Foram apresentados três padrões de treinamento (para excitação senoidal, quadrada modificada e quadrada), e dentro desses padrões inseriram-se pequenas mudanças nas amplitudes e fases para formar outros conjuntos de treinamento e validação, ou seja, baseados em outras medições na carga e tomando-se intervalos de tempo diferentes. Para a modelagem desta carga foram necessárias 21 épocas de treinamento.

As figuras 3.24, 3.25 e 3.26 apresentam, respectivamente, as raias espectrais de amplitude e fase das correntes medida e modelada, para a excitação senoidal, quadrada modificada e quadrada aplicadas na entrada do modelo, observando-se a semelhança entre o caso medido e modelado.

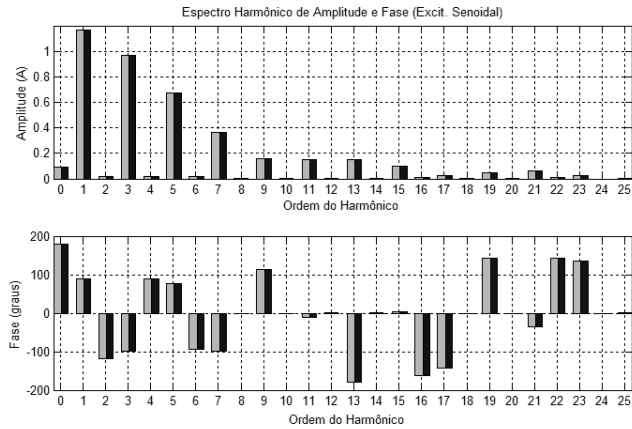


Figura 3.24 - Espectro medido (preto) e modelado (cinza) (excitação senoidal).

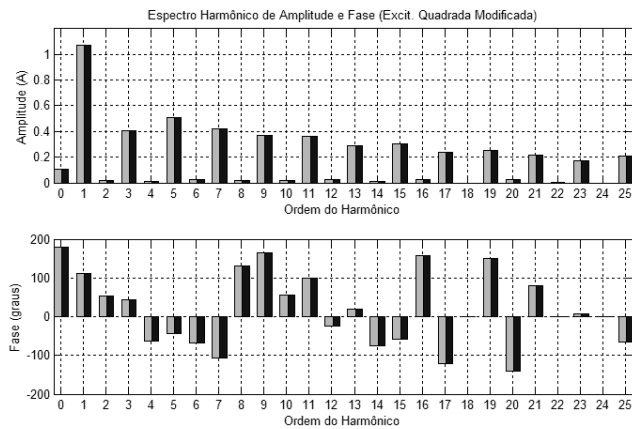


Figura 3.25 - Espectro medido (preto) e modelado (cinza) (excitação quadrada modificada).

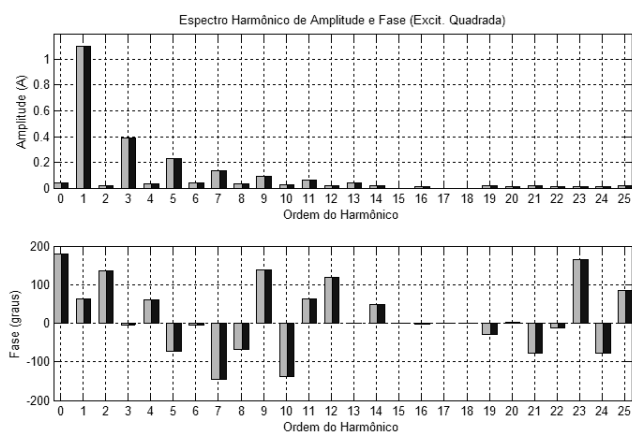


Figura 3.26 – Espectro medido (preto) e modelado (cinza) (excitação quadrada).

As *THD* calculadas das correntes para as excitações senoidal, quadrada modificada são, respectivamente, 109,72 %, 106,15 % e 44,98 %.

Para exemplificar, de posse dos espectros de amplitude e fase da corrente modelada, realizou-se sua IFFT e comparou-se com os dados reais medidos (no domínio do tempo) da corrente para a excitação quadrada modificada. O resultado da superposição das correntes medida e modelada é apresentado na figura 3.27.

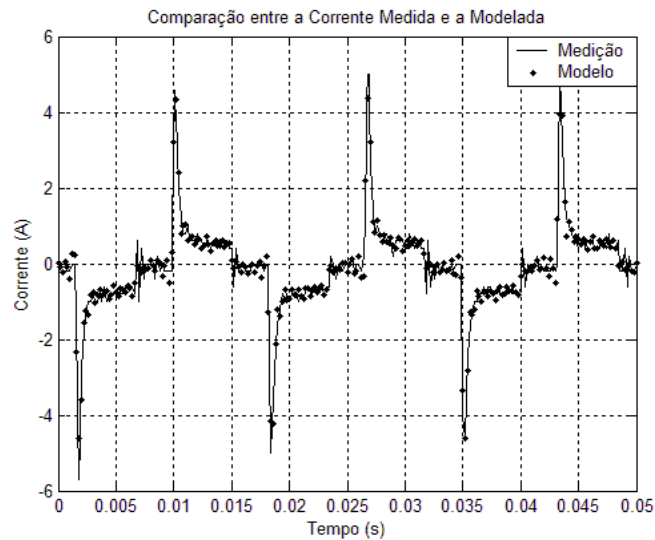


Figura 3.27 – Correntes medida e modelada (excitação quadrada modificada).

CASO 4: Modelagem no domínio da frequência – diferentes formas de onda de alimentação e monitoração em janela móvel.

A presente configuração pode ser utilizada para cargas operando em regime estacionário ou não. Nela são inseridos 25 grupos de amplitude e fase do sinal de tensão, contendo cada um as componentes de frequências harmônicas e inter-harmônicas (sendo o primeiro grupo, o qual inclui o nível CC, formado pelas primeiras 13 frequências e os demais por 12 frequências cada, em ordem crescente). O número total de frequências avaliadas corresponde a 301 ($25 \times 12 + 1$). O modelo fornece em sua saída o espectro da corrente para o padrão espectral de amplitude e fase da tensão apresentada em sua entrada.

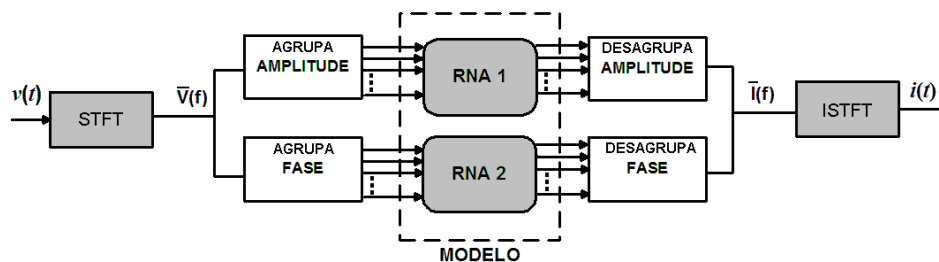


Figura 3.28 – Modelo implementado (caso 4).

A janela de amostragem da forma de onda é fixada em 12 ciclos para uma frequência de 60 Hz, conforme recomendação IEC 61000-4-7 ^[96], ficando, portanto, a resolução do espectro de 5 em 5 Hz para a avaliação do conteúdo harmônico e inter-harmônico.

Como o modelo trunca a análise das raiais espectrais em 25 grupos (301 pontos), tem-se que a frequência máxima apresentada pelo mesmo é de 1.500 Hz (300x5 Hz).

Para exemplificar a modelagem do comportamento de carga não-linear no presente caso, fez-se o treinamento da rede tomando-se os dados de medições realizadas para um microcomputador alimentado com diferentes formas de onda e variações nas suas amplitudes.

Limitou-se o treinamento da rede em 30 épocas, notando-se que o tempo de treinamento para essa configuração é relativamente maior que os demais casos, devido ao aumento do número de entradas e saídas.

As figuras 3.29, 3.30 e 3.31 apresentam medições nessa carga em uma janela de 12 ciclos, onde ocorrem pequenas variações na amplitude da tensão de alimentação, sendo a carga alimentada por tensão com forma de onda senoidal, quadrada modificada e quadrada, respectivamente.

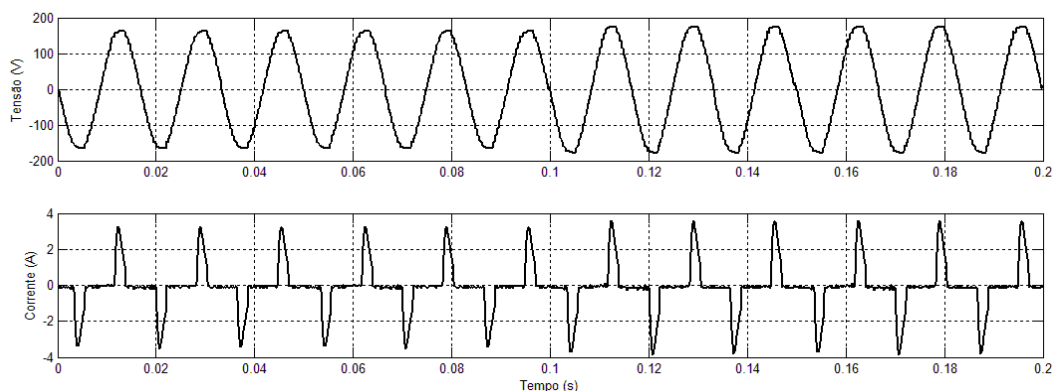


Figura 3.29 – Tensão (gráfico superior) e corrente da carga (gráfico inferior) para a alimentação senoidal.

A *STHD* e a *TIHD* calculadas da forma de onda da tensão da figura 3.29, são 8,22 % e 8,00 %, respectivamente. Para a corrente da figura 3.29, a *STHD* e a *TIHD* são 111,04 % e 23,71 %, respectivamente.

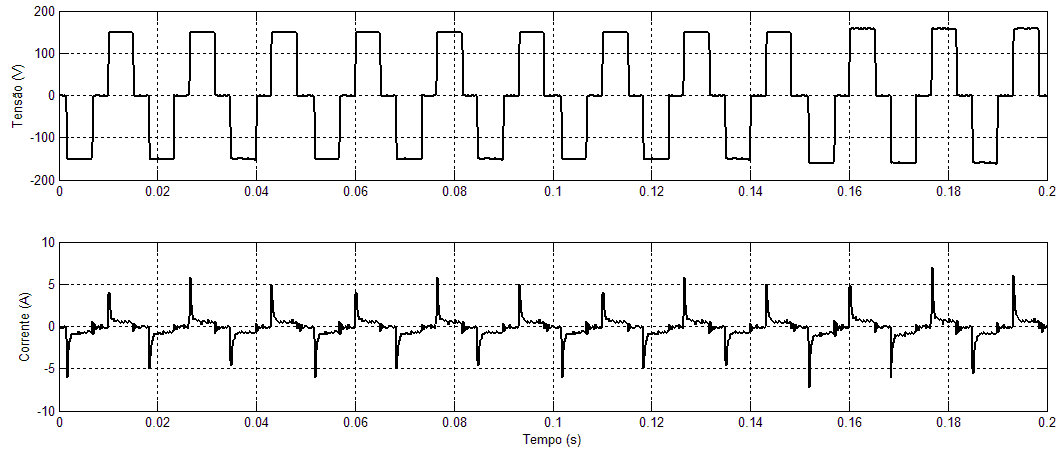


Figura 3.30 – Tensão (gráfico superior) e corrente da carga (gráfico inferior) para a alimentação quadrada modificada.

As *STHD* de tensão e corrente calculadas para as formas de onda da figura 3.30, são 32,08 % e 106,98 %, respectivamente. As *TIHD* para as formas de onda de tensão e corrente dessa figura são 10,88 % e 47,87 %, respectivamente.

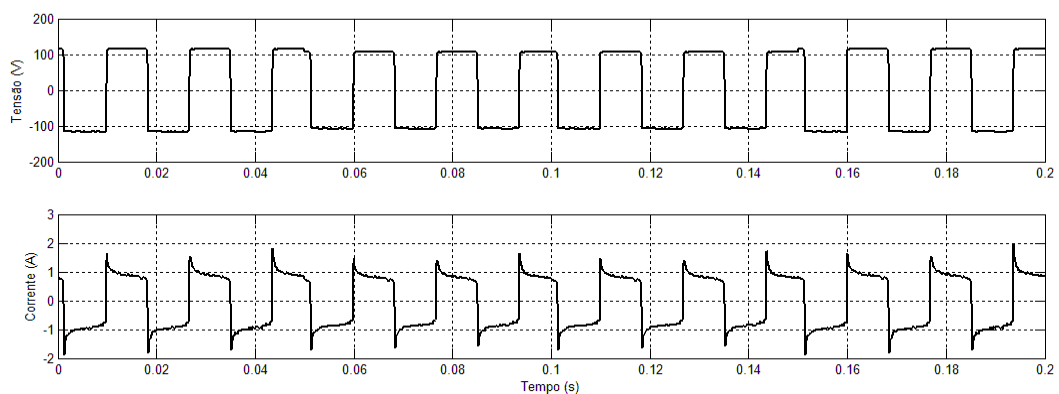


Figura 3.31 – Tensão (gráfico superior) e corrente da carga (gráfico inferior) para a alimentação quadrada.

A *STHD* e a *TIHD* calculadas da forma de onda da tensão da figura 3.31, são 45,80 % e 16,62 %, respectivamente. Para a corrente da figura 3.31, a *STHD* e a *TIHD* são 54,87 % e 23,75 %, respectivamente.

Inserindo-se diferentes formas de onda de tensão no modelo desenvolvido, no caso os dados de medições com a alimentação senoidal, quadrada modificada e quadrada, obteve-se a resposta espectral do modelo para essas excitações, cuja resolução (de 5 em 5 Hz) está relacionada com a janela amostrada em 200 ms.

Os espectros de amplitude para as correntes medida e modelada, para a excitação senoidal, quadrada modificada e quadrada são comparados nas figuras 3.32, 3.34 e 3.36, respectivamente. Os espectros de fase da corrente para a excitação senoidal, quadrada modificada e quadrada são apresentados nas figuras 3.33, 3.35 e 3.37, respectivamente, observando-se que a divergência entre as raias espectrais de fase (medida e modelada), quando ocorrem, está somente nas frequências de amplitudes não significativas.

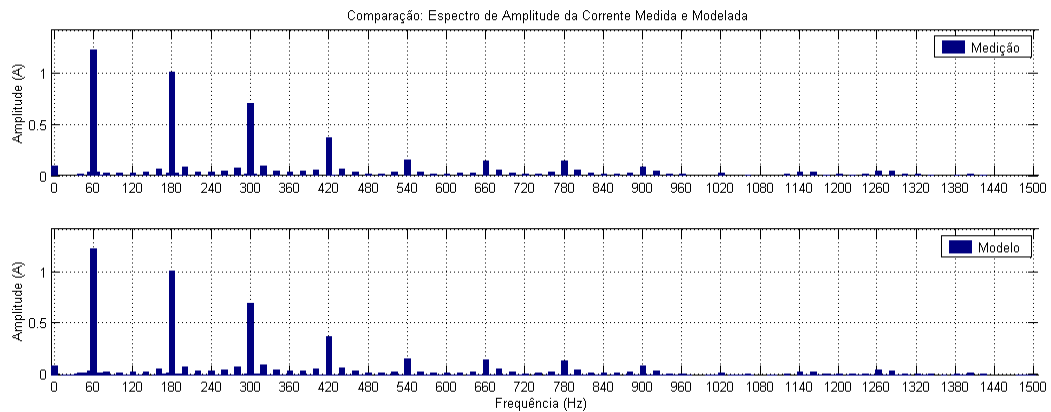


Figura 3.32 – Espectro de amplitude das correntes medida e modelada (excitação senoidal).

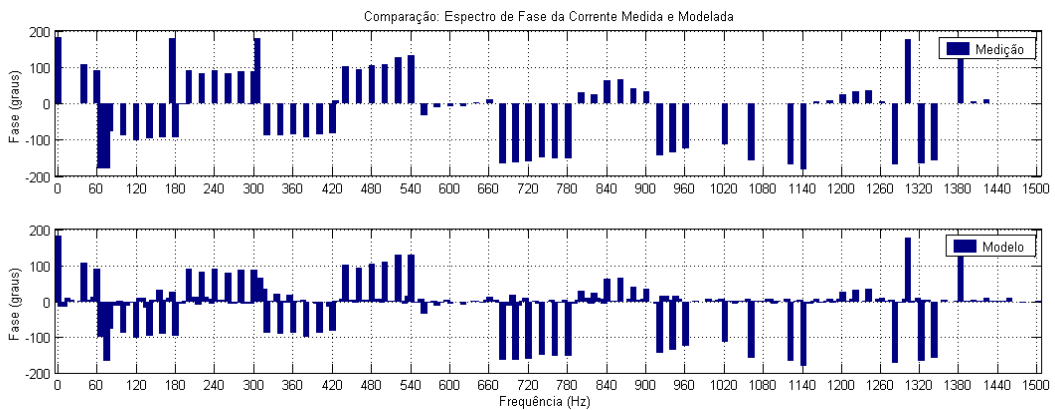


Figura 3.33 – Espectro de fase das correntes medida e modelada (excitação senoidal).

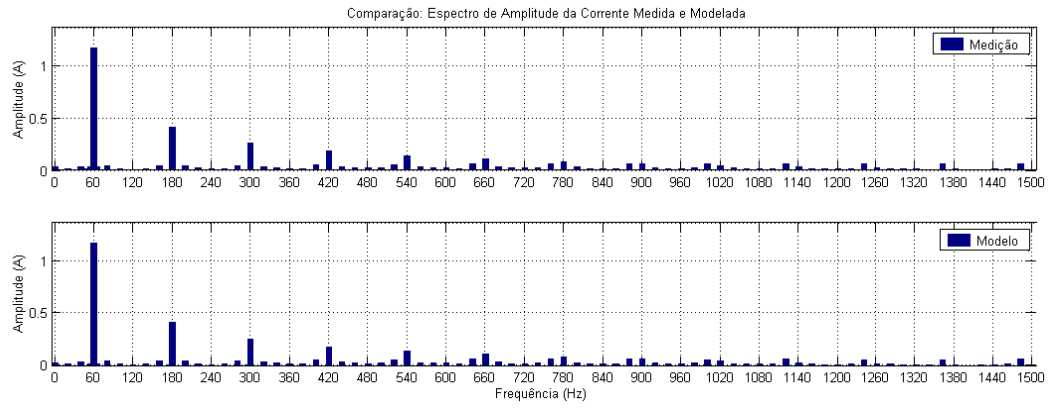


Figura 3.34 – Espectro de amplitude das correntes medida e modelada (excitação quadrada).

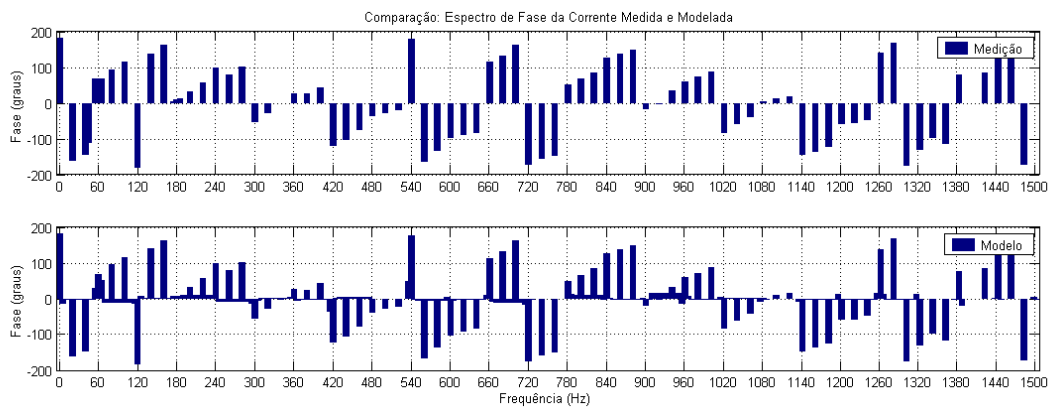


Figura 3.35 – Espectro de fase das correntes medida e modelada (excitação quadrada).

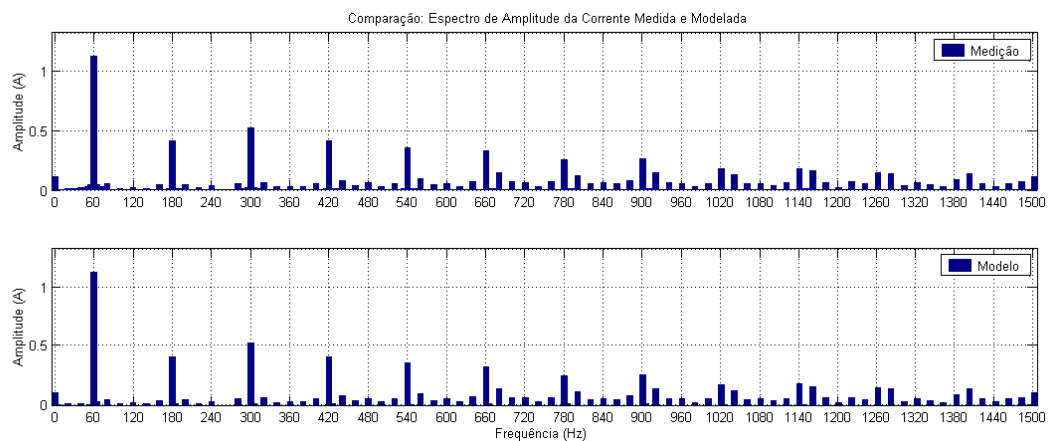


Figura 3.36 – Espectro de amplitude das correntes medida e modelada (excitação quadrada modificada).

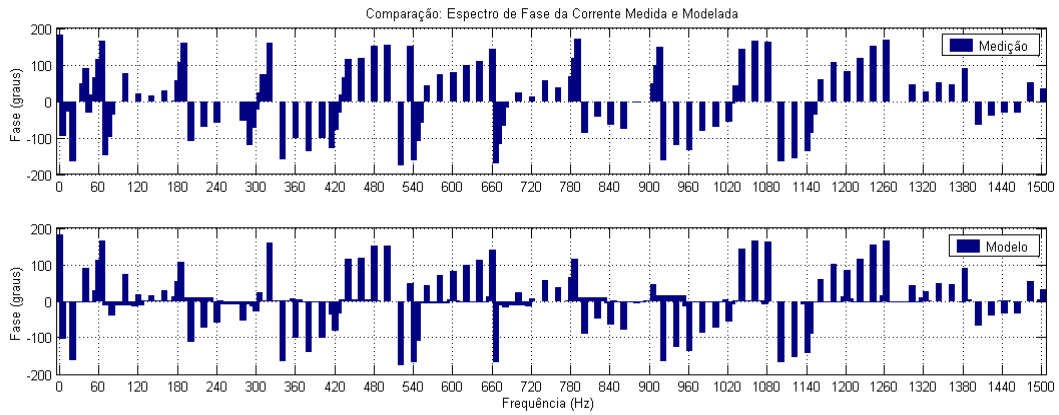


Figura 3.37 – Espectro de fase das correntes medida e modelada (excitação quadrada modificada).

