CLAUDIONOR FRANCISCO DO NASCIMENTO

Determinação do Conteúdo Harmônico de Corrente Baseada em
Redes Neurais Artificiais para Cargas Não-Lineares Monofásicas

Tese apresentada à Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, como parte
dos requisitos para obtenção do título de Doutor em
Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos.
Orientador: Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Jr.

São Carlos
2007

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **CLAUDIONOR FRANCISCO DO NASCIMENTO**

Tese defendida e julgada em 10/07/2007 perante a Comissão Julgadora:

Prof. Dr. ~~AZURI ALBANO DE OLIVEIRA JUNIOR~~ **OLIVEIRA JUNIOR** (Orientador)
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP) aprovado

Prof. Associado **GLAUCO AUGUSTO DE PAULA CAURIN**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP) aprovado

Prof. Associado **IVAN NUNES DA SILVA**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP) APPROVADO

Prof. Dr. **JOSÉ ALFREDO COVOLAN ULSON**
(Universidade Estadual Paulista "Julio de Mesquita Filho"/UNESP-Campus de Bauru) APPROVADO

Prof. Dr. **PAULO JOSÉ AMARAL SERNI**
(Universidade Estadual Paulista "Julio de Mesquita Filho"/UNESP-Campus de Bauru) APPROVADO

Prof. Associado **GERALDO ROBERTO MARTINS DA COSTA**
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
em Engenharia Elétrica e
Presidente da Comissão de Pós-Graduação da EESC

DEDICATÓRIA

À minha família pelo amor e compreensão
durante todo o meu trabalho e ao meu pai
Francisco (em memória).

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Júnior pela oportunidade de iniciar a pesquisa na área de filtros ativos de potência, pelas valiosas contribuições e por sua orientação segura e objetiva. Além disso, sua dedicação me proporcionou a base necessária para o desenvolvimento dos diversos trabalhos que realizei e mostrou-me como ser um excelente profissional.

Ao Prof. Dr. Ivan Nunes da Silva que por meio de sua competência me ajudou a adquirir os conhecimentos necessários sobre sistemas inteligentes.

Ao Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni que por meio de sua visão me iniciou na área de pesquisa.

Ao amigo Alessandro Goedtel por compartilhar destes anos de trabalho, pelo apoio e colaboração.

Aos demais professores da EESC que contribuíram para minha formação.

Aos colegas do LACEP e da EESC que contribuíram para a realização deste trabalho.

Ao CNPq pelo suporte financeiro.

À coordenação de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da EESC-USP.

À minha querida mãe Durvalina e minha amada esposa Neli pela compreensão e apoio.

Ao meu amado filho Claudio Eduardo e minha amada filha Aline Maria pelo carinho.

Aos guias espirituais que iluminam o caminho de minha família.

À Nossa Senhora Aparecida.

À Deus.

RESUMO

NASCIMENTO, C. F. **Determinação do Conteúdo Harmônico de Corrente Baseada em Redes Neurais Artificiais para Cargas Não-Lineares Monofásicas.** 2007. 202 p. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.

Este trabalho apresenta um método utilizando Redes Neurais Artificiais para a determinação das amplitudes e fases dos componentes harmônicos presentes na corrente de carga monofásica. O número de harmônicos identificados é previamente selecionado. Os harmônicos identificados estão presentes na corrente de cargas não-lineares de um sistema de iluminação onde é considerada a variação no tempo das características da forma de onda desta corrente. Os harmônicos presentes no sistema degradam a qualidade de energia, sendo assim é apresentado um breve estudo sobre este tema e métodos para atenuar a distorção harmônica no sistema. Dentre estes métodos é dado ênfase na aplicação de filtros ativos de potência em paralelo com a carga não-linear. O trabalho também apresenta um estudo sobre os mais comumente métodos utilizados na identificação harmônica. Dentre eles está o método baseado em Redes Neurais Artificiais. Este método é validado com base nos dados levantados por meio de simulação e de forma experimental.

Palavras-chave: Determinação Harmônica, Rede Neural Artificial, Filtro Ativo de Potência Monofásico, Qualidade de Energia.

ABSTRACT

NASCIMENTO, C. F. **Determination of the Current Harmonic Content Based on Artificial Neural Networks for Single-Phase Non-Linear Loads.** 2007. 202 p. Thesis (Doctoral) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.

In this thesis artificial neural networks are employed in a novel approach to identifying harmonic components of the single-phase nonlinear load current, whose amplitudes and phase angles are subject to unpredictable changes in steady-state. An identified harmonics number is previously selected. These harmonics are present in the non-linear loads current of electrical illumination system. The harmonics in the power system degrade the power quality, then is exhibited a concise study dealing with power quality problems and methods to mitigate the harmonic distortion in the power system. Among these methods emphasis is given in the application of pure active power filters in parallel with the non-linear load. The thesis also shows a study about the more commonly methods used in the harmonic detection. Among them is the method based on artificial neural networks. Simulation and experimental results are presented to validate the proposed approach.

Keywords: Artificial Neural Networks, Determination Harmonic, Single-Phase Active Power Filter, Power Quality.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1: Componentes harmônicos de corrente.....	41
FIGURA 2.2: Tensão harmônica causada pela corrente drenada pela carga	42
FIGURA 2.3: Relação vetorial dos componentes da potência aparente S	45
FIGURA 2.4: Forma de onda de corrente defasada em relação à tensão	45
FIGURA 2.5: Circuito com ressonância paralela.....	49
FIGURA 2.6: Circuito com ressonância em série	49
FIGURA 2.7: Carga caracterizada como fonte de tensão harmônica.....	51
FIGURA 2.8: Carga caracterizada como fonte de corrente harmônica.....	51
FIGURA 3.1: Filtro LC de entrada.....	54
FIGURA 3.2: Circuito básico de um pré-regulador de FP	55
FIGURA 3.3: Circuito de um sistema com filtro passivo	56
FIGURA 3.4: Filtros passivos passa-alta de (a) primeira ordem, (b) segunda ordem e (c) terceira ordem	56
FIGURA 3.5: Filtro ativo em (a) paralelo, (b) série, (c) paralelo mais um filtro passivo em paralelo e (d) série mais um filtro passivo em série	58
FIGURA 3.6: Diagrama de blocos do sistema com um filtro ativo do tipo paralelo	59
FIGURA 3.7: Espectro harmônico da corrente de um <i>dimmer</i> com $\alpha=90^\circ$	60
FIGURA 3.8: Ângulos de fase dos harmônicos de um <i>dimmer</i> com $\alpha=90^\circ$	61
FIGURA 3.9: Tensão e corrente da fonte de alimentação após a compensação de todos os harmônicos da corrente e da correção do FD (resultado de simulação).....	61
FIGURA 3.10: Filtro ativo monofásico em paralelo usando um controlador neural	66
FIGURA 4.1: Relação entre sistemas inteligentes e a eletrônica de potência.....	69
FIGURA 4.2: Arquitetura de uma rede <i>feedforward</i>	71

FIGURA 4.3: Representação do neurônio artificial.....	72
FIGURA 4.4: Representação de uma função sigmóide	73
FIGURA 4.5: Arquitetura neural utilizada para demonstrar a notação do algoritmo retropropagação.....	74
FIGURA 4.6: FAP com estimador neural.....	81
FIGURA 4.7: Método para estimação de A_I e B_I	81
FIGURA 4.8: Diagrama de blocos do controle FAP	83
FIGURA 4.9: Topologia da rede adaptativa	84
FIGURA 4.10: Topologia da rede de controle.....	84
FIGURA 4.11: Circuito do FAP	85
FIGURA 4.12: Amostragem da corrente de carga para a determinação harmônica.....	86
FIGURA 4.13: Circuito neural para a estimação de A_I e B_I	86
FIGURA 4.14: Processo para se estimar os componentes harmônicos	87
FIGURA 4.15: Rede neural linear adaptativa.....	88
FIGURA 4.16: Série de Fourier formada com base em uma ADALINE	88
FIGURA 4.17: Compensador baseado em uma ADALINE	89
FIGURA 5.1: Diagrama do processo de detecção harmônica e reativa.....	105
FIGURA 5.2: RNA adaptativa para detecção da corrente harmônica	108
FIGURA 5.3: Diagrama de blocos do circuito analógico de uma RNA para detecção adaptativa	109
FIGURA 6.1: Bancada de testes das cargas estudadas	115
FIGURA 6.2: Esquema básico da bancada de testes do sistema	116
FIGURA 6.3: Sistema monofásico com uma fonte de tensão senoidal e um <i>dimmer</i>	118
FIGURA 6.4: Forma de onda da tensão aplicada às lâmpadas incandescentes.....	118
FIGURA 6.5: Tensão da fonte e corrente de um <i>dimmer</i> com $\alpha=54^\circ$ (experimental).....	119

FIGURA 6.6: Tensão da fonte e corrente de um <i>dimmer</i> com $\alpha=54^\circ$ (simulação).....	119
FIGURA 6.7: Espectro harmônico da corrente de um controlador CA com $\alpha=54^\circ$ (experimental).....	120
FIGURA 6.8: Espectro harmônico da corrente de um controlador CA com $\alpha=54^\circ$ (simulado)	120
FIGURA 6.9: Variação da tensão RMS e de R com o ângulo de disparo	121
FIGURA 6.10: Variação da corrente RMS do controlador CA	122
FIGURA 6.11: THD em função do ângulo de disparo do controlador CA.....	122
FIGURA 6.12: Amplitudes dos seis primeiros harmônicos de corrente	123
FIGURA 6.13: Tensão da fonte e corrente de um <i>dimmer</i> com $\alpha=140^\circ$ (experimental)	123
FIGURA 6.14: Circuito do retificador monofásico de onda completa.....	124
FIGURA 6.15: Circuito equivalente do retificador monofásico de onda completa	125
FIGURA 6.16: Corrente da fonte e tensão de saída do retificador.....	125
FIGURA 6.17: Variação do início e término de condução dos diodos	128
FIGURA 6.18: Espectros harmônicos para τ baixo (a) e τ alto (b).....	129
FIGURA 6.19: Circuito equivalente do retificador monofásico com filtro e R_2	131
FIGURA 6.20: Corrente da fonte atenuada por R_2 e tensão de saída do retificador	131
FIGURA 6.21: Tensão e corrente do retificador (experimental).....	134
FIGURA 6.22: Tensão e corrente do retificador (simulação)	134
FIGURA 6.23: Tensão e corrente do retificador (experimental).....	135
FIGURA 6.24: Tensão e corrente do retificador (simulação)	135
FIGURA 6.25: Espectro harmônico da corrente do retificador (experimental)	136
FIGURA 6.26: Espectro harmônico da corrente do retificador (simulação).....	136
FIGURA 6.27: Circuito com um controlador CA e um retificador conectados ao PAC	137
FIGURA 6.28: Tensão e corrente das duas cargas (experimental)	137

FIGURA 6.29: Tensão e corrente das duas cargas (simulação)	138
FIGURA 6.30: Tensão e corrente das duas cargas (experimental).....	138
FIGURA 6.31: Tensão e corrente das duas cargas (simulação)	139
FIGURA 6.32: Espectro harmônico da corrente das duas cargas (experimental)	139
FIGURA 6.33: Espectro harmônico da corrente das duas cargas (simulação).....	140
FIGURA 6.34: Amplitudes dos seis primeiros harmônicos de corrente.....	140
FIGURA 7.1: Exemplo de identificação dos componentes harmônicos	145
FIGURA 7.2: Representação da rede PMC	146
FIGURA 7.3: Diagrama de blocos do processo de determinação do conteúdo harmônico da corrente de carga experimental e de simulação	148
FIGURA 7.4: Estimativa do componente fundamental	149
FIGURA 7.5: Estimativa do 3º harmônico	150
FIGURA 7.6: Estimativa do 5º harmônico	150
FIGURA 7.7: Estimativa do 7º harmônico	150
FIGURA 7.8: Estimativa do 9º harmônico	151
FIGURA 7.9: Estimativa do 11º harmônico	151
FIGURA 7.10: Representação da geração da corrente RMS.....	152
FIGURA 7.11: Variações com os seis primeiros componentes (a) estimados e (b) FFT	153
FIGURA 7.12: Erro relativo das correntes RMS.....	154
FIGURA 7.13: Corrente de carga com ruídos randômicos.....	154
FIGURA 7.14: Estimativa do componente fundamental	155
FIGURA 7.15: Estimativa do 3º harmônico	155
FIGURA 7.16: Estimativa do 5º harmônico	156
FIGURA 7.17: Estimativa do 7º harmônico	156
FIGURA 7.18: Estimativa do 9º harmônico	156

FIGURA 7.19: Estimativa do 11 ^o harmônico.....	157
FIGURA 7.20: Estimativa do componente fundamental de um <i>dimmer</i> da bancada de testes	158
FIGURA 7.21: Estimativa do 3 ^o harmônico de um <i>dimmer</i> da bancada de testes	159
FIGURA 7.22: Estimativa do 5 ^o harmônico de um <i>dimmer</i> da bancada de testes	159
FIGURA 7.23: Estimativa do 7 ^o harmônico de um <i>dimmer</i> da bancada de testes	159
FIGURA 7.24: Estimativa do 9 ^o harmônico de um <i>dimmer</i> da bancada de testes	160
FIGURA 7.25: Estimativa do 11 ^o harmônico de um <i>dimmer</i> da bancada de testes	160
FIGURA 7.26: Estimativa do componente fundamental de um <i>dimmer</i> e um retificador da bancada de testes	161
FIGURA 7.27: Estimativa do 3 ^o harmônico de um <i>dimmer</i> e um retificador da bancada de testes	161
FIGURA 7.28: Estimativa do 5 ^o harmônico de um <i>dimmer</i> e um retificador da bancada de testes	162
FIGURA 7.29: Estimativa do 7 ^o harmônico de um <i>dimmer</i> e um retificador da bancada de testes	162
FIGURA 7.30: Estimativa do 9 ^o harmônico de um <i>dimmer</i> e um retificador da bancada de testes	162
FIGURA 7.31: Estimativa do 11 ^o harmônico de um <i>dimmer</i> e um retificador da bancada de testes	163
FIGURA 8.1: Circuito com duas cargas não-lineares e um FAPP.....	166
FIGURA 8.2: Amplitudes da corrente (a) de carga e (b) do filtro ativo de potência (até 11 ^o componente)	168
FIGURA 8.3: Corrente (a) da fonte compensada (até 11 ^o componente sem fator de deslocamento compensado) e (b) de carga	168

FIGURA 8.4: Amplitudes da corrente (a) de carga e (b) da corrente da fonte compensada (até 11 ^o componente)	169
FIGURA 8.5: Amplitudes (a) da corrente de carga e (b) do filtro ativo de potência (até 11 ^o componente com o <i>FD</i> compensado).....	170
FIGURA 8.6: Corrente (a) compensada (até 11 ^o componente com o <i>FD</i> compensado) e (b) de carga	170
FIGURA 8.7: Amplitudes da corrente (a) de carga e (b) da fonte compensada (até 11 ^o componente com o <i>FD</i> compensado).....	170
FIGURA 8.8: Corrente (a) compensada (até 11 ^o componente com o <i>FD</i> compensado) e (b) de carga (experimental)	171
FIGURA 8.9: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (3 ^o componente).....	171
FIGURA 8.10: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (3 ^o componente com o <i>FD</i> compensado).....	172
FIGURA 8.11: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11 ^o componente)	172
FIGURA 8.12: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11 ^o componente com o <i>FD</i> compensado)	173
FIGURA 8.13: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 91 ^o componente)	173
FIGURA 8.14: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 91 ^o componente, com o <i>FD</i> compensado)	174
FIGURA 8.15: Corrente e tensão da fonte de um sistema com um retificador (relação RC alta)	174

FIGURA 8.16: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11 ^o componente).....	175
FIGURA 8.17: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11 ^o componente, com o <i>FD</i> compensado).....	175
FIGURA 8.18: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 91 ^o componente).....	176
FIGURA 8.19: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 91 ^o componente, com o <i>FD</i> compensado).....	177
FIGURA 8.20: Corrente e tensão da fonte de um sistema com um retificador (relação RC baixa)	177
FIGURA 8.21: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11 ^o componente).....	179
FIGURA 8.22: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11 ^o componente, com o <i>FD</i> compensado).....	179
FIGURA 8.23: Corrente e tensão de um sistema com um controlador CA e um retificador.	180
FIGURA 8.24: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11 ^o componente).....	181
FIGURA 8.25: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11 ^o componente, com o <i>FD</i> compensado).....	181
FIGURA 8.26: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 91 ^o componente).....	182
FIGURA 8.27: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 91 ^o componente, com o <i>FD</i> compensado).....	182
FIGURA A.1: Diagrama de blocos do sistema com um FAPP	202

LISTA DE TABELAS

TABELA 7.1: Parâmetros utilizados na RNA proposta	146
TABELA 8.1: Resultado da compensação harmônica para um <i>dimmer</i>	167
TABELA 8.2: Resultados da compensação (retificador - RC alto).....	176
TABELA 8.3: Resultados da compensação (retificador - RC baixo).....	178
TABELA 8.4: Resultados da compensação (<i>dimmer</i> e retificador - RC alto).....	180

LISTA DE SIGLAS

ADALINE	- <i>Adaptive Linear Element</i>
ANFIS	- <i>Adaptive Network-based Fuzzy Inference System</i>
CA	- Corrente Alternada
CC	- Corrente Contínua
DFT	- <i>Discrete Fourier Transform</i>
DSP	- <i>Digital Signal Processing</i>
EP	- Eletrônica de Potência
FAP	- Filtro Ativo de Potência
FAPP	- Filtro Ativo de Potência Paralelo
FD	- Fator de Deslocamento
FDist	- Fator de Distorção
FFT	- <i>Fast Fourier Transform</i>
FK	- Filtro de Kalman
FP	- Fator de Potência
IC	- Inteligência Computacional
IIR	- <i>Infinite Impulse Response</i>
KVL	- <i>Kirchhoff's Voltage Law</i>
LACEP	- Laboratório de Controle e Eletrônica de Potência
LAIPS	- Laboratório de Automação Inteligente de Processos e Sistemas
PAC	- Ponto de Acoplamento Comum
PI	- Proporcional e Integral
PLL	- <i>Phase-Locked-Loop</i>
PMC	- <i>Perceptron</i> Multicamadas

PWM	- <i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	- Qualidade de Energia Elétrica
RDFT	- <i>Recursive Discrete Fourier Transform</i>
RMS	- <i>Root Mean Square</i>
RNA	- Rede Neural Artificial
SF	- Sistema <i>Fuzzy</i>
SI	- Sistema Inteligente
THD	- <i>Total Harmonic Distortion</i>
VSI	- <i>Voltage Source Inverter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

S	- potência aparente em VA
P	- potência média em W
Q	- potência reativa em Var
H	- potência harmônica Vardist
ϕ_1	- ângulo de fase entra a tensão e corrente do sistema
φ_1	- ângulo de fase da tensão (nesta trabalho $\varphi_1 = 0^\circ$)
θ_1	- ângulo de fase da corrente
I_n	- corrente máxima do n -ésimo harmônico
I_1	- corrente máxima fundamental
α	- ângulo de início de condução
n	- n -ésimo harmônico (n ímpar)
V	- tensão de pico da fonte
V_n	- n -ésimo harmônico de tensão
N	- número de harmônicos
V_m	- tensão máxima da fonte de tensão
I_m	- corrente máxima da fonte de tensão
ω	- frequência angular da rede (rad/s); $\omega=2\pi f$
f	- frequência da rede
β	- ângulo do fim de condução dos diodos
θ_n	- ângulo de fase do n -ésimo harmônico
$p_f(t)$	- potência harmônica fornecida pelo FAP
$p'(t)$	- potência ativa
$p_q(t)$	- potência reativa

$p_h(t)$	- potência harmônica
μ	- saída do combinador linear
$g(.)$	- função de ativação
y	- sinal de saída do neurônio
m	- número de sinais de entrada do neurônio
X_i	- i -ésimo sinal de entrada do neurônio
w_i	- peso associado com o i -ésimo sinal de entrada
b	- limiar de cada neurônio
$v_j(k)$	- resposta do j -ésimo neurônio no instante k
$\phi_j(.)$	- função de ativação do j -ésimo neurônio
$y_j(k)$	- sinal de saída do j -ésimo neurônio no instante k
$d_j(k)$	- resposta desejada do j -ésimo neurônio de saída
t_i	- valor desejado na saída
a_i	- resposta da rede
n	- número de respostas na saída.
p	- número de neurônios da saída
E_w	- soma do quadrado dos pesos da rede
R	- resistência de carga
i_L	- corrente instantânea na carga
v_L	- tensão instantânea na carga
V_{RMS}	- tensão eficaz
v_D	- tensão instantânea de saída do retificador
i_D	- corrente instantânea de saída do retificador
i_C	- corrente instantânea no capacitor de filtro do retificador
i_R	- corrente instantânea no resistor do retificador

v_S	- tensão instantânea da fonte
τ	- constante de tempo RC
i_S	- corrente instantânea da fonte
C	- capacitor
C_1	- constante a ser determinada
C_2	- constante a ser determinada
ψ	- ângulo da impedância RC do retificador
X_L	- reatância indutiva
X_C	- reatância capacitiva
ν	- índice do grau de inclinação da sigmóide
α'	- parâmetro da função <i>Bayesiana</i>
β'	- parâmetro da função <i>Bayesiana</i>
p'	- potência instantânea média ou ativa
p_q	- potência instantânea reativa
p_h	- potência instantânea harmônica
x_k	- valor atual estimado
K_k	- coeficiente do filtro
I	- matriz identidade
x_{k+1}	- vetor de estado $[2n \times 1]$ no instante $(k+1)$
x_k	- vetor de estado $[2n \times 1]$ no instante (k)
Φ_k	- matriz transição de estado $[2n \times 2n]$
w_k	- representa a variação discreta das variáveis de estado com ruído na entrada
z_k	- vetor das medidas
H_k	- vetor da relação ideal entre valor medido e vetor de estado
v_k	- vetor de covariância do ruído

SUMÁRIO

Capítulo 1.- Introdução Geral	27
1.1. Motivação e Principais Objetivos do Trabalho	27
1.2. Contribuições do Trabalho	28
1.3. Justificativas do Trabalho	29
1.3.1. Eletrônica de Potência e a Qualidade de Energia Elétrica	29
1.3.2. Distorção Harmônica em Sistemas Elétricos	30
1.3.3. Métodos para a Atenuação Harmônica	31
1.3.4. Filtros Ativos de Potência em Paralelo com a Carga Não-Linear	32
1.3.5. Utilização de Redes Neurais Artificiais	33
1.4. Organização do Trabalho	35
Capítulo 2.- Qualidade de Energia em Sistemas Elétricos.....	37
2.1. Introdução	37
2.1.1. Organização do Capítulo.....	37
2.2. Qualidade de Energia	38
2.3. Harmônicos e a Qualidade de Energia	40
2.3.1. Perturbações Causadas por Harmônicos	42
2.4. Potência e Fator de Potência	43
2.5. Efeitos da Distorção Harmônica nos Dispositivos.....	46
2.5.1. Efeitos em Motores	47
2.5.2. Efeitos em Cabos de Alimentação	48
2.5.3. Ressonância em Circuitos Passivos	48
2.5.4. Efeitos nos Transformadores	49

2.5.5.	Efeitos em Capacitores	50
2.6.	Cargas Produtoras de Harmônicos	50
2.7.	Conclusão	52
Capítulo 3.- Formas de Atenuação dos Harmônicos		53
3.1.	Introdução	53
3.1.1.	Organização do Capítulo	53
3.2.	Atenuação com Condicionamento da Carga	54
3.3.	Solução Usando Filtros Passivos	55
3.4.	Solução Usando Filtros Ativos de Potência	56
3.4.1.	Filtros Ativos de Potência	57
3.4.2.	Classificação de Um Filtro Ativo de Potência	57
3.4.3.	Compensação da Corrente Harmônica e Reativa	59
3.4.4.	Abordagem no Domínio da Frequência	64
3.4.5.	Abordagem Baseada em Sistemas Inteligentes	65
3.5.	Conclusão	66
Capítulo 4.- Sistemas Inteligentes		67
4.1.	Introdução	67
4.1.1.	Organização do Capítulo	67
4.2.	Conceitos Básicos sobre Sistemas Inteligentes	68
4.3.	Redes Neurais Artificiais	69
4.4.	Análise de Artigos Relacionado aos Sistemas Inteligentes	82
4.4.1.	Proposta Apresentada por Vazquez	82
4.4.2.	Proposta Apresentada por Rukonuzzaman	85

4.4.3.	Proposta Apresentada por Villalva	87
4.5.	Conclusão.....	90
Capítulo 5.- Métodos para a Determinação Harmônica.....		91
5.1.	Introdução	91
5.1.1.	Organização do Capítulo.....	91
5.2.	Identificação Harmônica	92
5.2.1.	Métodos de Identificação	93
5.3.	Aplicação do Filtro de Kalman na Identificação Harmônica.....	96
5.4.	Aplicação da FFT na Identificação Harmônica	98
5.5.	Aplicação de RNA na Identificação Harmônica.....	101
5.5.1.	Proposta Apresentada por Narendra	102
5.5.2.	Proposta Apresentada por Osowski	102
5.5.3.	Proposta Apresentada por El-Amin	102
5.5.4.	Proposta Apresentada por Zhizhen	104
5.5.5.	Proposta Apresentada por Keerthipala.....	105
5.5.6.	Proposta Apresentada por Wang.....	106
5.5.7.	Proposta Apresentada por El Shatshat	109
5.6.	Conclusão.....	111
Capítulo 6.- Cargas Não-Lineares Monofásicas		113
6.1.	Introdução	113
6.1.1.	Organização do Capítulo.....	113
6.2.	Levantamento da Base de Dados das Cargas Estudadas.....	114
6.3.	Cargas Utilizadas na Determinação Harmônica	116

6.4.	Controlador CA com Carga Resistiva	117
6.5.	Retificador Monofásico de Onda Completa com Filtro Capacitivo	124
6.6.	Circuito com um Controlador CA e um Retificador	137
6.7.	Conclusão	141
Capítulo 7.- Determinação dos Componentes Harmônicos		143
7.1.	Introdução	143
7.1.1.	Organização do Capítulo	144
7.2.	Resultados de Simulação da Determinação Harmônica	144
7.2.1.	Circuito com um Controlador CA	149
7.2.2.	Circuito com um Controlador CA e um Retificador	155
7.3.	Resultados da Determinação Harmônica Baseados em Dados Experimentais	157
7.3.1.	Circuito com um Controlador CA	158
7.3.2.	Circuito com um Controlador CA e um Retificador	160
7.4.	Conclusão	163
Capítulo 8.- Aplicação dos Harmônicos Estimados em FAP		165
8.1.	Introdução	165
8.1.1.	Organização do Capítulo	165
8.2.	Sistema de Compensação	166
8.3.	Correção da Corrente Harmônica e Reativa	166
8.3.1.	Compensação do Sistema com um Controlador CA	166
8.3.2.	Compensação do Sistema com um Retificador	174
8.3.3.	Compensação do Sistema com um Controlador CA e um Retificador	179
8.4.	Conclusão	182

Capítulo 9.- Conclusão Geral.....	185
9.1. Trabalhos Futuros	187
9.2. Publicações Originadas do Trabalho.....	188
 Capítulo 10.- Referências Bibliográficas	 189
 Apêndice A- Listagem dos Arquivos de Simulação	 197
A.1. Parte da Simulação do Controlador CA e do Retificador a Diodos (Matlab®)	197
A.2. Parte da Matriz de Dados da Bancada de testes (Matlab®)	199
A.3. Compensação Harmônica com FAPP (Simulink®)	202

Capítulo 1.

Introdução Geral

A crescente utilização de equipamentos baseada na eletrônica de potência (EP), desperta a importância da relação entre esta área da engenharia elétrica e a qualidade de energia elétrica (QEE). Apesar de proporcionar um controle eficiente do fluxo de energia, estas cargas produzem tensão e/ou correntes harmônicas que acarretam no proporcional aumento das perturbações originadas pela distorção harmônica em sistemas elétricos, resultando na piora da QEE [1, 2].

Sendo assim, é necessário conhecer o conteúdo harmônico do sistema para que se possa determinar uma forma de se mitigar os problemas de distorção harmônica, o qual é estimado por um método proposto neste trabalho. São determinados os componentes harmônicos presentes na corrente de cargas não-lineares monofásicas baseadas na EP.

1.1. *Motivação e Principais Objetivos do Trabalho*

Durante a fase de revisão bibliográfica foi possível verificar a necessidade de se utilizar um método de identificação harmônica eficiente, capaz de determinar as amplitudes e fases dos componentes harmônicos de forma seletiva.

Assim, tal método possibilita a utilização da abordagem baseada no domínio da frequência no tratamento do sinal de corrente desde a amostragem até a sua utilização como corrente de referência de um filtro ativo de potência monofásico.

Notou-se na referida revisão bibliográfica o baixo número de publicações preocupadas com o tipo de carga não-linear a ser compensada. A grande maioria das publicações está focada na compensação de cargas genéricas, deixando em segundo plano a discussão sobre as características das cargas produtoras de harmônicos. Este fato prejudica a avaliação dos métodos de compensação propostos, dificultando a reprodução dos respectivos resultados.

Uma das motivações para este trabalho está nas cargas não-lineares. Os circuitos eletrônicos dos controladores CA e dos retificadores estudados neste trabalho são formados por circuitos relativamente simples na sua forma construtiva, mas com comportamentos harmônicos complexos quando utilizados em sistemas elétricos monofásicos.

Tais características de funcionamento, ou seja, as formas de ondas de corrente e tensão tanto do controlador CA como do retificador, possibilitam um bom entendimento da influência dos dispositivos e circuitos eletrônicos baseados na eletrônica de potência na qualidade de energia do sistema elétrico no qual estão conectados.

O trabalho tem como objetivo principal apresentar o estudo de um método promissor alternativo baseado em redes neurais artificiais para a determinação do conteúdo harmônico da corrente de duas cargas não-lineares conhecidas. Estas cargas são encontradas principalmente em sistemas de iluminação. Para verificar a validade da proposta é utilizado um modelo do filtro ativo de potência (FAP) monofásico para a compensação seletiva da distorção harmônica do sistema.

Dentre os objetivos deste trabalho também estão o estudo e discussão de duas cargas não-lineares produtoras de harmônicos e o detalhamento da determinação harmônica de corrente de um sistema elétrico monofásico.

1.2. Contribuições do Trabalho

A principal contribuição do trabalho está na apresentação de forma detalhada de uma abordagem promissora para a determinação do conteúdo harmônico de corrente em sistemas

elétricos monofásicos. Tal abordagem está baseada em um método utilizando redes neurais artificiais.

O menor esforço computacional exigido pelo método proposto para se determinar o conteúdo harmônico também representa uma contribuição significativa.

O método proposto é aplicável para formas de onda periódicas e variáveis, o que difere dos diversos métodos apresentados na bibliografia consultada, representando mais uma contribuição.

Este trabalho também contribui com o estudo sobre a QEE focada nos harmônicos de corrente monofásica em ambientes industriais, comerciais e residenciais.

1.3. Justificativas do Trabalho

A determinação do conteúdo harmônico e a sua eliminação contribuem para a melhora na QEE. O primeiro serve para avaliar e o segundo diminui a degradação da QEE.

Para se adaptar à realidade atual do setor energético, onde problemas ambientais e de custos na geração de energia elétrica dificultam novos investimentos, há a necessidade de se obter o máximo de eficiência com a diminuição das perdas no sistema, isto é, deve-se melhorar a qualidade de energia do sistema. Uma forma de obter estes resultados é realizar o controle do fluxo da potência ativa, reativa e harmônica. Dentro deste aspecto há uma grande preocupação por parte dos consumidores com o fator de potência (*FP*) estipulado pelas concessionárias de energia [1, 2].

1.3.1. Eletrônica de Potência e a Qualidade de Energia Elétrica

A poluição harmônica gerada por cargas não-lineares monofásicas baseadas na EP individualmente é de pequena potência, mas quando usadas em grande quantidade em sistemas elétricos podem causar problemas significativos de distorção harmônica. Esta poluição não está restrita somente aos ambientes industriais, mas também está presente em

ambientes residenciais e comerciais. Ademais, o fluxo da corrente harmônica pelo sistema resulta em uma série de efeitos indesejáveis [1, 2].

Dentre as aplicações de equipamentos baseados na eletrônica de potência estão as seguintes: retificadores, fontes de tensão chaveadas, acionadores de velocidade variável, dispositivos a arco, dispositivos saturáveis, laminadores, entre outros. Estes equipamentos comportam-se como fontes de correntes harmônicas. Verifica-se que a distorção harmônica afeta todas as cargas ligadas em um ponto de acoplamento comum (PAC) do sistema elétrico de potência [1, 2].

1.3.2. Distorção Harmônica em Sistemas Elétricos

A distorção harmônica causa efeitos indesejados no sistema elétrico, tais como perdas adicionais pelo aquecimento (por exemplo, em máquinas rotativas), interferência nos mecanismos de operação de equipamentos de proteção, problemas de ressonância e aumento das perdas por aquecimento adicional em banco de capacitores paralelos. Outros problemas advindos desta distorção estão também relacionados com as sobretensões em sistemas de iluminação, degradação da exatidão de medidores de energia ativa tipo indução, efeitos indesejados nas características operacionais de relés de proteção, ruídos em sistemas de comunicação, entre outros [1].

Os consumidores finais estão mais preocupados com a confiabilidade do sistema e qualidade da energia elétrica fornecida pela concessionária, ou seja, preocupam-se com o funcionamento de seu equipamento sem problemas e sem interrupções. Outro fator importante refere-se às possíveis cobranças, por parte das concessionárias, do custo da degradação da QEE gerada pela distorção harmônica. Portanto, para a concessionária é interessante a resolução do problema próximo ao ponto de entrega e para os consumidores o problema deveria ser resolvido o mais próximo possível da carga geradora de distorção harmônica, ou

seja, no quadro de distribuição da sala onde está conectada a carga geradora de harmônicos [3].

1.3.3. Métodos para a Atenuação Harmônica

Para atenuar os problemas com a distorção harmônica em sistemas elétricos existem várias pesquisas que foram feitas ou estão se realizando na área da eletrônica de potência [30]. Existem praticamente dois métodos para determinar a solução do problema. O primeiro está baseado na solução preventiva, isto é, na melhora do desempenho do próprio equipamento fonte de harmônicos. Neste caso é utilizada uma técnica para a redução do conteúdo harmônico gerado por esta carga não-linear por meio de mudanças no circuito do próprio equipamento, por exemplo, o pré-regulador nos retificadores de tensão [35]. O segundo método consiste nas técnicas corretivas, isto é, na utilização de filtros para a compensação harmônica (por exemplo, filtros RLC sintonizados no 3º harmônico de corrente e em paralelo com a carga) [4].

Assim os problemas relacionados com a distorção harmônica podem ser resolvidos utilizando-se filtros com o objetivo de cancelar os componentes harmônicos do sistema. Há duas classes gerais de filtros para a correção da distorção harmônica. A primeira classe está baseada no uso de filtros passivos convencionais, mas é uma solução susceptível à ressonância tanto com a impedância de alimentação quanto com outras cargas do sistema. Além disso, estes filtros não são adequados para utilização em sistemas susceptíveis a cargas que apresentam conteúdos harmônicos variáveis. A segunda classe consiste em filtros ativos de potência ou híbridos (combinação filtro ativo e passivo). Os filtros ativos mostram-se como uma solução eficaz na correção da distorção harmônica de forma adaptativa [3-9].

Dentre as diversas configurações possíveis para a realização de um FAP, a topologia denominada de filtro ativo de potência paralelo (FAPP) é a que mais largamente tem sido utilizada atualmente. Sua configuração é constituída de um inversor de fonte de tensão

conectado em paralelo com a carga. Sua função é injetar uma corrente apropriada no PAC do sistema, cancelando os componentes harmônicos da corrente drenada da fonte de tensão [2-5].

1.3.4. Filtros Ativos de Potência em Paralelo com a Carga Não-Linear

As características de compensação de um FAPP são definidas principalmente pela estratégia utilizada para determinar o conteúdo harmônico da corrente de carga e para criar a corrente de referência do seu sistema de controle [10-14]. A determinação desta corrente de referência tem sido feita por meio de duas abordagens: a chamada abordagem no domínio do tempo (por exemplo, usando a teoria da potência ativa e reativa instantânea) [3, 11], e a abordagem no domínio da frequência (por exemplo, utilizando a análise de Fourier) [6, 7]. A estratégia no domínio da frequência possibilita a determinação dos componentes harmônicos de forma seletiva, ou seja, pode-se limitar a compensação harmônica até um determinado componente, por exemplo, o 20º componente. Quanto maior o número de componentes harmônicos, maior será o número de cálculos e mais complexo poderá ser o FAP [15].

No domínio da frequência a transformada discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform* - DFT) é uma técnica tradicional muito utilizada na análise espectral da corrente de carga [16]. Esta transformada é empregada de forma *online* (sistema em operação ou ligado) com o auxílio do algoritmo da transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT) que identifica os coeficientes de Fourier de forma mais eficiente do que a DFT, possibilitando a reconstrução do sinal digitalizado que pode ser utilizado como corrente de referência [16]. Neste trabalho não é discutido a eficiência da DFT e FFT. A FFT truncada também tem sido utilizada com o intuito de reduzir a resposta de tempo computacional intrínseco a esta técnica. Isto porque esta resposta se torna menor à medida que diminui o número de harmônicos envolvidos [6, 7, 16, 17].

1.3.5. Utilização de Redes Neurais Artificiais

Uma ferramenta alternativa à FFT é a utilização de sistemas inteligentes (SI) no processo de estimativa do conteúdo harmônico do sinal de corrente. Dentre os SI mais utilizados estão as redes neurais artificiais (RNA) [18-25]. Esta rede é treinada de forma *offline* (desacoplada do processo) utilizando os dados de treinamento levantados na análise de Fourier da corrente de carga estudada neste trabalho, ou seja, por meio da análise de Fourier o sinal é reconstruído considerando até o vigésimo componente harmônico. Logo após o sinal reconstruído é apresentado na entrada da RNA para se realizar o processo treinamento. Feito o treinamento, a RNA identifica de forma *online* (acoplada ao processo) cada componente harmônico com base nas amplitudes da corrente de carga amostradas e apresentadas na entrada da RNA.

O uso dos SI pode apresentar algumas vantagens em relação às metodologias convencionais, tais como poder separar os componentes harmônicos em meio ciclo da tensão da linha, além de seguir continuamente os harmônicos da corrente de carga e transferir estes dados para o sistema de aquisição e controle do FAPP [19, 20]. Em alguns casos a RNA pode identificar os principais coeficientes da série de Fourier em apenas um ciclo da forma de onda da tensão da rede [19]. Existe ainda a possibilidade de usar uma ou mais arquiteturas de RNA em conjunto no sistema de compensação harmônica, por exemplo, uma ADALINE (*Adaptive Linear Element*) para a determinação dos harmônicos e uma *Perceptron* Multicamadas (PMC) para o controle do filtro ativo [21].

Neste trabalho é proposto um método baseado em RNA para determinar os seis primeiros componentes harmônicos da corrente de carga, que servem para a determinação da corrente de referência do FAPP para a compensação seletiva. Portanto, neste trabalho o FAPP é utilizado como uma aplicação do método de determinação dos componentes harmônicos proposto.

São utilizadas duas cargas não-lineares para validar o método proposto, ambas com as suas características de funcionamento comportando-se como fontes de harmônicos [26]. A primeira carga é composta de um controlador CA monofásico alimentando um conjunto de três lâmpadas incandescentes de 100W cada, perfazendo um regulador de intensidade luminosa dessas lâmpadas (*dimmer*) [4]. As características dos componentes harmônicos da forma de onda de corrente periódica desta carga podem variar durante o regime estacionário. A segunda carga utilizada é formada por um retificador monofásico de onda completa a diodos com filtro capacitivo e uma carga resistiva na saída. Esta carga drena uma corrente em forma de pulsos relativamente estreitos (depende da relação resistor e capacitor - RC) que proporciona um alto conteúdo harmônico para o sistema. O treinamento da RNA é realizado de forma *offline*, por meio do conhecimento prévio do comportamento harmônico destas cargas não-lineares [4]. A base de dados sobre estas cargas é levantada por simulação e por experimentos realizados numa bancada de testes.

O trabalho apresenta ainda os resultados da determinação do conteúdo harmônico de corrente das cargas não-lineares e da simulação do funcionamento do FAPP usando o programa computacional Matlab/Simulink® [27, 28, 29]. A simulação serve para validar a operação do sistema estudado, verificar o seu desempenho além de permitir a sua otimização pela interação de seus parâmetros para a futura implementação do circuito eletrônico [30]. Na literatura consultada, existem exemplos da aplicação do Matlab/Simulink® na área de eletrônica de potência [22].

O sistema de determinação harmônica por RNA é implementado na prática utilizando os dados colhidos de uma bancada de testes contendo as cargas não-lineares estudadas. O objetivo deste método é obter um circuito que tenha eficiência e que exija um esforço computacional menos complexo do que os métodos convencionais [31]. Com base nos resultados práticos obtidos é possível analisar o comportamento do sistema e a viabilidade

técnica do método de identificação da corrente harmônica e da compensação harmônica do sistema de iluminação. O *software* (programa computacional) utilizado neste trabalho permite a análise do sistema com base nos modelos matemáticos, os quais podem determinar possíveis falhas dos componentes do sistema projetado antes de implementá-lo [30].

1.4. Organização do Trabalho

Este Capítulo 1 apresentou o tema principal deste trabalho, destacando os objetivos e as questões importantes que levaram a tratar do assunto.

É apresentada uma revisão sobre as definições básicas relacionadas com a QEE no Capítulo 2. Esta revisão tem o objetivo de demonstrar a relação entre a QEE e a eletrônica de potência.

No Capítulo 3 são apresentadas algumas soluções para a atenuação da distorção harmônica em sistemas monofásicos.

No Capítulo 4 é realizada uma introdução aos sistemas inteligentes e as suas aplicações na eletrônica de potência.

O Capítulo 5 apresenta as técnicas mais comuns para a determinação de componentes harmônicos de corrente, e um método alternativo promissor baseado em RNA.

No Capítulo 6 as características harmônicas e de funcionamento das cargas não-lineares estudadas neste trabalho são apresentadas.

No Capítulo 7 os resultados da determinação dos componentes harmônicos são apresentados.

No Capítulo 8 são apresentados os resultados da aplicação dos harmônicos estimados na atenuação da distorção harmônica utilizando um FAPP.

Finalmente, no Capítulo 9 as devidas conclusões sobre os resultados obtidos durante este trabalho são descritos e também são apresentadas algumas sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2.

Qualidade de Energia em Sistemas Elétricos

2.1. Introdução

A qualidade de energia elétrica tem um papel muito importante no sistema elétrico, principalmente em razão das cargas sensíveis às variações da forma de onda de tensão e/ou corrente de alimentação CA e do custo financeiro envolvido [32].

Neste capítulo são apresentados os conceitos básicos sobre QEE. Estes conceitos servem como base para a análise da influência das cargas não-lineares no sistema elétrico, ou seja, são caracterizados os efeitos da corrente não-linear destas cargas na distorção harmônica do sistema. São apresentados alguns termos usados na QEE, assim como os conceitos sobre harmônicos e fator de potência [32-35].

2.1.1. Organização do Capítulo

O conteúdo principal deste capítulo está organizado em três partes. A primeira parte, consistindo das Seções 2.2 a 2.4, fornece uma revisão dos fundamentos da teoria sobre a qualidade de energia elétrica. Na Seção 2.2 são discutidos os conceitos gerais sobre a qualidade de energia. Na Seção 2.3 a relação entre os harmônicos e a qualidade da energia é apresentada e na Seção 2.4 são discutidos alguns índices que auxiliam no entendimento e medição da qualidade de energia. O conhecimento sobre os harmônicos é fundamental para se entender o funcionamento do método de determinação harmônica proposto neste trabalho.

A segunda parte, consistindo da Seção 2.5, trata dos efeitos dos harmônicos em alguns equipamentos elétricos e eletrônicos.

Após a apresentação dos efeitos dos harmônicos, são comentadas algumas características de cargas produtoras de harmônicos na Seção 2.6. Estes conceitos servem como base para a análise das cargas não-lineares estudadas neste trabalho.

2.2. Qualidade de Energia

Equipamentos sensíveis e cargas não-lineares atualmente são mais comuns em setores industriais, comerciais e até em ambientes residenciais [33, 34]. Este fato traz uma maior preocupação por parte dos consumidores e usuários do sistema elétrico, principalmente em virtude da necessidade do funcionamento correto de seus equipamentos [32].

A qualidade de energia não está relacionada somente ao suprimento de tensão adequada e a continuidade do serviço, além disso, é imprescindível o fornecimento de uma forma de onda de tensão praticamente senoidal, ou seja, desprovida de deformações [35].

A energia elétrica fornecida é gerada e direcionada até as residências, centros comerciais e indústrias com certas medidas para se checar as ocasionais variações de tensões. Estas variações podem causar operações incorretas dos equipamentos elétricos nos diversos setores da instalação. Portanto, há a necessidade de se avaliar constantemente a tensão (forma de onda, simetria, amplitudes, entre outros) e frequência do sistema [35].

Um sistema elétrico ideal deve operar com tensões e correntes senoidais, frequência constante, tensão nominal constante, tensões trifásicas equilibradas e fator de potência unitário [33].

Existem alguns fenômenos que ocorrem e podem afetar a qualidade de energia elétrica do sistema, tais como as distorções harmônicas de tensão e/ou corrente, os afundamentos e/ou elevações de tensão, as interrupções, flutuações de tensão, oscilações, ruídos, sobretensões, subtensões, entre outros fenômenos [36].

A QEE pode ser definida como qualquer alteração na forma de onda ou problema manifestado na tensão, na corrente ou no desvio de frequência que resultam em funcionamentos falhos ou alterações no funcionamento esperado de equipamentos dos consumidores. Esta definição considera os fenômenos presentes no sistema e que podem degradar a QEE [32, 33].

No passado os equipamentos eram mais simples e robustos e poucos sensíveis às variações na tensão de alimentação e aos fenômenos que degradam a QEE. Alguns tipos de variações no sistema não eram sentidas e muito menos notadas pelas cargas. No entanto, atualmente os equipamentos são mais sensíveis e dependem de uma qualidade de energia de alto nível, isto faz com que os consumidores tenham a expectativa de operação sem nenhum tipo de interrupção ou mau funcionamento [34].

As principais definições de qualidade de energia são as seguintes [33]:

- distorção harmônica (*Harmonic Distortion*): alteração na forma de onda senoidal padrão da tensão ou corrente por causa de um equipamento gerando frequências diferentes das de 60 ciclos por segundo (sistema elétrico brasileiro);
- entalhes (*Notching*): é um distúrbio periódico de tensão causado pela operação normal de dispositivos baseados na eletrônica de potência (como os conversores estáticos) quando a corrente é comutada de uma fase para outra;
- afundamento (*Dip* ou *Sag*): qualquer diminuição na tensão de pequena duração (menor do que 1 minuto);
- elevação (*Swell*): qualquer aumento de tensão de pequena duração (menor do que 1 minuto);
- transitório (*Transient*, *Spike* ou *Surge*): um aumento inesperado no nível de tensão que tipicamente permanece por menos de 1/120 de um segundo;
- interrupção (*Interruption* ou *Outage*): completa perda de energia elétrica;

- interrupção momentânea (*Momentary Outage*): uma pequena interrupção na energia permanecendo entre 1/30 (dois ciclos) de 1 s a 3 s;
- distúrbio (*Disturbance*): uma variação de tensão. Comumente, após a operação incorreta de determinado equipamento elétrico, por razões desconhecidas, o seu mau funcionamento será relacionado ao distúrbio de tensão;
- oscilação ou tremulação (*Flicker*): variação de tensão de pequena duração, mas longa o necessário para ser percebida pelos olhos humanos como uma oscilação de tensão;
- ruído (*Noise*): qualquer sinal elétrico indesejado de alta frequência que altera a forma de tensão padrão (onda senoidal);
- sobretensão (*Overvoltage*): aumento do nível de tensão acima do normal (10% ou mais), com duração superior a um minuto;
- subtensão (*Drop* ou *Undervoltage*): queda ou diminuição de tensão por causa da partida de grandes motores ou perda de alimentadores ou transformadores sob carga. Algumas vezes é empregado para descrever afundamentos de tensão (*voltage sags*) ou subtensões (*undervoltage*).