Realizando-se a ISTFT (“Inverse Short-Time Fourier Transform”) dos espectros modelados da corrente absorvida pela carga e comparando com os dados reais no domínio do tempo, obtiveram-se as formas de onda das figuras 3.38, 3.39 e 3.40, para as formas de onda de alimentação da carga dos tipos senoidal, quadrada modificada e quadrada, respectivamente.

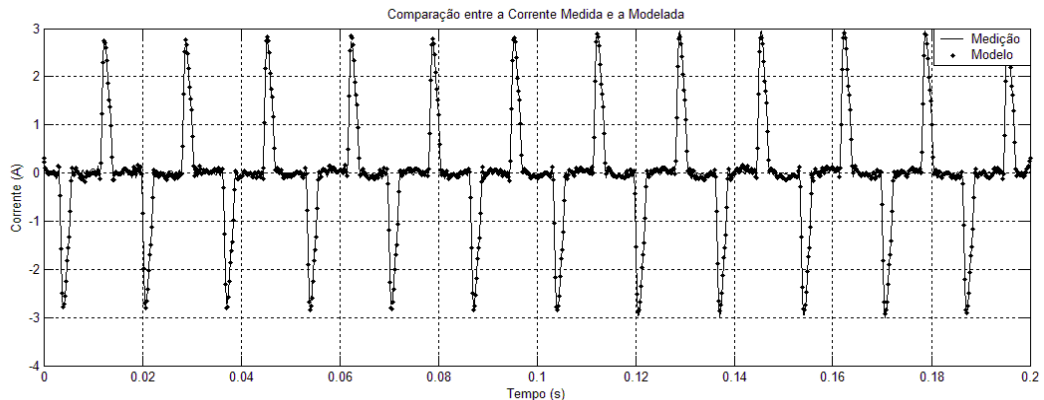


Figura 3.38 – Corrente medida (–) e modelada (*) (excitação senoidal).

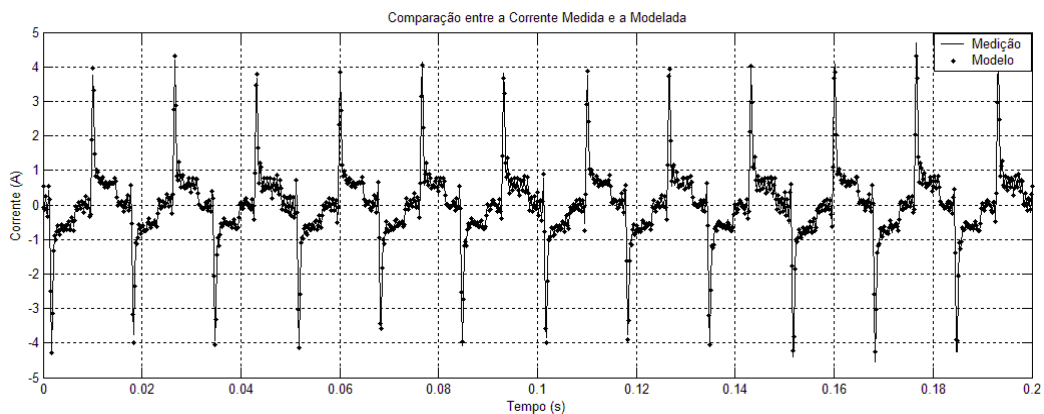


Figura 3.39 – Corrente medida (–) e modelada (*) (excitação quadrada modificada).

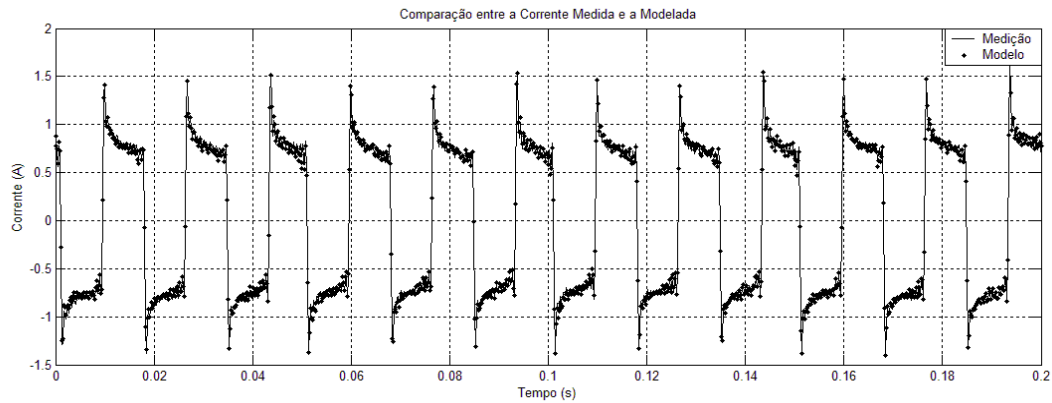


Figura 3.40 – Corrente medida (-) e modelada (*) (excitação quadrada).

As respostas dos modelos, com as configurações desenvolvidas para todos os quatro casos, apresentam boa aproximação com os dados medidos das cargas não-lineares adotadas como exemplo, e essas configurações podem ser aplicadas na modelagem de outros tipos de cargas não-lineares. O segundo e o quarto caso são os mais versáteis, pois também se tornam aptos a fornecer a resposta das cargas em regime não-estacionário.

3.4 - Utilização da Série de Volterra com Funções Ortonormais de Laguerre para a Modelagem de Cargas Não-Lineares sob Várias Condições de Excitação

O presente tópico mostra a utilidade da série de Volterra para modelagem do comportamento de cargas não-lineares pertencentes a um sistema elétrico de potência. O modelo desenvolvido é do tipo *SISO* (*Single Input / Single Output*), fornecendo como resposta (saída do sistema) a corrente da carga não-linear, de acordo com diferentes formas de onda de tensão aplicadas na entrada do sistema (tensões senoidais e não senoidais) e variações no valor rms na tensão de alimentação (afundamento e elevação de tensão). Verifica-se que os modelos desenvolvidos a partir da série funcional de Volterra são robustos e o comportamento dinâmico dos mesmos pode também ser predito nessa modelagem. Utilizam-se também as funções de base ortonormais de Laguerre para estimação dos núcleos da série de Volterra. O modelo desenvolvido é validado, por meio de medições, para diferentes formas de onda na tensão de alimentação e variações nos valores eficazes desta.

3.4.1 - Emprego da Série de Volterra na Modelagem de Sistemas Não-Lineares

Os modelos não-lineares utilizando a série de Volterra têm grande relevância na representação matemática de sistemas não-lineares e permitem, entre outras coisas, obter uma relação explícita entre os sinais de entrada e saída, descrever um sistema não-linear como uma

generalização do caso linear, e caracterizam um processo não-linear de forma a se ter uma idéia do seu significado físico. ^[97] Descrever um sistema não-linear por meio de funções temporais que o caracterizem completamente é uma vantagem que pode ser utilizada na solução de problemas referentes a esses sistemas. Em outras palavras, a série de Volterra torna possível usar conceitos definidos somente para sistemas lineares, de forma a identificar também os processos não-lineares ^[98].

A representação funcional em série de Volterra da saída de um sistema é dada pela equação abaixo:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_i(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_i) \cdot \prod_{z=1}^i x(t - \tau_z) d\tau_z \quad (3.9)$$

onde a variável x é a entrada do sistema, $y(t)$ a saída instantânea do mesmo, e a função $h_i(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_i)$ é conhecida como o núcleo (ou *kernel*) de Volterra de i -ésima ordem.

De acordo com essa descrição do sistema não-linear, conhecendo-se os núcleos da série de Volterra para um dado sistema, encontra-se a resposta do sistema para qualquer entrada. ^[99]

Para sistemas lineares a equação (3.9) se torna a conhecida integral de convolução:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau) x(t - \tau) d\tau \quad (3.10)$$

onde $h_1(\tau)$ é chamada resposta ao impulso.

Considerando que o sistema seja causal e $x(t) = 0$ para $\tau_z < 0$, então o domínio de integração na equação (3.9) fica de $[0, t]$.

A convergência da série de Volterra implica na prática de que é possível truncá-la a partir de um ponto além do qual os termos de ordem superior podem ser desprezados.

O presente trabalho enfoca a modelagem por meio de sistemas discretos no tempo, pois desse modo os algoritmos das simulações computacionais são mais facilmente implementados e também a modelagem é baseada em medições (amostragem) dos sinais de entrada e saída. O modelo na forma discreta e truncado até a m -ésima ordem fica:

$$y(t) = \sum_{i=1}^m (\Delta t)^i \sum_{\tau_1=0}^{T_f-1} \dots \sum_{\tau_i=0}^{T_f-1} h_i(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_i) \cdot \prod_{j=1}^i x(t - \tau_j) \quad (3.11)$$

onde, T_f é a janela de coleta dos dados.

Quando se está trabalhando com amostras, considera-se Δt igual a 1 segundo (ou seja, equivalente a uma em uma amostra); logo, a equação (3.11) fica, em termos dos pontos amostrados e truncada na m -ésima ordem:

$$\begin{aligned}
y(n) = H[x(n)] = & \sum_{l_1=0}^{N_1-1} h_1(l_1) \cdot x(n-l_1) + \sum_{l_1=0}^{N_2-1} \sum_{l_2=0}^{N_2-1} h_2(l_1, l_2) \cdot x(n-l_1) \cdot x(n-l_2) + \dots \\
& + \dots \sum_{l_1=0}^{N_m-1} \dots \sum_{l_m=0}^{N_m-1} h_m(l_1, \dots, l_m) \cdot x(n-l_1) \cdot \dots \cdot x(n-l_m)
\end{aligned} \tag{3.12}$$

Na equação (3.12), H é um operador não-linear, podendo-se, desse modo, abordar a série de Volterra de uma forma esquemática, como ilustrado na figura 3.41, em que a saída $y(n)$ é vista como uma soma das contribuições de cada funcional H_i (com $i= 1, 2, \dots, m$) aplicado à entrada $x(n)$.

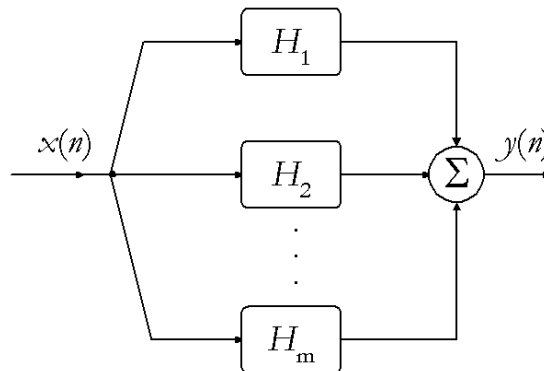


Figura 3.41 – Representação esquemática de um sistema por série de Volterra.

onde $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ e N é a quantidade de pontos amostrados, N_1, N_2, \dots e N_m são os limites de truncagem dos núcleos (representam o comprimento, ou seja, número de pontos dos núcleos), tais que N_1, N_2, \dots e $N_m \leq N$.

Neste modelo de Volterra de ordem m , já supondo que o sistema é causal ($h_i(l_1, l_2, \dots, l_i) = 0, \forall l_j < 0$) e com condições iniciais não necessariamente nulas, inclui-se em (3.12) um termo de ordem zero (C_{dc}), que é uma constante e independente de qualquer entrada do sistema. Para sistemas lineares C_{dc} é igual a zero ^[100]. Inclui-se também o erro ($e(n)$) associado ao truncamento da série.

$$\begin{aligned}
y(n) = & C_{dc} + \sum_{l_1=0}^{N_1-1} h_1(l_1) \cdot x(n-l_1) + \sum_{l_1=0}^{N_2-1} \sum_{l_2=0}^{N_2-1} h_2(l_1, l_2) \cdot x(n-l_1) \cdot x(n-l_2) + \dots \\
& + \dots \sum_{l_1=0}^{N_m-1} \dots \sum_{l_m=0}^{N_m-1} h_m(l_1, \dots, l_m) \cdot x(n-l_1) \cdot \dots \cdot x(n-l_m) + e(n)
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Na equação (3.13), considera-se que a contribuição dos núcleos de ordem superior está embutida no erro $e(n)$.

Em um sistema de segunda ordem, de acordo com a formulação acima e a simetria dos núcleos, tem-se N_1 e $N_2(N_2+1)/2$ valores distintos, ou pontos, para h_1 e h_2 , respectivamente.

Os modelos de Volterra representam uma generalização dos modelos lineares de convolução para a representação de sistemas dinâmicos não-lineares. A principal dificuldade associada a esses modelos é a complexidade envolvida no problema de determinação dos núcleos de Volterra ^[101]. Quando esses núcleos são desenvolvidos utilizando uma base de funções ortonormais, no entanto, obtém-se uma representação conhecida como modelo de Volterra-Wiener.

3.4.2 - Funções Base Ortonormais

Uma abordagem usando desenvolvimento ortonormal se apresenta como uma importante alternativa em vista das dificuldades encontradas no problema de aproximação de funções. Nessa abordagem procura-se representar os núcleos de um determinado sistema em termos de uma base ortonormal para o espaço de interesse.

Seja $n = 1, 2, \dots$ uma seqüência crescente de números inteiros. O conjunto de funções $\{B_r(n)\}$ é denominado ortonormal no intervalo I se:

$$\sum_{n \in I} B_r(n) \cdot B_s(n) = \begin{cases} 1, & \text{se } r = s \\ 0, & \text{se } r \neq s \end{cases} \quad (3.14)$$

Pode-se expressar os núcleos da série de Volterra em termos de funções base ortogonormais apropriadas:

$$h_1(l_1) \cong \sum_{q_1=0}^{Q_1-1} C_{q_1} B_{q_1}(l_1) \quad \text{onde } l_1 = 1, \dots, N_1-1; \quad (3.15)$$

$$h_2(l_1, l_2) \cong \sum_{q_1=0}^{Q_2-1} \sum_{q_2=0}^{Q_2-1} C_{q_1, q_2} B_{q_1}(l_1) B_{q_2}(l_2) \quad \text{onde } l_{1,2} = 1, \dots, N_2-1; \quad (3.16)$$

•
•
•

$$h_m(l_1, l_2, \dots, l_m) \cong \sum_{q_1=0}^{Q_m-1} \sum_{q_2=0}^{Q_m-1} \dots \sum_{q_m=0}^{Q_m-1} C_{q_1, q_2, \dots, q_m} B_{q_1}(l_1) B_{q_2}(l_2) \dots B_{q_m}(l_m) \quad \text{onde } l_{1,2,\dots,i} = 1, \dots, N_m-1. \quad (3.17)$$

sendo,

C_q coeficiente, ou peso,

B_q função base ortonormal,

Q_i é o número de funções base usadas na expansão do núcleo h_i .

Substituindo (3.15), (3.16), e (3.17) em (3.13) obtém-se:

$$\begin{aligned}
y(n) = & C_{dc} + \sum_{q_1=0}^{Q_1-1} C_{q_1} \phi_{q_1}(n) + \sum_{q_1=0}^{Q_1-1} \sum_{q_2=0}^{Q_2-1} C_{q_1, q_2} \phi_{q_1}(n) \phi_{q_2}(n) + \dots \\
& \dots + \sum_{q_1=0}^{Q_m-1} \dots \sum_{q_m=0}^{Q_m-1} C_{q_1, \dots, q_m} \phi_{q_1}(n) \dots \phi_{q_m}(n) + e(n)
\end{aligned} \tag{3.18}$$

onde

$$\phi_{q_j}(n) = \sum_{l_j=0}^{N_j-1} x(n-l_j) B_{q_j}(l_j) \tag{3.19}$$

e i é a ordem considerada e $j = 1, \dots, i$

Agora, o erro $e(n)$ engloba também o erro de aproximação dos núcleos por funções de base ortonormais.

Colocando a equação (3.18) na forma de matriz:

$$\bar{y} = \bar{\Phi} \cdot \bar{C} + \bar{e} \tag{3.20}$$

e sabendo-se que

$$\bar{y} = [y(0) \ y(1) \ \dots \ y(N-1)]^T, \text{ tem dimensão } Nx1,$$

$$\bar{\phi}_{q_j} = [\phi_{q_j}(0) \ \phi_{q_j}(1) \ \dots \ \phi_{q_j}(N-1)]^T, \text{ tem dimensão } Nx1,$$

$$\bar{e} = [e(0) \ e(1) \ \dots \ e(N-1)]^T, \text{ tem dimensão } Nx1,$$

então, o vetor $\bar{\Phi}$ tem dimensões NxD e o vetor \bar{C} possui dimensões $Dx1$. Estes dois vetores são expressos a seguir:

$$\bar{\Phi} = \left[\begin{array}{c} \left(\begin{array}{c} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ \vdots \\ 1 \end{array} \right) \left(\begin{array}{c} \phi_0(0) \dots \phi_{Q_1-1}(0) \\ \phi_0(1) \dots \phi_{Q_1-1}(1) \\ \vdots \\ \vdots \\ \phi_0(N) \dots \phi_{Q_1-1}(N) \end{array} \right) \dots \left(\begin{array}{c} \phi_{0,0,\dots,0}(0) \ \phi_{1,0,\dots,0}(0) \dots \phi_{0,1,\dots,0}(0) \dots \phi_{Q_m-1, Q_m-1, \dots, Q_m-1}(0) \\ \phi_{0,0,\dots,0}(1) \ \phi_{1,0,\dots,0}(1) \dots \phi_{0,1,\dots,0}(1) \dots \phi_{Q_m-1, Q_m-1, \dots, Q_m-1}(1) \\ \vdots \\ \vdots \\ \phi_{0,0,\dots,0}(N) \ \phi_{1,0,\dots,0}(N) \dots \phi_{0,1,\dots,0}(N) \dots \phi_{Q_m-1, Q_m-1, \dots, Q_m-1}(N) \end{array} \right) \end{array} \right] \tag{3.21}$$

onde $\phi_{q_1, q_2, \dots, q_i}(n) = \phi_{q_1}(n) \cdot \phi_{q_2}(n) \cdot \dots \cdot \phi_{q_i}(n)$

$$\bar{C} = \begin{bmatrix} C_{dc} \\ \left(\begin{array}{c} C_0 \\ \vdots \\ C_{Q_1-1} \end{array} \right) \\ \vdots \\ \left(\begin{array}{c} C_{0,0,\dots,0} \\ C_{1,0,\dots,0} \\ \vdots \\ C_{Q_m-1,0,\dots,0} \\ C_{0,1,\dots,0} \\ \vdots \\ C_{Q_m-1,Q_m-1,\dots,Q_m-1} \end{array} \right) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Existe simetria tanto nos elementos da matriz $\bar{\Phi}$ quanto da matriz \bar{C} . Por exemplo, a equação abaixo mostra a simplificação de (3.21) e (3.22), devido à simetria, para um sistema de 2ª ordem:

$$\bar{\Phi} = [[1 \dots 1]^T \mid \phi_0 \phi_1 \dots \phi_{Q_1-1} \mid \phi_{0,0} \phi_{0,1} \dots \phi_{0,Q_2-1} \phi_{1,1} \phi_{1,2} \dots \phi_{1,Q_2-1} \dots \phi_{Q_2-1,Q_2-1}] \quad (3.23)$$

$$\bar{C} = [C_{dc} \mid C_0 \ C_1 \dots C_{Q_1-1} \mid C_{0,0} \ 2C_{0,1} \dots 2C_{0,Q_2-1} \ C_{1,1} \ 2C_{1,2} \mid \dots 2C_{1,Q_2-1} \dots 2C_{Q_2-1,Q_2-1}] \quad (3.24)$$

Nesse caso, o número de linhas D da matriz \bar{C} (e o número de colunas de $\bar{\Phi}$) equivale a:

$$D = 1 + Q_1 + Q_2(Q_2 + 1) / 2$$

Os coeficientes da matriz \bar{C} são obtidos por meio do algoritmo dos mínimos quadráticos ^[102]. As funções ortonormais são representadas por funções de Laguerre, que são definidas em termos de sua transformada Z como segue ^[103]:

$$B_r(z) = \sqrt{1-p^2} \frac{z}{z-p} \left(\frac{1-pz}{z-p} \right)^{r-1} \quad r = 1, 2, \dots \quad (3.25)$$

onde o parâmetro p na equação (3.25) é conhecido como pólo de Laguerre.

As funções ortonormais são recursivas, isto é, a k -ésima função pode ser escrita em função da $(k-1)$ -ésima. Logo é possível escrever a dinâmica do conjunto de filtros ortonormais através de uma equação de estados ^[104]; nesse caso o modelo é representado em espaços de estados como:

$$L(n+1) = AL(n) + bx(n) \quad (3.26)$$

$$y(n) = G(L(n)) \quad (3.27)$$

onde, $L(n) = [L_1(n) \ L_2(n) \ \dots \ L_k(n)]^T$ é o vetor de estados ortonormais de ordem k . A matriz A e o vetor b possuem coeficientes constantes e dependem somente da ordem do modelo das funções ortonormais e do pólo selecionado p , e G é um operador não-linear.

O modelo utilizando funções de base ortonormais é ilustrado na figura 3.42, onde se observa a recursão dos estados através da disposição em cascata dos filtros, representado no plano freqüencial discreto (variável z)^[101].

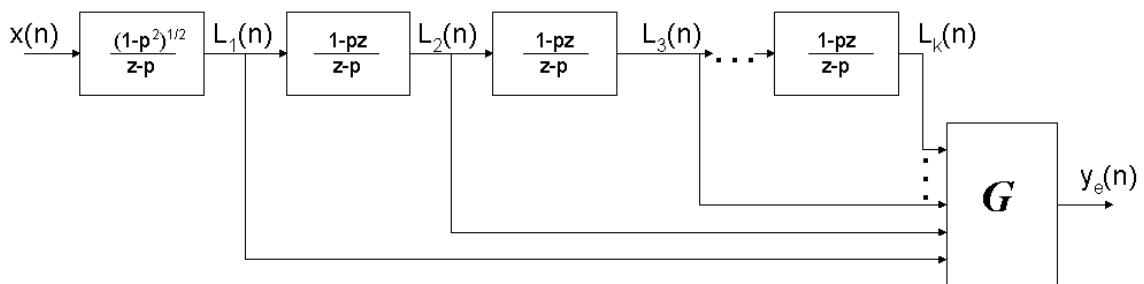


Figura 3.42 – Modelo utilizando funções base ortonormais com dinâmica de Laguerre.