2.3. Harmônicos e a Qualidade de Energia

Um dos principais problemas da qualidade de energia é a distorção da corrente ou tensão de um sistema elétrico de potência [32]. Esta distorção é geralmente expressa em termos de frequências harmônicas, as quais são múltiplos inteiros da frequência fundamental [36]. A distorção harmônica é geralmente quantificada pela distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion - THD*), que é uma medida efetiva do valor da distorção harmônica. A extensão da distorção harmônica depende da frequência, amplitude e fase do conjunto de harmônicos em relação ao componente fundamental da fonte de alimentação CA (60 Hz). A FIGURA 2.1 ilustra como exemplo três formas de onda de componentes harmônicos que

fazem parte da corrente de carga não-linear de um sistema elétrico, num período da tensão de linha. O terceiro componente harmônico se repete três vezes neste período. As características gerais dos harmônicos são:

- harmônicos de ordem par, 2º, 4º, 6º,..., resultam numa forma de onda assimétrica, isto é, a porção negativa difere da porção positiva no ciclo completo;
- harmônicos de ordem ímpar, 3º, 5º, 7º,..., não alteram a simetria da forma de onda.

Os harmônicos são causados principalmente por cargas não-lineares [34]. A crescente utilização de cargas drenando corrente não senoidal acarreta no proporcional aumento dos problemas com a distorção harmônica em sistemas elétricos de potência. Dentre as cargas, fontes convencionais de harmônicos, mais comuns estão: *drivers* (acionadores) de máquinas elétricas, chaveamento de fontes de potência, controle de temperatura, reatores para lâmpadas de descarga, fontes de potência ininterruptas, retificadores de alta potência para sistemas de transmissão e muitos outros.

FIGURA 2.1: Componentes harmônicos de corrente

A corrente harmônica gerada por estas cargas não-lineares pode comprometer a qualidade da tensão de alimentação do sistema elétrico em que estão inseridas, isto em razão da interação da corrente não-senoidal da carga não-linear com a reatância do sistema

alimentador, dando origem a uma tensão distorcida no PAC, como está ilustrado na FIGURA 2.2 [32, 33].

FIGURA 2.2: Tensão harmônica causada pela corrente drenada pela carga

2.3.1. Perturbações Causadas por Harmônicos

Basicamente, uma perturbação é todo efeito indesejado verificado no sistema elétrico que pode ser causado pela distorção harmônica em um sistema sob forte poluição harmônica.

A poluição harmônica gerada pelos equipamentos (que solicitam corrente não senoidal) não está restrita somente às plantas industriais (iluminação do recinto de produção, escritórios, almoxarifados, laboratórios, áreas externas, entre outros), mas também está presente em ambientes residenciais e comerciais (computadores pessoais, iluminação, fontes em geral, entre outros). Nestes ambientes é verificado que a distorção harmônica afeta todas as cargas conectadas ao PAC do quadro de distribuição terminal e até no circuito de distribuição elétrica do recinto [1, 2].

Podem ocorrer alguns problemas que estão associados às distorções harmônicas.

Dentre eles estão:

- baixo fator de potência;
- interferências eletromagnéticas;

- aquecimento excessivo em transformadores;
- sobrecorrentes em bancos de capacitores;
- erros em equipamentos de medição e controle.

2.4. **Potência e Fator de Potência**

A QEE pode ser avaliada com base em alguns parâmetros de desempenho. O *FP* é um destes parâmetros e está relacionado à distorção harmônica e à potência reativa do sistema [33].

Em qualquer configuração que cause uma corrente de entrada não senoidal ou até senoidal, mas fora de fase com a tensão de entrada resulta em um fator de potência pequeno e conseqüente redução da potência ativa disponível para a carga alimentada [37]. A distorção harmônica em sistemas elétricos dificulta o cálculo da potência e do *FP*. Isto se deve ao fato de que na maioria das vezes o cálculo utiliza o método clássico para circuitos monofásicos senoidais puros, o qual considera a forma de onda de tensão e de corrente muito próximas de uma senóide pura. No entanto, com o aumento das distorções harmônicas um novo conjunto de quantidades de potência é apresentado, mas permanecem válidas nas situações clássicas [38].

Considerando-se, um sistema com a tensão de alimentação senoidal pura com frequência fundamental e uma corrente drenada da fonte não-senoidal, conforme as Expressões (2.1) e (2.2), respectivamente, existem três quantidades utilizadas em circuitos senoidais associadas com a potência, que são a *S*, *P* e *Q* [33].

$$v_s(t) = V_m \sin \omega t \quad (2.1)$$

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (2.2)$$

A potência aparente *S* é a potência total fornecida pelo sistema de alimentação e utilizada na indicação de características de equipamentos. Para um sistema com tensão

senoidal e corrente não senoidal a potência S está envolvida com a frequência fundamental da fonte e todas as outras frequências harmônicas geradas pela corrente não-linear solicitada pela carga [33].

A potência ativa P é a potência média, aquela que é fornecida à carga. Esta potência está relacionada somente com o componente fundamental, conforme a Expressão (2.3).

$$P = V_{RMS} \cdot I_{1RMS} \cdot \cos(\varphi_1 - \theta_1) \quad (2.3)$$

A potência reativa Q representa a parcela que oscila entre a carga e a fonte, o que é indesejável sob o ponto de vista da transferência de energia, conforme a Expressão (2.4). Esta potência envolve somente a frequência fundamental da fonte e é responsável pelo fator de deslocamento (FD) [32, 37].

$$Q = V_{RMS} \cdot I_{1RMS} \cdot \sin(\varphi_1 - \theta_1) \quad (2.4)$$

A potência reativa, na presença de distorção harmônica, possui outra quantidade, a potência harmônica H . Esta potência envolve todas as frequências harmônicas, isto é, representa todos os produtos vetoriais de tensão e corrente com frequências diferentes [33]. A potência aparente total S pode ser expressa como na Expressão (2.5) e a potência harmônica é apresentada na Expressão (2.6).

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + H^2} \quad (2.5)$$

$$H = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (2.6)$$

As quantidades de potência para uma situação com distorção harmônica estão ilustradas no gráfico vetorial tridimensional chamado de tetraedro de potências. Este gráfico é mostrado na FIGURA 2.3.

Segundo Dugan [33], o FP é a razão entre a potência ativa total e a potência aparente total do sistema. Estas potências são fornecidas pela fonte de alimentação CA durante um período. Sendo assim, o FP está representado na Expressão (2.7).

FIGURA 2.3: Relação vetorial dos componentes da potência aparente S

Verifica-se que ainda existe erro na utilização do FP , pois em alguns casos há a confusão entre este fator e o FD , que é o cosseno do ângulo entre a forma de onda de corrente e da tensão do sistema. O FD pode ser considerado como FP somente em sistemas senoidais com carga linear, isto é, sem distorção harmônica, como as formas de onda ilustradas na FIGURA 2.4 [34, 38].

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{rms} * I_{rms}} \quad (2.7)$$

FIGURA 2.4: Forma de onda de corrente defasada em relação à tensão

Considerando a definição de valor médio e valor RMS (eficaz) de funções, obtém-se a expressão para a potência média P e as expressões do valor RMS da tensão e da corrente, como ilustrado na Expressão (2.8) [36].

$$FP = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t)dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t)dt}} \quad (2.8)$$

A potência reativa gerada pela corrente de carga causa o FD do sistema, conforme a Expressão (2.9). Já a distorção harmônica, que é quantificada pela THD na Expressão (2.10), é responsável pelo fator de distorção ($FDist$) do sistema, conforme a Expressão (2.11). Sendo assim, tanto o FD como o $FDist$ modificam o fator de potência do sistema, cujo valor pode ser calculado utilizando a Expressão (2.12) [37].

$$FD = \cos \phi_1 = \cos(\varphi_1 - \theta_1) \quad (2.9)$$

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2.10)$$

$$FDist = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad (2.11)$$

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \cos \phi_1 \quad (2.12)$$

A THD influi diretamente na corrente RMS da carga e pode ser apresentada como na Expressão (2.13).

$$I_{RMS} = \frac{I_1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + THD^2} \quad (2.13)$$

O baixo FP em conjunto com uma elevada distorção harmônica pode causar a limitação da potência máxima drenada da linha de alimentação [34].

2.5. Efeitos da Distorção Harmônica nos Dispositivos

Conhecidos os problemas de QEE e uma forma de quantificar a distorção harmônica presente no sistema, agora são apresentados alguns efeitos causados por este fenômeno nos equipamentos e dispositivos conectados ao mesmo sistema sob poluição harmônica.

A presença de harmônicos no sistema elétrico causadas por cargas não-lineares é inevitável nos sistemas modernos [33]. Existem alguns sintomas típicos que indicam a presença de harmônicos no sistema sob análise. Dentre estes sintomas têm-se:

- atuação indevida de proteções sem causa detectável;
- danos em bancos de capacitores para correção do fator de deslocamento;
- queima de fusíveis sem sobrecarga aparente;
- queima de motores de indução;
- sobreaquecimento de transformadores;
- falhas de chaveamento/atuação da proteção de conversores estáticos;
- falhas de isolamento nos dispositivos elétricos;
- falhas em sistemas computacionais;
- sobreaquecimento do condutor neutro;
- tensões elevadas entre neutro e terra;
- flutuações da imagem de vídeo;
- interferência nos sistemas telefônicos e de comunicação de dados.

Os harmônicos podem causar alguns efeitos indesejáveis no sistema. Estes efeitos são sentidos por todos os equipamentos conectados ao sistema, mesmo as cargas que são fontes de harmônicos sofrem com as distorções produzidas por elas mesmas.

A presença de um elevado conteúdo harmônico resulta em perdas maiores em todos dispositivos e o aumento das paradas por falha de operação. Além disso, a manutenção nestes sistemas se torna mais difícil, pois há uma maior dificuldade em se encontrar os defeitos e as suas causas [36].

A seguir são apresentados alguns exemplos dos efeitos causados pela distorção harmônica.

2.5.1. Efeitos em Motores

As máquinas rotativas (indução e síncrona) têm a eficiência e o torque disponível afetados pelo acréscimo do aquecimento em razão do aumento das perdas no ferro e cobre.

Outro fenômeno que afeta as máquinas rotativas é o aumento do ruído audível se comparado com a alimentação senoidal [36].

Existe ainda a presença de harmônicos no fluxo, produzindo alterações no acionamento, dando origem aos componentes de torque reverso.

Um outro problema relacionado com os harmônicos é a influência das capacitâncias parasitas (entre espiras e entre enrolamentos) que podem realizar acoplamentos não desejados e, eventualmente, produzir ressonâncias no próprio dispositivo.

2.5.2. Efeitos em Cabos de Alimentação

Os cabos de alimentação têm um considerável aumento nas perdas por causa dos harmônicos em função do efeito pelicular, ou seja, este efeito restringe a secção condutora para componentes de alta frequência. Além disso, há o aumento da resistência do condutor em razão dos campos magnéticos gerados pelos demais condutores nas suas adjacências [36].

2.5.3. Ressonância em Circuitos Passivos

O maior problema causado pela ressonância gerada pela presença de harmônicos é a alteração na impedância do circuito com capacitores, indutores e resistores para uma determinada frequência de sintonia f_0 , conforme a Expressão (2.14). Estas ressonâncias podem amplificar as correntes e/ou tensões no sistema elétrico [35].

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.14)$$

Na frequência de ressonância ($X_L = X_C$) a impedância do circuito pode se tornar muito baixa para a ressonância em série ou muito alta para ressonância paralela.

Uma carga conectada ao PAC funcionando como uma fonte de corrente harmônica pode excitar um circuito LC causando, para uma determinada frequência, a ressonância entre a impedância do sistema e a do banco de capacitores, conforme a FIGURA 2.5.

FIGURA 2.5: Circuito com ressonância paralela

Outro tipo de ressonância que pode ocorrer no sistema é a ressonância em série. Esta ressonância pode ocorrer em alguns sistemas onde a impedância equivalente do transformador em série com a do banco de capacitores, apresentam o mesmo valor em uma determinada frequência. Isto origina correntes de valores elevados. Esta configuração é mostrada na FIGURA 2.6 [32, 35].

FIGURA 2.6: Circuito com ressonância em série

2.5.4. Efeitos nos Transformadores

Nos transformadores, os harmônicos causam ruídos audíveis e um aumento do aquecimento no enrolamento. As correntes harmônicas causam ainda o aumento nas perdas no cobre e nas perdas por causa do fluxo de dispersão. Se houver harmônicos de tensão, existe o aumento das perdas no ferro.

Em sistemas trifásicos há a circulação de harmônicos de sequência zero (harmônicos múltiplos de 3) nos enrolamentos conectados em delta. Em função disto existem os transformadores que utilizam o fator K (*K-Rated Transformers*). Estes transformadores levam em conta o calor adicional quando o mesmo opera com correntes e tensões harmônicas [36].

2.5.5. Efeitos em Capacitores

O principal problema causado pelos harmônicos em capacitores está relacionado com a ocorrência de ressonância. Ela pode causar tensões e correntes mais elevadas do que os valores nominais [36].

Com os harmônicos de alta frequência no sistema, a impedância dos capacitores é diminuída, acarretando no sobreaquecimento e em esforços no dielétrico do capacitor. Isto resulta na diminuição da vida útil do capacitor.

Todos os capacitores do sistema estão sujeitos ao efeito dos harmônicos, até mesmo os utilizados na partida de motores de indução monofásicos ou aqueles empregados em circuito *snubbers* [36].

2.6. Cargas Produtoras de Harmônicos

Para entender os harmônicos e os problemas relacionados a este fenômeno é necessário compreender as características das cargas produtoras destes harmônicos.

Os harmônicos podem ser produzidos por conversores estáticos ou reatores saturáveis, isto é, pelo processo de chaveamento dos equipamentos baseados na eletrônica de potência ou por causa da corrente de magnetização dos transformadores [32]. Neste trabalho somente as cargas não-lineares baseadas em conversores estáticos são estudadas.

Este tipo de carga geralmente solicita corrente não-senoidal da fonte de alimentação CA, o que caracteriza o comportamento não-linear deste dispositivo [36].

As cargas não-lineares que drenam corrente não senoidais da fonte de alimentação CA podem ser classificadas como [6]:

- identificadas: retificadores de alta potência, cicloconversores, fornos à arco, etc;
- não identificadas: retificadores de baixa potência, controladores CA, etc.

Portanto, as cargas produtoras de harmônicos são caracterizadas como identificadas quando as concessionárias a monitoram em um consumidor em virtude da sua alta potência no sistema de distribuição elétrica [6]. Já as cargas não identificadas só são sentidas pelas concessionárias quando estão em grandes quantidades em um consumidor [6].

As cargas não-lineares baseadas em conversores estáticos podem apresentar comportamento como uma fonte de tensão harmônica (carga capacitiva) ou como uma fonte de corrente harmônica (carga indutiva), conforme as FIGURAS 2.7 e 2.8, respectivamente [26]. Tais comportamentos também estão relacionados às impedâncias presentes no sistema [26, 39].

FIGURA 2.7: Carga caracterizada como fonte de tensão harmônica

FIGURA 2.8: Carga caracterizada como fonte de corrente harmônica

2.7. Conclusão

Neste capítulo foram discutidos os conceitos básicos sobre QEE. Alguns fenômenos importantes que degradam a QEE foram tratados. Dentre estes fenômenos a distorção harmônica é a que mais se mostrou relacionada com os problemas causados pelos equipamentos baseados na eletrônica de potência, ou seja, com a corrente harmônica produzida pelos conversores estáticos de energia.

Sendo assim, com base no exposto acima, este trabalho trata com os harmônicos de corrente produzidos tanto por uma carga representada por um retificador a diodo com filtro capacitivo, como por uma carga formada por um controlador CA (*dimmer*).

Capítulo 3.

Formas de Atenuação dos Harmônicos

3.1. Introdução

Neste capítulo é apresentada uma revisão sobre alguns métodos para a compensação da distorção harmônica de corrente de forma preventiva ou corretiva. Esta compensação tem como objetivo diminuir a degradação da QEE.

Em sistemas com um número elevado de cargas não-lineares e com um valor alto da *THD* impõem-se a necessidade de se utilizar filtros do tipo passivo ou ativo para a correção harmônica. No entanto, existe a possibilidade de utilizar o condicionamento da própria carga produtora de harmônicos de forma preventiva [40].

3.1.1. Organização do Capítulo

Neste capítulo o material está organizado em três partes. Na primeira parte do capítulo, consistindo da Seção 3.2, é apresentado de forma concisa um método para tratar da geração harmônica por meio de modificações no circuito da carga geradora destes harmônicos.

A segunda parte do capítulo, consistindo da Seção 3.3, discute a atenuação harmônica utilizando filtros passivos.

A última parte do capítulo, consistindo da Seção 3.4, apresenta os aspectos básicos sobre filtros ativos de potência para a compensação da distorção harmônica.

3.2. Atenuação com Condicionamento da Carga

A distorção harmônica pode ser tratada de forma preventiva. Isto com a utilização de circuitos auxiliares às cargas não-lineares comumente utilizadas nos sistemas elétricos de baixa potência. Esta alternativa evita ou diminui a poluição harmônica gerada pela carga não-linear condicionada.

O circuito dos pré-reguladores de fator de potência é um exemplo de condicionamento da carga. Neste caso existem duas configurações possíveis. A primeira consiste na utilização de capacitores e indutores, que forma uma solução passiva. A segunda é baseada em um circuito eletrônico chaveado [41].

A solução passiva para o condicionamento da carga, que não provoca a redução do componente fundamental da tensão, emprega filtro LC paralelo sintonizado (por exemplo, no 3º harmônico) na entrada do retificador, conforme ilustrado na FIGURA 3.1 [42, 43].

FIGURA 3.1: Filtro LC de entrada

A solução para o condicionamento utilizando circuitos eletrônicos ativos é baseada nos pré-reguladores de *FP*. Estes circuitos empregam chaves semicondutoras controladas e associadas aos elementos passivos do circuito, tais como indutores e capacitores, conforme apresentado na FIGURA 3.2. As topologias com um único estágio de correção do fator de potência são mais atraentes do ponto de vista econômico. Isto por causa da tremulação luminosa menor, alto fator de potência e alta eficiência quando comparado aos reatores eletrônicos convencionais [41].

FIGURA 3.2: Circuito básico de um pré-regulador de *FP*

3.3. Solução Usando Filtros Passivos

Os filtros para a compensação harmônica funcionam de forma corretiva, isto é, não fazem parte do circuito da carga não-linear existente no sistema. Estes filtros atuam no sistema elétrico no qual esta carga está inserida [36, 44].

Os filtros passivos criam um caminho de baixa impedância para que as correntes harmônicas possam fluir com pequeno retorno para o resto do sistema. Geralmente estes filtros se utilizam de várias seções em derivação sintonizados em uma determinada frequência harmônica, por exemplo, um filtro sintonizado no 3º harmônico, outro no 5º harmônico, e assim por diante. O circuito RLC série é a configuração comumente utilizada como filtro passivo. Esta configuração é geralmente formada por um resistor, um indutor e um capacitor ligados em série num ramo em paralelo com as cargas não-lineares. Esta conexão é realizada no PAC do sistema ou próximo à carga não-linear [36].

Os cálculos do filtro RLC são baseados no equacionamento clássico de circuitos, onde a frequência de ressonância do filtro é fixada na frequência do harmônico de interesse. A FIGURA 3.3 mostra uma configuração básica de um filtro sintonizado simples em paralelo com a carga [36].

Existe ainda a possibilidade de se utilizar o filtro passa alta de primeira, segunda e terceira ordem para a eliminação da corrente harmônica, como ilustrado na FIGURA 3.4 [32, 36].

FIGURA 3.3: Circuito de um sistema com filtro passivo

FIGURA 3.4: Filtros passivos passa-alta de (a) primeira ordem, (b) segunda ordem e (c) terceira ordem

3.4. Solução Usando Filtros Ativos de Potência

A idéia de filtro ativo para a filtragem da distorção em sistemas elétricos aparece na literatura por volta dos anos 70 [44].

O termo filtro ativo é genérico e pode ser empregado a um grupo de circuitos da eletrônica de potência (EP) formados por dispositivos semicondutores para o chaveamento de potência. Estes dispositivos funcionam em conjunto com circuitos armazenadores de energia caracterizados pela presença de capacitores e indutores. O filtro ativo depende da escolha de sua aplicação para a definição exata de seu circuito de potência [6].

Sendo assim, nesta seção são apresentadas algumas definições sobre os FAP. Estas definições servem para fundamentar o conhecimento teórico sobre o assunto e fornecer subsídios para a escolha de um FAP para a compensação da corrente harmônica.

3.4.1. Filtros Ativos de Potência

Basicamente um filtro ativo detecta a corrente harmônica da forma de onda de linha ou da carga não-linear (ou conjunto de cargas), então gera uma corrente adequada para cancelar estes harmônicos. Isto elimina ou atenua a distorção harmônica do sistema [45]. Portanto, um FAP consiste em um equipamento baseado na eletrônica de potência que vem auxiliar na melhora da qualidade da energia em sistemas elétricos [45].

Com a compensação harmônica ocorre a conseqüente melhora no *FP* do sistema elétrico onde está inserido. O *FP* pode chegar a valores próximos da unidade. Isto é possível desde que o FAP compense o *FDist* e corrija o *FD* do sistema [12, 37].

O FAP é baseado em um conversor estático ou em um conjunto de conversores associados [3, 6, 10, 13]. Na maioria das aplicações, encontradas na literatura consultada [1-10], são utilizados inversores (conversores CC-CA) fonte de tensão com modulação em largura de pulso (PWM). Este inversor é conectado ao sistema elétrico por meio de um filtro indutivo. O FAP pode compensar os harmônicos em sistemas trifásicos, a três ou quatro fios, e em sistemas monofásicos [3, 12].

3.4.2. Classificação de Um Filtro Ativo de Potência

Os filtros ativos podem ser classificados de acordo com o seu tipo de configuração, circuito de potência e sistema de controle. A classificação possibilita a separação das várias linhas de pesquisas existentes atualmente sobre FAP, além de possibilitar uma melhor comparação entre estas pesquisas [2, 7, 46].

Em relação ao tipo de configuração existem dois tipos fundamentais [6, 45]. O primeiro é o FAP em paralelo com a carga produtora de harmônicos. O segundo tipo é o FAP série, que funciona como um amortecedor harmônico, isolando os harmônicos de tensão da carga. Existem outras configurações possíveis de se realizar, podendo incluir a associação de componentes passivos ao sistema, ou até realizar a associação de um filtro paralelo com um filtro série, este circuito híbrido pode ser denominado condicionador de energia, pois é capaz de tratar dos harmônicos e, por exemplo, do afundamento momentâneo de tensão. Na FIGURA 3.5 são ilustradas algumas configurações de um sistema com FAP. A escolha do tipo de configuração deve ser baseada em critérios técnicos e também nos aspectos econômicos envolvidos tanto no projeto como na implementação do FAP [33].

FIGURA 3.5: Filtro ativo em (a) paralelo, (b) série, (c) paralelo mais um filtro passivo em paralelo e (d) série mais um filtro passivo em série

O FAP colocado em paralelo com carga não-linear é a configuração mais usada, funcionando como uma fonte de corrente harmônica, como apresentado no diagrama de blocos funcionais da FIGURA 3.6 [10, 12, 46].

FIGURA 3.6: Diagrama de blocos do sistema com um filtro ativo do tipo paralelo

Conhecido o tipo de configuração, é necessário realizar a escolha do conversor a ser utilizado como circuito de potência do filtro ativo. Nota-se na literatura consultada [1-10] a existência de algumas pesquisas envolvendo modificações no conversor estático que serve como circuito de potência de um filtro ativo. Pode-se citar o emprego de um inversor com o ponto de neutro grampeado como um exemplo de circuito de potência. No entanto, não há o propósito, neste trabalho, de efetuar mudanças no inversor do tipo fonte de tensão a ser utilizado [31, 46].

3.4.3. Compensação da Corrente Harmônica e Reativa

Na compensação no domínio da frequência a determinação das amplitudes e fases dos componentes harmônicos e os cálculos para a compensação harmônica e reativa da corrente são realizados pelo algoritmo computacional do controle do filtro ativo [5, 46]. No domínio do tempo estes cálculos são, na verdade, realizados por circuitos eletrônicos (*hardware*) dedicados, o que pode tornar o filtro ativo mais complexo [47]. Sendo assim, tendo em vista o método de determinação harmônica deste trabalho, é dado ênfase na compensação no domínio da frequência, pois o acesso a cada componente possibilita a compensação do conteúdo

harmônico de corrente de forma seletiva e a correção do FD do componente fundamental da fonte de alimentação CA [12].

Para tratar da compensação harmônica e reativa do sistema elétrico devem-se definir algumas grandezas de potência [38].

Em um sistema com tensão senoidal e corrente não senoidal existe a presença de componentes harmônicos com suas respectivas amplitudes e ângulos de fases que causam a distorção da forma de onda. As FIGURAS 3.7 e 3.8 ilustram um exemplo destes componentes que são produzidos por um controlador CA (resultado de simulação para $\alpha=90^\circ$) [4].

Da compensação harmônica utilizando um FAPP resulta na melhora do FP graças à compensação dos componentes harmônicos com frequências acima da frequência fundamental, além da correção do ângulo de fase destes componentes. Isto faz com que a corrente compensada harmônica fique em fase com a tensão de alimentação CA, conforme ilustrado na FIGURA 3.9. Portanto, com a correção do $FDist$ e do FD pode haver uma melhora considerável no FP do sistema [12, 33, 37].

FIGURA 3.7: Espectro harmônico da corrente de um *dimmer* com $\alpha=90^\circ$

FIGURA 3.8: Ângulos de fase dos harmônicos de um *dimmer* com $\alpha=90^\circ$

FIGURA 3.9: Tensão e corrente da fonte de alimentação após a compensação de todos os harmônicos da corrente e da correção do *FD* (resultado de simulação)

Para determinar a corrente de compensação reativa e harmônica que pode ser compensada pelo filtro ativo, é necessário utilizar a análise de circuitos convencionais considerando que o sistema está em regime permanente. Desta forma a fonte de tensão instantânea senoidal pura do circuito pode ser representada como na Expressão (3.1).

$$v_s(t) = V_m \sin \omega t \quad (3.1)$$

A corrente instantânea total drenada por uma carga não-linear apresenta um componente fundamental, além de outros componentes de frequências múltiplas da fundamental (harmônicos), como na Expressão (3.2) [48].

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3.2)$$

Assim, a potência instantânea será:

$$p(t) = v_s(t)i_L(t) \quad (3.3)$$

Logo, a potência instantânea pode ser expressa como:

$$\begin{aligned} p(t) = & V_m I_1 \sin^2 \omega t \cos \theta_1 + V_m I_1 \sin \omega t \cos \omega t \sin \theta_1 \\ & + \sum_{n=2}^{\infty} V_m \sin \omega t I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Note que a potência instantânea consiste de três termos. O primeiro é representado por p' e pode ser denominado como a potência média ou ativa instantânea. O segundo é a potência reativa instantânea p_q . O terceiro termo pode ser chamado de potência harmônica instantânea e seu símbolo é p_h . Portanto, estas potências podem ser representadas pela Expressão (3.5).

$$p(t) = p'(t) + p_q(t) + p_h(t) \quad (3.5)$$

Valendo-se das Expressões (3.4) e (3.5), tem-se as Expressões (3.6), (3.7) e (3.8).

$$p'(t) = V_m I_1 \sin^2 \omega t \cos \theta_1 \quad (3.6)$$

$$p_q(t) = V_m I_1 \sin \omega t \cos \omega t \sin \theta_1 \quad (3.7)$$

$$p_h(t) = \sum_{n=2}^{\infty} V_m \sin \omega t I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3.8)$$

No processo de filtragem no PAC a corrente drenada da fonte de alimentação CA pode ser representada pela Expressão (3.9).

$$i_s(t) = i_L(t) - i_f(t) \quad (3.9)$$

Considere que o FAPP do sistema ilustrado na FIGURA 3.5 (a) forneça todos os harmônicos de corrente no PAC, então a corrente instantânea fornecida pela fonte torna-se senoidal, mas defasada de θ_1 em relação à tensão de alimentação CA, conforme a Expressão (3.10).

$$i_s(t) = \frac{p'(t) + p_q(t)}{v_s(t)} = I_1 \sin(\omega t + \theta_1) \quad (3.10)$$

A corrente de compensação pode ser calculada usando a Expressão (3.11).

$$i_f(t) = \frac{p_f(t)}{v_s(t)} = \frac{p_h(t)}{v_s(t)} = \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) = i_h(t) \quad (3.11)$$

Admitindo-se agora que o FAPP forneça os componentes harmônicos de corrente e a potência reativa do sistema. Dessa forma, a corrente instantânea fornecida pela fonte pode ser representada como na Expressão (3.12). Esta corrente contém somente o componente ativo drenado pela carga e está em fase com a tensão de alimentação CA.

$$i_s(t) = \frac{p'(t)}{v_s(t)} = I_1 \cos \theta_1 \sin \omega t \quad (3.12)$$

Sendo assim, obtém-se a corrente de compensação com base na potência instantânea fornecida pelo FAPP, conforme a Expressão (3.13).

$$i_f(t) = \frac{p_f(t)}{v_s(t)} = \frac{p_q(t) + p_h(t)}{v_s(t)} = I_1 \sin \theta_1 \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3.13)$$

Portanto, o FAPP pode injetar no PAC a corrente reativa $\{i_q(t)\}$ e a corrente de compensação harmônica $\{i_h(t)\}$ para compensar a corrente drenada pela carga não-linear. A corrente do FAPP pode ser representada na Expressão (3.14).

$$i_f(t) = I_1 \sin \theta_1 \sin(\omega t + 90^\circ) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) = i_q(t) + i_h(t) \quad (3.14)$$

A corrente reativa e a corrente harmônica de compensação são representadas pelas Expressões (3.15) e (3.16) respectivamente [12, 48].

$$i_q(t) = I_1 \sin \theta_1 \sin(\omega t + 90^\circ) \quad (3.15)$$

$$i_h(t) = \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3.16)$$

Supondo que o FAPP forneça somente os cinco primeiros harmônicos acima do componente fundamental para a eliminação harmônica, conforme a Expressão (3.17). Dessa forma, a fonte fornece o componente fundamental e todos os harmônicos que não são eliminados pelo FAP, como apresentado na Expressão (3.18). Para compensação também dos reativos para esta situação, têm-se as Expressões (3.19) e (3.20).

$$i_f(t) = \sum_{n=3}^{11} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3.17)$$

$$i_s(t) = i_L(t) - i_f(t) = I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{n=13}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3.18)$$

$$i_f(t) = I_1 \sin \theta_1 \sin(\omega t + 90^\circ) + \sum_{n=3}^{11} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3.19)$$

$$i_s(t) = i_L(t) - i_f(t) = I_1 \cos \theta_1 \sin \omega t + \sum_{n=13}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3.20)$$

3.4.4. Abordagem no Domínio da Frequência

Definidos o tipo de configuração e o circuito de potência a ser usado, deve-se determinar qual tipo de abordagem será utilizada no projeto de um filtro ativo. Existem algumas dificuldades em se determinar com exatidão qual a abordagem está sendo usada na literatura consultada [5, 6, 26, 46]. No entanto, é possível verificar que a abordagem no domínio da frequência está associada à análise de Fourier [7, 8, 46].

A estimativa da corrente harmônica tem como objetivo conhecer as amplitudes e fases de cada componente harmônico do sinal amostrado para se eliminar os componentes

harmônicos indesejados. Em alguns casos do processo a estimativa exige muito tempo e memória computacional para fornecer o resultado em tempo real [22].

É possível utilizar tanto um filtro adaptativo IIR (*Infinite Impulse Response*), como a transformada de Fourier para se determinar os componentes harmônicos individuais da forma de onda desejada. O primeiro filtro funciona isolando as senóides não distorcidas e necessita de um hardware muito complexo. Já o segundo filtro faz uma amostragem no domínio do tempo e digitaliza este sinal que é transformado pela FFT [22].

A análise de Fourier modificada pode ser encontrada em conjunto com sistemas utilizando processadores digitais de sinais (DSP), RNA e sistemas *fuzzy* (SF), conforme a literatura consultada [5, 46]. No caso dos DSP verifica-se a existência de um algoritmo baseado na série de Fourier modificada, o que resulta na melhora do desempenho do filtro ativo. Para filtros ativos com o sistema de controle baseado em redes neurais, a análise de Fourier é utilizada fundamentalmente para se obter os coeficientes desta série do sinal amostrado [7, 8].

3.4.5. Abordagem Baseada em Sistemas Inteligentes

Segundo Bose [30], tendo em vista a identificação dos componentes harmônicos em tempo real e com menor esforço computacional, várias tentativas foram realizadas para a utilização de reconhecimento e aproximação de padrões. Estas técnicas fazem parte da área de SI, onde estão incluídas as RNA e os SF [44].

A estratégia baseada nas RNA é um método moderno que possibilita um melhor desempenho do filtro ativo em razão do processo de aprendizagem que uma rede neural pode obter durante a compensação harmônica da corrente do sistema. Por meio do uso das RNA a saída de um filtro ativo pode responder praticamente em tempo real às mudanças das variáveis da carga não-linear. Na FIGURA 3.10 é apresentado um sistema contendo um filtro ativo de potência paralelo (FAPP) com uma carga não-linear usando RNA [19, 21, 49].

FIGURA 3.10: Filtro ativo monofásico em paralelo usando um controlador neural

Com o objetivo de aumentar de forma significativa o desempenho do FAP, sua malha de corrente pode ser controlada por meio de um SF. Este sistema faz o controle indireto da malha de corrente. Este controlador realiza o controle com base no erro entre a tensão de referência e a tensão do lado CC do circuito do FAP [50].

3.5. Conclusão

Neste capítulo foram apresentados alguns métodos para a atenuação ou eliminação da distorção harmônica de corrente. Estes métodos têm como objetivo principal diminuir a degradação da QEE.

O método usando FAPP baseado na abordagem no domínio da frequência é capaz de eliminar os harmônicos de forma seletiva. Além disso, este filtro pode corrigir a corrente reativa do sistema. Dessa forma, o FAPP pode fornecer para o sistema os harmônicos e os reativos solicitados pela carga não-linear. Este filtro ainda possibilita o uso de SI na determinação dos componentes harmônicos que se deseja eliminar e no sistema de controle.

Capítulo 4.

Sistemas Inteligentes

4.1. Introdução

A distorção harmônica é definida como o fenômeno a ser tratado. Dessa forma, os componentes harmônicos de corrente devem ser determinados ou estimados para a sua compensação por meio de um FAP. Os métodos baseados em SI mostram-se promissores na identificação do conteúdo harmônico na área de FAP.

Sendo assim, são apresentados neste capítulo os fundamentos teóricos de um método alternativo que pode ser utilizado na estimativa das amplitudes e fases dos componentes harmônicos de corrente. Tal método é baseado em uma ferramenta de conhecimento pertencente à área da inteligência computacional (IC), que são as redes neurais artificiais.

As redes neurais artificiais e os sistemas *fuzzy* são ferramentas que estão ligadas ao ramo da ciência da computação designado de *Soft Computing* [30, 51].

4.1.1. Organização do Capítulo

O corpo principal deste capítulo está organizado em três partes. Na primeira parte, é descrito os aspectos básicos sobre sistemas inteligentes e a sua relação com a eletrônica de potência. Isto é realizado especificamente na Seção 4.2.

Após a apresentação destes conceitos a teoria sobre redes neurais artificiais é apresentada na Seção 4.3. Tal ferramenta é descrita com o objetivo de dar subsídios na busca

de uma solução promissora para a determinação harmônica de corrente em sistemas elétricos monofásicos.

A última parte do capítulo, consistindo da Seção 4.4, trata de alguns artigos da bibliografia consultada cujo conteúdo é relacionado às redes neurais artificiais empregados na determinação harmônica e no controle de filtros ativos de potência. Esta abordagem mostra que as redes neurais artificiais podem ser utilizadas na determinação harmônica.

4.2. Conceitos Básicos sobre Sistemas Inteligentes

Os sistemas inteligentes são baseados em conjuntos de ferramentas da inteligência computacional que tentam simular alguns mecanismos inteligentes encontrados na natureza (seres humanos). Tais sistemas são de grande importância na obtenção de novas técnicas de controle e podem ser utilizadas nos problemas do mundo real que não são satisfatoriamente resolvidos usando ferramentas convencionais. Um SI é constituído por três grandes áreas que são as seguintes: redes neurais artificiais, sistemas *fuzzy* e a computação evolutiva.

Existe uma grande penetração dos SI na engenharia elétrica, mais especificamente nas suas aplicações na área de eletrônica de potência, tal como mostrado na FIGURA 4.1. As aplicações de SI se mostram muito promissoras, principalmente aquelas utilizando RNA e SF [30].

As RNA têm sido aplicadas em vários tipos de controles, identificação e estimativas em conversores e *drives* (acionadores) [30], tais como:

- conversores PWM;
- controladores de *drives* PI adaptativo;
- rotação vetorial e rotação inversa em controle vetorial;
- estimativa do sinal de retorno do *drive*;
- diagnóstico *online*;
- estimativa de formas de onda distorcidas.

FIGURA 4.1: Relação entre sistemas inteligentes e a eletrônica de potência

4.3. Redes Neurais Artificiais

As RNA são modelos computacionais inspirados no cérebro humano com capacidade de aquisição e manutenção de informações [52].

As RNA têm as seguintes características: aprender mediante exemplos; se adaptarem; obter generalização de soluções; agrupar ou organizar dados; possui tolerância à falhas e auto-organização [52, 53]. Estas redes tratam com dados (informações) quantitativos.

Antes de escolher uma RNA para um projeto, com treinamento supervisionado, pode-se seguir os seguintes passos [30]:

- 1) analisar o problema a ser resolvido e observar se ele tem elementos suficientes para uma solução com RNA. Sempre considere as abordagens alternativas ou clássicas;
- 2) para uma função estacionária uma rede PMC é suficiente, mas para uma função dinâmica selecione uma rede recorrente;
- 3) crie uma tabela com os dados de entradas e de saídas desejadas para o treinamento da RNA tomando-se por base um experimento ou simulação;

- 4) normalize a entrada e após isto reconstitua a saída normalizada;
- 5) selecione a função de ativação;
- 6) selecione o sistema e a ferramenta computacional de desenvolvimento;
- 7) selecione a taxa de aprendizagem;
- 8) selecione o erro e o número de épocas de treinamento de acordo com a aplicação;
- 9) teste o desempenho da rede;
- 10) com a definição dos pesos sinápticos, implemente a rede por meio de um *hardware* (circuito eletrônico) ou *software* (ferramenta computacional).

A RNA pode emular o processo de pensamento humano. O córtex cerebral de um ser humano pode ter aproximadamente 100 bilhões de células nervosas ou neurônios biológicos. Estes neurônios são interconectados para formar uma rede neural biológica. Uma RNA tende a emular o sistema nervoso biológico do cérebro humano, de forma muito limitada, por meio de um circuito eletrônico ou ferramenta computacional [30, 53, 54].

A RNA é tipicamente composta por um conjunto de unidades de processamentos, as quais são paralelas e distribuídas. Cada unidade é chamada de neurônio. Os neurônios podem executar operações locais. Os neurônios são usualmente ordenados em camadas interligadas por meio de conexões geralmente unidirecionais. Tais conexões estão associadas aos pesos sinápticos [51].

A arquitetura interna da RNA fornece uma potente capacidade computacional, o que permite a exploração simultânea de diferentes hipóteses. A característica computacional e a capacidade de aprendizagem por meio de exemplos fazem com que a RNA seja disponível para as seguintes aplicações:

- sistemas não lineares;
- reconhecimento de padrões;
- categorização;

- aproximação de função;
- previsão/estimação;
- otimização;
- memória associativa;
- controle.

A forma de treinamento de uma RNA está relacionada à sua arquitetura. Esta arquitetura é a forma como os neurônios estão distribuídos nas camadas. As principais arquiteturas são as seguintes [52]:

- redes *feedforward* (camada única);
- redes *feedforward* (multicamadas);
- redes recorrentes;
- estruturas lattice.

A FIGURA 4.1 ilustra um exemplo de arquitetura de uma RNA, que consiste de uma rede *feedforward* multicamadas [51].

FIGURA 4.2: Arquitetura de uma rede *feedforward*

A arquitetura *feedforward* multicamadas possui três camadas distintas. A primeira consiste da camada de entrada, onde os padrões (informações) são apresentados. A segunda é

a camada escondida e tem como objetivo fazer a maioria do processamento (extração de características). A terceira é a camada de saída, onde o resultado final é concluído e apresentado [52].

As redes *Perceptron* Multicamadas são redes *feedforward* constituídas por uma camada de entrada, pelo menos uma camada neural escondida e uma camada neural de saída.

Na arquitetura da RNA utilizando uma rede PMC com treinamento supervisionado, como já mencionado, o elemento básico desta rede neural é o neurônio artificial, apresentado na FIGURA 4.2 [53].

FIGURA 4.3: Representação do neurônio artificial

O neurônio artificial ilustrado na FIGURA 4.2 pode ser modelado matematicamente como segue [53]:

$$v_j(k) = \sum_{i=1}^m X_i \cdot w_i + b \quad (4.1)$$

$$y_j(k) = \varphi_j(v_j(k)) \quad (4.2)$$

A função de ativação do neurônio tem como função limitar a sua saída. Um exemplo desta função é a Logística ou Sigmóide, apresentada na Expressão (4.3) [53, 54].

$$\varphi(v) = \frac{1}{1 - e^{-\lambda v}} \quad (4.3)$$

Onde λ é o grau de inclinação da função que está representada na FIGURA 4.3.

FIGURA 4.4: Representação de uma função sigmóide

Cada neurônio artificial é capaz de computar os sinais de entrada e a respectiva saída. A função de ativação usada para calcular o sinal de saída é tipicamente não-linear. As RNA que processam dados analógicos, que estão envolvidos no método utilizado neste trabalho, têm como função de ativação a função sigmóide (Expressão (4.3)). O processo de ajuste dos pesos da rede (w_j) associados ao j -ésimo neurônio de saída é feito pelo cálculo do sinal de erro $e_j(k)$ (entre a resposta desejada e a resposta estimada) em relação à k -ésima iteração ou k -ésimo vetor de entrada. Este sinal de erro é calculado da seguinte forma:

$$e_j(k) = d_j(k) - y_j(k) \quad (4.4)$$

Somando todos os erros quadráticos produzidos pelos neurônios de saída da rede em relação à k -ésima iteração, tem-se:

$$E(k) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^p e_j^2(k) \quad (4.5)$$

Para uma configuração de pesos ótima, $E(k)$ é minimizado por intermédio do ajuste dos pesos sinápticos w_{ji} .

Os pesos associados à camada de saída da rede são recalculados usando a Expressão (4.6).

$$w_{ji}(k+1) = w_{ji}(k) - \eta \frac{\partial E(k)}{\partial w_{ji}(k)} \quad (4.6)$$

O peso sináptico w_{ji} está conectando o j -ésimo neurônio da camada de saída ao i -ésimo neurônio da camada anterior e η é a constante que determina a taxa de aprendizado do

algoritmo de retropropagação. O ajuste dos pesos pertencentes às camadas escondidas é feito de forma análoga. Os passos para o ajuste destes pesos são detalhados a seguir [52, 53].

Para demonstrar os passos dos ajustes dos pesos sinápticos w_{ji} do algoritmo de retropropagação, assume-se a notação da FIGURA 4.4.

FIGURA 4.5: Arquitetura neural utilizada para demonstrar a notação do algoritmo retropropagação

O índice w_{Lji} é o peso sináptico conectando o j -ésimo neurônio da camada L ao i -ésimo da camada $(L-1)$.

Então é definido cada vetor I_{Lj} , que é a entrada ponderada do j -ésimo neurônio da camada L . Estes vetores estão representados nas Expressões (4.7), (4.8) e (4.9).

$$I_{1j} = \sum_{i=0}^N w_{1ji} * x_i \quad (4.7)$$

$$I_{2j} = \sum_{i=0}^N w_{2ji} * y_{1i} \quad (4.8)$$

$$I_{3j} = \sum_{i=0}^N w_{3ji} * y_{2i} \quad (4.9)$$

O vetor y_{Lj} é a saída do j -ésimo neurônio da camada L , conforme apresentado nas Expressões (4.10), (4.11) e (4.12).

$$y_{1j} = \varphi(I_{1j}) \quad (4.10)$$

$$y_{2j} = \varphi(I_{2j}) \quad (4.11)$$

$$y_{3j} = \varphi(I_{3j}) \quad (4.12)$$

O objetivo do processo de aprendizagem é ajustar os parâmetros livres (matriz de pesos W) da rede a fim de minimizar o erro. O ajuste destes pesos pode ser feito em dois casos. No primeiro deve-se ajustar os pesos da camada de saída e no segundo deve-se ajustar os das camadas escondidas, como descrito a seguir [52].

Caso 1 - Neurônios da camada de saída.

Utilizando um processo similar à regra Delta [53], a regra de diferenciação em cadeia, tem-se:

$$\nabla E = \frac{\partial E}{\partial w_{3ji}} = \frac{\partial E}{\partial y_{3j}} \frac{\partial y_{3j}}{\partial I_{3j}} \frac{\partial I_{3j}}{\partial w_{3ji}} \quad (4.13)$$

Mas,

$$\frac{\partial I_{3j}}{\partial w_{3ji}} = y_{2j} \quad (4.14)$$

$$\frac{\partial y_{3j}}{\partial I_{3j}} = \varphi'(I_{3j}) \quad (4.15)$$

$$\frac{\partial E}{\partial w_{3j}} = -(d_j - y_{3j}) \quad (4.16)$$

Realizando as devidas substituições, tem-se:

$$\frac{\partial E}{\partial w_{3ji}} = -(d_j - y_{3j}) \varphi'(I_{3j}) y_{2i} \quad (4.17)$$

Logo, o ajuste deve ser feito em direção oposta ao gradiente, de acordo com a Expressão (4.18).

$$\Delta w_{3ji} = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{3ji}} = \eta \delta_{3j} y_{2i} \quad (4.18)$$

Onde:

$$\delta_{3j} = (d_j - y_{3j})\varphi'(I_{3j}) \quad (4.19)$$

Ou ainda,

$$\Delta w_{3ji}(t+1) = \Delta w_{3ji}(t) + \eta \delta_{3j} y_{2i} \quad (4.20)$$

Caso 2- Neurônios das Camadas Escondidas.