Para ilustrar o comportamento das funções de Laguerre no domínio do tempo discreto, esboçam-se dois casos exemplos, a figura 3.43 mostra uma função de Laguerre de ordem 2 com 256 amostras e o pólo p igual a 0,6065. Na figura 3.44 tem-se a função de Laguerre de ordem 36, também com 256 amostras e $p = 0,6065$.

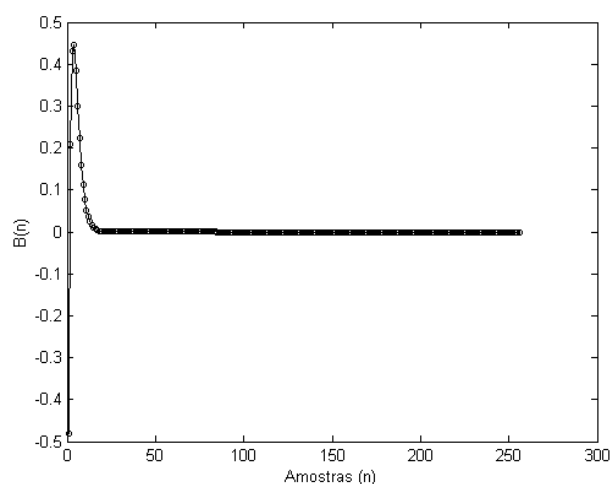


Figura 3.43 – Função de Laguerre (domínio do tempo) de ordem 2.

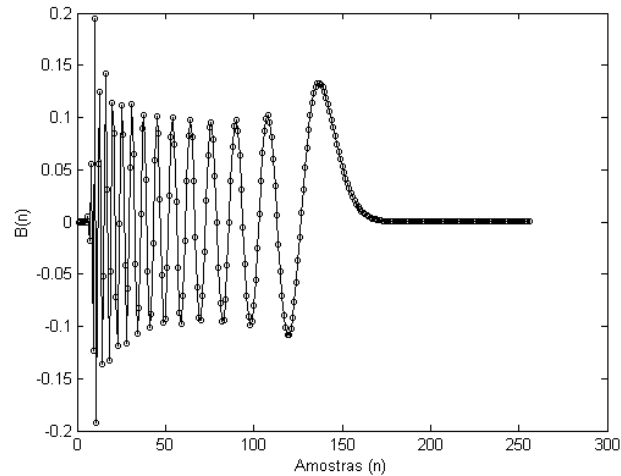


Figura 3.44 – Função de Laguerre (domínio do tempo) de ordem 36.

3.4.3 - Modelo desenvolvido

Apesar do caso mais usual de cargas não-lineares em um sistema elétrico ser quando alimentadas por tensão senoidal ou próxima de uma senóide (baixa THD_v), apresenta-se neste trabalho um caso mais geral, isto é, o comportamento da carga sob diferentes formas de onda de tensão, aplicadas por meio de inversores de pequeno porte, com a finalidade de mostrar a versatilidade do modelo não-linear desenvolvido.

Para exemplificar a utilização da série de Volterra na modelagem de cargas com características não-lineares, apresenta-se o modelo desenvolvido para 04 lâmpadas fluorescentes compactas (PL) de 30 W de potência nominal cada. A lâmpada PL é bastante utilizada em sistemas residenciais, devido a sua eficiência energética comparada com a lâmpada incandescente, seja em sistemas autônomos (supridos por sistema fotovoltaico, por exemplo) ou convencionais (conectados à rede de distribuição de energia elétrica).

As figuras de 3.45 a 3.48 apresentam a medição de diferentes formas de onda de tensões aplicadas sobre a carga e de correntes (resposta) na mesma. As THD das tensões das figuras de 3.45 a 3.48 são de 3,11 %; 55,10 %; 32,44 % e 46,20 %, respectivamente. As THD das correntes correspondentes são de 123,43%; 37,30 %; 162,09 % e 58,11 %, respectivamente.

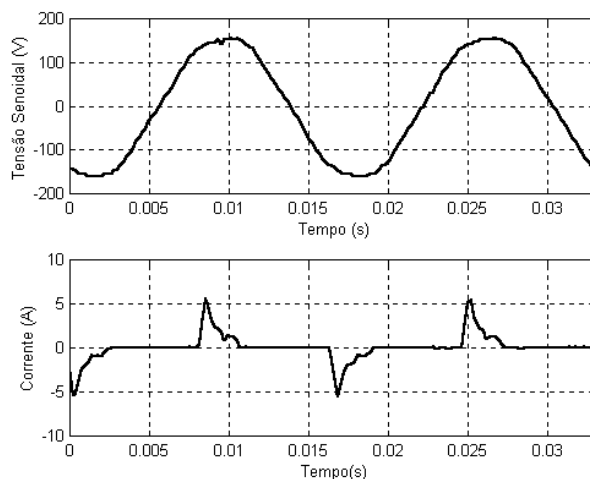


Figura 3.45 – Tensão senoidal aplicada e corrente na carga.

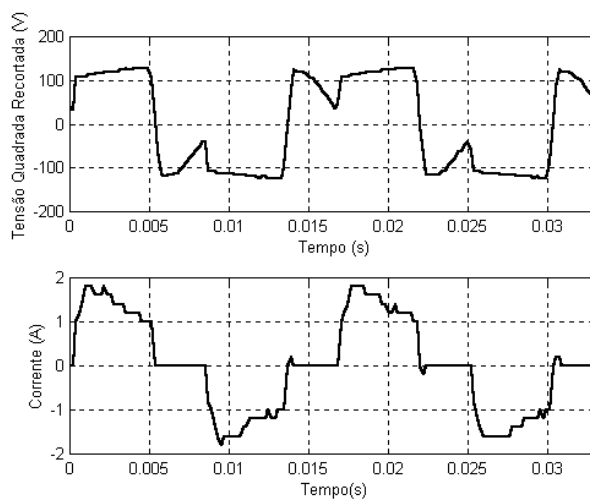


Figura 3.46 – Tensão quadrada (deformada) aplicada e corrente na carga.

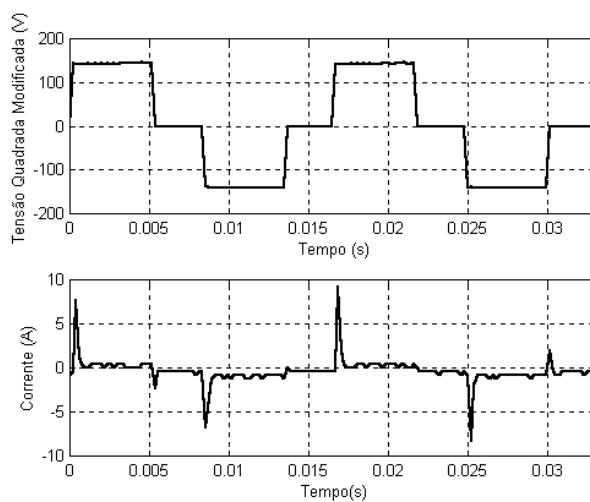


Figura 3.47 – Tensão quadrada modificada aplicada e corrente na carga.

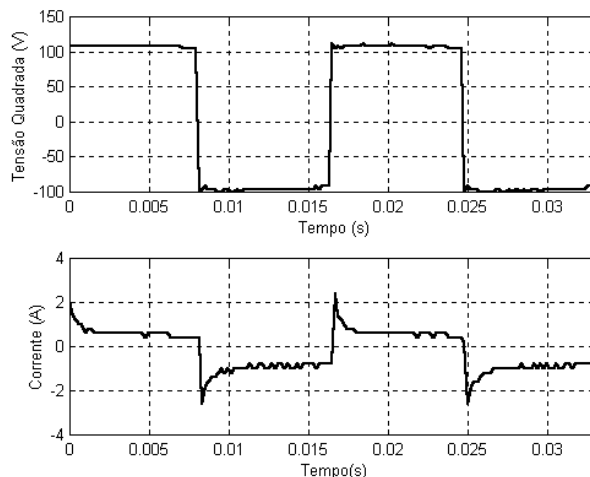


Figura 3.48 – Tensão quadrada aplicada e corrente na carga.

No modelo desenvolvido, truncou-se a série de Volterra na terceira ordem, devido à necessidade de maior capacidade computacional para ordens maiores (armazenamento das matrizes). Empregou-se ainda a estimativa de um pólo ótimo para a função de Laguerre (equação 3.25), utilizando-se uma base de Laguerre única entre os núcleos ^[103] que compõem o modelo da carga. Ressalta-se que a escolha do pólo p é crucial para uma expansão eficiente dos núcleos da série.

Para a estimativa dos núcleos da série, utilizou-se o modelo de funções base ortonormais de Laguerre até as ordens 40, 25 e 15, para estimativa dos núcleos de primeira, segunda e terceira ordens, respectivamente. Inserindo na entrada do modelo a seqüência de diferentes formas de onda de tensão das figuras 3.45 a 3.48, calculam-se os núcleos da série, estando assim o modelo pronto para realizar a convolução da entrada com os núcleos. Para a validação do modelo, aplicaram-se níveis de tensão diferentes aos utilizados para calcular os coeficientes de Laguerre para estimação dos núcleos.

As figuras 3.49 e 3.50 mostram o comportamento com o tempo dos núcleos de Volterra de primeira e segunda ordem, para o modelo desenvolvido. Observa-se, neste caso, que os núcleos de primeira e segunda ordem não apresentam valores significativos para tempos maiores que 8 ms e 5 ms, respectivamente (daí a truncagem da amostragem nesses instantes).

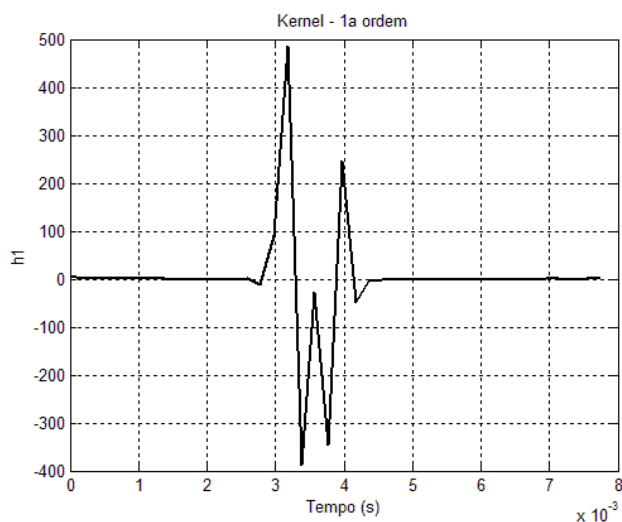


Figura 3.49 – Núcleo de 1ª ordem estimado para o modelo.

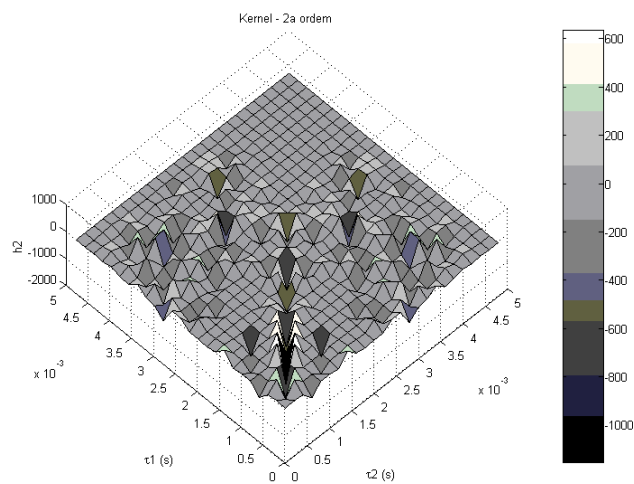


Figura 3.50 – Núcleo de 2ª ordem estimado para o modelo.

Nas figuras de 3.51 a 3.54 tem-se a comparação entre as correntes medidas e modeladas aplicando-se na entrada do modelo as formas de onda de tensão das figuras 3.45 a 3.48. Observa-se a boa aproximação do modelo desenvolvido.

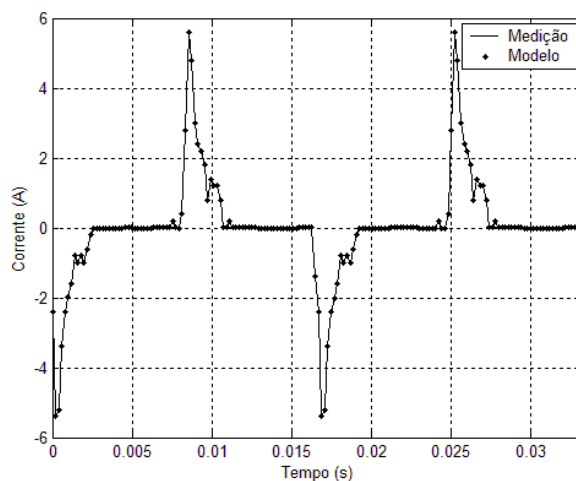


Figura 3.51 – Comparação entre as correntes medida e modelada para a excitação senoidal.

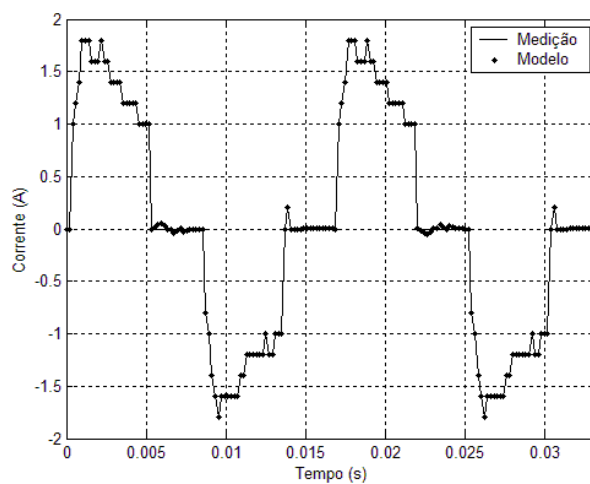


Figura 3.52 – Comparação entre as correntes medida e modelada para a excitação quadrada deformada.

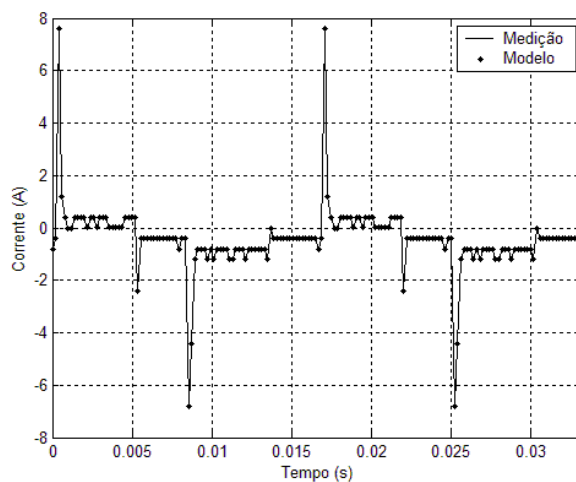


Figura 3.53 – Comparação entre as correntes medida e modelada para a excitação quadrada modificada.

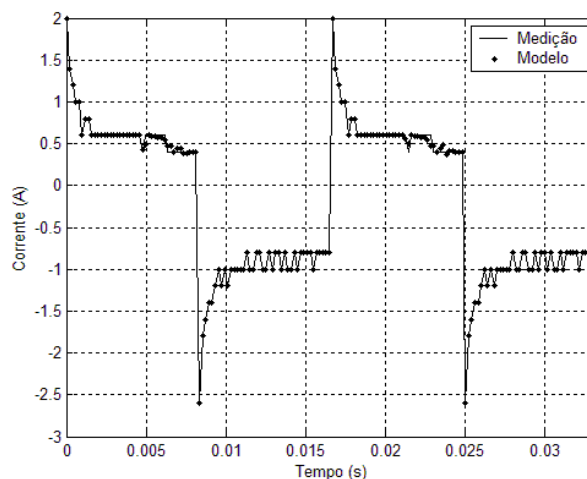


Figura 3.54 – Comparação entre as correntes medida e modelada para a excitação quadrada.

Tomando um valor de referência de 1 p.u. como 110 Vrms (tensão nominal dos inversores utilizados), aplicou-se sobre o modelo ondas senoidais de 0,9 p.u. e 1,1 p.u., a fim de verificar a versatilidade do modelo desenvolvido, ou seja, avaliar a resposta do modelo com a variação do nível de tensão. As comparações entre as correntes medidas e modeladas são apresentadas nas figuras 3.55 e 3.56, para as tensões de 0,9 p.u. e 1,1 p.u., respectivamente. Para fins comparativos, também se insere a forma de onda medida de corrente para tensão senoidal de 1 p.u.

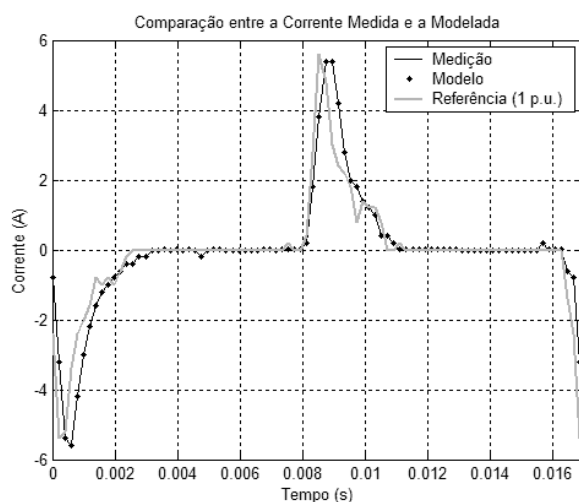


Figura 3.55 – Corrente medida e modelada para tensão de 0,9 p.u. aplicada.

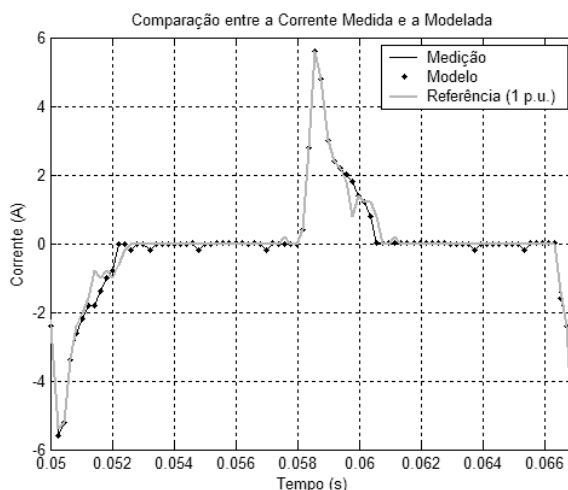


Figura 3.56 – Corrente medida e modelada para tensão de 1,1 p.u. aplicada.

Os valores rms das formas de onda das correntes medida e modelada para a tensão aplicada de 0,9 p.u. foram de 1,6302 A e 1,6297 A, respectivamente, apresentando um erro médio quadrático de 0,0108 A. A *THD* calculada para a corrente medida foi de 120,2935 % e para a modelada foi de 120,4327 %.

Para a tensão aplicada de 1,1 p.u., foram obtidos valores rms de 1,5177 A e 1,5166 A para as correntes medida e modelada, respectivamente, com erro médio quadrático de 0,0125 A. A *THD* calculada para a corrente medida foi de 123,6495 % e para a modelada foi de 123,8983 %.

A figura 3.57 mostra os espectros harmônicos de amplitude das correntes medida e modelada, aplicando-se sobre a carga a tensão senoidal de 0,9 p.u., e a figura 3.58 apresenta o erro em relação à amplitude medida em cada frequência harmônica. As figuras 3.59 e 3.60 apresentam esses resultados para a aplicação da tensão senoidal de 1,1 p.u.

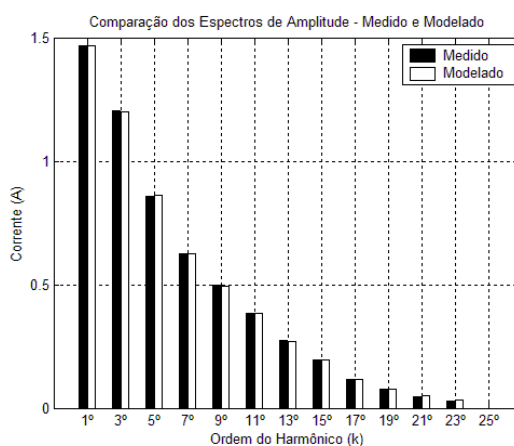


Figura 3.57 – Espectros harmônicos de amplitude das correntes medida e modelada para tensão aplicada de 0,9 p.u.

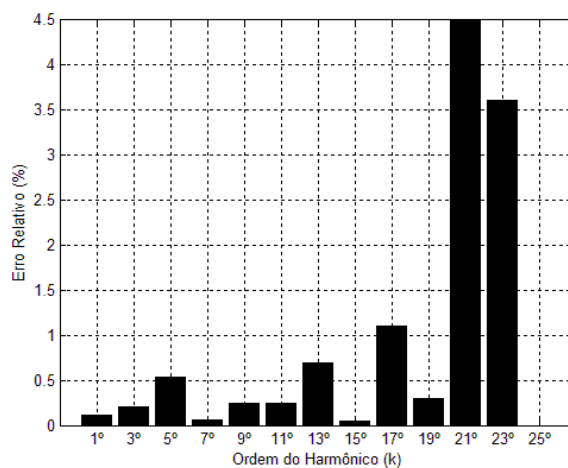


Figura 3.58 – Erros nas amplitudes harmônicas do modelo.

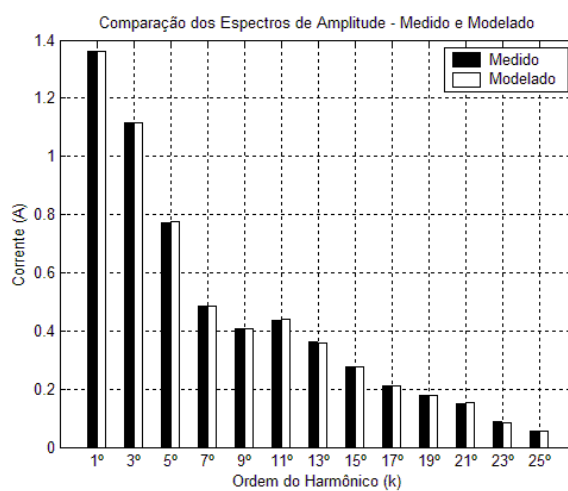


Figura 3.59 – Espectros harmônicos de amplitude das correntes medida e modelada para tensão aplicada de 1,1 p.u.

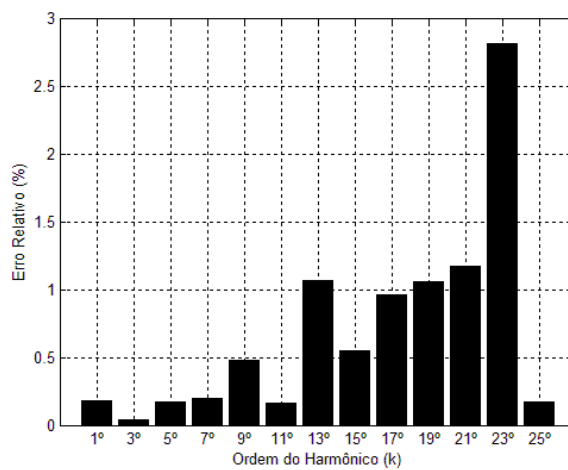


Figura 3.60 – Erros nas amplitudes harmônicas do modelo.