Nos neurônios das camadas escondidas não temos as saídas desejadas. Correspondentemente o sinal de erro para um neurônio escondido deve ser determinado em termos dos sinais de erro de todos os neurônios os quais o neurônio escondido está conectado.

$$\nabla E = \frac{\partial E}{\partial w_{2ji}} = \frac{\partial E}{\partial y_{2i}} \frac{\partial y_{2i}}{\partial I_{2j}} \frac{\partial I_{2i}}{\partial w_{2ji}} \quad (4.21)$$

Mas,

$$\frac{\partial I_{2i}}{\partial w_{2ji}} = y_{1i} \quad (4.22)$$

$$\frac{\partial y_{2i}}{\partial I_{2j}} = \varphi'(I_{2j}) \quad (4.23)$$

$$\frac{\partial E}{\partial y_{2j}} = - \sum_{k=1}^{N3} \delta_{3k} w_{3kj} \quad (4.24)$$

Realizando as devidas substituições, tem-se:

$$\frac{\partial E}{\partial w_{3ji}} = \left(- \sum_{k=1}^{N3} \delta_{3k} w_{3kj} \right) \varphi'(I_{2j}) y_{1i} \quad (4.25)$$

Ou ainda,

$$\Delta w_{2ji}(t+1) = \Delta w_{2ji}(t) + \eta \delta_{2j} y_{1i} \quad (4.26)$$

Onde:

$$\delta_{2j} = \varphi'(I_{2j}) \left(- \sum_{k=1}^{N3} \delta_{3k} w_{3kj} \right) \quad (4.27)$$

Para a 1ª camada, tem-se

$$\nabla E = \frac{\partial E}{\partial w_{1ji}} = \frac{\partial E}{\partial y_{1j}} \frac{\partial y_{1j}}{\partial I_{1j}} \frac{\partial I_{1j}}{\partial w_{1ji}} \quad (4.28)$$

Mas,

$$\frac{\partial I_{1j}}{\partial w_{1ji}} = x_i \quad (4.29)$$

$$\frac{\partial y_{1j}}{\partial I_{1j}} = \phi'(I_{1j}) \quad (4.30)$$

$$\frac{\partial E}{\partial y_{2j}} = - \sum_{k=1}^{N2} \delta_{2k} w_{2kj} \quad (4.31)$$

Substituindo as Expressões (4.29), (4.30) e (4.31) em (4.28), tem-se:

$$\frac{\partial E}{\partial w_{1ji}} = \left(- \sum_{k=1}^{N2} \delta_{2k} w_{2kj} \right) \phi'(I_{1j}) x_i \quad (4.32)$$

Ou ainda,

$$\Delta w_{1ji}(t+1) = \Delta w_{1ji}(t) + \eta \delta_{1j} x_i \quad (4.33)$$

Onde:

$$\delta_{1j} = \phi'(I_{1j}) \left(- \sum_{k=1}^{N2} \delta_{2k} w_{2kj} \right) \quad (4.34)$$

A seguir são apresentadas as principais características do método de treinamento utilizado neste trabalho.

O método de treinamento é baseado no emprego da regularização *Bayesiana* que é utilizada no treinamento supervisionado de uma RNA, usando o algoritmo *feedforward* [55]. A aproximação de Gauss-Newton da matriz *Hessiana* pode ser implementada pela estrutura do algoritmo de Levenberg-Marquadt, reduzindo, assim, o esforço computacional [53, 56].

Os resultados são aplicados à RNA multicamada com algoritmo de treinamento *feedforward*, sendo usado em regressão não-linear. O objetivo principal desta aplicação é obter um algoritmo que produza redes com boa generalização, restringindo o tamanho da matriz de pesos, a qual funciona como componente da regularização *Bayesiana*. A idéia principal é fazer que a verdadeira função (a que apresenta os melhores resultados na relação entre entradas e saídas de um sistema) tenha um grau de uniformidade. Quando os pesos numa rede são mantidos pequenos, a resposta desta será uniforme. Com a regularização, qualquer rede modesta deve ser capaz de representar a função verdadeira [56].

Tipicamente, o treinamento da RNA tem por objetivo reduzir F que é a soma dos erros quadráticos, representado por:

$$F = E_D \quad (4.35)$$

Onde:

$$E_D = \sum_{i=1}^{i=n} (t_i - a_i)^2 \quad (4.36)$$

Entretanto, na regularização, adicionam-se outros termos: a função torna-se a soma dos erros quadráticos dos pesos da rede. Os termos α' e β' são os parâmetros daquela função. Portanto, tem-se:

$$F = \beta' E_D + \alpha' E_W \quad (4.37)$$

O tamanho relativo entre os parâmetros da função determina a ênfase no treinamento. Se $\alpha' \ll \beta'$, o algoritmo de treinamento terá erros pequenos. Se $\alpha' \gg \beta'$ o algoritmo reduz o tamanho dos pesos, aumentando o erro da rede e produzindo uma resposta plana na saída.

O principal problema de implementar a regularização é determinar α' e β' . A otimização *Bayesiana* da regularização dos parâmetros exige o cálculo da matriz *Hessiana* de $F(w)$ para o ponto mínimo de w^{MP} . A variável w é o vetor dos pesos da rede e o índice *MP* representa o ponto de mínimo do vetor de pesos. Esta proposta se concentra no uso da

aproximação de Gauss-Newton para a matriz *Hessiana*, a qual já está implementada no algoritmo de otimização de Levenberg-Marquadt, para determinação dos pontos de mínimo [56]. O esforço computacional exigido para otimizar a função de regularização é mínima, conforme descrito no algoritmo abaixo:

1. inicializar α' , β' e os pesos. Escolhe-se inicialmente $\alpha' = 0$, $\beta' = 1$ e usa-se o método de Nguyen-Widrow para inicializar os pesos. Após o primeiro passo de treinamento, os parâmetros da função retornam aos valores originais;
2. usa-se o algoritmo de Levenber-Marquadt para minimizar a função $F = \beta' E_D + \alpha' E_W$;
3. calcula-se o número efetivo de parâmetros usando a aproximação de Gauss-Newton na matriz *Hessiana* do algoritmo de Levenberg-Marquadt;
4. calcula-se o valor de α' e β' ;
5. retorna o algoritmo ao passo 2 até 4 enquanto não convergir os valores de α' e β' .

De forma resumida, o algoritmo de treinamento da RNA (implementado na *toolbox* do software Matlab/Simulink[®]) é explicado neste equacionamento. Quando é usado na *toolbox*, o parâmetro “*trainbr*” ativa o algoritmo de regularização *Bayesiana*, o qual mostra os excelentes resultados obtidos com a generalização neste trabalho.

Uma RNA pode ser utilizada na eletrônica de potência para o reconhecimento de padrões, onde a rede atribui um padrão de entrada a uma das várias classes predeterminadas. Entre as demais aplicações, a aproximação de funções é uma das mais utilizadas. Ela tem como objetivo encontrar uma estimativa de saída de uma função desconhecida, servindo como uma solução para modelagem na área da engenharia elétrica [53, 54].

Um aproximador universal de funções, baseado em uma rede PMC treinada com o algoritmo retropropagação, é capaz de implementar qualquer mapeamento não-linear que relacione as entradas e saídas [52]. A escolha de uma RNA é justificada somente quando os modelos matemáticos não mapeiam adequadamente as entradas. Além disso, o uso de uma

RNA se justifica se este método apresentar menor esforço computacional que o modelo matemático.

Um teorema da aproximação universal é da seguinte forma: Dado que $\varphi(\cdot)$ é limitada, monótona crescente e contínua. Então, qualquer função contínua arbitrária f pode ser implementada por uma rede PMC com uma camada neural escondida de M neurônios, ou seja:

$$F(x_1, x_1, \dots, x_N) = \sum_{i=1}^M \alpha_i \varphi \left(\sum_{j=1}^N w_{ij} x_j - \theta \right) \quad (4.38)$$

$$\left| F(x_1, x_1, \dots, x_N) - f(x_1, x_1, \dots, x_N) \right| < \varepsilon \quad (4.39)$$

Para executar as Expressões (4.38) e (4.39) os neurônios da camada escondida devem ter as suas saídas implementadas com a função sigmóide. Já os neurônios de saída devem executar uma combinação linear das saídas dos neurônios escondidos ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ definem os coeficientes).

O teorema da aproximação universal não fornece a quantidade exata de neurônios da camada escondida. Em certos casos, torna-se necessário a utilização de duas ou mais camadas escondidas. No entanto, deve-se escolher sempre a arquitetura que apresente um resultado satisfatório com o menor número de camadas e de neurônios nas suas camadas.

A utilização de uma RNA para monitorar ou extrair os componentes harmônicos de um sistema não é um conceito novo [54, 57].

Utilizando uma RNA como um estimador de funções, como no caso específico dos FAP, é possível determinar a corrente harmônica de uma carga não-linear e, com isto, gerar uma corrente de referência para o FAP. Um filtro ativo com um estimador neural é apresentado na FIGURA 4.5 [53].

FIGURA 4.6: FAP com estimador neural

É possível a separação da corrente harmônica utilizando uma RNA adaptativa. Neste caso as amplitudes e fases do componente fundamental e os demais componentes harmônicos são determinados para depois serem utilizados na série de Fourier. A rede neural é aplicada para estimar os componentes da corrente harmônica em tempo real. A FIGURA 4.6 ilustra uma RNA para a estimação de A_l e B_l ($l=1,3,5,\dots,N$) da série de Fourier [22, 58].

A RNA apresentada na FIGURA 4.6 representa um método para monitorar a frequência de sinais poluídos pela distorção harmônica [57].

FIGURA 4.7: Método para estimação de A_l e B_l

O método descrito em [22] para se estimar a corrente harmônica pode ser resumido da seguinte forma:

- determina-se o valor da constante de integração K ;
- zerar todos A_l e B_l ;
- realizar a amostragem do sinal da corrente de carga e obter os valores de d_k e t_k ;

- d) determinar os valores de A_I e B_I baseado na forma teórica;
- e) adquirir a próxima amostragem;
- f) repetir os passos (d) e (e) para um ciclo.

4.4. *Análise de Artigos Relacionado aos Sistemas Inteligentes*

Nesta seção são apresentados artigos relacionados com as redes neurais artificiais. Tal técnica é aplicada em sistemas utilizando filtros ativos de potência.

4.4.1. *Proposta Apresentada por Vazquez*

O artigo de Vazquez [21] apresenta um estudo sobre um método para estimar a corrente de referência e um método para o controle de um FAP trifásico. Uma rede neural adaptativa é usada para estimar a corrente de referência. Para o circuito de controle é usada uma PMC. Os resultados são obtidos por simulação com o programa Matlab/Simulink[®].

O controle do FAP tem dois blocos principais. O primeiro gera o sinal de referência e o segundo conduz o controle do FAP. É utilizado um método que não necessita da realização de uma transformação para se gerar corrente de referência. Em relação ao controle é utilizado um comparador por histerese, com o objetivo de se obter uma resposta dinâmica excelente. Vazquez ainda cita as dificuldades em utilizar o método da portadora triangular. Este método traz erro na amplitude e fase em regime permanente.

O principal objetivo em utilizar uma RNA neste trabalho consiste no fato de não haver a necessidade de estabelecer uma relação entre a entrada e a saída, mas ela é estabelecida por meio do processo de aprendizagem. Além disto, existe um aumento na velocidade do sistema por causa da computação paralela.

O circuito de potência é formado por um inversor trifásico em ponte com IGBTs e um conjunto de dois capacitores em série no lado CC do inversor. O objetivo do circuito é o de compensar a corrente harmônica do sistema.

O controle é executado para que a corrente de compensação siga (*tracking*) a corrente de referência gerada.

A corrente e tensão de cargas são medidas, o bloco de controle calcula o sinal de disparo das chaves do inversor valendo-se da corrente de referência. Logo após, o circuito de potência injeta a corrente de compensação no sistema de potência.

Uma RNA baseada em uma ADALINE é usada para obter a corrente de referência. Já a RNA formada por uma PMC faz com que a rede funcione como um comparador entre a forma de onda de referência e a corrente de compensação atual na saída do FAP. É apresentado na FIGURA 4.7 o esquema de controle do FAP proposto.

FIGURA 4.8: Diagrama de blocos do controle FAP

Vazquez não cita as limitações de sua técnica na compensação harmônica. Nota-se, nesta parte da apresentação, que a preocupação maior é com a resposta dinâmica do sistema.

Com base na expansão de uma forma de onda utilizando a análise de Fourier é obtido um modelo para estimar a corrente de referência. O vetor de pesos sinápticos da ADALINE é composto pelas amplitudes dos cossenos e senos da série de Fourier. Depois de uma estimativa inicial, o algoritmo da ADALINE atualiza os pesos, fazendo com que o sinal estimado convirja para o sinal atual. Na FIGURA 4.8 está apresentado a topologia da rede. É importante salientar que para se realizar este tipo de estimativa é necessário um conhecimento profundo sobre a carga e os componentes harmônicos gerados por ela. Isto não é demonstrado no artigo de Vazquez. No entanto, isto ficou latente durante o desenvolvimento da simulação.

FIGURA 4.9: Topologia da rede adaptativa

A RNA utilizada no sistema de controle funciona como se fosse um comparador em histerese. Esta rede possui duas entradas, o sinal de erro atual e o sinal de erro passado, conforme apresentado na FIGURA 4.9. Não são apresentados os dados de treinamento e os dados para validação da rede proposta.

FIGURA 4.10: Topologia da rede de controle

O objetivo deste tipo de rede é minimizar o erro. São realizadas modificações para se obter um algoritmo de convergência melhorado.

A tensão e corrente de cargas são expandidas para as suas respectivas séries de Fourier. Duas ADALINE se encarregam de estimarem os componentes fundamentais da corrente e da tensão de carga. Com base nestes dados é possível se calcular a potência ativa

do sistema. O objetivo é obter a corrente ativa em cada fase do sistema. O equacionamento apresentado não possui comentários que descrevam as suposições feitas.

4.4.2. Proposta Apresentada por Rukonuzzaman

No artigo de Rukonuzzaman [19] é apresentado um método para se obter os componentes harmônicos gerados pela carga não-linear. O principal objetivo é testar a eficiência do método estudado. Os resultados são obtidos por simulação.

A representação do FAP proposto pode ser vista na FIGURA 4.10. O objetivo principal da RNA é o de separar todos os componentes harmônicos da corrente de carga, apresentando, desta forma, as amplitudes e fases de cada componente. Todo este processo deve durar um ciclo do componente fundamental da rede.

FIGURA 4.11: Circuito do FAP

O artigo de Rukonuzzaman não descreve o circuito de potência e também não descreve o comportamento de sua carga não-linear. No entanto, ele dá detalhes de como funciona a sua RNA.

Rukonuzzaman não treina *offline* a sua RNA. No seu método é utilizado um princípio básico das redes neurais, que é a função objetivo, para se determinar de forma adaptativa todos os componentes da corrente. Logo após, estes componentes são utilizados na equação da série de Fourier para se determinar as amplitudes e fases da corrente de carga.

No método proposto por Rukonuzzaman, a cada amostra da corrente d_K num tempo t_K é realizada a determinação dos componentes harmônicos e fundamental por meio da RNA, este processo é ilustrado na FIGURA 4.11. Estes valores são retornados para serem utilizados no cálculo na próxima amostragem. O erro quadrático médio é usado a cada iteração.

A RNA é apresentada na FIGURA 4.12. O objetivo principal desta rede é realizar a determinação dos valores de A_I e B_I .

FIGURA 4.12: Amostragem da corrente de carga para a determinação harmônica

FIGURA 4.13: Circuito neural para a estimação de A_I e B_I

O sistema completo do processo para se estimar os componentes harmônicos é apresentado na FIGURA 4.13. Este sistema calcula o componente fundamental da corrente de carga. Logo após é realizada a subtração deste componente da corrente total de carga para se obter todos os componentes harmônicos da corrente. Isto é feito porque nem todos os harmônicos podem ser computados durante o processo com a RNA. Esta rede computa até o 25º harmônico. A tensão no lado CC do inversor é controlado por um controlador PI. O artigo

proporciona uma discussão sobre como funciona o seu sistema de controle apresentando alguns comentários sobre a tensão CC e a frequência de chaveamento do inversor [59].

FIGURA 4.14: Processo para se estimar os componentes harmônicos

4.4.3. Proposta Apresentada por Villalva

O principal objetivo apresentado por Villalva [60] é a compensação harmônica e reativa do sistema usando um algoritmo neural adaptativo. Busca-se no trabalho de Villalva um método que apresente uma resposta dinâmica rápida e com baixo ou nenhum desvio na frequência [59, 60].

O algoritmo adaptativo proposto por Villalva gera a corrente de referência para o FAP. Este filtro é para sistemas trifásicos a quatro fios, ou seja, três fases e um neutro. Neste sistema considera-se a corrente com harmônicos e corrente reativa desbalanceada [56].

No artigo é apresentado um resumo sobre os FAP, principalmente sobre a “teoria $p-q$ ” que trata da potência ativa e reativa instantânea.

A rede neural adaptativa utilizada no artigo consiste de uma ADALINE idealizada por Wildrow e Hoff. Ela é uma rede neural que utiliza um algoritmo supervisionado para minimizar o erro entre as entradas e saídas [60].

A arquitetura básica da ADALINE é apresentada na FIGURA 4.14.

FIGURA 4.15: Rede neural linear adaptativa

Os pesos são atualizados para que se obtenha a saída y o mais próximo possível de y_d , ou seja, o erro deve ser ajustado em função da aplicação desejada [51, 52, 53].

As características da rede ADALINE possibilitam a sua utilização como um estimador de funções. No caso do artigo, a função aproximada na saída da rede é uma série de Fourier. Para que isto seja possível, as entradas da rede são formadas por senos e cossenos com as respectivas frequências harmônicas. É usada uma série de Fourier truncada. A função trigonométrica desta função é discreta no tempo, isto para que a mesma possa ser implementada em um algoritmo computacional. O processo está ilustrado na FIGURA 4.15.

FIGURA 4.16: Série de Fourier formada com base em uma ADALINE

Villalva afirma que seu FAP é capaz de compensar os componentes harmônicos gerados por uma carga não-linear trifásica a quatro fios. Não são considerados os ângulos de fase de cada componente harmônico durante o processo de compensação harmônica. Isto possibilita que o FAP corrija a corrente harmônica ativa e reativa. O seu FAP também pode

corrigir a corrente reativa do componente fundamental e a corrente de sequência zero gerada pela carga desbalanceada. O esquema de compensação é ilustrado na FIGURA 4.16.

FIGURA 4.17: Compensador baseado em uma ADALINE

A regulação da amplitude do componente fundamental da corrente da fonte elétrica é realizada por meio do controle da tensão CC. É importante salientar que a análise do circuito de potência deste artigo não foi apresentada. Também não são detalhados algoritmo computacional utilizado, nem os detalhes relativos ao software Matlab/Simulink[®].

O artigo ainda apresenta uma proposta de sincronização PLL (*Phase-Locked-Loop*) para o ωt e para a corrente de compensação.

Não é mencionada, no artigo de Villalva, nenhuma informação precisa sobre a carga não-linear utilizada no artigo. Outro problema sério de falta de informação diz respeito aos padrões de treinamento e de validação da rede que são extraídos das informações sobre a carga ou sistema.

Os resultados de simulação obtidos demonstram que a proposta de Villalva é viável do ponto de vista computacional. Sendo assim, existe a necessidade de se conhecer outros parâmetros envolvidos com a proposta apresentada.

4.5. Conclusão

Este capítulo apresentou os principais aspectos de uma área relacionada com os SI. A área formada pelas RNA.

Foram apresentados artigos sobre RNA. Tais artigos apresentam resultados promissores na aplicação destas ferramentas em sistemas envolvendo a eletrônica de potência. Além disso, com base nestes artigos conclui-se que as técnicas envolvendo as RNA possuem algumas características que são mais adequadas para a sua utilização no processo de determinação harmônica.

Capítulo 5.

Métodos para a Determinação Harmônica

5.1. Introdução

Para conhecer a qualidade da tensão e/ou corrente de um sistema elétrico em relação à distorção harmônica é necessário quantificar a *THD* de tensão ou corrente. Para se obter este índice, os componentes harmônicos presentes na corrente e/ou tensão devem ser determinados. Sendo assim é imprescindível a utilização de ferramentas capazes de extrair as amplitudes e ângulos de fase destes harmônicos.

Neste capítulo são apresentados métodos utilizados na determinação dos componentes harmônicos. Estes métodos podem determinar as amplitudes e ângulos de fase dos harmônicos de corrente e/ou tensão [61-74].

Dessa forma, os métodos utilizando o filtro de Kalman (FK), a transformada rápida de Fourier e redes neurais artificiais são apresentados neste capítulo.

5.1.1. Organização do Capítulo

O trabalho neste capítulo está organizado da seguinte forma. Na primeira parte, que consiste da Seção 5.2, os conceitos básicos sobre identificação harmônica são apresentados. Nesta seção são mostradas algumas definições gerais sobre este assunto.

A segunda parte, que consiste das Seções 5.3 a 5.5, apresenta três métodos para identificação harmônicos de forma mais detalhada. Os métodos são os seguintes: filtro de

Kalman, a transformada rápida de Fourier e o método baseado em redes neurais artificiais. Na Seção 5.5, após a apresentação dos conceitos sobre o método utilizando RNA, é apresentada uma revisão bibliográfica de alguns artigos desta área.

5.2. Identificação Harmônica

A identificação harmônica pode ser direta ou indireta [44]. Na identificação direta os componentes que serão compensados são identificados para formar a corrente de referência, ou seja, é realizada a eliminação seletiva dos harmônicos. Neste caso, o FAP gera uma corrente de compensação com componentes de baixa frequência, o que diminui o esforço do mesmo. Na identificação indireta extrai-se somente o componente fundamental que deve permanecer no sistema. Logo após, subtrai-se este componente do sinal distorcido para formar a corrente de referência. Neste caso a corrente de compensação contém todos os componentes harmônicos acima do fundamental. Isto resulta em um esforço muito grande para o FAP, pois ele tem que seguir (*tracking*) a corrente de referência e com isto gerar uma corrente de compensação que possui componentes de alta frequência [44].

Na literatura consultada [6, 44] os objetivos do controle de um FAP para a eliminação dos harmônicos estão diretamente relacionados com a forma como são determinados e fornecidos os componentes harmônicos de corrente para a compensação. Portanto, a escolha do método para a identificação e conseqüente criação da corrente de referência tem um impacto importante no projeto do FAP.

No domínio do tempo a determinação dos componentes harmônicos pode ser realizada com base na transformação em componentes ortogonais, tais como:

- estrutura de referência estacionária $\alpha\beta 0$;
- estrutura de referência rotativa $dq0$.

Estas estruturas no domínio do tempo podem causar impactos nos FAP, principalmente na largura da transição dos filtros passa banda e o rejeita banda. Além disso,

estas estruturas podem apresentar diferença na decomposição do componente fundamental em vários outros. Sendo assim, deve-se ter um cuidado especial com as características e limitações dos filtros passa banda e rejeita banda em razão dos possíveis erros na separação do componente fundamental dos demais no processo para gerar a corrente de referência usada pelo FAP [44].

No domínio da frequência a determinação é baseada na DFT ou FFT. Usa-se uma frequência de corte abrupta (sem transição). Com isto evita-se a oscilação e distorção de fase que ocorrem nos filtros passa banda [42]. Por outro lado, deve-se observar os problemas com o sincronismo entre as entradas e saídas, tamanho do *buffer* (memória temporária) e da função janelada durante o processo de transformação [44]. No método baseado na abordagem no domínio da frequência existe um tempo considerável entre a aquisição do sinal, cálculos e transformação. Para utilizar este método é necessário que o sinal seja em regime permanente e periódico. Se a janela da FFT for devidamente sincronizada com o componente fundamental então as amplitudes e fases dos harmônicos são determinadas com precisão. No entanto, se a janela não cobrir um número inteiro de ciclos do componente fundamental, então ocorrerá um acoplamento espectral e a precisão será degradada [16].

Apesar da eficácia dos métodos convencionais para a determinação dos harmônicos, existem várias tentativas para encontrar métodos alternativos para a determinação dos componentes harmônicos. Dentre estes métodos encontra-se a abordagem utilizando RNA.

5.2.1. Métodos de Identificação

No trabalho de Rechka [75] são apresentados quatro métodos para a determinação harmônica. Estes métodos são analisados por meio de simulação. Estas simulações consideram a precisão, a velocidade de convergência, a complexidade computacional e a necessidade de memória de cada método estudado [75].

No trabalho de Rechka [75] não houve a preocupação com um tipo específico de carga não-linear, isto é, não há a determinação da fonte de harmônicos. Utiliza-se um sinal criado com base na determinação das amplitudes e fases de quatro componentes ímpares, conforme na Expressão (5.1) [75]. No entanto, este sinal apresenta uma forma de onda muito complexa.

$$\begin{aligned}
 S(t) = & 1,0 \cos(\omega t + 10^\circ \frac{\pi}{180^\circ}) + 0,08 \cos(3\omega t + 30^\circ \frac{\pi}{180^\circ}) \\
 & + 0,08 \cos(7\omega t + 40^\circ \frac{\pi}{180^\circ}) + 0,06 \cos(11\omega t + 50^\circ \frac{\pi}{180^\circ})
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

No artigo de Rechka [75] são consideradas medidas com ruído e variações nas amplitudes do sinal. Isto é feito com o objetivo de avaliar a robustez dos resultados obtidos.

Basicamente são avaliados quatro métodos de determinação harmônica, que são:

- DFT;
- RDFT (DFT recursiva);
- Filtro de Kalman;
- Teoria pq da potência ativa e reativa instantânea.

Rechka divide os métodos analisados em dois, um no domínio do tempo e o outro no domínio da frequência. No domínio do tempo é apresentada somente a teoria pq , enquanto para o domínio da frequência está presente a DFT, a RDFT e o filtro de Kalman. Estes últimos podem detectar um componente harmônico específico, o que não ocorre com a teoria pq [75].

Todas as aplicações analisadas no trabalho de Rechka são para circuitos trifásicos. Nota-se que não são citadas as limitações para esta aplicação.

De acordo com Rechka, o filtro de Kalman perde muito em precisão na presença de ruído no sinal amostrado. Este método depende dos harmônicos que se deseja extrair e de outros termos harmônicos significativos. O método utilizando a teoria pq tem os seus cálculos

dependentes da ordem do filtro utilizado, mas tem a vantagem de usar menos memória para ser computado e ser rápido. A RDFT tem a vantagem de necessitar de menos cálculos para um número grande de componentes. Por fim, a DFT também ocupa pouca memória em seus cálculos, mas requer muito tempo computacional [75].

O trabalho de Rechka não cita nenhum método alternativo na determinação harmônica, o que demonstra uma limitação na sua análise [75].

No trabalho de Asiminoaei também são avaliados os métodos comumente utilizados na detecção harmônica [61]. Sua análise também é baseada em simulações e o sinal distorcido é construído com amplitudes e fases conhecidas, ou seja, gera-se um sinal de forma artificial sem qualquer conexão com uma carga não-linear real.

Na sua análise, Asiminoaei demonstra os atributos do sinal especificado, tais como: a frequência, a amplitude, a fase, o tempo de ocorrência, a duração, energia, entre outros [61]. Tais atributos são extraídos do sinal de tensão e/ou corrente de entrada por meio de um algoritmo matemático. Verifica-se que se houver algum erro nestes atributos, o desempenho do FAP será degradado [61].

As preocupações de Asiminoaei também são com sistemas trifásicos e com a utilização de métodos de detecção baseados em ferramentas matemáticas tradicionais. Sendo assim, ele também não cita os métodos baseados em sistemas inteligentes.

No trabalho de Temurtas [71] é realizado um estudo comparativo entre três metodologias na identificação do conteúdo harmônico para aplicações em filtros ativos de potência; quais sejam: i) a FFT, ii) a RNA com treinamento por retro-alimentação e iii) a RNA recorrente de Elman. Os autores concluem que ambas as técnicas baseadas em RNA são factíveis de uso na identificação do conteúdo harmônico e seu uso em FAP. Ambas as técnicas apresentam resultados similares com a mesma quantidade de neurônios. No entanto, a precisão e a robustez da RNA utilizada não são descritas no trabalho [71, 72].

5.3. *Aplicação do Filtro de Kalman na Identificação Harmônica*

Segundo Welch [76], R. E. Kalman publicou em 1960 o seu famoso trabalho em que descreve uma solução recursiva para o problema de filtragem linear de dados discretos.

O filtro de Kalman pode ser definido como um conjunto de equações matemáticas recursivas com o objetivo de melhorar a eficiência computacional para estimar o estado de um processo, de forma a minimizar o erro quadrático médio [76]. Basicamente, os FK são usados para calcular as grandezas elétricas valendo-se de um sinal amostrado [77, 78].

Para Saiz os FK são projetados para funcionarem especialmente em tempo real [77]. Além disso, este filtro pode estimar as grandezas com um número reduzido de amostras e em um tempo pequeno.

Para a implementação de um FK deve-se utilizar um modelo matemático do sinal na forma de variáveis de estado. Este modelo deve ser descrito ou ser aproximado por um sistema linear para ser usado no processo usando o FK. Assumindo que o processo ou sinal a ser estimado é da forma apresentada na Expressão (5.2) [77, 78, 79].

$$x_{k+1} = \varphi_k x_k + w_k \quad (5.2)$$

A medição deste processo pode ser representada como na Expressão (5.3)

$$z_k = H_k x_k + v_k \quad (5.3)$$

As variáveis aleatórias w_k e v_k representam a medição do processo e do ruído, respectivamente. O vetor de estado x_k é um vetor $[n \times 1]$, φ_k é a matriz de transição de estado $[n \times 1]$, w_k é um vetor $[n \times 1]$ sem correlação e uma covariância conhecida, z_k é o vetor medido $[m \times 1]$, H_k é a matriz ideal (sem ruído) $[m \times n]$, v_k é o vetor de erro de medição $[m \times 1]$. A variável Q_k denota a covariância do vetor w_k e R_k representa a covariância do vetor v_k .

Sendo x'_0 o valor estimado inicial e P'_0 a matriz covariância de erro, o valor medido z_k pode ser usado para melhorar a primeira estimativa. A Expressão (5.4) representa a combinação do valor inicial estimado e o ruído medido.

$$x_k = x'_k + K_k(z_k - H_k x'_k) \quad (5.4)$$

Com o modelo de estado determinado são calculados os coeficientes do FK. Estes coeficientes são variáveis no tempo e são calculados para minimizar o erro quadrático médio entre o valor atual e aqueles valores esperados para o estado do sistema.

Os ganhos (coeficientes) de Kalman $\{K_k\}$ podem ser calculados recursivamente, utilizando as Expressões (5.5) e (5.6).

$$K_k = P'_k H'_k (H_k P'_k H'_k - R_k)^{-1} \quad (5.5)$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P'_k \quad (5.6)$$

Com o valor inicial estimado e a covariância do erro é possível a medição no instante t_k . Com a matriz de estado de transição chega-se ao filtro de valor futuro, usando a medida em t_{k+1} . Dessa forma, o valor estimado e a matriz da covariância do erro associada a esta estimativa podem ser calculados com as Expressões (5.7) e (5.8).

$$x'_{k+1} = \phi_k x_k \quad (5.7)$$

$$P'_{k+1} = \phi P_k \phi'_k + Q_k \quad (5.8)$$

O FK pode ser usado em sistemas de potência para estimar os componentes harmônicos de formas de onda de tensão ou corrente. Para este tipo de aplicação deve-se obter um modelo matemático de sinais na forma de variável de estado. Este modelo deve conter todos os possíveis componentes os quais podem ser associados com o sinal a ser analisado.

Utilizando como sinal de corrente ou tensão com harmônicos representados na Expressão (5.9).

$$s(t) = \sum_{i=1}^n A_i(t) \cos(i\omega t + \theta_i) \quad (5.9)$$

Considerando que A_i é a amplitude e θ_i é o ângulo de fase do harmônico do sinal da Expressão (5.9) com o n -ésimo harmônico.

Cada componente harmônico necessita de duas variáveis de estado o que resulta em um total de $2n$ variáveis de estado sendo uma em fase e a outra em quadratura para cada componente harmônico, conforme a Expressão (5.10) [77, 78].

$$\begin{aligned} x_1(t) &= A_1(t) \cos \theta_1 & x_2(t) &= A_1(t) \sin \theta_1 \\ x_3(t) &= A_2(t) \cos \theta_2 & x_4(t) &= A_2(t) \sin \theta_2 \\ &\vdots & &\vdots \\ x_{2n-1}(t) &= A_n(t) \cos \theta_n & x_{2n}(t) &= A_n(t) \sin \theta_n \end{aligned} \quad (5.10)$$

Representando a Expressão (5.10) na forma matricial, tem-se a Expressão (5.11).

$$x_{k+1} = \Phi_k x_k + w_k \quad (5.11)$$

Neste caso, x_{k+1} é o vetor de estado $[2n \times 1]$ no instante $(k+1)$. O vetor de estado $[2n \times 1]$ no instante k é representado por x_k . O índice Φ_k é a matriz transição de estado $[2n \times 2n]$. Por último, w_k é a variação discreta das variáveis de estado com ruído na entrada.

A Expressão (5.12) é a forma expandida da Expressão (5.11).

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{pmatrix}_{k+1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & . & . & 0 \\ 0 & 1 & . & . & 0 \\ . & . & 1 & . & . \\ . & . & . & 1 & . \\ 0 & . & . & . & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{pmatrix}_k + w_k \quad (5.12)$$

A representação das medidas realizadas pode ser como na Expressão (5.13).

$$z_k = H_k x_k + v_k = \begin{pmatrix} \cos(\omega_k \Delta t) \\ -\sin(\omega_k \Delta t) \\ \dots \\ \cos(n\omega_k \Delta t) \\ -\sin(n\omega_k \Delta t) \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{pmatrix}_k + v_k \quad (5.13)$$

5.4. Aplicação da FFT na Identificação Harmônica

A análise de Fourier tem como objetivo converter uma forma de onda no domínio do tempo em seus componentes no domínio da frequência [62, 63, 64].

A série de Fourier é um caso particular da transformada de Fourier. Ela estabelece a relação entre uma função no domínio do tempo e aquela no domínio da frequência [62].

Seja uma função periódica $x(t)$ com período fundamental T_0 e representada como uma série de Fourier, conforme a Expressão (5.14).

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi f_0 t) + b_n \sin(2\pi f_0 t) \quad (5.14)$$

Os coeficientes desta série podem ser representados nas Expressões (5.15) e (5.16).

$$a_n = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) \cos(2\pi f_0 t) dt \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (5.15)$$

$$b_n = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) \sin(2\pi f_0 t) dt \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (5.16)$$

Na forma vetorial tem-se:

$$A_n \angle \phi_n = a_n + j b_n \quad (5.17)$$

Onde as amplitudes e ângulos de fase são dados pelas Expressões (5.18) e (5.19).

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (5.18)$$

$$\phi_n = \arctg\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \quad (5.19)$$

A transformada de Fourier e sua inversa são utilizadas para mapearem qualquer função no intervalo de $-\infty$ até $+\infty$ tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência.

Para dados amostrados é utilizada a transformada rápida de Fourier, que é uma modificação da transformada de Fourier. A FFT é também uma ferramenta numérica poderosa que habilita a descrição no domínio harmônico de dispositivos não-lineares para serem implementados ou no domínio do tempo ou no domínio da frequência [62].

A transformada discreta de Fourier é representada pelas Expressões (5.20) e (5.21).

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) e^{-j2\pi kn/N} \quad (5.20)$$

$$x(t_n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi kn/N} \quad (5.21)$$

As funções no domínio do tempo e frequência são assumidas como funções periódicas com N amostras por período. Sendo assim, é nesta forma que a transformada de Fourier é avaliada em sistemas computacionais [62].

Reescrevendo a Expressão (5.20) e utilizando $W = e^{-j2\pi/N}$, tem-se:

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) W^{kn} \quad (5.22)$$

Utilizando a Expressão (5.22), tem-se a seguinte matriz:

$$[X(k)] = \frac{1}{N} [W^{kn}] [x(t_n)] \quad (5.23)$$

Na Expressão (5.23), $[X(k)]$ é o vetor que representa os N componentes da função no domínio da frequência, enquanto que $[x(t_n)]$ é o vetor que representa N amostras da função no domínio do tempo [62, 63].

O cálculo de N componentes de frequência com base em N amostras, portanto, requer um total de N^2 multiplicações complexas para implementar a Expressão (5.23) [62].

Para grandes valores de N , o tempo computacional e o custo para executar N^2 multiplicações complexas da DFT pode se tornar proibitiva. Portanto, é utilizado o algoritmo para o cálculo conhecido como FFT.

A FFT utiliza as similaridades de muitos elementos da matriz $[W^{kn}]$ produz os mesmos componentes de frequência usando somente multiplicações $N/2 \log_2 N$ para executar a Expressão (5.23) [62].

Segundo Chen, para se realizar as medidas em sistemas com distorção harmônica são utilizadas instrumentações baseadas nos algoritmos da DFT [65]. Existem alguns problemas

na utilização da DFT, principalmente em relação aos efeitos das variações de frequência na precisão das medidas realizadas pelos instrumentos. Em sistemas com harmônicos, a variação de apenas $60 \pm 0,1\text{Hz}$ pode causar discrepâncias nas fases dos componentes, apesar de causar menos danos às amplitudes [65].

Outro cuidado fundamental deve ser tomado na utilização da DFT ou FFT. Deve-se utilizar o teorema de Nyquist no processo de amostragem do sinal, ou seja, a frequência de amostragem $\{f_s\}$ deve ser maior que o dobro da frequência que se deseja amostrar, tal como:

$$f_s \geq 2 \cdot f_0 \quad (5.24)$$

Em sistemas práticos, para um componente de ordem 50 a frequência de amostragem $\{f_s\}$ deve ser de 100 vezes a frequência do fundamental $\{f_0\}$ [62]. Como o número de pontos em um período deve ser 2^n para satisfazer uma das condições de existência da FFT, a taxa de amostragem geralmente é de 128 amostras por ciclo ($f_s = 128f_0$).

5.5. Aplicação de RNA na Identificação Harmônica

Os fundamentos da RNA já foram apresentados no Capítulo 4. Portanto, nesta seção são apresentados somente os trabalhos relacionados com a determinação (identificação) dos componentes harmônicos. Os componentes determinados servem para a análise da qualidade de energia elétrica e para a utilização em sistemas de compensação com o filtro ativo de potência.

A aplicação da RNA na determinação dos componentes harmônicos já é utilizada na comunidade científica [66]. Em alguns casos a corrente de referência para o FAP é gerada com base na extração do componente fundamental da corrente distorcida. Existem outras aplicações das RNA onde há a necessidade de se treiná-la *offline* e assim determinar os pesos sinápticos dos neurônios [4]. Há ainda algumas arquiteturas de RNA funcionando de forma adaptativa, ou seja, ela é usada para determinar o componente fundamental e seus harmônicos de forma *online*, ao invés de se realizar o treinamento da RNA [66].

A seguir são apresentadas algumas propostas relativas à determinação harmônica baseadas em redes neurais artificiais.

5.5.1. Proposta Apresentada por Narendra

Narendra em seu trabalho [67] demonstra que as redes neurais podem ser usadas de forma eficaz na identificação e controle de sistemas dinâmicos não-lineares, o qual é o caso da identificação neste trabalho [4]. Narendra utilizou, em seu trabalho, redes neurais multicamadas e recorrentes interconectadas entre si. O seu trabalho se mostrou realizável e viável do ponto de vista técnico. O seu principal objetivo é a identificação adaptativa para controlar plantas com parâmetros desconhecidos [67].

5.5.2. Proposta Apresentada por Osowski

Osowski propôs um método que se utiliza da teoria de otimização de redes neurais [22]. A implementação do método proposto por Osowski é baseada em um circuito analógico utilizando um modelo em tempo real. Uma das vantagens do método de Osowski é a simplicidade de seu circuito eletrônico, o qual processa o sinal com velocidade alta. O seu circuito tem como objetivo minimizar o erro na estimativa harmônica.

Segundo Osowski, o seu método é capaz de determinar os coeficientes da série de Fourier com base na otimização das variáveis A_l e B_l . A otimização é quadrática e seu mínimo é encontrado pela matriz *Hessiana* da função objetivo [22]. No entanto, este método supõe que ω (frequência angular) é conhecida e invariável. Isto limita a aplicação deste método, pois em sistemas reais podem ocorrer variações ou deslocamentos na frequência do sistema.

5.5.3. Proposta Apresentada por El-Amin

El-Amin [68] em seu trabalho descreve um novo método para a determinação dos componentes harmônicos utilizando RNA. Seu trabalho tem como objetivo desenvolver e

implementar uma RNA para ser utilizada em sistemas de potência, mais precisamente em sistemas elétricos industriais trifásicos [68]. Nota-se que ainda a maioria dos trabalhos trata dos problemas de qualidade de energia em sistemas trifásicos, o que pode encarecer a solução proposta.

De acordo com El-Amin a sua arquitetura neural é baseada no trabalho de Osowski [68]. Portanto, o seu método também se baseia na obtenção dos coeficientes da série de Fourier.

A principal diferença entre o método de El-Amin e de Osowski esta na forma como é tratada a frequência angular ω . No caso de Osowski, esta frequência é tratada como uma constante, por exemplo, $\omega = 2\pi 60$ [22]. Já no trabalho de El-Amin o valor de ω é considerado uma variável, mas com variações muito pequenas [68]. Esta determinação traz o inconveniente de complicar a estrutura do estimador.

O trabalho de El-Amin é apresentado sem a preocupação em demonstrar a complexidade computacional exigida pelo seu processo de estimativa harmônica. No entanto, ele apresenta uma análise da precisão da RNA em relação à FFT [68].

As comparações são realizadas por meio de um programa computacional especialmente escrito para este propósito. Não há nenhuma descrição deste programa. Portanto, torna-se praticamente inviável reproduzir os seus resultados.

Para testar o seu método, El-Amin utiliza um sinal de tensão com componentes harmônicos predeterminados [68]. Novamente, verifica-se que a maioria dos artigos na área de FAP ou determinação harmônica não se preocupa com as características das cargas não-lineares reais.

El-Amin afirma que os resultados obtidos por seu método são muito próximos dos obtidos pela FFT, mas que em relação aos ângulos de fases seu método obteve resultados melhores [68]. Verifica-se que o ruído introduzido no sinal não afetou a convergência do

modelo, mas degradou a precisão da estimativa. Além disso, foram realizados testes práticos em sistemas trifásicos, cujos resultados foram comparados com os resultados obtidos com o instrumento de medidas Fluke 41 [68].

5.5.4. Proposta Apresentada por Zhizhen

Uma abordagem usando RNA bastante diferente das anteriores neste capítulo é apresentada no trabalho de Zhizhen [69]. Neste trabalho é proposta a determinação dos harmônicos e dos reativos de corrente.

Zhizhen decompõem em seu trabalho a corrente não-linear em três partes. A primeira é formada pelos harmônicos de corrente. A segunda parte é composta somente do componente fundamental da corrente medida. Finalmente, na terceira é decomposta o reativo da corrente. O seu método é baseado na tecnologia de cancelamento de ruídos de forma adaptativa [69].

O princípio de determinação dos harmônicos e reativos de corrente é baseado na determinação de reatâncias do sistema. Em um sistema trifásico a carga não-linear pode ser dividida em dois termos, a resistiva g_{lp} e a não-linear g_s . Com sinal de tensão senoidal, o primeiro causa uma corrente ativa fundamental i_{lp} e o segundo causa uma corrente reativa fundamental e harmônica $i_{lq} + i_h$.

O método proposto por Zhizhen é utilizado em circuitos trifásicos [69]. Todos os cálculos realizados são baseados em admitâncias das resistências presentes na carga.

Valendo-se dos conceitos propostos em seu trabalho, Zhizhen apresenta uma RNA onde os seus pesos sinápticos são formados pelas resistências descritas, que são formadas por uma matriz diagonal, conforme a Expressão (5.25) [69].

$$W = \begin{bmatrix} g_{1pa} & 0 & 0 \\ 0 & g_{1pb} & 0 \\ 0 & 0 & g_{1pc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_a & 0 & 0 \\ 0 & w_b & 0 \\ 0 & 0 & w_c \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Na proposta de Zhizhen a corrente de compensação contém todos os componentes harmônicos acima do fundamental, inclusive os de altas frequências. Este fato cria dificuldades técnicas no projeto do FAP e encarece a sua implementação [44].

Na RNA utilizada por Zhizhen são apresentados os vetores de entrada, de pesos e de saída da RNA que satisfaz a relação $I = WU = GU$ em circuitos práticos [69]. Onde I é a corrente, W a matriz condutância que é igual à matriz G . Dessa forma, a entrada do sistema é o vetor de tensão U e a saída é a corrente ativa fundamental [69].

Na FIGURA 5.1 é ilustrado o método para detectar os reativos e harmônicos da corrente proposta por Zhizhen. Aplica-se U na matriz W , então a corrente ativa fundamental I_{1p} é obtida. Esta matriz é revisada no processo de treinamento da RNA para que $I_{1p} = I_{1p}$. A tensão U e ΔI realimentam a matriz admitância de revisão, onde $\Delta I = I_{1p} - (I_{1p} + I_{1q} + I_h)$. Ao alcançar a convergência tem-se $I_{1p} = I_{1p}$, então a saída é a soma da corrente reativa e da harmônica [69].

FIGURA 5.1: Diagrama do processo de detecção harmônica e reativa

No trabalho de Zhizhen não é discutido as características não-lineares da carga utilizada nas simulações realizadas. Também não são discutidas as características do *software* utilizado.

5.5.5. Proposta Apresentada por Keerthipala

Um outro método alternativo para a análise harmônica de sistemas de potência baseado em RNA é apresentado por Keerthipala [70]. O seu trabalho apresenta um breve

estudo sobre fontes harmônicas e os métodos para minimizar a distorção harmônica gerada por elas. Para isto é apresentada a necessidade de se identificar os componentes harmônicos e determinar suas amplitudes e fases. No trabalho ainda é demonstrada a utilização da FFT para este fim. No entanto, a FFT é afetada pela presença de ruído no sinal e dessa forma há a necessidade de incluir um filtro antes de aplicá-la [70].

Keerthipala apresenta um método alternativo baseado em RNA para a determinação dos coeficientes da série de Fourier, considerando inclusive a presença de ruído no sinal analisado [70]. A RNA é caracterizada por sua capacidade de aprender ou modificar seu comportamento de acordo com ambiente em que está instalada, além disto, a RNA pode aprender com base nos sistemas não-lineares com certa simplicidade [70].

De acordo com Keerthipala a DFT e FFT são procedimentos tradicionais, precisos e disponíveis para a análise de formas de onda distorcidas [70]. Além disso, Keerthipala afirma que a comunidade científica não deveria se deter na investigação de novos métodos que possam ser imunes à sub-harmônicas e ruídos [70].

Keerthipala em seu trabalho apresenta uma função de transferência para se obter os coeficientes de Fourier com base no sinal amostrado [70]. Ele afirma que seria muito complexo determinar esta função utilizando métodos tradicionais. Por isso, Keerthipala desenvolve uma RNA para representar esta função. A rede utilizada é uma PMC.

Keerthipala não especifica em seu trabalho se o seu método é para ser aplicado em um sistema trifásico ou monofásico, além de não discutir os detalhes sobre a carga não-linear que seria a fonte de harmônicos. Os resultados apresentados no trabalho dele demonstram que o método com RNA é tolerante aos ruídos no sinal amostrado [70].

5.5.6. Proposta Apresentada por Wang

Wang em seu trabalho utiliza a tecnologia de cancelamento de ruído de forma adaptativa baseada em processamento digital [73]. Dessa forma, ele introduz um estudo sobre

como substituir um filtro adaptativo comum por uma RNA para a detecção harmônica. Para validar a proposta são utilizados uma simulação e um experimento considerando somente circuitos analógicos [73].

O objetivo principal de Wang está em superar as limitações intrínsecas às técnicas utilizadas na detecção harmônica que se utilizam de filtros convencionais [73]. A dificuldade principal reside na implementação em *hardware* do modelo de RNA proposto. Wang declara que existem muitos trabalhos utilizando RNA, mas há um número muito pequeno de aplicações desta técnica em circuitos eletrônicos práticos.

A detecção de Wang é realizada no domínio do tempo, ou seja, é obtido somente o componente fundamental ou ativo da corrente de carga e feita a compensação dos harmônicos e/ou correção da potência reativa [73].

São apresentadas as características básicas sobre o funcionamento de um FAP na compensação harmônica e da potência reativa no trabalho de Wang [73]. Além disso, os problemas com os filtros fixos usados nas técnicas no domínio do tempo são apresentados, principalmente as restrições na largura de banda, seletividade, atraso de fase e deslocamento de frequência.

Na técnica utilizando filtro adaptativo é demonstrado por Wang que é possível realizar a separação de um sinal de ruído adicionado à entrada do sistema estudado [73]. Neste caso são utilizadas duas entradas, a primeira formada pela fonte do sinal e a segunda pela fonte de ruído. Considerando o sistema de um FAP, a entrada primária é a corrente de carga, a corrente de compensação é considerada como o sinal a ser detectado pelo filtro adaptativo (RNA) e a corrente fundamental ou ativa é o ruído adicionado ao sistema.

O sistema de detecção formado por uma RNA proposto por Wang é ilustrado na FIGURA 5.2 [73].

FIGURA 5.2: RNA adaptativa para detecção da corrente harmônica

A arquitetura da RNA e as suas características de treinamento são comentadas por Wang [73]. O circuito analógico utilizado no sistema de detecção adaptativo baseado em RNA é apresentado na FIGURA 5.3. As partes básicas deste circuito são comentadas, tais como: os multiplicadores, integradores, amplificadores, entre outras [73].