Observa-se que o erro na amplitude aumenta com a frequência, para a maioria das ordens harmônicas, mas em frequências elevadas a amplitude das componentes harmônicas da corrente da carga não-linear em questão não é significativa.

Os modelos desenvolvidos apresentam boa precisão em comparação ao caso medido, contudo, é de se esperar que os erros do modelo venham a diminuir ainda mais com a utilização de termos de ordens mais elevadas na expansão da série.

Verifica-se que o emprego da série de Volterra para modelagem de sistemas não-lineares tem uma grande variedade de aplicações, faltando uma maior difusão dessa ferramenta para a área de sistemas elétricos de potência.

Comentários

Outras técnicas foram desenvolvidas para a modelagem de cargas não-lineares (como por exemplo, por representação da resposta da carga como funções hiperbólicas, polinomiais, entre outras), embora não estejam apresentadas neste trabalho, pois a série de potência com coeficientes complexos, o sistema neuro-fuzzy e, principalmente, a rede neural e os modelos de Volterra apresentaram-se como ferramentas eficazes para modelar o comportamento das cargas não-lineares, também essas técnicas de modelagem apresentam, dentre os modelos desenvolvidos, maior precisão em cargas com características fortemente não-lineares.

CAPÍTULO 4

INFLUÊNCIA MÚTUA ENTRE HARMÔNICOS E CARGAS NÃO-LINEARES

4.1 - Introdução

No capítulo 2 descreveram-se as técnicas comumente adotadas para a mitigação do conteúdo harmônico da corrente em um sistema elétrico. Contudo, também se pode mitigar o problema de harmônicos em uma instalação ou sistema de distribuição, pela avaliação da possibilidade de combinação de cargas não-lineares em paralelo, analisando-se o potencial de redução da magnitude das componentes harmônicas, provocada pela diversidade dos ângulos de fase das componentes harmônicas das correntes das cargas em paralelo. Para isso é também imprescindível avaliar a influência da impedância do sistema na tensão de alimentação, que por sua vez influencia na forma de onda da corrente das cargas em questão e vice-versa.

O objetivo do presente capítulo é exemplificar e analisar casos em que ocorre a influência mútua ou interação entre o conteúdo harmônico da tensão e da corrente em sistemas suprindo cargas não-lineares, atentando-se para a compensação de harmônicos e analisando-se também casos de sistemas renováveis isolados para a geração de eletricidade. Dá-se ênfase aos sistemas renováveis de pequeno porte, que fazem o armazenamento da energia gerada por uma ou mais fontes renováveis (sol, vento, biomassa, etc.) em um banco de baterias, com o suprimento de tensão CA para as cargas, realizado por meio de um inversor estático (conversor CC-CA). Esses sistemas apresentam, em geral, baixa potência de curto-circuito e, quando alimentam cargas não-lineares, a tensão de alimentação é mais suscetível a contaminação por harmônicos.

4.2 - Influência da Forma de Onda de Alimentação e Nível de Tensão em Cargas Não-Lineares

A corrente injetada por uma carga em um sistema elétrico é influenciada diretamente pela forma de onda, pelo nível e pela frequência da tensão que a alimenta, influenciando assim outros parâmetros correlacionados, como por exemplo, a *THD*, os valores eficazes e de pico, o fator de potência e a demanda de energia do sistema.

A figura 4.1 ilustra o comportamento da corrente para diferentes formas de onda de tensão aplicada a uma carga do tipo fonte de alimentação com filtro capacitivo (neste caso,

um microcomputador). Os dois primeiros casos são para alimentação por uma fonte de tensão senoidal (possuindo o segundo caso uma impedância série mais alta que o primeiro) e o terceiro caso por uma fonte de onda quadrada. Para esse tipo de carga, à medida em que o formato da tensão tende a ficar mais achatado (menor fator de crista), o pulso da corrente também tende a se alargar, aumentando o fator de potência.

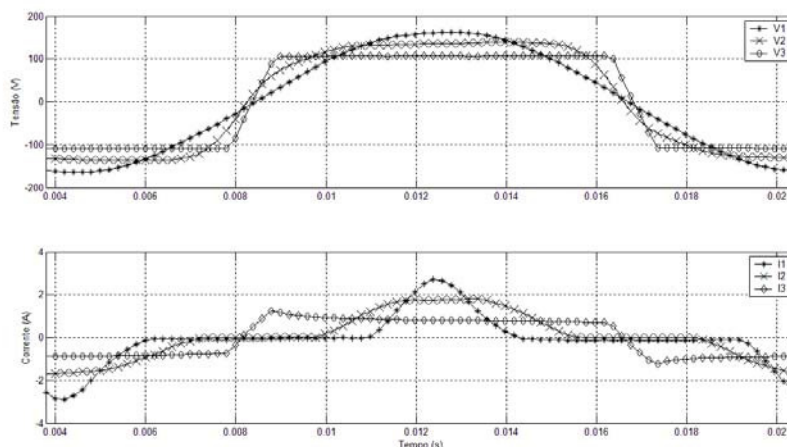


Figura 4.1 - Formas de onda da tensão aplicada (gráfico superior) e da corrente (gráfico inferior) em um microcomputador.

A tabela 4.1 resume algumas grandezas calculadas para cada caso de forma de onda da figura 4.1 sobre a carga. A sigla FC denota o Fator de Crista (relação entre o valor de pico e o valor eficaz de uma determinada onda).

Tabela 4.1 - Grandezas elétricas calculadas para as diferentes formas de onda da figura 4.1.

Parâmetros	Caso 1	Caso 2	Caso 3
THD_v (%)	1,02	23,27	38,31
THD_i (%)	89,66	37,53	43,83
V_{rms} (V)	116,97	117,61	103,40
I_{rms} (A)	1,10	1,03	0,85
P (W)	95,09	101,90	85,54
FP	0,74	0,84	0,98
FC_v	1,39	1,18	1,04
FC_i	2,45	1,74	1,43

A maior parte dos exemplos deste capítulo apresenta nas análises a carga monofásica do tipo com estágio de entrada constituído de retificador com filtro capacitivo, por ser a mais comum das cargas não-lineares utilizadas em sistemas residenciais e comerciais.

Apresentam-se também cargas com potência individual baixa, na maioria das vezes para exemplificar o comportamento de cargas não-lineares em um sistema elétrico, mas que, em se tratando de cargas que tendem a se agrupar em grandes quantidades, verifica-se que a importância do conjunto não é pequena.

Quando cargas não-lineares são combinadas em paralelo, isso pode levar à ocorrência de efeitos de compensação de componentes harmônicas, como o da atenuação e o da diversidade.

O fenômeno de atenuação, originado pela interação entre a tensão e as correntes com conteúdo harmônico, é provocado pela própria impedância do sistema de potência e pela correspondente distorção na tensão de alimentação, que tende a reduzir a magnitude das correntes harmônicas na rede, produzida por cargas não-lineares.

O conceito de Fator de Atenuação foi introduzido em [105] para N cargas idênticas colocadas em paralelo. Este fator é útil para avaliar o erro quando se considera a carga como fonte de corrente com espectro fixo, independente de N , aplicando-se a superposição.

$$AF_{h,N} = \frac{I_{h,N}}{N \cdot I_{h,1}} \quad (4.1)$$

onde,

$I_{h,N}$ é o módulo da corrente resultante de ordem harmônica h , quando N cargas iguais operam em paralelo.

$I_{h,1}$ é o módulo da corrente de ordem harmônica h , quando uma carga está em operação.

As diversidades no ângulo de fase de componentes harmônicas de cargas individuais podem provocar uma diminuição na magnitude das componentes harmônicas de corrente que circulam na rede. Este efeito é conhecido como diversidade e se deve principalmente a diferenças nos parâmetros do sistema elétrico de suprimento e nos parâmetros da carga.

O fator de diversidade, definido em [106], para uma determinada frequência h quando N cargas compartilham a mesma impedância de suprimento (impedância da fonte), é dado por:

$$DF_h = \frac{\left| \sum_{i=1}^N \vec{I}_h^i \right|}{\sum_{i=1}^N I_h^i} \quad (4.2)$$

onde,

$$\vec{I}_h^i = I_h^i (\cos \beta_h^i + j \operatorname{sen} \beta_h^i). \quad (4.3)$$

O fator de diversidade varia entre zero e um; para valores próximos de zero implica em um significativo grau de cancelamento na frequência harmônica analisada.

Os efeitos do fator de atenuação e do fator de diversidade devem ser levados em consideração para sistemas com um amplo número de cargas, para que não se sobreestime o custo para mitigar o problema com harmônicos.

Em especial, os trabalhos apresentados por Mansoor e Grady^[105], e El-Saadany e Salama^[107], enfatizam os efeitos da atenuação e da diversidade, advertindo que sua exclusão na análise dos níveis das componentes harmônicas nos sistemas de distribuição, podem contribuir para a sobreestimação dos mesmos.

Em [108], a $THDv$ é adotada para prever a magnitude e o ângulo de fase das componentes harmônicas da corrente de entrada, propondo modelar o efeito da atenuação e da diversidade pelas seguintes funções:

$$I_h = \alpha_h(THDv) \quad (4.4)$$

$$\theta_h = \beta_h(THDv) \quad (4.5)$$

Onde, I_h e θ_h são, respectivamente, a amplitude e o ângulo de fase de determinada componente harmônica.

Contudo, deve-se atentar que, para a mesma $THDv$, pode-se ter diferentes $THDi$, I_h ou θ_h , bastando variar o ângulo de fase de alguma componente harmônica significativa da tensão de suprimento. A $THDv$ não contém a informação do ângulo de fase, que diferencia, por exemplo, uma onda de tensão com forma achatada de outra de pico acentuado, e o ângulo de fase das componentes da tensão também pode causar o aumento ou a diminuição de $THDi$, I_h e θ_h .

Utilizando-se esse procedimento, pode-se mostrar que, para a carga da figura 4.2, tomada como exemplo, mantendo-se a $THDv$ da tensão de suprimento fixa (com os valores inalterados apresentados na tabela 4.2) e variando-se o ângulo de fase, verificam-se diferentes valores de $THDi$, I_h e θ_h na corrente da carga. A figura 4.3 mostra o comportamento da $THDi$ com a variação do ângulo de fase do 3º harmônico da tensão (ângulo de fase em relação à função seno), permanecendo os valores das demais componentes inalterados (amplitude e fase). Assim também, as figuras 4.43 e 4.5 mostram a variação da amplitude e da fase das componentes harmônicas da corrente com a variação do ângulo de fase do 3º harmônico da tensão.

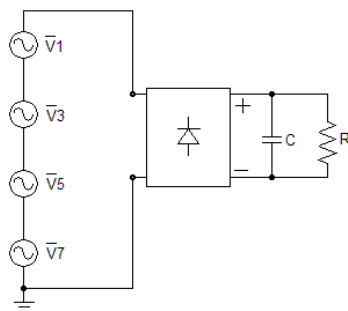


Figura 4.2 - Tensão aplicada sobre a carga com THD_v constante.

Tabela 4.2 - Valores fixados para a tensão de alimentação.

	V1	V3	V5	V7	Vrms	THD_v
Amplitude (V)	170	20	10	7	121,34	13,78 %

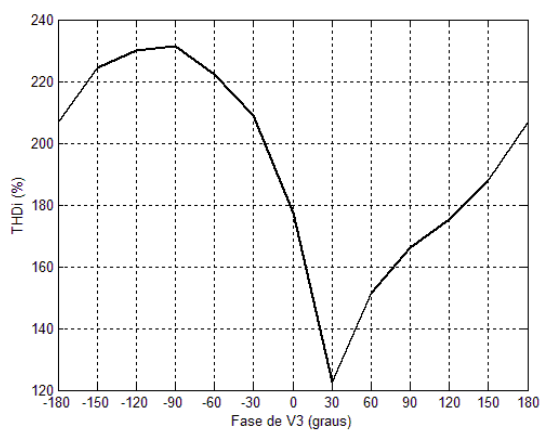


Figura 4.3 - Variação da $THDi$ com a mudança do ângulo de fase da terceira componente harmônica da tensão.

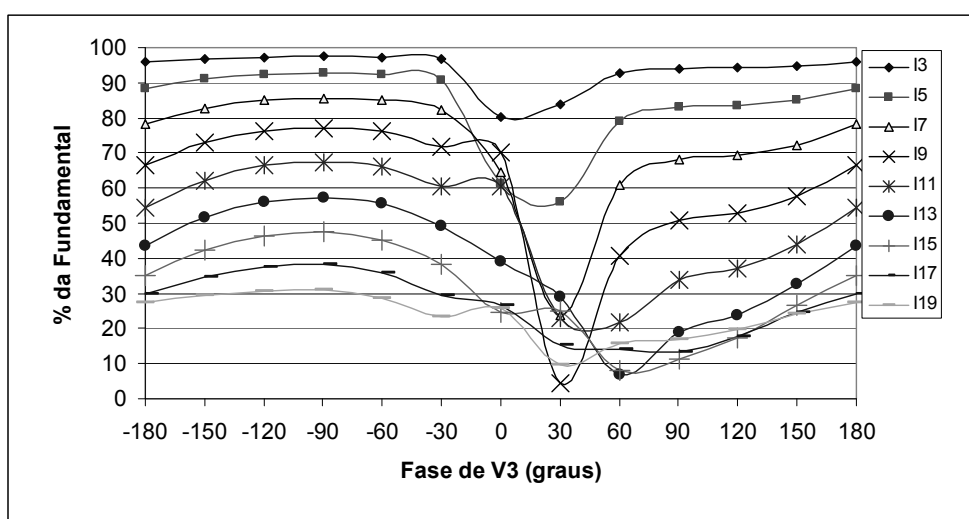


Figura 4.4 - Variação da amplitude das componentes harmônicas ímpares da corrente (3ª a 19ª) com a mudança de fase do terceiro harmônico da tensão.

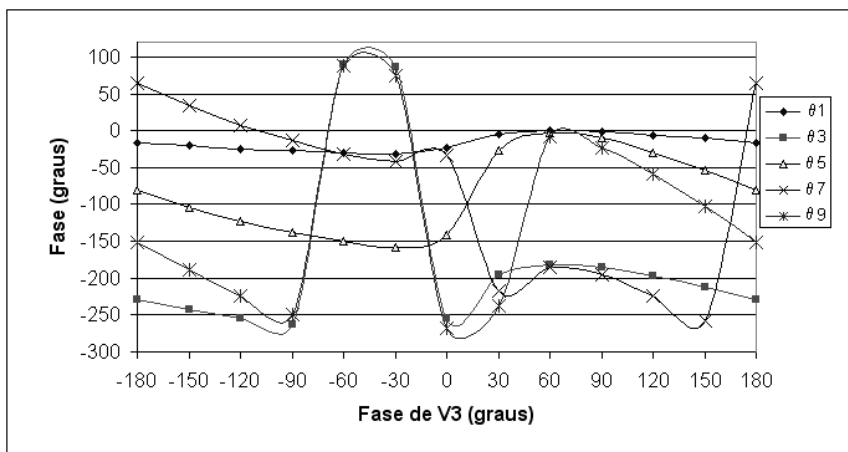


Figura 4.5 - Variação da fase das componentes harmônicas ímpares da corrente (1ª a 9ª) com a mudança de fase do terceiro harmônico da tensão.

A forma de onda de corrente da carga depende tanto da amplitude quanto da fase de cada componente harmônica da tensão de alimentação. Então, em casos gerais, deve-se ter cuidado ao expressar as componentes harmônicas da corrente somente como função da THD_v .

A tensão sobre uma carga e a corrente produzida pela mesma são também influenciadas pela magnitude da impedância de curto-circuito do sistema (impedância da fonte ou Thévenin) à qual a carga está conectada e pela relação X/R (relação entre a reatância em 60 Hz e a resistência da fonte).

Assim, o nível de potência solicitado pelas cargas afeta o formato da corrente, com a interação entre a corrente e a tensão devido à impedância da fonte.

As figuras 4.5 e 4.6 mostram a mudança na THD_v e na THD_i com a variação da impedância de curto-circuito de um sistema (figura 4.6), nestes casos mantendo-se uma relação X/R constante igual a 0,25 e 1,88, respectivamente, e aumentando os valores de R e de X de forma proporcional. A carga não-linear considerada é a do tipo retificador com filtro capacitivo e a tensão da fonte do tipo senoidal (127 Vrms). O parâmetro R_{c-c} , apresentado na figura, refere-se à relação de curto-circuito, dado pela razão entre a potência de curto-circuito (S_{c-c}) do sistema e a potência ativa consumida pela carga (P), sendo o mesmo de grande influência nas formas de onda de corrente e tensão de linha.

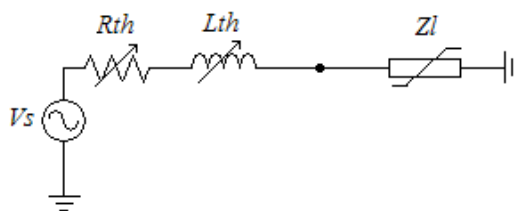


Figura 4.6 - Variação da impedância de curto-circuito do sistema.

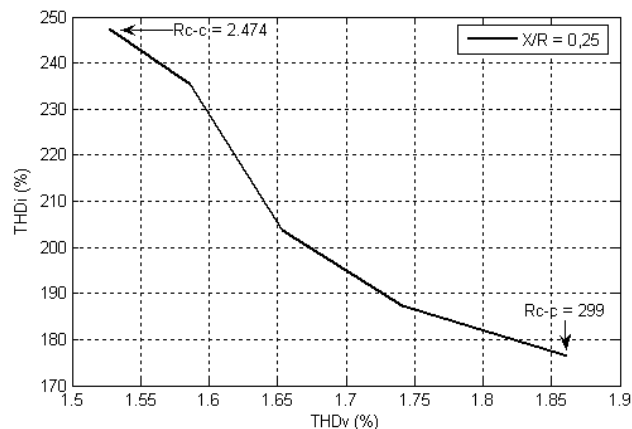


Figura 4.7 - Mudanças na $THDi$ com a variação da $THDv$ para diferentes capacidades de curto-circuito ($X/R = 0,25$).

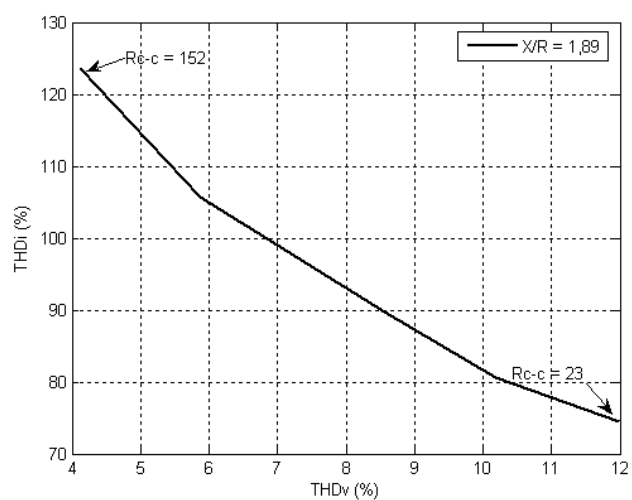


Figura 4.8 - Mudanças na $THDi$ com a variação da $THDv$ para diferentes capacidades de curto-circuito ($X/R = 1,88$).

Com a finalidade de avaliar o efeito da atenuação e também de prever o comportamento da tensão e da corrente no ponto de acoplamento das cargas, a partir do modelo desenvolvido para um microcomputador, utilizando redes neurais na modelagem da carga, fez-se a medição em um sistema com 5 microcomputadores em paralelo (figura 4.9), confrontando-se depois o caso medido com o simulado.

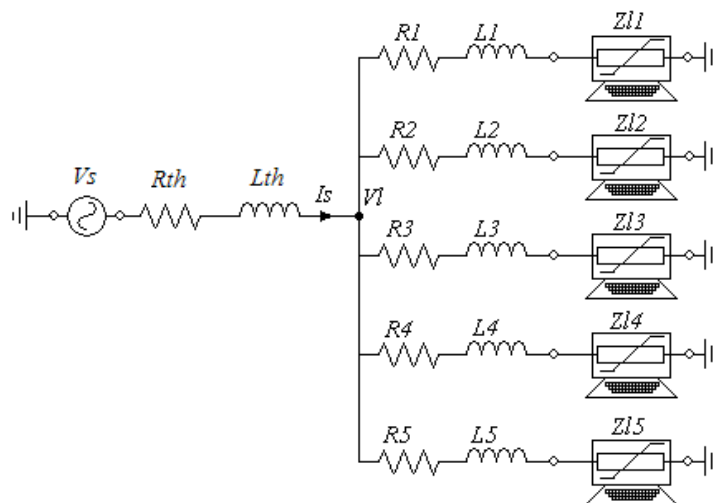


Figura 4.9 - Microcomputadores compartilhando a mesma tensão de suprimento ($V1$).

Mediu-se inicialmente a tensão da fonte em vazio e depois se conectaram as cargas em paralelo. Também se calculou, por meio das medições, a impedância da fonte (Z_{th}), como sendo $0,3 + j(0,2639) \Omega$ e a do trecho de conexão (Z_c) dos computadores ao barramento compartilhado como sendo $0,0043 + j(0,0094) \Omega$, ambas na frequência de 60 Hz.

A corrente resultante das cargas e a tensão compartilhada pelas mesmas foram previstas através dos seguintes passos do procedimento iterativo, sendo os cálculos realizados com a série de Fourier truncada até a 25ª frequência harmônica:

- 1) Determina-se o fasor de todas as componentes da corrente de cada carga individual e considera-se, inicialmente, a tensão sobre a carga igual à tensão da fonte;
- 2) Determina-se a corrente resultante, sendo suas componentes dadas pela soma fasorial das componentes, na referida frequência, de todas as cargas;
- 3) Calcula-se a queda de tensão na impedância série do sistema, de acordo com a corrente resultante calculada no passo 2 e, assim, obtém-se a tensão de suprimento no barramento compartilhado pelas cargas;
- 4) O algoritmo pára caso a diferença entre os valores da tensão de suprimento no barramento e os da iteração anterior for menor que uma determinada tolerância. Se isso não ocorrer prossegue-se para o passo 5;
- 5) Calcula-se a queda de tensão no trecho de conexão da carga ao barramento;
- 6) Usam-se os valores atualizados da tensão sobre a carga para calcular as componentes da corrente resultante (volta ao passo 2).

A figura 4.10 também ilustra os procedimentos do algoritmo anterior, estando o modelo da carga inserido no mesmo.