Wang afirma que o sistema de amostragem de seu circuito deve ter uma taxa muito alta, considerando o sinal resultante como um sinal constante no tempo [73]. Não são comentados os problemas relacionados com a amostragem do sinal de corrente e tensão necessários para a abordagem proposta. Nota-se que não é considerada uma carga não-linear real, mas sim um sinal de onda quadrada fornecida por um gerador, tanto nos resultados de simulação como nos resultados práticos. Sendo assim, o trabalho tem como objetivo principal apresentar um método capaz de detectar a corrente de compensação harmônica sem se preocupar com o tipo de carga que está sendo utilizado.

No trabalho de Wang não são apresentadas comparações com outros métodos convencionais de detecção harmônica [73]. Também não são discutidas as limitações de sua proposta, tanto da simulação como da implementação prática, tais como: problemas na amostragem do sinal, possíveis atrasos de fase, tempo de processamento do sinal, esforço computacional, número de períodos utilizados entre a amostragem do sinal e a injeção de corrente de compensação harmônica, tipo de FAP utilizado, frequência máxima do

componente compensado, esforço do FAP utilizado para seguir a corrente de referência, entre outros. No entanto, a proposta de Wang se mostra promissora e viável na implementação de um FAP para a compensação da corrente harmônica e da potência reativa [73].

FIGURA 5.3: Diagrama de blocos do circuito analógico de uma RNA para detecção adaptativa

5.5.7. Proposta Apresentada por El Shatshat

Outro trabalho muito bem elaborado e promissor na área de identificação harmônica utilizando RNA é o de El Shatshat [80]. Ele apresenta um método melhorado para seguir (*tracking*) tanto o componente fundamental como os harmônicos de corrente de um sinal amostrado baseado em uma ADALINE. Um FAP modular, formado por um inversor fonte de corrente, é utilizado como uma aplicação do seu método.

El Shatshat afirma que uma forma de calcular e avaliar a qualidade de energia de um sistema é baseada na estimativa dos componentes harmônicos da forma de onda de corrente

e/ou tensão que será analisada [80]. Ele ainda apresenta a necessidade de estimar ou extrair os componentes harmônicos que variam no tempo, tanto na amplitude como no ângulo de fase, isto para testar a eficiência do método de estimativa.

Os resultados do método apresentado por El Shatshat são comparados com os mais populares, que são: a DFT, FFT e o filtro de Kalman [80]. São apresentadas as limitações destes métodos [65].

De acordo com El Shatshat, os sinais do ruído e do componente CC em decaimento natural podem causar imprecisão tanto no método usando FFT como no utilizando o filtro de Kalman [80].

O FK é um modelo matemático de variáveis de estado, incluindo todos os possíveis componentes harmônicos do sinal amostrado. Na utilização deste filtro tem que se levar em conta o grande esforço computacional criado por causa das avaliações das funções transcendentais. Este fato impede o uso do FK em sistema de determinação em tempo real, principalmente quando os harmônicos são variantes no tempo [80].

Para El Shatshat, a principal vantagem no uso de uma rede ADALINE é a possibilidade de poder estimar com precisão os componentes harmônicos em sinais com a presença de ruído e de componentes CC em decaimento [80]. Basicamente são utilizados duas ADALINE. A primeira estima os componentes harmônicos de corrente e a segunda determina o componente fundamental com base na tensão de linha. O método é empregado em um sistema trifásico a três fios. O método com o ADALINE consiste em determinar os componentes de Fourier de forma *online*, considerando ainda a possibilidade de ocorrer um deslocamento na frequência fundamental do sinal [80]. O erro quadrático médio da ADALINE é calculado com base no valor estimado, utilizando a Expressão (5.26).

$$\varepsilon(k) = 0.5 \left(\sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos(n\omega t(k)) + B_n \sin(n\omega t(k))) - y_d(k) \right)^2 \quad (5.26)$$

Verifica-se no trabalho de El Shatshat que os resultados de simulação são promissores. O sinal utilizado é composto por sete componentes harmônicos ímpares gerados artificialmente. A ferramenta computacional (*software*) usado na simulação é o Matlab[®]. A amostragem do sinal é feita com 64 amostras por período, o que resulta em uma frequência de amostragem de 3840 amostras por segundo. O número de pontos escolhidos para esta simulação deve ter seguido as condições necessárias para a análise com a FFT, pois 64 é resultado da potência de base 2 [11]. A escolha da taxa de amostragem não é comentada no trabalho de El Shatshat. No entanto, ele afirma que o erro na estimativa com a ADALINE é reduzido com base no aumento do número de amostras aquisitadas [80].

No trabalho de El Shatshat não são apresentadas as características do FAP [80]. Outro ponto fundamental deixado sem maiores explicações é em relação à escolha do vetor de entrada da ADALINE. Além disso, o esforço computacional e as questões de sincronismo entre o sinal de tensão e corrente amostrados não foram devidamente apresentados.

5.6. Conclusão

As técnicas de determinação dos componentes harmônicos apresentadas neste capítulo se mostram promissoras na sua aplicação na eletrônica de potência.

Foram apresentados praticamente três métodos para a identificação. O primeiro consiste na utilização no filtro de Kalman. Para a aplicação deste filtro deve-se ter um modelo preciso do sistema (ou carga) utilizada, além de não se preocupar com o custo do projeto, pois este método pode exigir um esforço computacional maior que os demais métodos apresentados acima. O segundo é baseado na transformada rápida de Fourier. Este método é uma ferramenta tradicional, portanto se forem mantidas as suas exigências de funcionamento (ou existência) e não houver preocupação em relação ao tempo de processamento do sinal amostrado nada a impede de ser aplicada na determinação harmônica. O terceiro método utiliza a RNA na determinação harmônica. Este método mostra-se eficaz na determinação das

amplitudes e ângulos de fase dos harmônicos de corrente em tempo real. Todos estes métodos apresentados fazem parte da abordagem no domínio da frequência.

Sendo assim, levando-se em conta os trabalhos apresentados acima e levando-se em conta o menor esforço computacional e a sua flexibilidade estrutural, conclui-se que a RNA é uma ferramenta alternativa que pode ser utilizada na determinação da corrente harmônica com o objetivo da aplicação deste método em um sistema de compensação harmônica.

Capítulo 6.

Cargas Não-Lineares Monofásicas

6.1. Introdução

Um dos objetivos deste trabalho é estudar o comportamento harmônico do controlador CA e de um retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo. Estas cargas não-lineares podem estar presentes nos sistemas de iluminação monofásica. Apesar de serem cargas relativamente simples na sua forma construtiva, estas cargas apresentam comportamento como fontes de harmônicos os quais variam em razão de incertezas inerentes à operação destas cargas em regime estacionário, por exemplo, a queima de uma lâmpada. Estas incertezas também justificam o emprego de tais cargas neste trabalho.

Portanto, neste capítulo as características do comportamento harmônico destas cargas são analisadas. São apresentados os resultados de cada carga baseados nos dados levantados de forma experimental e por simulação [31].

6.1.1. Organização do Capítulo

Neste capítulo é apresentado o comportamento harmônico de duas cargas não-lineares presentes neste trabalho. O capítulo está organizado em quatro partes. Na primeira parte, que consiste das Seções 6.2 e 6.3, é apresentado o método utilizado para levantar os dados experimentais e de simulação. Além disso, é realizada uma breve apresentação sobre cargas não-lineares.

A segunda parte, abrangendo a Seção 6.4, apresenta a teoria sobre um controlador CA com enfoque no comportamento harmônico da corrente desta carga. São apresentados dados experimentais e de simulação para validar o modelo matemático proposto.

A terceira parte, que consiste da Seção 6.5, trata de um retificador de onda completa a diodos com filtro capacitivo. São apresentados as características de funcionamento desta carga e os resultados experimentais e de simulação.

Na quarta parte, que abrange a Seção 6.6, são apresentados os resultados de simulação e experimentais de um circuito contendo um controlador CA e um retificador.

6.2. Levantamento da Base de Dados das Cargas Estudadas

Para levantar os dados experimentais utilizados no LACEP é utilizada uma bancada de testes montada no LAIPS. Esta bancada de testes tem como finalidade levantar os dados de tensão e corrente de um sistema com três *dimmers* alimentando um conjunto de três lâmpadas incandescentes de 100W/220V cada; três reatores eletrônicos alimentando uma lâmpada fluorescente de 20W cada e um retificador monofásico em ponte completa com filtro capacitivo de $470\mu\text{F}$ e carga resistiva de 730Ω , conforme a FIGURA 6.1. Faz parte desta bancada os seguintes itens: sensores de corrente e tensão baseados no efeito *hall*, placa de aquisição de 14 bit.

A placa utilizada é a NI-DAQ USB 6009, fabricada pela National Instruments® (NI) [81] e o *software* usado é o LabView®. Esta placa pode adquirir até 48kSamples/s (amostras por segundo). Os dados coletados foram processados por um computador pessoal com processador Pentium 3® de 1 GHz de *clock* e 512 MB de memória RAM. Para verificar a tensão de alimentação e as formas de ondas amostradas de forma *online* foram realizadas medidas com um osciloscópio digital TDS2014 da Tektronics® e um multímetro digital 187 da Fluke®. O sistema é alimentado pela tensão da rede em $220\text{ V}_{\text{RMS}}$ com frequência de 60

Hz. O diagrama de blocos da bancada de teste é ilustrado na FIGURA 6.2. Para este estudo são utilizados *dimmers*, reatores eletrônicos e lâmpadas comerciais, ou seja, equipamentos comumente usados em sistemas de iluminação em ambientes industriais, comerciais e residenciais.

FIGURA 6.1: Bancada de testes das cargas estudadas

Os dispositivos apresentados na FIGURA 6.2 podem funcionar separadamente ou em conjunto na bancada de teste. Portanto, há a possibilidade de analisar o comportamento harmônico de cada dispositivo e, feito isto, verificar as características de todos os dispositivos ou parte deles funcionando simultaneamente. Isto possibilita o estudo das relações entre as cargas não-lineares presentes em um sistema de iluminação, além de dar subsídios para uma futura correção ou compensação da distorção harmônica causada por estes tipos de cargas.

FIGURA 6.2: Esquema básico da bancada de testes do sistema

A base de dados também é formada por resultados de simulação utilizando o *software* Matlab/Simulink®. Para isto é utilizado um computador pessoal (PC) Pentium 4 com 3,0 GHz de frequência de *clock* e 1 GB de memória RAM.

6.3. Cargas Utilizadas na Determinação Harmônica

Dentre as cargas produtoras de harmônicos estão os equipamentos baseados na eletrônica de potência [34]. Estes equipamentos funcionam para o sistema elétrico como fontes de distorção harmônica [26].

Os harmônicos são geralmente produzidos por conversores baseados na eletrônica de potência. Existe um expressivo aumento no interesse em se estudar os harmônicos nas

pequenas indústrias e edifícios comerciais por causa da presença de uma quantidade expressiva de equipamentos eletrônicos monofásicos que produzem uma elevada distorção harmônica de corrente no sistema elétrico que degrada a QEE [36]. Estes equipamentos geralmente são alimentados por fontes baseadas em retificadores monofásicos em ponte completa a diodo com filtro capacitivo.

Um outro tipo de carga não-linear comumente utilizada em sistema de iluminação elétrica monofásico é o controlador CA. Este dispositivo tem como objetivo controlar a tensão RMS aplicada a uma carga, no caso deste trabalho é utilizado o controle de fase com base no ângulo de disparo α . No caso dos sistemas de iluminação, a carga do controlador CA é constituída por lâmpadas incandescentes [4, 32].

O retificador e o controlador CA (*dimmer*) acima citados servem como base para o levantamento de dados sobre os respectivos comportamentos harmônicos. Estes dados serão utilizados no treinamento da RNA a ser utilizada na determinação dos componentes harmônicos da corrente destes dispositivos.

6.4. Controlador CA com Carga Resistiva

O controlador CA apresentado na FIGURA 6.3 representa uma carga não-linear para a fonte de tensão. Esta carga é formada por uma chave semicondutora (TRIAC A), uma fonte de tensão senoidal $\{v_s(t)\}$, um circuito de disparo e um conjunto de lâmpadas incandescentes que possuem um comportamento resistivo (carga R). As amplitudes e fases dos componentes harmônicos desse sistema variam tanto com o ângulo de disparo do TRIAC quanto com o comportamento da resistência R do conjunto de lâmpadas, o qual é variável com a temperatura. A FIGURA 6.4 apresenta a tensão $\{v_L(t)\}$ característica aplicada à carga R do controlador CA, para um ângulo de disparo de 90° (graus) [4]. Portanto, o controle desta tensão é realizado a cada meio período da forma de onda de tensão da linha.

FIGURA 6.3: Sistema monofásico com uma fonte de tensão senoidal e um *dimmer*

A série de Fourier da tensão aplicada à resistência pelo controlador CA pode ser apresentada como na Expressão (6.1) [4]. Os componentes harmônicos por esta carga são de ordem ímpar.

$$\begin{aligned}
 v_L(t) = \frac{V}{\pi} & \left\{ \frac{1}{2} [\cos 2\alpha - 1] \cos \omega t + \frac{1}{2} [\sin 2\alpha + 2\pi - 2\alpha] \sin \omega t \right. \\
 & + \sum_{n=3}^{\infty} \left[\frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\pi}{n+1} \right. \\
 & \left. - \frac{\cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\pi}{n-1} \right] \cos n\omega t \\
 & \left. + \sum_{n=3}^{\infty} \left[\frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right] \sin n\omega t \right\}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

FIGURA 6.4: Forma de onda da tensão aplicada às lâmpadas incandescentes

A representação da corrente de carga $i_L(t)$ é obtida usando a tensão $v_L(t)$ aplicada à resistência R , por meio da Expressão (6.2). Esta corrente é importante, pois os seus harmônicos são introduzidos no sistema [18].

$$i_L(t) = \frac{v_L(t)}{R} \quad (6.2)$$

A FIGURA 6.5 mostra a corrente e a tensão de alimentação de um controlador CA levantados de forma experimental. O ângulo de disparo é ajustado para $\alpha = 54^\circ$. Para a mesma condição de funcionamento foi levantada por simulação a corrente drenada da fonte, ilustrada na FIGURA 6.6.

FIGURA 6.5: Tensão da fonte e corrente de um *dimmer* com $\alpha=54^\circ$ (experimental)

FIGURA 6.6: Tensão da fonte e corrente de um *dimmer* com $\alpha=54^\circ$ (simulação)

Nas FIGURAS 6.7 e 6.8 são apresentados os espectros harmônicos para a corrente não senoidal drenada da fonte. A FIGURA 6.7 ilustra os componentes harmônicos levantados no experimento e a FIGURA 6.8 mostra o resultado de simulação.

FIGURA 6.7: Espectro harmônico da corrente de um controlador CA com $\alpha=54^\circ$ (experimental)

FIGURA 6.8: Espectro harmônico da corrente de um controlador CA com $\alpha=54^\circ$ (simulado)

A resistência das lâmpadas varia com a temperatura, e conseqüentemente com a tensão RMS (*Root Mean Square*), que por sua vez varia com o ângulo de disparo do TRIAC [2], conforme a Expressão (6.3). A FIGURA 6.9 apresenta o comportamento da tensão RMS e da resistência de 3 lâmpadas incandescentes (100W/220V cada) em função do ângulo de disparo

α do TRIAC. A tensão RMS também pode ser determinada de forma aproximada, por meio dos harmônicos de tensão da carga conforme a Expressão (6.4) [4, 18].

$$V_{RMS} = V \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{4\pi}} \quad (6.3)$$

$$V_{RMS} \cong \sqrt{\sum_{n=1}^N \frac{V_n^2}{2}} \quad (6.4)$$

O n -ésimo componente harmônico de corrente $\{I_n\}$ é dado pela Expressão (6.5) [30].

$$I_n = \frac{V_n}{R} \quad (6.5)$$

FIGURA 6.9: Variação da tensão RMS e de R com o ângulo de disparo

A FIGURA 6.10 mostra a variação não-linear da corrente RMS $\{I_{RMS}\}$ da carga, que pode ser calculada pela Expressão (6.6), ou aproximadamente pela Expressão (6.7) [82].

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{R} = \frac{V}{R} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{4\pi}} \quad (6.6)$$

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{R} \cong \sqrt{\sum_{n=1}^N \frac{I_n^2}{2}} \quad (6.7)$$

FIGURA 6.10: Variação da corrente RMS do controlador CA

A FIGURA 6.11 ilustra a variação da *THD* de corrente em função do ângulo de disparo do controlador CA. Note que para valores abaixo de 100° a *THD* tem uma variação que se aproxima da linear, mas após este valor aumenta exponencialmente. Para valores dos ângulos de disparo ajustado acima de 160° a distorção se torna muito elevada (acima de 250%), no entanto as amplitudes dos harmônicos nesta faixa diminuem consideravelmente de intensidade, por exemplo, o 3º harmônico apresentado na FIGURA 6.12 [18].

FIGURA 6.11: THD em função do ângulo de disparo do controlador CA

A variação das amplitudes dos seis primeiros componentes harmônicos de corrente de carga do sistema em função do ângulo de disparo do controlador CA é apresentada na FIGURA 6.12. Observa-se que acima de 150° todas as amplitudes se aproximam do valor do

componente fundamental elevando a distorção, mas com menor impacto no sistema por causa das suas pequenas amplitudes [2]. No entanto, no sistema prático existem limitações construtivas no ajuste do ângulo de disparo do controlador CA. Para um ajuste abaixo de 22° já não existe variação na forma de onda. Já para um ajuste acima 130° a forma de onda se torna assimétrica, conforme a FIGURA 6.13. Esta situação foge do escopo deste trabalho.

FIGURA 6.12: Amplitudes dos seis primeiros harmônicos de corrente

Na FIGURA 6.12 é possível verificar também a variação não-linear das lâmpadas alimentadas pelo controlador CA. Isto com base no comportamento da curva do 5º harmônico. Acima do ângulo de disparo de aproximadamente 90° esta curva sofre um acréscimo por causa da diminuição da resistência apresentada pelas lâmpadas [31].

FIGURA 6.13: Tensão da fonte e corrente de um *dimmer* com $\alpha=140^\circ$ (experimental)

Outra carga não-linear importante no sistema de iluminação monofásica é representada pelo retificador monofásico, o qual suas características são apresentadas a seguir [83, 84].

6.5. Retificador Monofásico de Onda Completa com Filtro

Capacitivo

O circuito clássico de um retificador monofásico de onda completa é formado por uma ponte de diodos, uma carga resistiva e um filtro capacitivo de alisamento, conforme apresentado na FIGURA 6.14 [85]. Este tipo de circuito é muito utilizado em razão da sua simplicidade, principalmente na seção de entrada de muitas fontes chaveadas, isto é, antes da conversão de CC para CC destas fontes [86]. No entanto, este retificador possui a imperfeição de drenar uma corrente com alto conteúdo harmônico [37]. A FIGURA 6.15 ilustra o circuito equivalente do retificador.

Existem dois usos considerados convencionais para o retificador de onda completa monofásico a diodo. Na utilização tradicional, o capacitor de filtro possui valor elevado o que resulta num valor relativamente baixo de tensão de ondulação (*ripple*) na carga. O segundo uso está baseado em um retificador de baixos harmônicos, onde a carga resistiva é substituída por um conversor CC-CC que é controlado para que sua potência de entrada obedeça à lei de Ohm [37].

FIGURA 6.14: Circuito do retificador monofásico de onda completa

FIGURA 6.15: Circuito equivalente do retificador monofásico de onda completa

As formas de onda do funcionamento básico de um retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo alimentando uma carga puramente resistiva estão ilustradas na FIGURA 6.16. A tensão retificada de saída é praticamente contínua em virtude da presença do capacitor de filtro. Este capacitor eleva o valor médio da tensão em relação a uma carga puramente resistiva. Em um circuito ideal, o capacitor carrega-se com a tensão de entrada quando os diodos estão conduzindo, portanto $v_D = |v_S|$. Assim que a tensão de entrada $|v_S|$ começa a se tornar menor do que a tensão armazenada no capacitor, em t_1 , os diodos bloqueiam e a corrente de saída é fornecida pelo capacitor. Dessa forma, o capacitor começa a se descarregar exponencialmente, de acordo com a constante de tempo τ (RC), até que a tensão de entrada $|v_S|$ se torne novamente maior, em t_0 , recarregando o capacitor [37].

FIGURA 6.16: Corrente da fonte e tensão de saída do retificador

A FIGURA 6.16 também ilustra a corrente drenada da fonte CA pelo retificador $i_S(t)$. Note que esta corrente aparece como impulsos. Esta corrente possui valores extremos, por exemplo, (utilizando os dados levantados em simulação) para uma corrente média de 0,86 A,

a corrente de pico da entrada é de 27,5 A. Para conseguir um valor médio maior é preciso aumentar o valor do capacitor de filtro. Isto causa um pulso de corrente de entrada mais estreito e mais alto para que se possa transferir a energia necessária para carga resistiva conectada à saída do retificador [86].

A expressão analítica da corrente de entrada $i_S(t)$ é determinada com base nos parâmetros do circuito e de uma função de excitação [32]. O circuito é resolvido considerando R como uma carga puramente resistiva.

Considerando um retificador ideal, quando os diodos começam a conduzir em t_0 , a tensão de saída é da seguinte forma [83]:

$$v_D = V_m \sin \omega t \quad (6.8)$$

A corrente drenada da fonte de tensão no instante $t_0 \leq t \leq t_1$ pode ser expressa como a soma das correntes no resistor de carga e no capacitor de alisamento, da seguinte forma:

$$i_D = i_C + i_R \quad (6.9)$$

A corrente que circula pelo resistor pode ser calculada pela expressão:

$$i_R = \frac{v_D}{R} = \frac{V_m \sin \omega t}{R} \quad (6.10)$$

A corrente no capacitor é representada por:

$$i_C = C \frac{dv_D}{dt} = C \omega V_m \cos \omega t \quad (6.11)$$

Dessa forma, a corrente i_D é expressa como:

$$i_D = V_m \left[\frac{1}{R} \sin \omega t + C \omega \cos \omega t \right] \quad (6.12)$$

A corrente i_D também pode ser apresentada como:

$$i_D = I_m \sin(\omega t + \psi) \quad (6.13)$$

Onde a corrente I_m , é da seguinte forma:

$$I_m = V_m \sqrt{\frac{1}{R^2} + C^2 \omega^2} \quad (6.14)$$

O ângulo ψ é representado pela expressão:

$$\psi = \arctg(\omega C R) \quad (6.15)$$

O tempo t_1 pode ser encontrado no instante que a corrente se anula, isto é, em $i_D = 0$; como na Expressão (6.16).

$$0 = V_m \left[\frac{1}{R} \sin \omega t_1 + C \omega \cos \omega t_1 \right] \quad (6.16)$$

Reescrevendo a Expressão (6.16), tem se:

$$\frac{\sin \omega t_1}{\cos \omega t_1} = \operatorname{tg} \omega t_1 = -RC \omega \quad (6.17)$$

Portanto, o instante de tempo $\{t_1\}$ em que os diodos são bloqueados é mostrado na Expressão (6.18). Note que o ângulo do fim de condução dos diodos é $\beta = \omega t_0$, definido na Expressão (6.19).