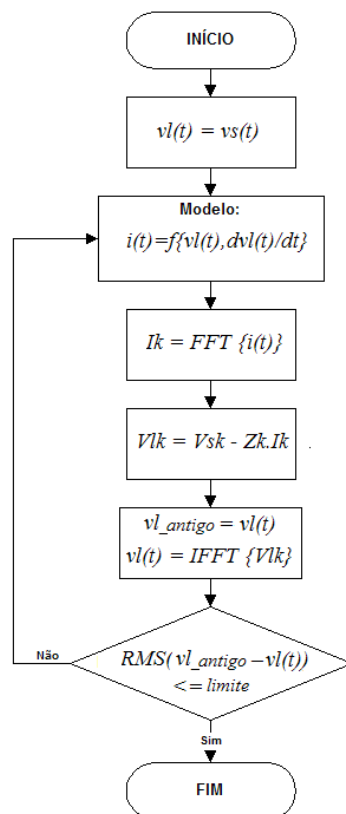


Figura 4.10 – Fluxograma da interação harmônica entre a corrente e a tensão.

A figura 4.11 apresenta a comparação entre as formas de onda da corrente resultante dos 5 microcomputadores, a medida e a predita pelo modelo, verificando-se a boa aproximação do modelo ao caso medido. A figura 4.12 também exibe a predição da tensão no ponto de compartilhamento das cargas comparada com o caso medido.

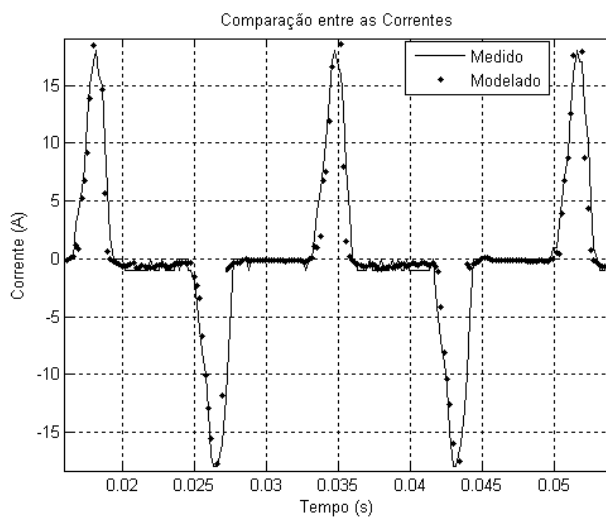


Figura 4.11 - Corrente total das 5 cargas em paralelo (medida e modelada).

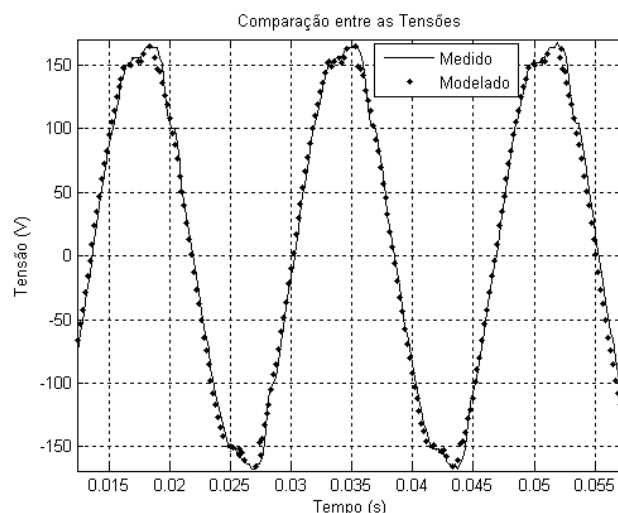


Figura 4.12 - Tensão no ponto de compartilhamento do suprimento das cargas (medida e modelada).

A figura 4.13 apresenta a predição da $THDv$ e da $THDi$ realizada pelo modelo, de acordo com o número de unidades colocadas em paralelo.

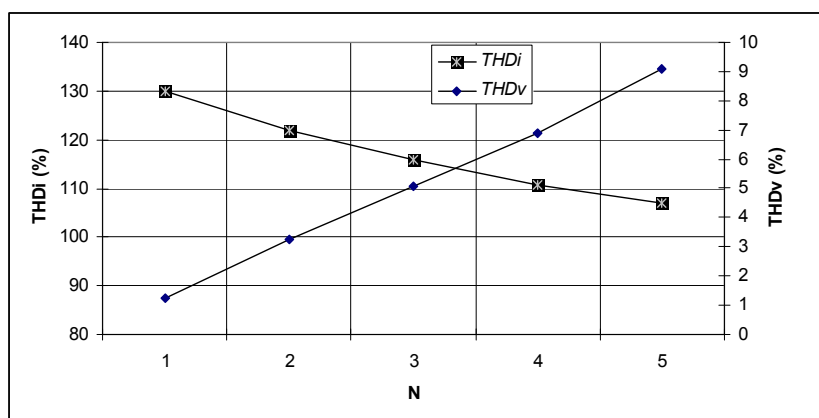


Figura 4.13 – Variação da $THDi$ e da $THDv$ com o número de unidades em paralelo.

Pela figura 4.13 observa-se que a $THDi$ decresce quando mais unidades são adicionadas, o que ilustra o efeito da compensação parcial do conteúdo harmônico de corrente da carga não-linear. Entretanto, a $THDv$ aumenta, porque a magnitude das correntes harmônicas também aumentam com a entrada de cargas.

Neste caso, o fator de atenuação calculado para a corrente nas frequências harmônicas de ordem 3, 5, 7 e 9 para as 5 cargas em paralelo foram, respectivamente, 0,57, 0,44, 0,29 e 0,14.

O efeito parcial de compensação não implica que a proliferação de cargas eletrônicas não agravarão o nível de perturbação no sistema devido a harmônicos. Entretanto, desprezando esse efeito, pode-se sobreestimar o problema de forma significativa.

Quando N cargas idênticas são colocadas em paralelo, verifica-se que fazendo a impedância da fonte ser multiplicada pela quantidade de cargas em paralelo (N) e alimentando somente uma das N cargas iguais, obtém-se a tensão v_l equivalente quando as N cargas estão em paralelo. Tem-se nesse caso, uma relação X/R constante, aumentando-se X e R proporcionalmente ao número de cargas em paralelo.

Quando as cargas são iguais e as impedâncias dos ramos das N cargas que conectam as cargas ao barramento (impedância série de entrada da carga) também são iguais, e para o caso específico de retificador monofásico com filtro capacitivo apresentado na figura 4.14 (a), pode-se simular o comportamento das cargas pelo circuito equivalente da figura 4.14 (b), simplificando assim a quantidade de elementos considerados nas simulações.

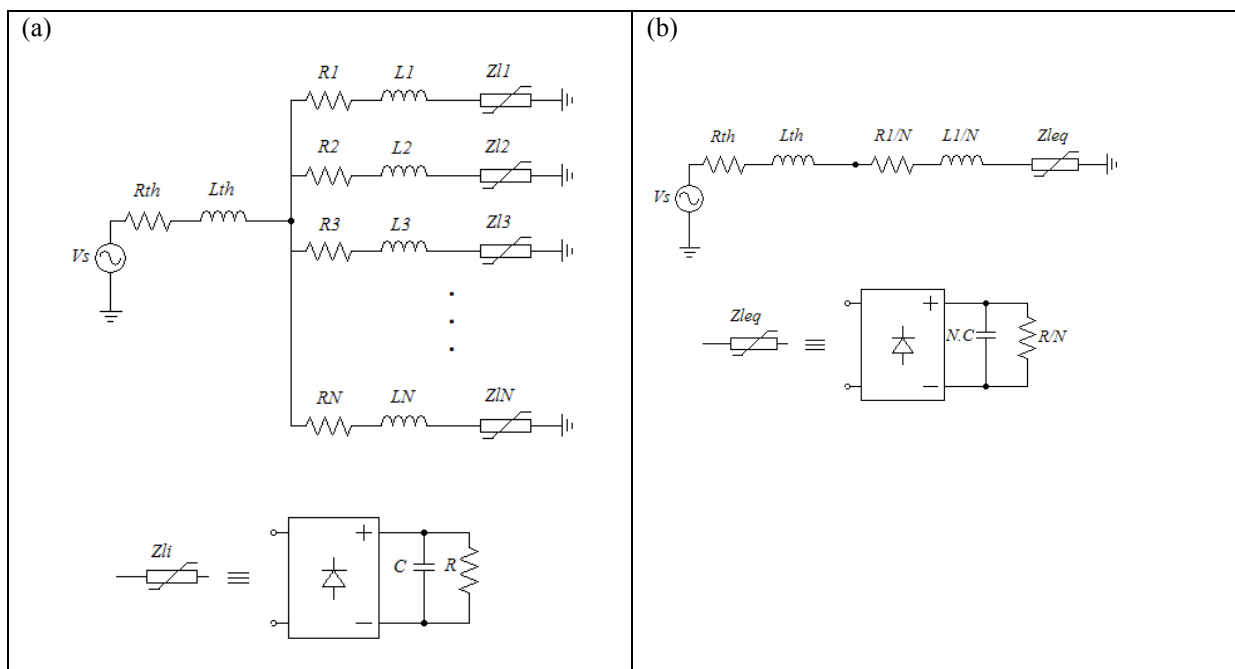


Figura 4.14 - (a) Cargas idênticas em paralelo do tipo retificador com filtro capacitivo; (b) circuito equivalente.

4.2.1 - Estudo de Caso: Sistemas de Geração de Pequeno Porte com Fontes Renováveis^[109]

Neste tópico são abordados os sistemas isolados de pequeno porte que fazem o armazenamento da energia elétrica gerada em um banco de baterias e a conversão da tensão CC em tensão CA é realizada por um inversor estático. A figura 4.15 apresenta um exemplo de configuração de um sistema desse tipo, no caso um sistema híbrido solar-eólico de geração de eletricidade. O estudo desses sistemas de pequeno porte com fontes renováveis é importante pois eles se apresentam como alternativas bastantes favoráveis aos planos de

universalização do atendimento de energia elétrica no Brasil, especialmente em locais isolados da rede de distribuição de energia elétrica.

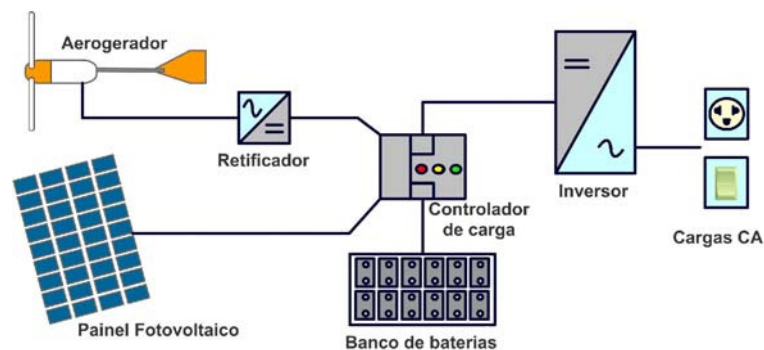


Figura 4.15 - Sistema híbrido para suprimento de eletricidade.

A forma de onda da tensão de alimentação sobre cargas não-lineares tem influência significativa no fator de potência e na demanda de energia do sistema, fato importante para a autonomia do banco de baterias, utilizado em sistemas de geração de energia elétrica com fontes intermitentes. Também se observa influência na distorção harmônica total e nos valores efetivos e de pico da corrente da carga.

Ao se instalar um sistema renovável, recomenda-se aos seus usuários a economia de energia, para que utilizem equipamentos mais eficientes (geralmente cargas não-lineares), ou seja, que executam a mesma função comparada à de outros de maior consumo, pois existe a limitação do sistema de geração e também a intermitência da fonte primária (sol e vento). Isso se torna necessário para o aumento da confiabilidade e autonomia do sistema, assim como a diminuição do seu custo de implantação.

A economia de energia também pode ser realizada dependendo do tipo de inversor utilizado.

Outro parâmetro importante nesses sistemas é assegurar a compatibilidade entre o tipo de carga a ser usada e o inversor, para se evitar problemas no acionamento das mesmas^[110].

Logo, se as medidas expostas acima não forem estudadas e implementadas de forma adequada, podem resultar em problemas relacionados à qualidade da energia elétrica.

Mostra-se também neste tópico, a influência do conteúdo harmônico da tensão de alimentação em cargas não-lineares do tipo com retificador de entrada com filtro capacitivo, sendo essa influência observada por meio de medições realizadas utilizando inversores com diferentes formas de onda de tensão e estando a carga não-linear isolada da influência de outras cargas.

Dentre as formas de onda da tensão de saída dos inversores, destacam-se: a quadrada, a quadrada modificada e a senoidal.

Os inversores com forma de onda quadrada são de mais fácil construção e mais baratos. Seus principais inconvenientes são: alta distorção harmônica total de tensão (THD_v), superior a 36%, e baixa eficiência, em torno de 60 a 80 %. Os inversores de onda quadrada modificada apresentam THD_v de 15 a 35 % e eficiência de 80 a 95 %. Os inversores de onda senoidal têm a vantagem de oferecer um melhor controle da frequência e da amplitude da tensão, e sua alta eficiência (85 a 95 %) e baixa THD_v (1 a 5 %), o que os torna tecnicamente desejável. No entanto, o seu alto preço torna-o inviável em muitas aplicações^[111].

Ressalta-se que os inversores de onda quadrada e quadrada modificada não são indicados para alimentar motores elétricos, pois a alimentação com tensões harmônicas afeta a eficiência e o torque disponível do motor.

A tabela 4.3 apresenta os inversores utilizados neste trabalho, suas respectivas potências nominais, e também uma sigla escolhida para referenciá-los no trabalho. A razão da escolha de cada um dos inversores da tabela 4.3 é explicada mais adiante.

Tabela 4.3 - Inversores utilizados nos testes.

Forma de Onda	Sigla	Potência Nominal (W)
Senoidal	S1	250
Senoidal	S2	4.000
Quadrada Modificada	M1	250
Quadrada Modificada	M2	800
Quadrada Modificada	M3	1.500
Quadrada Recortada	R1	260
Quadrada	Q1	300
Quadrada	Q2	300

Dentre os inversores testados, inclui-se um, de determinado fabricante, que é vendido como de onda quadrada. Porém, verifica-se que sua forma de onda de tensão difere da de uma onda quadrada, preferindo-se nomeá-lo, neste trabalho, como forma de onda quadrada recortada (R1).

Para exemplificar, utilizaram-se os inversores R1, M1, Q1 e S1, cujas potências nominais são próximas, para alimentar: 1 microcomputador com potência nominal de 110 W, 1 aparelho de TV de 20" com potência nominal de 85 W, e 4 lâmpadas fluorescentes compactas (PL), com potência nominal de 30 W cada.

As figuras 4.16, 4.18, 4.20 e 4.22 apresentam as formas de onda de tensão de saída dos inversores Q1, R1, M1 e S1, respectivamente, alimentando as 3 cargas separadamente.

Nas figuras 4.17, 4.19, 4.21 e 4.23 observa-se o formato da onda de corrente das cargas, para o tipo de alimentação utilizada.

Nota-se um significativo aumento da *THD* da tensão de saída do inversor S1 (de 4 % a vazio, para aproximadamente 25 % nos três casos), descaracterizando a onda senoidal. Isso se deve à baixa potência de curto-circuito do inversor e à falta de controle e filtros, no sentido de minimizar a *THD_v* de saída.

A utilização de Sistemas Individuais de Geração de Energia Elétrica com Fontes Intermitentes – SIGFI é uma opção para a universalização dos serviços de energia elétrica, conforme a Resolução Normativa N° 83 de 2004 da ANEEL^[112], a qual estabelece o fornecimento de energia através de um inversor de onda senoidal com potência mínima disponibilizada a partir de 250 W, conforme a disponibilidade de energia mensal garantida pelo sistema. Ressalta-se que essa resolução é para sistemas de geração de energia elétrica implantados por concessionárias ou permissionárias de distribuição de energia elétrica, utilizando exclusivamente fonte de energia intermitente, para o fornecimento a unidade consumidora única.

Devido à baixa potência de curto-circuito dos inversores de pequeno porte, ocorrem variações no valor rms da tensão de saída do inversor com a entrada de cargas não-lineares, que podem ser prejudiciais às mesmas ou provocar anomalias nas suas características elétricas ou luminosas.

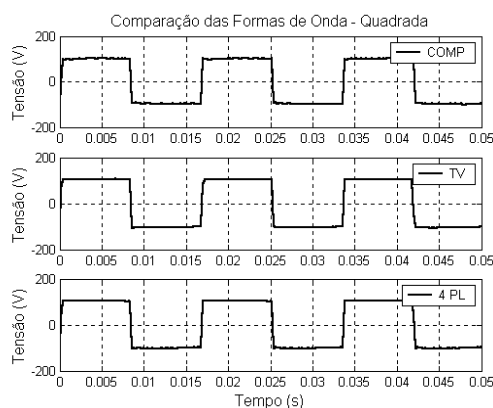


Figura 4.16 - Tensão na saída do inversor Q1.

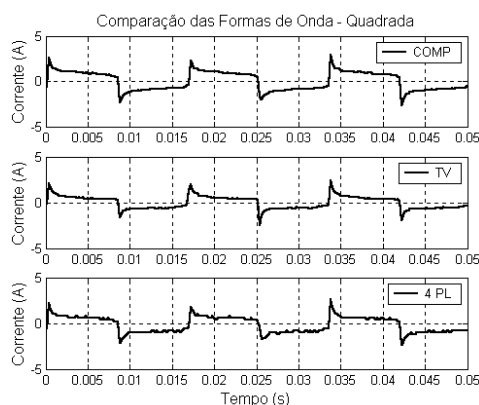


Figura 4.17 - Forma de onda da corrente das cargas sob a alimentação do inversor Q1.

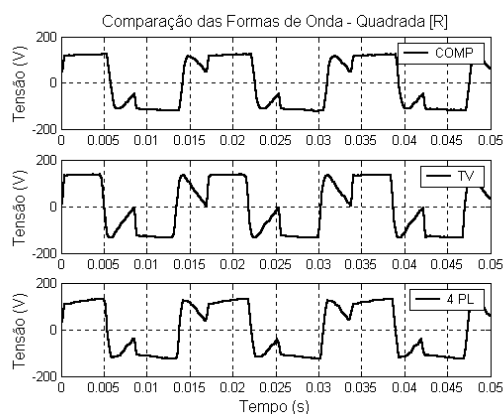


Figura 4.18 - Tensão na saída do inversor R1.

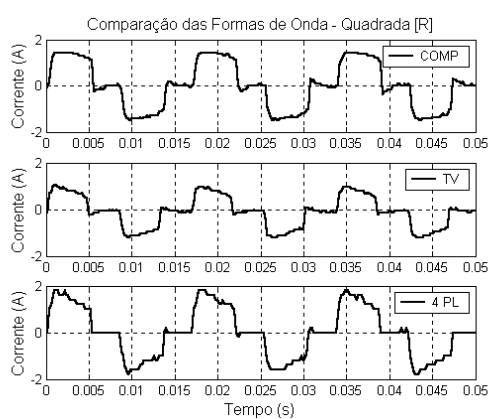


Figura 4.19 - Forma de onda da corrente das cargas sob a alimentação do inversor R1.

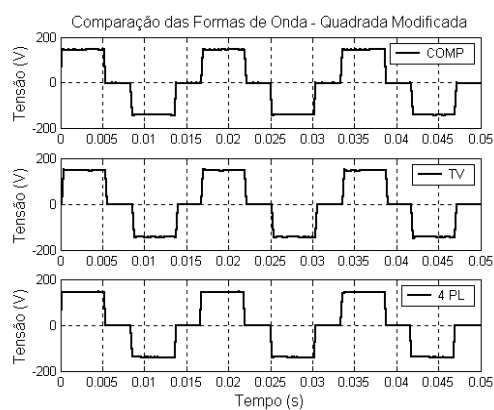


Figura 4.20 - Tensão na saída do inversor M1.

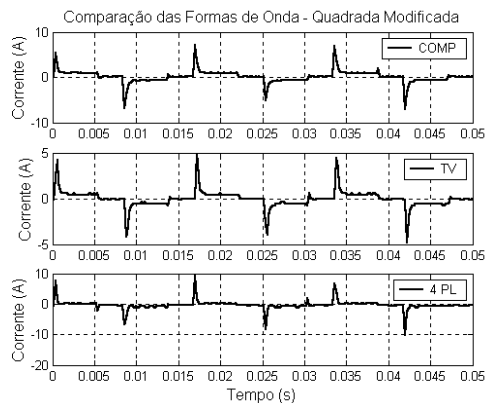


Figura 4.21 - Forma de onda da corrente das cargas sob a alimentação do inversor M1.

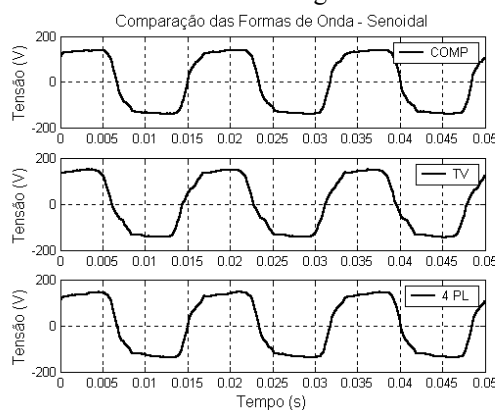


Figura 4.22 - Tensão na saída do inversor S1.

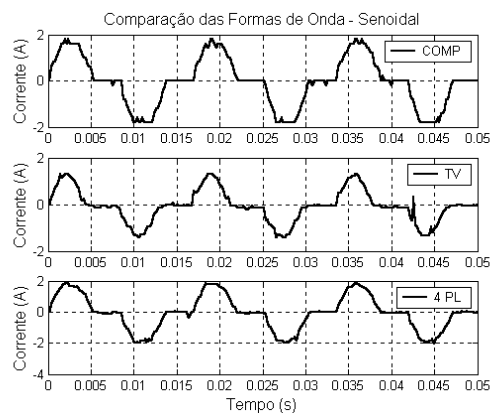


Figura 4.23 - Forma de onda da corrente das cargas sob a alimentação do inversor S1.

Das figuras 4.17, 4.19, 4.21 e 4.23, percebe-se o maior valor de corrente de pico na alimentação quadrada modificada.

Na figura 4.24 observa-se uma similaridade entre os espectros harmônicos de amplitude da corrente das cargas, nas frequências ímpares, com a alimentação do inversor Q1. Existe também uma similaridade quando as cargas são alimentadas pelo inversor S1 (figura 4.25).

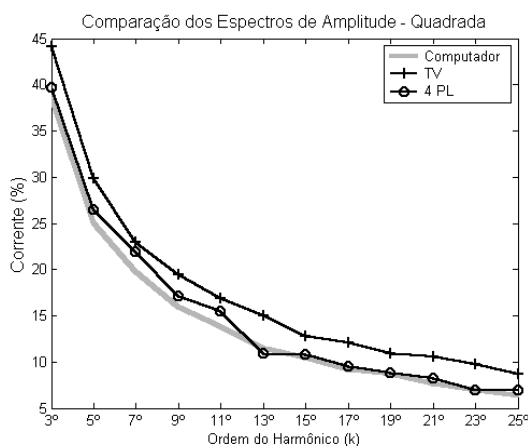


Figura 4.24 - Espectro harmônico de amplitude de corrente das cargas com a alimentação do inversor Q1.

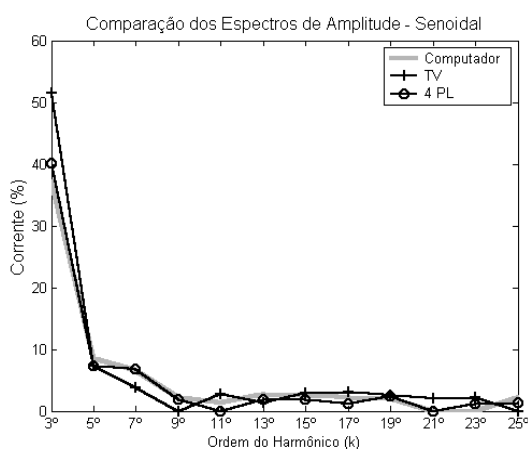


Figura 4.25 - Espectro harmônico de amplitude de corrente das cargas com a alimentação do inversor S1.

No gráfico da figura 4.26 verifica-se a mesma tendência da figura 4.24, para o outro inversor de onda quadrada (Q2) alimentando os mesmos tipos de equipamentos, porém de diferente potência nominal e fabricante.

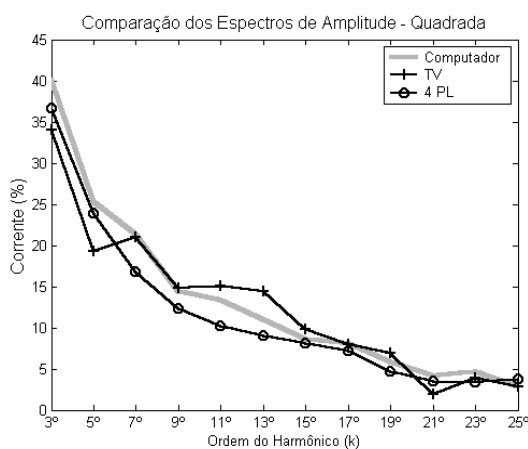


Figura 4.26 - Espectro harmônico de amplitude de corrente das cargas com a alimentação do inversor Q2.

A tabela 4.4 mostra os parâmetros elétricos de desempenho dos inversores Q1, R1, M1, e S1, alimentando as 4 lâmpadas PL, sendo, V_{rms} - tensão rms; I_{rms} - corrente rms; P - potência ativa; S - potência aparente; N - potência não-ativa ou de Fryze; FP - fator de potência e I_{pico} - corrente de pico.

Observam-se piores parâmetros de desempenho na alimentação do inversor M1, quando comparado aos demais inversores.

Ressalta-se que não se está descontando o autoconsumo dos inversores, e também que a existência de potência não ativa, N , no lado CC, deve-se à forma da corrente solicitada na entrada do inversor (com ondulação em frequência igual a 120 Hz, dobro da frequência no lado CA e igual ao valor da frequência da potência instantânea no lado CA).

Desses inversores, o Q1 é o que mais demanda potência ativa operando a vazio (cerca de 30 W); já o inversor M1 consome cerca de 11 vezes menos (2,6 W) operando a vazio.

Tabela 4.4 – Medição nos lados CA e CC dos inversores Q1, R1, M1, e S1, alimentando 4 lâmpadas PL.

Parâmetros	Lado CA (regime permanente)			
	Q1	R1	M1	S1
V_{rms} (V)	102,11	107,19	111,97	118,64
I_{rms} (A)	0,88	1,07	1,50	1,09
P (W)	83,56	95,24	82,00	104,79
S (VA)	90,30	114,91	167,63	129,76
N (Var)	34,24	64,30	146,20	76,52
FP	0,93	0,83	0,49	0,81
THD_v (%)	45,37	53,33	31,68	24,88
THD_i (%)	62,26	35,57	154,10	41,61
I_{pico} (A)	2,75	1,80	9,20	1,92
Parâmetros	Lado CC (regime permanente)			
	Q1	R1	M1	S1
V_{rms} (V)	10,33	10,93	10,96	10,29
I_{rms} (A)	10,66	15,02	11,34	17,11
P (W)	109,22	119,90	122,37	112,74
S (VA)	110,15	164,25	124,21	175,98
N (Var)	14,26	112,26	21,25	135,13
FP	0,99	0,73	0,99	0,64

A figura 4.27 apresenta o espectro harmônico de amplitude da corrente de 4 lâmpadas PL de outro fabricante e alimentadas pelos inversores Q2, M2 e S2 (senoidal, THD_v igual a 1 % alimentando as lâmpadas).

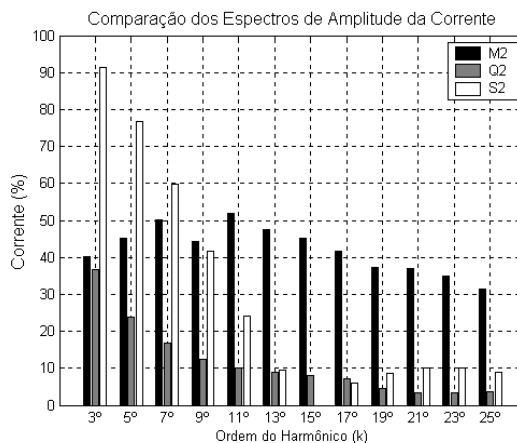


Figura 4.27 - Espectro harmônico de amplitude da corrente das lâmpadas alimentadas com diferentes formas de onda.

Nesse caso, quando as lâmpadas PL são alimentadas pelo inversor de onda quadrada, tem-se uma semelhança entre as formas de onda de tensão e corrente, como também entre seus espectros de amplitude e fase, o que torna o seu fator de potência próximo de 1, com esse tipo de alimentação.

Observa-se que quando as lâmpadas são alimentadas pelo inversor de onda quadrada modificada ocorre uma elevação das amplitudes do espectro harmônico da corrente, mesmo nas frequências mais altas. Para as 4 lâmpadas, quando a alimentação é senoidal, a 3ª e a 5ª componentes harmônicas da corrente apresentam amplitudes bastante elevadas. Verificou-se também nessa medição um maior consumo de energia do banco de baterias para as alimentações do tipo quadrada modificada e senoidal.

O baixo fator de potência apresentado por essas cargas, quando a forma de onda de tensão é quadrada modificada ou puramente senoidal, leva a uma elevação da circulação de reativos, o que contribui para o aumento da capacidade e do custo do sistema de fornecimento de energia elétrica. Perdas adicionais nos cabos de distribuição são inseridas, devido ao alto valor eficaz da corrente de entrada, se o ponto de consumo estiver distante do inversor.

Testes de desempenho para lâmpadas PL sob diferentes formas de onda de alimentação foram realizados em [111] e [113]. O menor nível de luminosidade apresentado pelas lâmpadas foi para a alimentação do inversor de onda quadrada (menor nível de tensão de alimentação). Porém, para essa alimentação, as lâmpadas apresentaram, em geral, eficiência luminosa (lux/watt) maior do que para a alimentação puramente senoidal, devido à potência ativa consumida pelas mesmas em cada alimentação.

Outro parâmetro importante na seleção de um inversor é a potência que o mesmo pode suprir na partida de um equipamento. Como exemplo, fez-se teste em um conjunto de lâmpadas PL de determinado fabricante, cuja soma das potências nominais era próxima à

capacidade de suprimento do inversor Q2 e notou-se que o mesmo consegue dar partida simultânea nas lâmpadas PL. Já os inversores de onda quadrada modificada M2 e M3 não conseguem dar partida no conjunto de lâmpadas simultaneamente (potência ativa de suprimento do inversor M3 cerca de 6 vezes maior que a potência nominal da carga). Isso se deve à alta corrente de pico das lâmpadas PL e a um maior valor de energia reativa solicitado na partida na alimentação quadrada modificada. Não foram feitos testes com o inversor S1, devido à sua potência de suprimento, e S2, de maior porte, supre toda a energia solicitada pelas lâmpadas na partida.

4.3 - Simulações da Influência entre as Cargas

Caso 1: Carga Trifásica com Cargas Monofásicas

Um prédio comercial possui, geralmente, poucas cargas não-lineares trifásicas, como por exemplo, acionadores de velocidade ajustável (ASD - *Adjustable-Speed Drives*) para ventilação. A maior quantidade das cargas não-lineares de um prédio é monofásica, como microcomputadores e lâmpadas fluorescentes com reatores magnéticos e/ou eletrônicos.

Uma alternativa para reduzir o conteúdo harmônico de corrente na rede elétrica é avaliar o ângulo de fase de cada componente harmônica das correntes produzidas pelas cargas não-lineares e, se possível, combiná-las de modo que seus ângulos de fase em uma determinada frequência provoquem a diminuição da amplitude da corrente resultante nessa frequência.

A figura 4.28 apresenta um sistema trifásico (480/277 V – 220/127 V) suprindo cargas monofásicas nas fases A e C e mais uma carga trifásica, todas do tipo retificador com filtro capacitivo.

Neste exemplo, a potência ativa solicitada no *PAC* pelas cargas nas fases A, B e C é de 2,47 kW, 1,51 kW e 2,06 kW, respectivamente, sendo a fase A a mais carregada, por alimentar a carga trifásica e mais 10 cargas monofásicas de potência nominal de 100 W cada, e a fase B a menos carregada, por suprir somente a carga trifásica.

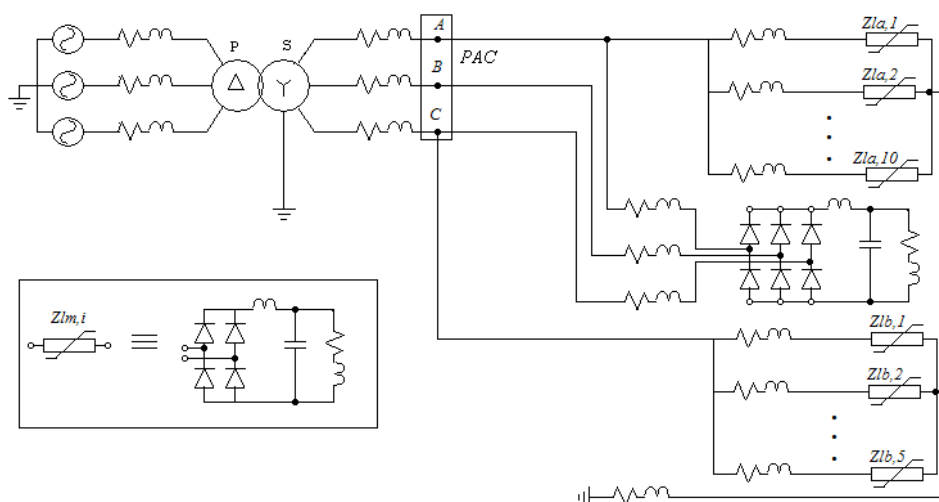


Figura 4.28 - Sistema simulado.

A tensão fase-neutro no *PAC* é mostrada na figura 4.29, com valores rms e *THD_v* na fase A, B e C de 125,06 V – 3,71 %, 126,17 V – 4,87 % e 125,44 V – 4,24 %, respectivamente, com a fase A apresentando menor distorção na tensão, devido à redução da magnitude das componentes harmônicas da corrente resultante na fase, como é visto a seguir.

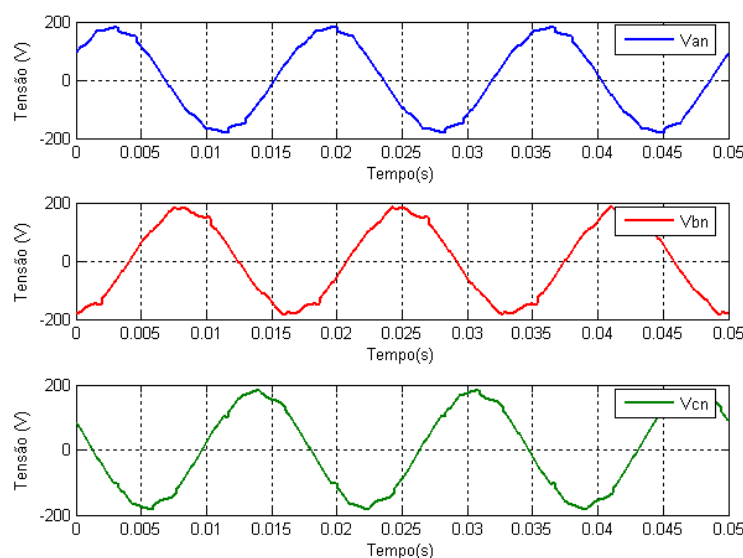


Figura 4.29 - Tensão fase-neutro no PAC.

Apesar de se ter vários casos para se analisar, devido à presença de harmônicos no sistema, como o deslocamento de fase das correntes refletidas no lado primário do transformador e do desbalanceamento, destaca-se a combinação da corrente resultante das cargas monofásicas com a corrente de entrada da carga trifásica.

A figura 4.30 apresenta as formas de onda de corrente provenientes da fase A, solicitada pelas cargas monofásicas (figura 4.30a) e trifásica (figura 4.30b), que juntas compõem a forma de onda da figura 4.30c. A corrente resultante das cargas monofásicas conectadas na

fase A possui um valor rms de 14,06 A e uma distorção harmônica total de corrente de 141,79 %; a carga trifásica possui uma corrente rms na fase A de 16,95 A e uma distorção harmônica total de corrente de 103,45 %. A corrente total da fase A apresenta uma distorção harmônica total menor que a das duas correntes (53,15 %) e um valor rms de 22,51 A. A redução do conteúdo harmônico da corrente de linha também se verifica para a fase C.

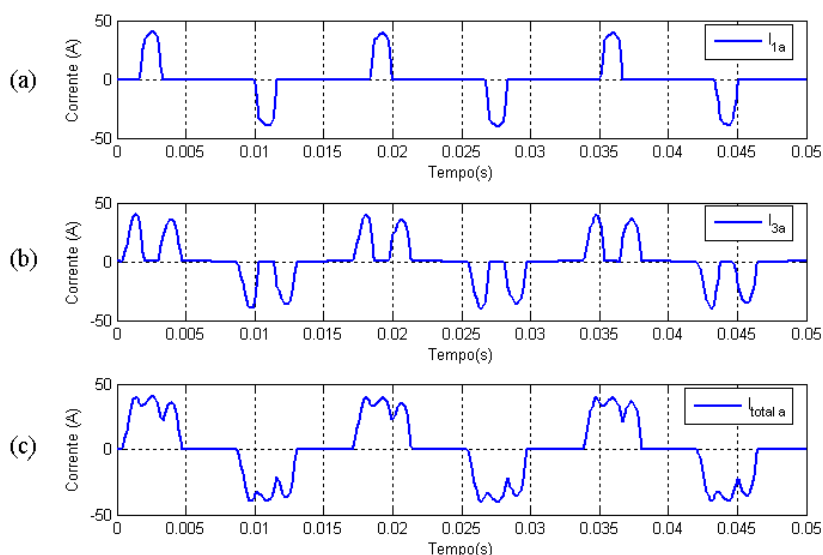


Figura 4.30 - Formas de onda de corrente na fase A: (a) cargas monofásicas; (b) carga trifásica; (c) corrente total.

Analisando a amplitude e a fase das componentes harmônicas da corrente da carga monofásica (figura 4.31) e da carga trifásica na fase A (figura 4.32), observa-se que a composição vetorial de algumas correntes de mesma frequência resultaram na diminuição da corrente resultante nessa frequência (figura 4.33), como é o caso das correntes do 5° e 7° harmônico, sendo que a amplitude da componente resultante no 5° harmônico é reduzida de forma significativa.

O retificador trifásico não possui componente harmônica significativa de ordem ímpar múltipla de três (3°, 9°, 15°, 21°, ...) e observa-se que o 5° harmônico do retificador trifásico está quase sempre com uma defasagem próxima de 180° em relação à fase do 5° harmônico do retificador monofásico^[114], ocorrendo a compensação na corrente resultante de fase quando essas cargas são agrupadas.

Para efeito de comparação, é mostrado na figura 4.34 o espectro de amplitude da corrente da carga monofásica na fase A, da corrente da carga trifásica (fase A) e da soma vetorial de ambas as correntes.

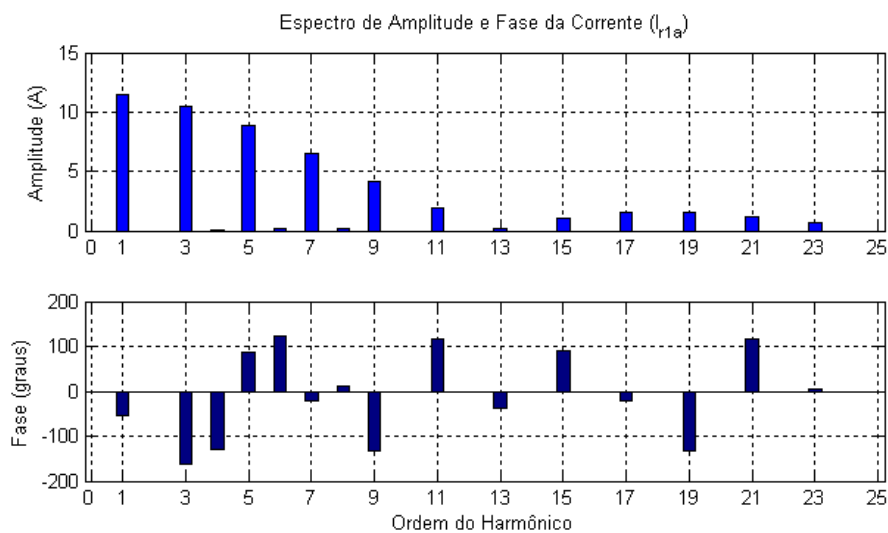


Figura 4.31 - Espectro de amplitude e fase da corrente: corrente das cargas monofásicas (fase A).

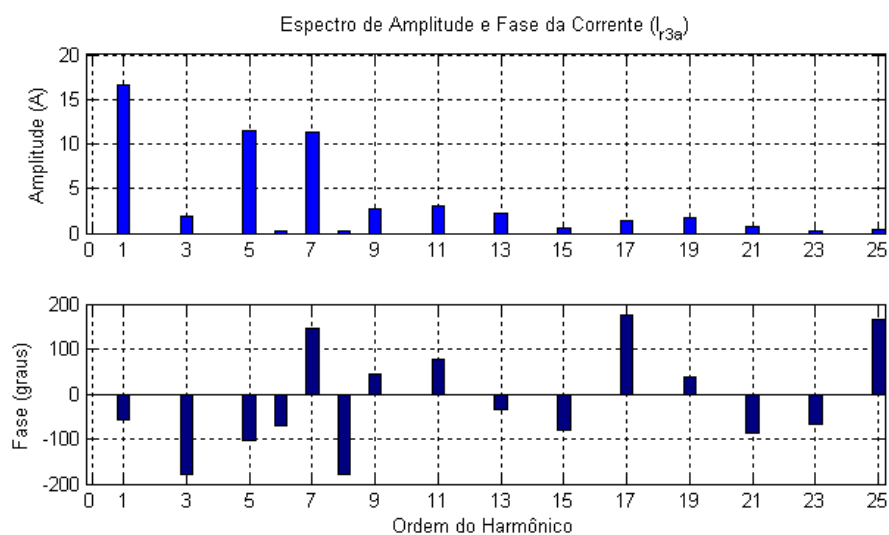


Figura 4.32 - Espectro de amplitude e fase da corrente: corrente das carga trifásica (fase A).

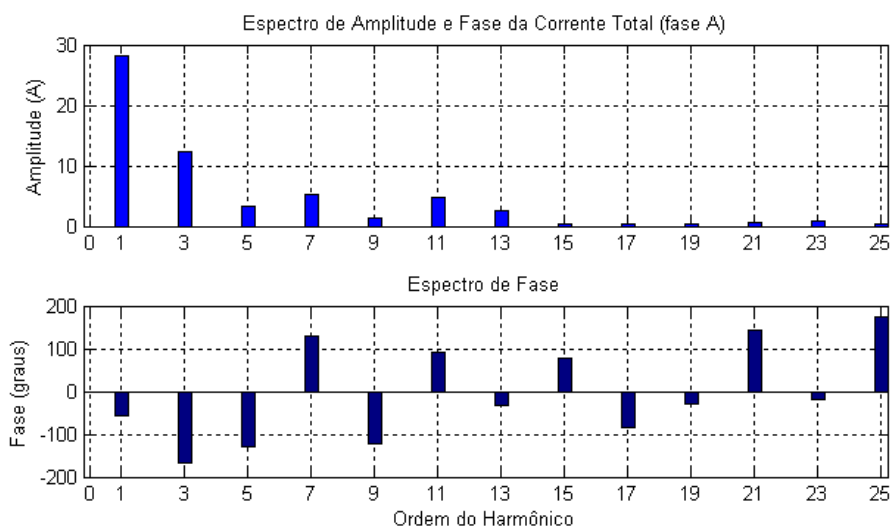


Figura 4.33 - Espectro de amplitude e fase da corrente total (fase A).

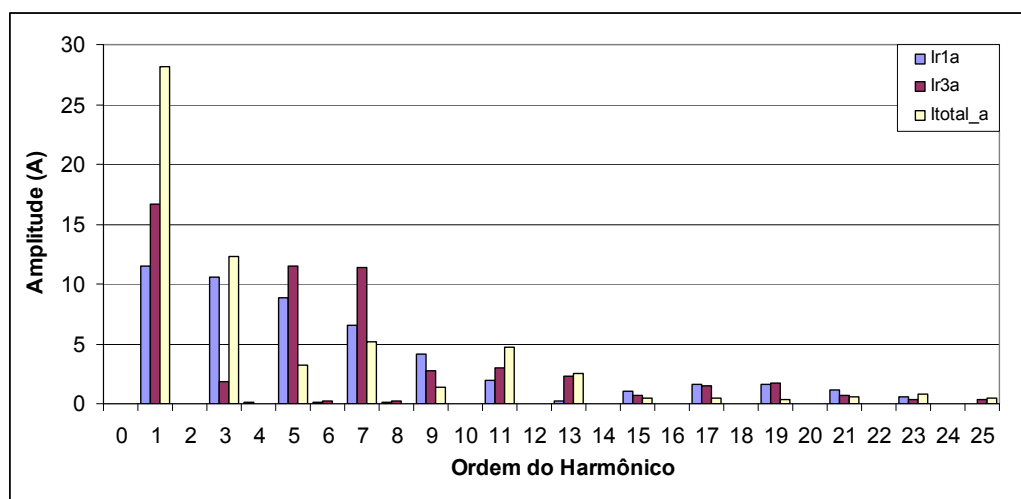


Figura 4.34 - Espectros de amplitude das correntes na fase A.

Caso 2: Alteração de Parâmetros Internos da Carga

Quando cargas não-lineares são colocadas em paralelo, podem ocorrer mudanças significativas na forma de onda de corrente de uma ou mais cargas. É o que se observou quando 2 lâmpadas PL (de um determinado fabricante) de 25 W cada foram colocadas em paralelo com um aparelho de TV de 20'' (de um determinado fabricante) com 50 W de potência nominal. Para realizar essa medição, utilizou-se um circuito isolado (figura 4.35), a fim de evitar problemas que porventura seriam encontrados, caso as cargas fossem alimentadas pela rede elétrica da concessionária, como a interferência de outras cargas na medição e a oscilação do valor rms de tensão. Nas medições realizadas, o aparelho de TV foi configurado com brilho, cor, nitidez, e contraste, na posição máxima e na condição “mute” (sem volume).

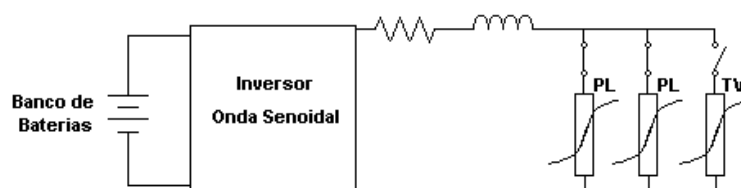


Figura 4.35 - Circuito utilizado para medição.

A corrente das duas lâmpadas sem e com a TV em paralelo são mostradas na figura 4.36.

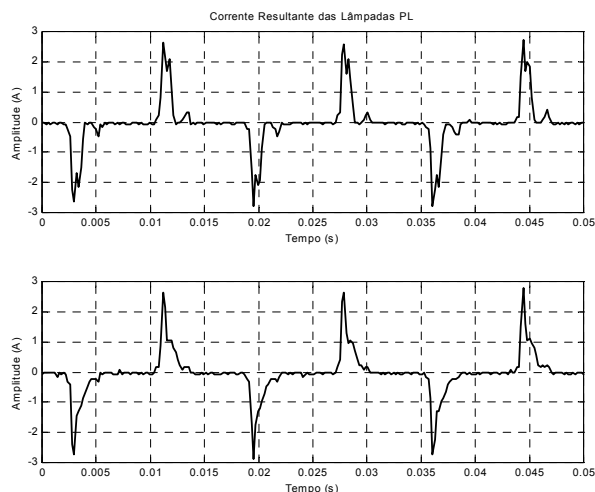


Figura 4.36 - Forma da corrente de 2 lâmpadas PL: isoladas (gráfico superior) e em paralelo com uma TV (gráfico inferior).

A tabela 4.5 apresenta os parâmetros calculados para as cargas alimentadas isoladamente e com a presença da outra carga em paralelo.

Para as lâmpadas PL, a potência ativa permanece praticamente a mesma, porém há a diminuição da potência não-ativa quando a TV é colocada em paralelo e, conseqüentemente, o fator de potência aumenta. Já as grandezas elétricas calculadas para a TV permaneceram praticamente inalteradas.

Tabela 4.5 – Cargas alimentadas isoladamente e em paralelo com outra carga.

Carga	I_{rms} (A)	V_{rms} (V)	$THDi$ (%)	$THDv$ (%)	P (W)	S (VA)	FP	Q_B (VAr)	D_B (VAr)	S_x (VA)	N (VAr)
2 lâmpadas (isoladas)	0,72	117,84	143,43	1,02	44,79	85,39	0,52	16,94	70,69	70,78	72,70
2 lâmpadas (TV em paralelo)	0,67	117,13	123,73	1,10	44,92	77,96	0,58	16,01	61,67	61,63	63,72
TV (isolada)	0,87	118,77	133,07	1,27	60,22	103,40	0,58	9,46	83,52	83,35	84,05
TV (2 lâmpadas em paralelo)	0,88	117,13	132,28	1,10	60,54	102,74	0,59	9,68	82,45	82,47	83,01
TV + 2 lâmpadas	1,35	117,13	103,08	1,10	105,46	157,88	0,67	25,69	114,64	114,65	117,49

Em sistemas não-lineares a potência aparente total é diferente da soma da potência aparente calculada para cada carga, pois o valor rms da soma de duas correntes é sempre menor ou igual à soma dos valores rms das correntes separadamente ($I_{rms} \leq I_1 rms + I_2 rms$), o que pode ser provado a partir das equações abaixo.

$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) \quad (4.6)$$

$$i_1(t) = \sum_{k=0}^{\infty} I_{1k} \cdot \cos(k\omega_0 t + \alpha_k) \quad (4.7)$$

$$i_2(t) = \sum_{k=0}^{\infty} I_{2k} \cdot \cos(k\omega_0 t + \beta_k) \quad (4.8)$$

$$i(t) = \sum_{k=0}^{\infty} I_k \cdot \cos(k\omega_0 t + \phi_k) \quad (4.9)$$

onde,

$$I_k = \left[I_{1k}^2 + 2I_{1k}I_{2k} \cos(\alpha_k - \beta_k) + I_{2k}^2 \right]^{1/2} \quad (4.10)$$

$$\phi_k = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{I_{1k} \operatorname{sen} \alpha_k + I_{2k} \operatorname{sen} \beta_k}{I_{1k} \operatorname{cos} \alpha_k + I_{2k} \operatorname{cos} \beta_k} \right) \quad (4.11)$$

As equações (4.9), (4.10) e (4.11) fornecem a expressão para o cálculo, no domínio do tempo, da corrente resultante do agrupamento de duas cargas em paralelo.

A figura 4.37 apresenta o espectro de amplitude da corrente em cada carga e a total, estando as cargas em paralelo. Nessa figura são exibidos somente os harmônicos ímpares, pois os harmônicos pares são inexistentes ou não significativos.

A amplitude do 9º harmônico é menor do que a amplitude do 9º de cada carga individual. O mesmo se observa para o 11º harmônico.

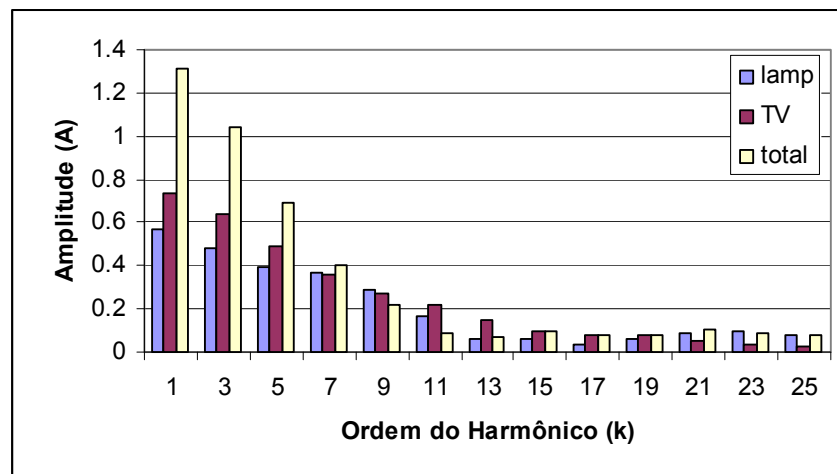


Figura 4.37 - Espectro de amplitude das correntes das lâmpadas, da TV e da corrente total.

As figuras 4.38 e 4.39 mostram o espectro de amplitude de corrente de cada carga isolada e com a outra carga em paralelo. Verifica-se a atenuação das amplitudes do 3º ao 11º harmônico da corrente das lâmpadas quando a TV é colocada em paralelo, reduzindo o valor rms da corrente das lâmpadas.

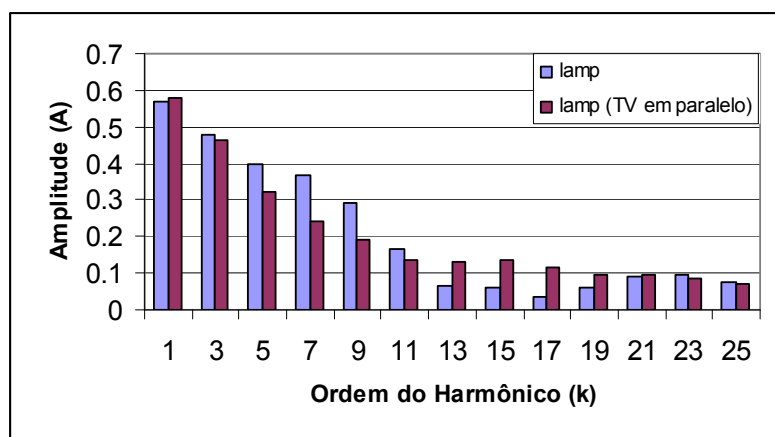


Figura 4.38 - Espectro de amplitude das 2 lâmpadas sem e com a TV em paralelo.

Quando as lâmpadas são colocadas em paralelo com a TV praticamente não há mudança no espectro de amplitude desta.

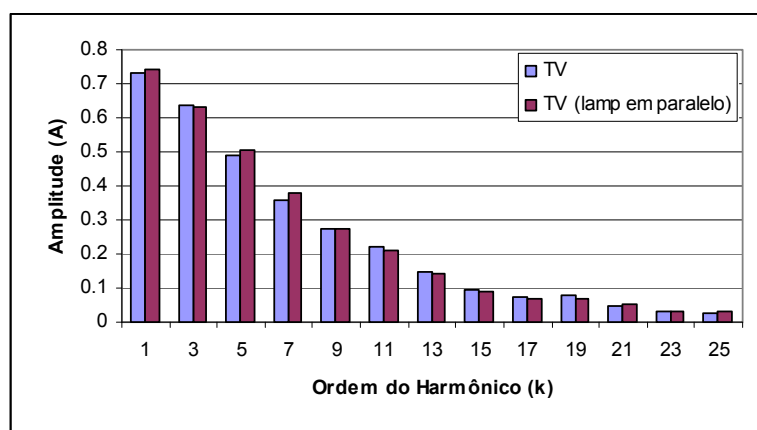


Figura 4.39 - Espectro de amplitude da TV sem e com as lâmpadas em paralelo.

As figuras 4.40 e 4.41 mostram o espectro de fase de cada carga isolada e com a outra carga em paralelo. Não houve mudanças significativas no espectro de fase da TV. Para as lâmpadas, verifica-se uma inversão de fase no 11º harmônico e variações significativas nas fases do 9º, 13º, 15º, 19º e 23º harmônicos.

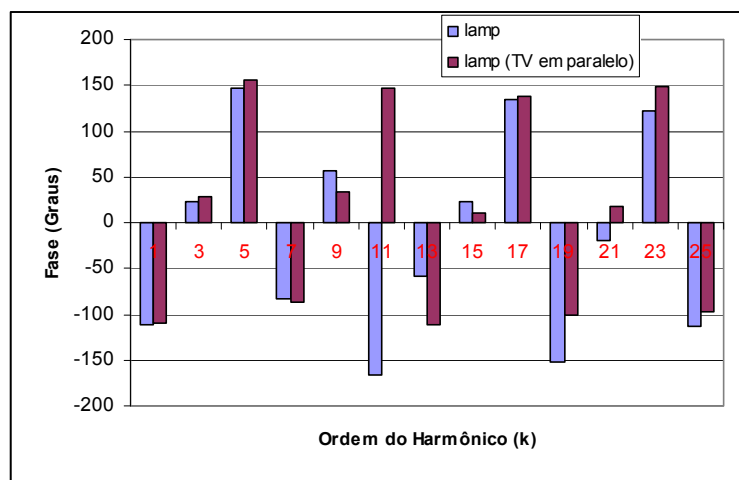


Figura 4.40 - Comparação do espectro de fase das lâmpadas (isoladas e com a TV em paralelo).

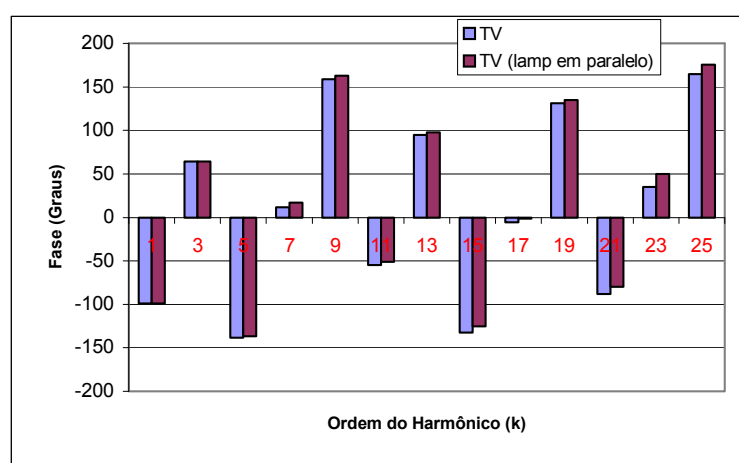


Figura 4.41 - Comparação do espectro de fase da TV (isolada e com as lâmpadas em paralelo).

Por meio da alteração de um ou vários parâmetros de uma carga, a influência entre as cargas pode ser mais significativa. É o que se observa na corrente medida das lâmpadas quando se alteram as condições da imagem da TV. Com essa alteração, observou-se uma pequena variação nas amplitudes de alguns harmônicos da corrente nas lâmpadas. Para ilustrar isso, a figura 4.42 mostra a superposição dos espectros de amplitude dos harmônicos de ordem ímpar da corrente medida nas 2 lâmpadas em 2 situações com a TV em paralelo: contraste 50 % e outros parâmetros da imagem na posição máxima (raias espectrais pretas); todos os parâmetros de imagem em 50 % (raias espectrais cinzas).

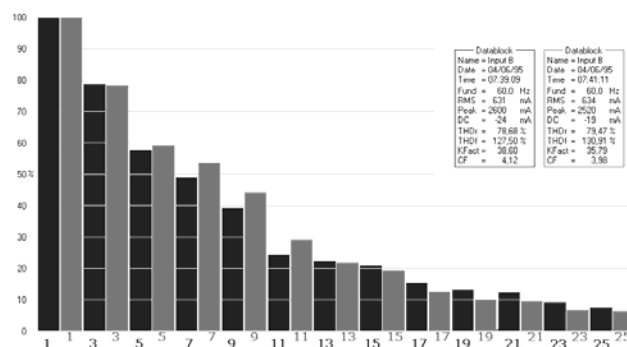


Figura 4.42 - Comparação dos espectros da corrente nas 2 lâmpadas, para diferentes ajustes da imagem da TV em paralelo.

A alteração dos parâmetros da TV a fim de modificar a distorção harmônica total da corrente do sistema foi realizada de maneira a verificar se havia alguma influência apreciável nas formas de onda. A influência entre cargas não-lineares pode eventualmente ser usada como uma maneira de atenuar harmônicos indesejáveis.

Quando cargas não-lineares são agregadas, pode-se ter a redução da redução da magnitude de componentes harmônicas com a diversidade dos ângulos de fase das diferentes correntes. Isso pode ser realizado quando se modificam os parâmetros da rede elétrica de suprimento e/ou os parâmetros da carga, ou quando já se combinam diferentes tipos de cargas com diversidade nos ângulos de fase.

CONCLUSÕES

Ressaltam-se nesta seção as contribuições do presente trabalho e futuros temas de pesquisa a serem desenvolvidos.

Primeiramente, fez-se a revisão das principais propostas de teorias de potência em sistemas não-senoidais, observando-se a divergência entre elas e a análise da aplicabilidade das mesmas.

Apresentou-se também uma outra forma de desmembramento das componentes da potência aparente, neste caso em componentes diretas (interação da tensão e corrente de mesma frequência) e cruzadas (interação da tensão e corrente de frequências diferentes), realizada no domínio da frequência e ainda o desenvolvimento no domínio do tempo.

Mostraram-se as ações corretivas normalmente adotadas para a redução de harmônicos; entretanto para se encontrar uma solução técnica e econômica atrativa, para solucionar ou minimizar problemas com harmônicos em uma determinada instalação ou rede de distribuição, requer-se um estudo técnico particularizado do problema.

Adaptou-se um conjunto de definições para simplificar o algoritmo na filtragem ativa e verifica-se que o mesmo se realiza de forma eficiente.

Desenvolveram-se modelos matemáticos e algoritmos para modelagem de cargas não-lineares do sistema elétrico de potência, utilizando a série de potência com coeficiente complexos, o sistema *neuro-fuzzy*, as redes neurais, e a série de Volterra.

O trabalho abordou o uso da série de Volterra para modelagem de cargas não-lineares, sendo as funções base ortonormais de Laguerre utilizadas para a estimação dos núcleos da série. Os resultados obtidos indicam que a modelagem desenvolvida apresenta semelhança ao caso real (medições). A eficiência desta técnica de modelagem mostra que a mesma pode ser reproduzida para demais cargas de um sistema elétrico de potência.

Verificou-se também a utilização de técnicas de inteligência computacional na modelagem de cargas não-lineares do sistema elétrico de potência, em especial as redes neurais artificiais. A modelagem desenvolvida apresenta resultados com boa precisão, consistentes com os dados medidos, mesmo em cargas com características fortemente não-lineares. No entanto, ainda é necessário realizar mais testes e treinamento dos modelos, para validá-los em diferentes situações de operação.

Na modelagem realizada para cargas não-lineares, mostra-se pelo menos um exemplo de carga modelada para cada técnica empregada, embora se tenha também testado esses modelos com mais outros exemplos. No entanto, o objetivo principal é demonstrar a aplicabilidade das técnicas desenvolvidas para a modelagem do comportamento de cargas não-lineares.

Precisa-se ainda fazer o estudo da integração das cargas modeladas em situações e configurações típicas de uso, servindo de auxílio para estudo da injeção de harmônicos na rede elétrica. Outro fator importante que deve ser considerado é a influência mútua que ocorre entre as cargas quando as mesmas são agrupadas.

O conhecimento do comportamento das cargas não-lineares sob diferentes condições de operação é importante para predizer como as mesmas interagem na presença de conteúdo harmônico e/ou inter-harmônico em uma rede elétrica e como elas influenciam ou exercem impactos no sistema ao qual estão conectadas.

No presente trabalho também foi ressaltado, por meio de medições e simulações, que a forma de onda da tensão de alimentação sobre uma carga não-linear tem influência significativa no fator de potência e na taxa de conteúdo harmônico de corrente da mesma. Para o caso observado das cargas com estágio de entrada de um retificador com filtro capacitivo, elas apresentaram um fator de potência alto, quando alimentadas por uma forma de onda quadrada de tensão e também uma baixa taxa de distorção de corrente, em comparação com a alimentação por uma tensão senoidal, além do fato de menor consumo de energia de um banco de baterias, quando comparado com os demais inversores CC-CA utilizados.

No caso das lâmpadas PL, apesar de parâmetros favoráveis à alimentação quadrada, pelo lado da conservação da energia, como menor demanda das energias ativa e reativa, verifica-se um nível de iluminância mais baixo, quando comparado com as alimentações senoidal e quadrada modificada. Entretanto, isso pode ser atribuído ao menor nível de tensão de saída do inversor de onda quadrada.

Outro ponto a ressaltar é que o tipo de aplicação ou o tipo de carga a ser suprida, associado ao custo, são fatores fundamentais que devem ser considerados na escolha de um inversor.

Efeitos parecidos com os das medições apresentadas neste trabalho, utilizando inversores, foram observados quando se realizaram testes com equipamentos de mesma classe e porte, porém de outros fabricantes. Não foram feitas medições com cargas de potência mais elevada em um circuito totalmente isolado (livre das influências de outras cargas que por ventura poderiam interferir na medição e da oscilação do valor rms da tensão), devido à queda de tensão no inversor e ao descarregamento do banco de baterias utilizado na entrada dos inversores, que nesse caso seria mais rápido.

A corrente com conteúdo harmônico produzida por cargas não-lineares influencia a tensão de alimentação, introduzindo componentes harmônicas na tensão, mesmo que o gerador não produza essas componentes. Essa influência é maior, por exemplo, em sistemas de geração de pequeno porte, pois esses geradores possuem uma impedância série mais alta (baixa potência de curto-circuito), quando comparada com a rede da concessionária. A conexão de diferentes cargas não-

lineares em sistemas de baixa tensão, mesmo com o aumento da THD_v , pode levar à redução da THD da corrente resultante das cargas em paralelo, devido às mudanças no formato da forma de onda de tensão de alimentação e/ou pelo efeito de cancelamento ou atenuação por ângulo de fase.

Outro ponto a se destacar é que a influência entre cargas pode ocasionalmente ser utilizada como um artifício para reduzir harmônicos indesejáveis.

Trabalhos Futuros

Por fim, apresentam-se as propostas de trabalhos futuros e as linhas de pesquisa correlatas ao tema da tese, que estão em fase de desenvolvimento pelo autor:

- Ensaio em cargas não-lineares e aquisição de dados medidos por um analisador de rede com oscilografia, para modelagem do comportamento das cargas frente a vários distúrbios na tensão (afundamento, elevação, etc.);
- Emprego da transformada Wavelet e Redes Neurais para identificação e classificação de distúrbios, e inserção dos mesmos nos modelos de cargas não-lineares (Redes Neurais ou Série de Volterra);
- Agregação dos modelos das cargas não-lineares em situações típicas em uma instalação e de forma que as técnicas apresentadas para a modelagem possam auxiliar nos estudos e na mitigação de problemas em sistemas com vastas cargas não-lineares ou fontes de harmônicos distribuídas ao longo da rede elétrica;
- Estudos que utilizem os modelos das cargas (determinísticos) e que também levem em conta a natureza probabilística das cargas (diferentes perfis de corrente ao longo do tempo);
- Utilização de algoritmos genéticos para estimação dos parâmetros ótimos internos ou do modelo de uma determinada carga em paralelo com outra carga não-linear, de forma a haver compensação harmônica na corrente resultante das cargas;
- Avaliação do desempenho de inversores alimentando uma associação de diferentes eletrodomésticos;
- Estudos da qualidade da energia em minirredes de distribuição de energia elétrica, em especial as supridas por sistemas híbridos renováveis.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. Arrilaga e N. R. Watson. "Power System Harmonics", 2nd Edition, John Wiley and Sons, 2004.
- [2] F. P. Marafão. "Análise e Controle da Energia Elétrica através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais". Tese de doutorado, DSCE-FEEC-UNICAMP, dezembro, 2004.
- [3] A. E. Emanuel. "Power in Nonsinusoidal Situations – A Review of Definitions and Physical Meaning". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 5, No. 3, Julho, 1990.
- [4] L. S. Czarnecki. "What is Wrong with the Budeanu Concept of Reactive and Distortion Power and why it Should be Abandoned. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-36, No. 3, pp. 834-837, 1987.
- [5] J. Arrillaga, N. R. Watson, S. Chen. "Power System Quality Assessment". John Wiley & Sons Ltd., 2000.
- [6] S-L. Lu, C. E. Lin, C-L Huang, "Suggested Power Definition and Measurement Due to Harmonic Load", Electric Power System Research, No. 53; pp. 73-81, 2000.
- [7] M. A. B. Galhardo e J. T. Pinho. "Conceitos de Distorção e Não-Linearidades". Anais do V SBQEE – Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica, pp. 1-6, Aracaju, agosto, 2003.
- [8] E. Emanuel, "Apparent Power: Components and Physical Interpretation" Eighth International Conference on Harmonics and Quality of Power, Athens, Greece, pp. 1-13, Outubro 1998.
- [9] E. H. Watanabe, M. Aredes, "Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações - Filtros Ativos e FACTS", Tutorial publicado no CBA-98 (XII Congresso Brasileiro de Automática), Uberlândia, Brasil, pp. 14-18, setembro 1998.
- [10] C. Budeanu. "Reactive and Fictitious Powers". Rumanian National Institute, No. 2, 1927.
- [11] L. S. Czarnecki. "Distortion Power in System with Nonsinusoidal Voltage". IEE Proceedings of Electric Power Applications, Vol. 139, Issue: 3, pp. 276-280, maio, 1992.
- [12] J. H. C. Pretorius, J. D. van Wyk e P. H. Swart. "An Evaluation of some Alternative Methods of Power Resolutions in a Large Industrial Plant". Proceedings of the Eighth International Conference on Harmonics and Quality Power (ICHQP - VIII), Vol. 1, pp. 331-336, Atenas, 1998.
- [13] IEEE Standard 1459-2000. "IEEE Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions", 2000.
- [14] M. A. B. Galhardo. "Estudo da Influência Mútua de Harmônicos e Cargas Não-Lineares em Sistemas de Energia Elétrica". Dissertação de Mestrado PPGEE/UFPA, fevereiro, 2002.
- [15] W. Shepherd and P. Zakikhani. "Suggested Definitions of Reactive Power for Nonsinusoidal Systems". IEE Proceedings, 119, pp. 1361-1362, September, 1972.

- [16] D. Sharon. "Reactive Power Definition and Power Factor Improvement in Nonlinear System". Proc. Inst. Elec. Eng., vol. 120, pp. 704-706, junho, 1973.
- [17] L. S. Czarnecki. Comparison of Power Definitions for Circuits with Nonsinusoidal Waveforms. IEEE Tutorial Course on Non-sinusoidal Situations, 90EH0327-7-PWR, pp. 43-50, 1990.
- [18] S. Fryze, "Wirk-, Blind-, und Scheinleistung in Elektrischen Stromkreisen mit nicht-sinusförmigem Verlauf von Strom und Spannung", ETZ-Arch. Elektrotech Z., Vol. 53, N° 25, 26 e 27, pp. 596-599, 625-627, 700-702, 1932. (em alemão).
- [19] S. Svensson. "Power Measurement Techniques for Non-sinusoidal Conditions". Doctoral thesis, Department of Electric Power Engineering/ Chalmers University Of Technology, Göteborg, Sweden, 1999.
- [20] Enslin J. H. R. e Van Wyk J. D. "Measurement and Compensation of Fictitious Power Under Non-sinusoidal Voltage and Current Conditions". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 37, No. 4, pp. 403-408, setembro, 1988.
- [21] L. M. Tolbert, Y. Xu, J. Chen, F. Z. Peng, J. N. Chiasson. "Application of Compensators for Non-Periodic Currents". IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1525-1530, junho 2003.
- [22] Y. Xu, L. M. Tolbert, F. Z. Peng, J. N. Chiasson, J. Chen. "Compensation-Based Nonactive Power Definition". IEEE Power Electronics Letters, vol. 1, no. 2, pp. 45-50. junho, 2003.
- [23] N. L. Kusters e W. J. M. Moore. "On the Definition of Reactive Power under Nonsinusoidal Conditions". IEEE Trans. Power Apparatus and Systems IEEE Trans., vol. PAS-99, pp. 1845-1854, 1980.
- [24] L. S. Czarnecki. "Considerations on the Reactive Power in Nonsinusoidal Situations". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 34, No. 3, pp. 399-404, 1985.
- [25] N. L. Kusters e W. J. M. Moore. "On the Definition of Reactive Power Under Nonsinusoidal Conditions". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 99, pp. 1845-1854 , Setembro, 1980.
- [26] C. I. Page. "Reactive Power in Nonsinusoidal Situations". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, Vol. IM-29 No. 4, pp. 420-423, Dezembro, 1980.
- [27] A. E. Emanuel. "The Buchholz-Goodhue Apparent Power Definition: The Practical Approach for Nonsinusoidal and Unbalanced System". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.13, No. 2, pp. 344-350, abril, 1998.
- [28] M. Depenbrock.. "The FDB-Method, a Generally Applicable Tool for Analyzing Power relations". IEEE Transaction on Power Systems, 8(2): pp. 381-387, Maio, 1993.

- [29] A. E. Emanuel. "Apparent Power Definitions for Three-Phase Systems". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.14, No. 3, pp. 767-772, julho, 1999.
- [30] F. Buchholz. "Das Begriffssystem Rechtleistung Wirkleistung, Totale Blindleistung", Munich, Deutschland : Selbstverlag, 1950. (em alemão).
- [31] M. Depenbrock. "Untersuchungen über die Spannungs und Leistungsverhältnisse bei Umrichtern ohne Energiespeicher". Dr. Ing. Dissertation, Tech. Univ. Hannover, Deutschland, 1962 (em alemão).
- [32] H. Akagi, Y. Kanazawa e A. Nabae. "Generalized Theory of Instantaneous Reactive Power in the Three-Phase Circuits". Proceedings in Int. Power Electric Conference (IPEC'83), pp. 1375-1386, 1983.
- [33] H. Akagi, Y. Kanazawa e A. Nabae. "Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices without Energy Storage Components". IEEE Transactions Ind. Applications, vol. 20, pp. 625-630, 1984.
- [34] J. L. Willems. "A New Interpretation on the Akagi-Nabae Power Component for Nonsinusoidal Three-Phase situations". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol.41, pp. 523-527, agosto, 1992.
- [35] A. Nabae, L. Cao e T. Tanaka. "A Universal Theory of Instantaneous Active-Reactive Current and Power Including Zero-Sequence Component". IEEE Proceedings in Internacional Conference Harmonic Quality Power (ICHQP'96), pp. 90. 95, 1996.
- [36] F. Z. Peng, G. W. Ott e D. J. Adams. "Harmonic and Reactive Power Compensation Based on the Generalized Power Theory for Three-Phase Four-Wire Systems". Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 45, pp. 293-297, fevereiro, 1996.
- [37] H. S. Kim e H. Akagi. "The Instantaneous Power Theory on the Rotating $p-q-r$ referente frames". IEEE Proceedings in Power Electron. Drive Syst. Conf. (PEDS'99), pp. 422-427, 1999.
- [38] L. F. W. Souza e R. P. Dutt-Ross. "Algumas Experiências Relevantes em Monitoração e Análise de Qualidade de Energia Elétrica - Harmônicos". Anais do V SBQEE – Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica, pp. 255-262, Aracaju, agosto, 2003.
- [39] W. Xu, X. Liu e Y. Liu. "An Investigation on the Validity on Power-Direction Method for Harmonic Source Determination". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, No. 1, pp. 214-219, janeiro, 2003.
- [40] T. Pyzalski, R. Lukomski e K. Wilkosz. "Utilization of the Voltage Rate Localization of Harmonic Sources in a Power System". IEEE MELECON 2004, Dubrovnik, Croácia, maio, 2004.
- [41] S. D. P. Silva e J. C. Oliveira. "Uma Proposta de Sistematização da Atribuição de Responsabilidade sobre Harmônicos em Sistemas Elétricos de Potência". Anais do VI SBQEE, Belém/PA, agosto, 2005.

- [42] K. Srinivasan e R. Jutras. “Conforming and Non-Conforming Current for Attributing Steady State Power Quality Problems” IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, No. 1, pp. 212-217, Janeiro, 1998.
- [43] A. A. Mostafa, a. M. Moussa e M. A. El-Gammal. “Separation of Customer and Supply Harmonics in Electrical Power Distribution Systems”. IEEE Transactions on Power Delivery, pp. 1035-1040, 2000.
- [44] T. Tanaka e H. Akagi, “A New Method of Harmonic Power Detection Based on the Instantaneous Active Power in Three-Phase Circuits” IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 4, pp. 1737-1742, Outubro, 1995.
- [45] IEC 61000-3-2 Ed. 3.0 b: 2005. “Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)”, novembro, 2005.
- [46] J. A. Pomilio. “Pré-reguladores de Fator de Potência (Apostila)”. Universidade Estadual de Campinas / Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação / Departamento de Sistemas e Controle de Energia. Publicação FEE 03/95, revisado e atualizado em janeiro de 2004.
- [47] W.M. Lin, J. A. Villarejo, J. Sebastian, A. Fernandez e M. M. Hernando. “Designing Single-Stage Power Factor Correctors and LC Passive Filters to Comply with the New Version of the IEC-1000-3-2 Regulations”. IEEE, 2002.
- [48] European Power Supply Manufacturers Association (EPSMA). “Harmonic Current Emissions”. Guidelines to the Standard EN 61000-3-2, novembro, 2002.
- [49] IEC 61000-3-4 “Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-4: Limits - Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A”, outubro, 1998.
- [50] IEC 61000-3-12. “Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-12: Limits - Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current >16 A and ≤ 75 A per phase”, novembro, 2004.
- [51] IEEE-519-1992. “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power System”. Project IEEE-519, 1993.
- [52] NBR14418: “Reatores Eletrônicos Alimentados em Corrente Alternada para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares - Prescrições de Desempenho”. Dezembro, 1999.
- [53] “Critérios e Procedimentos para o Atendimento a Consumidores com Cargas Especiais - Revisão 1”; GGOI/SCEL e GCPS/CTST, novembro, 1997.
- [54] Submódulo 2.2: “Padrões de Desempenho da Rede Básica” do Módulo 2: “Requisitos Mínimos para Instalações e Gerenciamento de Indicadores de Desempenho da Rede Básica e de seus Componentes”, Procedimentos de Rede do ONS. 24/12/2002.

- [55] Submódulo 3.8: “Requisitos Mínimos para a Conexão à Rede Básica” do Módulo 3: “Acesso aos Sistemas de Transmissão”, Procedimentos de Rede do ONS. 25/03/2002.
- [56] R. J. O. Carvalho, M. Pereira, C. A. Júnior e L. D. Durante. “Filtragem de Componentes de Sequência Zero: Projeto de Filtros e Resultados”. Anais do VI SBQEE, Belém/PA, 2005.
- [57] J. Wu, H. Jou, K. Wu, Y. Kuo Y. Chang “Power Converter Based Method for Suppressing Power Capacitor Harmonic Current”. Published in IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., Vol. 151, No. 3, maio, 2004.
- [58] P. R. Cortés. “Aportaciones a los Acondicionadores Activos de Corriente en Derivación para Redes Trifásicas de Cuatro Hilos”. Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, fevereiro, 2005.
- [59] M. E. L. Tostes. “Avaliação dos Impactos Causados pela Geração de Harmônicos na Rede de Distribuição em Consumidores em Baixa Tensão”. Tese de Doutorado, PPGEE/CT/UFPA, Belém/PA, 2003.
- [60] J. C. Das, “Passive Filters—Potentialities and Limitations”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 1, janeiro/fevereiro, 2004.
- [61] F. B. Líbano, D. S. L. Simonetti e J. Uceda. “Frequency Characteristics of Hybrid Filter System”. Pesc96: 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Baveno, Italy, junho, 1996.
- [62] M. Rastogi, N. Mohan e A. A. Edris. “Hybrid-Active Filtering of Harmonic Currents in Power System”. IEEE Transactions Power Delivery, Vol. 10, pp. 1994-2000, outubro, 1995.
- [63] F. Z. Peng. “Harmonic Sources and Filtering Approaches”. IEEE Industry Applications Magazine, Vol.7, pp. 31-37, julho-agosto, 2001.
- [64] B. Singh, V. Verma, A. Chandra e K. Al-Haddad. “Hybrid Filters for Power Quality Improvement”. IEE Proc. –Gener. Transm. Distrib., Vol. 152, No. 3, maio, 2003.
- [65] Oscar García, José A. Cobos, Roberto Prieto, Pedro Alou and Javier Uceda. “Single Phase Power Factor Correction: A Survey”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 3, May 2003.
- [66] F. T. Wakabayashi e C. A. Canesin “Retificador Pré-Regulador Boost com Elevado Fator de Potência e Rendimento, para Sistemas de Telecomunicações”. Eletrônica de Potência – Vol. 7, No. 1, novembro, 2002.
- [67] O. García, M. D. M.-Avial, J. A. Cobos, J. Uceda, J. González e J. A. Navas. “Harmonic Reducer Converter”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, No. 2, abril, 2003.
- [68] L. Moran e J. Dixon em “Power Electronics - Handbook – Muhammad H. Rashid – Editor in Chief”. Academic Press, 2001.

- [69] P. M. Barbosa. “Three-Phase Power Factor Correction Circuits for Low-Cost Distributed Power Systems”. Tese de Doutorado. Virginia Polytechnic Institute and State University. Julho de 2002.
- [70] J. L. Willems. “A New Interpretation on the Akagi-Nabae Power Components for Non-Sinusoidal Three-Phase Situations”. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 41, pp. 523-527, agosto, 1992.
- [71] F. Z. Peng e J-S. Lai. “Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-phase Power Systems”. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 45, No. 1, fevereiro, 1996.
- [72] H. Akagi, Y. Kanazawa e A. Nabae. “Generalized Theory of Instantaneous Reactive Power in the Three-Phase Circuits”. Proceedings in Int. Power Electric Conference (IPEC’83), pp. 1375-1386, 1983.
- [73] H. S. Kim e H. Akagi. “The Instantaneous Power Theory on the Rotating p-q-r reference frames”. Proceedings in International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS’99), pp.422-427, 1999.
- [74] G. W. Chang e T. Shee. “A Comparative Study of Active Power Filter Reference Compensation Approaches”. Proceedings of the 2002 IEEE Power Engineering Society (PES) Summer Meeting, Chicago, USA, julho, 2002.
- [75] L. S. Czarnecki. “On Some Misinterpretations of the Instantaneous Reactive Power p-q Theory”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 3, pp. 828-836, maio, 2004.
- [76] G. A. Korn e T. M. Korn. “Mathematical Handbook for Scientists and Engineers”. Dover Publications Inc., 2nd ed., 2000.
- [77] Y. Xu, L. M. Tolbert, J. N. Chiasson e F. Z. Peng. “Dynamic Response of an Active Filter Using a Generalized Nonactive Power Theory”. Industry Applications Conference, Fourtieth IAS Annual Meeting, outubro, 2005.
- [78] C. L. Fortescue. “Method for Symmetrical Coordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks”. Transactions of the AIEE, Vol. 37, pp. 1027-1140, 1918.
- [79] S. H. Jaramillo. “Aportaciones al Estudio del Flujo Armónico de Cargas”. Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, maio, 2002.
- [80] M. A. B. Galhardo e J. T. Pinho. “Modelagem de Cargas Não-Lineares em Sistemas Elétricos de Potência”. Anais do V SBQEE – Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica, pp. 157-162, Aracaju, agosto, 2003.
- [81] J. T. Pinho. “Efeito das Não-linearidades de Transistores de Efeito de Campo em Amplificadores de Microondas”. Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica da PUC, Rio de Janeiro, 1984.

- [82] E. Bedrosian, S. O. Rice. "The Output Properties of Volterra Systems (Nonlinear Systems with Memory) Driven by Harmonic and Gaussian Inputs". Proceedings of IEEE, Vol.59, No. 12, 1971.
- [83] M. A. B. Galhardo, J. T. Pinho, C. T. Costa Jr., W. Barra Jr. "Utilização de um Sistema Neuro-Fuzzy para Modelagem de Cargas Não-Lineares do Sistema Elétrico de Potência". VI SBAI, Brasil, setembro, 2003.
- [84] F. J. de Souza, Modelos Neuro-Fuzzy Hierárquicos, Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica da PUC/RJ, abril 1999.
- [85] L.-X.Wang, A Course in Fuzzy Systems and Control, Prentice-Hall International Edition, 1997.
- [86] M. T. Hagan, M. B. Menhaj, "Training Feedforward Networks with the Marquardt Algorithm", IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 5, No. 6, pp. 989-993, 1994.
- [87] P. P. S. Soares e J. Nadal. "Aplicação de uma Rede Neural Feedforward com Algoritmo de Levenberg-Marquardt para Classificação de Alterações do Segmento ST do Eletrocardiograma". Proceedings of the IV Brazilian Conference on Neural Networks - IV Congresso Brasileiro de Redes Neurais - ITA, São José dos Campos – SP, pp. 384-389, Julho, 1999.
- [88] D. Nguyen and B. Widrow. "Improving the learning speed of 2-layer neural networks by choosing initial values of the adaptive weights". Proceedings of the International Joint Conference on Neural Networks, San Diego, Vol. 3. Ann Arbor, MI: IEEE. 21-26, 1990.
- [89] Electrotek Concepts. Download gratuito do software TOP[®] em www.pqsoft.com/top. Acesso em novembro de 2006.
- [90] IEC 61000-2-2. "Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 2-2: Environment - Compatibility Levels for Low-Frequency Conducted Disturbances and Signalling in Public Low-Voltage Power Supply Systems". Março, 2002.
- [91] G. T. Heydt, P. S. Fjeld, C. C. Liu, D. Pierce, L. Tu, G. Hensley. "Applications of the Windowed FFT to Electric Power Quality Assessment". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 4, pp. 1411-1416. Outubro, 1999.
- [92] A. Bracale, G. Carpinelli, D. Lauria, Z. Leonowicz, T. Lobos e J. Rezmer. "On Some Spectrum Estimation Methods for Analysis of Non-stationary Signals in Power Systems Part I: Theoretical Aspects". IEEE ICHQP 2004.
- [93] C. Li, W. Xu e T. Tayjasantant. "Interharmonics: Basic Concepts and Techniques for Their Detection and Measurement". Electric Power Systems Research. Volume 66, Issue 1, Julho 2003, pp. 39-48.
- [94] S. H. Jaramillo, G. T. Heydt, e E. Carrillo "Power Quality Indices for Aperiodic Voltages and Currents". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, No. 2, April 2000.

- [95] W. Xu. "Status and Future Directions of Power System Harmonic Analysis". IEEE Power Engineering Society General Meeting. Vol.1, 2004. pp.:756 - 761.
- [96] IEC 61000-4-7. "Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 4-7: Testing and Measurement Techniques - General Guide on Harmonics and Interharmonics Measurements and Instrumentation, for Power Supply Systems and Equipment Connected Thereto". Agosto, 2002.
- [97] W. J. Rugh. Nonlinear System Theory - The Volterra/Wiener Approach, published by The Johns Hopkins University Press, 1981. Web version prepared in 2002.
- [98] A. Rosa. Desenvolvimento de Modelos Discretos de Volterra Usando Funções de Kautz. Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual de Campinas (FEEC/UNICAMP), fevereiro de 2005.
- [99] M. H. Asyali and M. Juusola. Use of Meixner Functions in Estimation of Volterra Kernels of Nonlinear Systems With Delay. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 52, no. 2, pp. 229-237, february 2005.
- [100] D. T. Westwick and R. E. Kearney, "Nonparametric identification of nonlinear biomedical systems, part I: Theory" Crit. Rev. Biomed. Eng., vol.26, pp. 153–226, 1998.
- [101] R. J. G. B. Campello. Arquiteturas e Metodologias para Modelagem e Controle de Sistemas Complexos Utilizando Ferramentas Clássicas e Modernas, Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual de Campinas (FEEC/UNICAMP), julho de 2002.
- [102] J. R. B. Gimenez. "Sobre a Estabilidade Numérica dos Algoritmos de Mínimos Quadrados Rápidos". Tese de Doutorado. Faculdade de Engenharia Elétrica – Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, janeiro – 1995.
- [103] Y. Fu and G. A. Dumont. "An Optimum Time Scale for Discrete Laguerre Network". IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.38, No. 6, june 1993.
- [104] G. H. C. Oliveira, W. C. Amaral e K. Latawiec. "CRHPC using Volterra Models and Orthonormal Basis Functions: An Application to CSTR Plants", IEEE Conference on Control Applications CAA2003, Vol. 1, pp.718-723, Istanbul, Turquia, 2003.
- [105] A. Mansoor, W. M. Grady, A. H. Chowdhury e M. J. Samotyj. "An Investigation of Harmonic Attenuation and Diversity Among Distributed Single-Phase Power Electronic Loads". IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 10, No.1, Janeiro, 1995. pp. 467-473.
- [106] P. Crnosija. "Determination of Voltage Distortion Factor for a Network Loaded with Several DC Motor Drives". IEE Proceedings Part C, 131, 1984, pp. 81-84.
- [107] E. F. El-Saadany e M. M. A. Salama. "Reduction of the Net Harmonic Current Produced by Single-Phase Non-Linear Loads due to Attenuation and Diversity Effects". Electrical Power & Energy Systems, Vol. 20, No. 4, pp. 259-268, 1998.

- [108] E. E. Ahmed, W. Xu e G. Zhang. “Analyzing Systems With Distributed Harmonic Sources Including the Attenuation and Diversity Effects”. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 2, No.4, Outubro, 2005.
- [109] M. A. B. Galhardo e J. T. Pinho. “Influência da Forma de Onda de Alimentação sobre Cargas Não-Lineares em Sistemas de Geração de Pequeno Porte. VI SBQEE, 2005.
- [110] I. R. Salazar. “Procedimentos de Qualificação e Aceitação de Componentes de Sistemas Fotovoltaicos Domiciliares”. Dissertação de Mestrado, PIPGE/IEE-EP-FEA-IF/USP, 2004.
- [111] F. M. Silva, N. J. Camelo, O. R. Saavedra e W. M. Santos, “Iluminação Baseada em Sistemas Fotovoltaicos: Análise de Desempenho sob Condição de Tensão Não-Senoidal”. 5th Latin-American Congress: Electricity Generation and Transmission, São Pedro-SP, novembro, 2003.
- [112] Resolução Normativa N° 83, de 20 de setembro de 2004. Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL.
- [113] M. A. B. Galhardo e J. T. Pinho. “Análise do Desempenho de Inversores de Pequeno Porte com Diferentes Formas de Onda”, IV AGRENER, 2002.
- [114] S. Hansen, P. Nielsen e F. Blaabjerg, “Harmonic Cancellation by Mixing Nonlinear Single-Phase and Three-Phase Loads,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 1, pp. 152-159, janeiro/fevereiro, 2000.