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \arctg(-RC \omega) \quad (6.18)$$

$$\beta = \omega t_1 = \arctg(-RC \omega) \quad (6.19)$$

No intervalo $t_1 < t \leq T/2 + t_0$, todos os diodos estão fora de operação, isto é, bloqueados e o capacitor está descarregando através do resistor de carga. Dessa forma, a tensão da carga é igual a tensão no capacitor e pode ser representada por:

$$v_D = A e^{-t/RC} \quad (6.20)$$

Com base na FIGURA 6.16 determina-se a constante A , pois para $t = t_1$, $v_D = V_m \sin(\omega t_1)$. Assim, a tensão no capacitor é representada por:

$$v_D = V_m \sin(\omega t_1) e^{-(\omega t - \omega t_1)/(RC \omega)} \quad (6.21)$$

No instante em que a tensão v_D cruza a curva $V_m \sin(\omega t)$, no próximo semiciclo, define-se o instante de tempo t_0 . Portanto:

$$V_m \sin(\omega t_0 + \pi) = V_m \sin(\omega t_1) e^{-[(\pi + \omega t_0 - \omega t_1)/(RC\omega)]} \quad (6.22)$$

Reescrevendo, tem-se:

$$\sin(\omega t_0) = -\sin(\omega t_1) e^{-[(\pi + \omega t_0 - \omega t_1)/(RC\omega)]} \quad (6.23)$$

O instante t_0 é representado na Expressão (6.24). Pode-se também representar o início de condução dos diodos com o ângulo $\alpha = \omega t_0$, conforme a Expressão (6.25).

$$t_0 = \frac{1}{\omega} \arcsen \left[\sin(\omega t_1) e^{-[(\pi + \omega t_0 - \omega t_1)/(RC\omega)]} \right] \quad (6.24)$$

$$\alpha = \omega t_0 = \arcsen \left(\sin(\omega t_1) e^{-[(\pi + \alpha t_0 - \omega t_1)/(RC\omega)]} \right) \quad (6.25)$$

Um exemplo do comportamento de α e β , isto é, da variação do ângulo de início e do fim de condução, respectivamente, é ilustrado na FIGURA 6.17. Neste caso específico, o capacitor foi mantido fixo em $1000\mu\text{F}$ e foi utilizado um resistor variável cujo valor varia de $100\ \Omega$ a $1,5\ \text{k}\Omega$. Com o aumento da constante de tempo τ há um estreitamento no pulso de corrente drenado pelo retificador. Isto demonstra que para um valor de ondulação menor existe uma piora no conteúdo harmônico da corrente drenada pelo retificador, como ilustrado na FIGURA 6.18.

FIGURA 6.17: Variação do início e término de condução dos diodos

FIGURA 6.18: Espectros harmônicos para τ baixo (a) e τ alto (b)

A série de Fourier, na sua forma geral, é representada pela Expressão (6.26) [82, 86].

$$i(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (6.26)$$

As correntes estudadas têm valor médio nulo, portanto $a_0=0$.

Com base nas Expressões (6.28) e (6.30) obtêm-se os coeficientes a_n e b_n .

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (6.27)$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} V_m \left[\frac{1}{R} \sin \omega t_2 + C \omega \cos \omega t_2 \right] \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (6.28)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (6.29)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} V_m \left[\frac{1}{R} \sin \omega t_2 + C \omega \cos \omega t_2 \right] \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (6.30)$$

Após os cálculos necessários obtêm-se as Expressões (6.31) e (6.32).

$$a_n = \frac{1}{2R} \left[\frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\cos(n-1)\beta - \cos(n-1)\alpha}{(n-1)} \right] + \frac{C\omega}{2} \left[\frac{\sin(n+1)\beta - \sin(n+1)\alpha}{(n+1)} + \frac{\sin(n-1)\beta - \sin(n-1)\alpha}{(n-1)} \right] \quad (6.31)$$

$$b_n = \frac{1}{2R} \left[\frac{\sin(n+1)\alpha - \sin(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\sin(n-1)\beta - \sin(n-1)\alpha}{(n-1)} \right] + \frac{C\omega}{2} \left[\frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\beta}{(n-1)} \right] \quad (6.32)$$

Para $n = 1$ as Expressões (6.31) e (6.32) são indeterminadas. Dessa forma, tem-se a Expressões (6.33) e (6.34).

$$a_1 = \frac{1}{4R} [\cos(2\alpha) - \cos(2\beta)] + \frac{C\omega}{4} [\sin(2\beta) - \sin(2\alpha) + 2\beta - 2\alpha] \quad (6.33)$$

$$b_1 = \frac{1}{4R} [\sin(2\alpha) - \sin(2\beta) + 2\beta - 2\alpha] + \frac{C\omega}{4} [\cos(2\alpha) - \cos(2\beta)] \quad (6.34)$$

Portanto a corrente drenada da fonte de alimentação CA pelo retificador monofásico em ponte completa pode ser representada pela Expressão (6.35). Esta corrente possui somente os componentes de ordem ímpar.

$$\begin{aligned} i(t) = \frac{2V}{\pi} & \left\{ \left[\frac{1}{4R} [\cos(2\alpha) - \cos(2\beta)] + \frac{C\omega}{4} [\sin(2\beta) - \sin(2\alpha) + 2\beta - 2\alpha] \right] \cos(\omega t) \right. \\ & + \left[\frac{1}{4R} [\sin(2\alpha) - \sin(2\beta) + 2\beta - 2\alpha] + \frac{C\omega}{4} [\cos(2\alpha) - \cos(2\beta)] \right] \sin(\omega t) \\ & + \sum_{n=3}^{\infty} \left[\frac{1}{2R} \left(\frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\cos(n-1)\beta - \cos(n-1)\alpha}{(n-1)} \right) \right. \\ & + \left. \frac{C\omega}{2} \left(\frac{\sin(n+1)\beta - \sin(n+1)\alpha}{(n+1)} + \frac{\sin(n-1)\beta - \sin(n-1)\alpha}{(n-1)} \right) \right] \cos(n\omega t) \\ & + \sum_{n=3}^{\infty} \left[\frac{1}{2R} \left(\frac{\sin(n+1)\alpha - \sin(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\sin(n-1)\beta - \sin(n-1)\alpha}{(n-1)} \right) \right. \\ & + \left. \frac{C\omega}{2} \left(\frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\beta}{(n-1)} \right) \right] \sin(n\omega t) \left. \right\} \quad (6.35) \end{aligned}$$

A Expressão (6.35) é a série de Fourier para o circuito da FIGURA 6.15. No entanto, a Expressão (6.35) sofre algumas modificações quando são consideradas as impedâncias presentes na fonte de alimentação CA. Neste trabalho é considerada somente a presença do efeito resistivo $\{R_2\}$ desta impedância, conforme o circuito equivalente da FIGURA 6.19.

FIGURA 6.19: Circuito equivalente do retificador monofásico com filtro e R_2

A FIGURA 6.20 mostra o efeito da resistência R_2 na corrente drenada da fonte de alimentação CA. Esta corrente continua pulsada, mas agora apresenta uma atenuação do valor de pico entre os instantes t_0 e t_1 .

FIGURA 6.20: Corrente da fonte atenuada por R_2 e tensão de saída do retificador

Dessa forma, considerando o efeito da resistência R_2 no circuito da FIGURA 6.19 e valendo-se das Expressões (6.36), (6.37) e (6.38) obtém-se a Expressão (6.39), que corresponde à equação diferencial do circuito citado.

$$i_D = i_C + i_R \quad (6.36)$$

$$i_D = C \frac{dv_D}{dt} + \frac{v_D}{R} \quad (6.37)$$

$$v_s = R_2 \left(C \frac{dv_D}{dt} + \frac{v_D}{R} \right) + v_D \quad (6.38)$$

$$\frac{dv_D}{dt} + \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R} \right) v_D = \frac{V_m}{R_2 C} \sin \omega t \quad (6.39)$$

A Expressão (6.39) é uma equação diferencial de primeira ordem. Sendo assim, deve-se encontrar a solução particular e a homogênea desta equação.

Para encontrar a solução particular desta equação é utilizado o método dos coeficientes. Neste método a solução tem a forma da Expressão (6.40). Já a solução homogênea tem a forma representada na Expressão (6.41).

$$v_D = A \operatorname{sen} \omega t + B \cos \omega t \quad (6.40)$$

$$v_D = C_1 e^{-k_1 t} \quad (6.41)$$

Desta forma, as Expressões (6.42) e (6.43) representam a solução geral para a tensão e corrente do circuito da FIGURA 6.20, respectivamente. Utilizando esta corrente chega-se à Expressão (6.44), que representa a série de Fourier da corrente drenada da fonte de alimentação CA. O n -ésimo componente desta série é de ordem ímpar.

$$v_D = C_1 e^{-k_1 t} + \frac{k_2}{k_1 + \omega} [k_1 \operatorname{sen}(\omega t) + \omega \cos(\omega t)] \quad (6.42)$$

$$i_D = C_2 e^{-k_1 t} + \frac{1}{R_2} \left[\left(V_m - \frac{k_1 k_2}{k_1^2 + \omega^2} \right) \operatorname{sen}(\omega t) + \frac{\omega k_2}{k_1^2 + \omega^2} \cos(\omega t) \right] \quad (6.43)$$

$$\begin{aligned} i(t) = & \frac{2}{\pi} \left\{ \left[\frac{C_2}{k_5^2 + 1} \left[e^{-k_5 \beta} [-k_5 \cos(\beta) - \operatorname{sen}(\beta)] - e^{-k_5 \alpha} [-k_5 \cos(\alpha) - \operatorname{sen}(\alpha)] \right] \right. \right. \\ & + \frac{k_3}{4} [\cos(2\alpha) - \cos(2\beta)] + \frac{k_4}{4} [\operatorname{sen}(2\beta) - \operatorname{sen}(2\alpha) + 2\beta - 2\alpha] \Big] \cos(\omega t) \\ & + \left[\frac{C_2}{k_5^2 + 1} \left[e^{-k_5 \beta} [-k_5 \operatorname{sen}(\beta) - \cos(\beta)] - e^{-k_5 \alpha} [-k_5 \operatorname{sen}(\alpha) - \cos(\alpha)] \right] \right. \\ & + \frac{k_4}{4} [\cos(2\alpha) - \cos(2\beta)] + \frac{k_3}{4} [\operatorname{sen}(2\alpha) - \operatorname{sen}(2\beta) + 2\beta - 2\alpha] \Big] \operatorname{sen}(\omega t) \\ & + \sum_{n=3}^{\infty} \left[\frac{C_2}{k_5^2 + n^2} \left[e^{-k_5 \beta} [-k_5 \cos(n\beta) - n \operatorname{sen}(n\beta)] - e^{-k_5 \alpha} [-k_5 \cos(n\alpha) - n \operatorname{sen}(n\alpha)] \right] \right. \\ & + \frac{k_3}{2} \left(\frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\cos(n-1)\beta - \cos(n-1)\alpha}{(n-1)} \right) \\ & + \frac{k_4}{2} \left(\frac{\operatorname{sen}(n+1)\beta - \operatorname{sen}(n+1)\alpha}{(n+1)} + \frac{\operatorname{sen}(n-1)\beta - \operatorname{sen}(n-1)\alpha}{(n-1)} \right) \Big] \cos(n\omega t) \\ & + \sum_{n=3}^{\infty} \left[\frac{C_2}{k_5^2 + n^2} \left[e^{-k_5 \beta} [-k_5 \operatorname{sen}(n\beta) - n \cos(n\beta)] - e^{-k_5 \alpha} [-k_5 \operatorname{sen}(n\alpha) - n \cos(n\alpha)] \right] \right. \\ & + \frac{k_4}{2} \left(\frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\beta}{(n-1)} \right) \\ & + \frac{k_3}{2} \left(\frac{\operatorname{sen}(n+1)\alpha - \operatorname{sen}(n+1)\beta}{(n+1)} + \frac{\operatorname{sen}(n-1)\beta - \operatorname{sen}(n-1)\alpha}{(n-1)} \right) \Big] \operatorname{sen}(n\omega t) \Big\} \end{aligned} \quad (6.44)$$

Onde:

$$k_1 = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R} \right) \quad (6.45)$$

$$k_2 = \frac{V_m}{R_2 C} \quad (6.46)$$

$$k_3 = \frac{1}{R_2} \left(V_m - \frac{k_1 k_2}{k_1^2 + \omega^2} \right) \quad (6.47)$$

$$k_4 = \frac{1}{R_2} \left(\frac{\omega k_2}{k_1^2 + \omega^2} \right) \quad (6.48)$$

$$k_5 = \left(\frac{k_1}{\omega} \right) \quad (6.49)$$

A FIGURA 6.21 mostra a corrente solicitada pelo retificador monofásico (capacitor de 470 μF e resistor de carga 730 Ω) e a tensão de alimentação CA (220 V), ambas obtidas de forma experimental. Esta corrente é basicamente formada por pulsos positivos e negativos em relação à tensão de alimentação CA. Já a FIGURA 6.22 ilustra as formas de onda da tensão de alimentação CA e da corrente drenada pelo retificador monofásico, mas agora obtidas por meio de simulação. Nesta simulação é considerado o efeito do resistor de entrada de 0,47 Ω (R_2). Existe uma pequena diferença entre os valores máximos da corrente experimental e de simulação. Isto ocorre porque no modelo da simulação a tensão de alimentação e os valores dos componentes do circuito são considerados ideais, isto é, não possuem tolerâncias nos seus valores nominais.

FIGURA 6.21: Tensão e corrente do retificador (experimental)

FIGURA 6.22: Tensão e corrente do retificador (simulação)

As FIGURAS 6.23 e 6.24 apresentam apenas dois ciclos da tensão de alimentação CA das formas de onda das FIGURAS 6.21 e 6.22, respectivamente. Isto possibilita uma visão mais detalhada destas formas de onda. Comparando a forma de onda da FIGURA 6.23 com a da FIGURA 6.24, verifica-se que o modelo matemático do circuito proposto neste trabalho obteve êxito em relação à amplitude do sinal, à forma de onda e aos ângulos α e β . Na

FIGURA 6.23 a forma de onda da corrente possui assimetria entre o pulso positivo e o negativo. Além disso, a forma de onda obtida na prática possui algumas variações na sua forma senoidal. Estas variações ocorrem por causa das características de funcionamento do transformador de alimentação do prédio do laboratório.

FIGURA 6.23: Tensão e corrente do retificador (experimental)

FIGURA 6.24: Tensão e corrente do retificador (simulação)

Na FIGURA 6.25 é ilustrada as amplitudes harmônicas da forma de onda de corrente obtidas de forma experimental. Os componentes harmônicos destas correntes possuem as

mesmas características das amplitudes obtidas na simulação, apresentadas na FIGURA 6.26. No entanto, as amplitudes da FIGURA 6.25 apresentam alguns componentes de ordem par (aproximadamente de 0,02%).

FIGURA 6.25: Espectro harmônico da corrente do retificador (experimental)

O circuito utilizado para obter as amplitudes apresentadas na FIGURA 6.26 possui um capacitor de $470 \mu\text{F}$, um resistor de entrada de $0,47 \Omega$ e um resistor de carga de 730Ω , que resulta em $\alpha = 77,9^\circ$ e $\beta = 90,4^\circ$. Os componentes de menor frequência destas amplitudes têm uma grande influência na corrente harmônica do sistema, por exemplo, os cinco primeiros componentes acima do fundamental possuem valores acima de 80% do fundamental.

FIGURA 6.26: Espectro harmônico da corrente do retificador (simulação)

6.6. Circuito com um Controlador CA e um Retificador

Nas Seções 6.4 e 6.5 foram apresentadas duas cargas não-lineares. A primeira formada por um controlador CA e a segunda formada por um retificador. Esta seção trata das características experimentais e de simulação do funcionamento de um circuito composto por estas duas cargas, conforme apresentado na FIGURA 6.27.

FIGURA 6.27: Circuito com um controlador CA e um retificador conectados ao PAC

A FIGURA 6.28 apresenta as formas de onda de tensão e corrente experimentais no PAC do circuito. O ângulo de disparo do controlador CA é de 54° . A fonte de alimentação CA fornece os harmônicos solicitados pelas duas cargas.

FIGURA 6.28: Tensão e corrente das duas cargas (experimental)

A FIGURA 6.29 ilustra as formas de onda de tensão e corrente obtidas por meio de simulação.

FIGURA 6.29: Tensão e corrente das duas cargas (simulação)

Para efeito de comparação, as FIGURA 6.30 e 6.31 mostram a corrente experimental e de simulação, respectivamente, solicitadas pelas cargas em somente dois ciclos da tensão de alimentação CA. Verifica-se que o resultado experimental valida o modelo matemático utilizado para a simulação.

FIGURA 6.30: Tensão e corrente das duas cargas (experimental)

Nas FIGURAS 6.32 e 6.33 são apresentadas as amplitudes harmônicas de corrente solicitadas pelas cargas no PAC. A FIGURA 6.32 ilustra o resultado experimental e a FIGURA 6.33 mostra o resultado obtido por meio de simulação. Existem componentes de ordem par nas amplitudes da forma de onda experimental, além de apresentar um valor médio de aproximadamente 0,01 %. Estas características que diferem do resultado obtido por simulação resultam da assimetria da forma de onda experimental.

FIGURA 6.31: Tensão e corrente das duas cargas (simulação)

FIGURA 6.32: Espectro harmônico da corrente das duas cargas (experimental)

FIGURA 6.33: Espectro harmônico da corrente das duas cargas (simulação)

Na FIGURA 6.34 ilustra o comportamento dos seis primeiros harmônicos da corrente solicitada pelas cargas do circuito da FIGURA 6.27. Neste caso é considerada a variação do ângulo de disparo do controlador CA de 0° a 180° . Os harmônicos acima do fundamental têm os seus valores muito próximos em alguns pontos de operação do sistema, por exemplo, para o ângulo de disparo de aproximadamente 100° .

FIGURA 6.34: Amplitudes dos seis primeiros harmônicos de corrente

6.7. Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o estudo sobre duas cargas não-lineares fundamentais para o presente trabalho. A primeira consiste de um controlador CA e a segunda de um retificador a diodo em ponte completa.

Os resultados experimentais validam os resultados obtidos por simulação. Isto pode ser verificado com base nas formas de onda e das amplitudes harmônicas de corrente solicitadas pelas duas cargas individualmente ou em conjunto no PAC.

A característica não-linear da carga resistiva do controlador CA foi verificada. Além disso, o comportamento deste dispositivo e do retificador de onda completa foi amplamente estudado, dando condições para levantar os dados necessários para testar o método de determinação harmônica que é proposto neste trabalho.

Capítulo 7.

Determinação dos Componentes Harmônicos

7.1. Introdução

A determinação dos componentes harmônicos de corrente é o objetivo principal deste trabalho. Para realizar esta determinação foram apresentados alguns métodos no Capítulo 5. Dentre estes métodos está o uso das técnicas baseadas em RNA. Esta técnica mostrou-se eficaz, promissora e apresentou esforço computacional menor. Portanto, tal método é o escolhido para a determinação dos harmônicos neste trabalho.

Antes da escolha do método baseado em RNA foram testados dois métodos diferentes para a determinação do conteúdo harmônico da corrente de carga. O primeiro método é baseado em um sistema *fuzzy*. Os resultados de tal método se mostraram promissores. No entanto, o método estudado baseado em um sistema *fuzzy* ainda apresenta algumas limitações quanto a sua aplicação, principalmente na necessidade do uso da FFT durante o processo de identificação. Sendo assim, não se justificava como uma ferramenta alternativa. A utilização de um sistema neuro-*fuzzy* baseado na estrutura ANFIS (*Adaptive Network-based Fuzzy Inference System*) é o segundo método estudado para a determinação do conteúdo harmônico. O sistema neuro-*fuzzy* também apresentou resultados satisfatórios, mas a sua estrutura exige um esforço computacional muito grande, o que resultou no não aproveitamento no presente trabalho.

Neste capítulo são apresentados os resultados utilizando o método de determinação dos componentes harmônicos de corrente baseado em RNA. Para esta determinação são usados dados levantados de forma experimental e por simulação. O sinal de corrente utilizado pelo método provém de um controlador CA, um retificador a diodos e da combinação em paralelo de ambos.

7.1.1. Organização do Capítulo

O capítulo está organizado em duas partes inter-relacionadas. Na primeira parte, que consiste da Seção 7.2, são apresentados os resultados da determinação harmônica com o auxílio de simulação. Nesta seção são utilizados um controlador CA e um retificador a diodos em ponte completa. Também é verificada a capacidade da arquitetura neural proposta em estimar os componentes harmônicos selecionados sob ruído.

A segunda parte, que consiste da Seção 7.3, mostra os resultados de estimativa para as formas de onda práticas. Estas formas de onda foram obtidas com base na bancada de testes montada em laboratório. Para esta estimativa foram utilizados o controlador CA e o retificador em onda completa com filtro capacitivo. O algoritmo de aprendizagem e a arquitetura neural utilizada nesta seção são os mesmos utilizados na Seção 7.2.

7.2. Resultados de Simulação da Determinação Harmônica

A FIGURA 7.1 ilustra o processo de determinação dos componentes harmônicos de forma seletiva. Um sensor faz a amostragem do sinal da corrente de carga no domínio do tempo. Esta corrente contém todas as amplitudes e fases harmônicas drenadas pela carga não-linear. Este sinal de corrente é então computado pelas RNA que determina os componentes harmônicos selecionados, ou seja, as amplitudes e fases da corrente de carga. Este método não utiliza a FFT ou a DFT para a determinação seletiva dos componentes harmônicos, mas pode ser utilizado como uma ferramenta alternativa a estes métodos.

A identificação dos harmônicos por meio de RNA tem como uma das vantagens a aquisição somente do sinal de corrente da carga estudada, além de ter os cálculos mais simplificados [53].

A topologia da rede empregada possui 42 entradas as quais amostram a amplitude do sinal de corrente em meio ciclo da tensão da rede com taxa de amostragem de 5,04 kHz, como mostra a FIGURA 7.1. A estrutura do estimador, após ser otimizada, possui na primeira camada (escondida) cinco neurônios e na segunda camada (saída) possui um neurônio, mostrado na FIGURA 7.2. A função de ativação de cada neurônio da primeira camada escondida é a função tangente hiperbólica enquanto a função de ativação do neurônio de saída é a função linear. Esta estrutura neural se repete para cada componente que se deseja determinar [4]. Os parâmetros utilizados no treinamento da RNA proposta são apresentados na TABELA 7.1.

A corrente instantânea amostrada do controlador CA é apresentada à RNA que estima um componente harmônico específico presente nesta corrente. O erro relativo é calculado para determinar a eficácia da rede na estimativa.

FIGURA 7.1: Exemplo de identificação dos componentes harmônicos

A estrutura da RNA da FIGURA 7.2 foi escolhida após a utilização da técnica da validação cruzada (*Cross-Validation*).

FIGURA 7.2: Representação da rede PMC

TABELA 7.1: Parâmetros utilizados na RNA proposta

Arquitetura da rede	<i>Perceptron</i> Multicamadas
Tipo de treinamento	Supervisionado
Número de Camadas	2
Neurônios da camada escondida	5
Neurônios da camada de saída	1
Algoritmo de treinamento	Levenberg-Marquardt <i>backpropagation</i>
Taxa de Aprendizado	1E-3
Épocas	1000
Erro quadrático requerido	5E-3
Função de ativação da camada intermediária	Tangente hiperbólica
Função de ativação da camada de saída	Linear
Quantidade de amostras de treinamento	90 curvas - 42 pontos por curva
Quantidade de amostras de teste	90 curvas – 42 pontos por curva

Uma forma de entender a proposta de determinação do conteúdo harmônico de corrente é por meio do diagrama de blocos da FIGURA 7.3. Nele está representada a sequência entre o sistema a ser utilizado na identificação e a saída com o conteúdo harmônico estimado. São dois tipos de sistemas estudados. O primeiro, o qual é representado no bloco (1), é composto pelos circuitos de um controlador CA e um retificador de onda completa, ambos montados em uma bancada de testes. O segundo também é formado por um controlador CA e um retificador de onda completa, mas agora na forma de simulação computacional, a qual é representada no bloco (6).

A RNA utilizada é representada nos blocos (14) a (19) e serve para identificar tanto os harmônicos do circuito experimental como os do circuito simulado. Ela é formada por redes neurais artificiais com a arquitetura *Perceptron* Multicamadas.

A estrutura neural proposta, composta por 6 RNA operando em conjunto, apresenta em sua saída os seis primeiros harmônicos da corrente de carga.

As redes neurais presentes nesta estrutura utilizam o treinamento supervisionado valendo-se do algoritmo de treinamento Levenberg-Marquardt com regularização *Bayesiana*, que é representado pelo bloco (12). Isto é, a matriz de pesos sinápticos da RNA é ajustada, conforme representado no bloco (13). O bloco (11) representa o padrão de treinamento utilizado, o qual é obtido na simulação.

Para se gerar o padrão de treinamento também se realiza a FFT truncada, a qual vai determinar os componentes harmônicos que se deseja estimar (1^o, 3^o, 5^o, 7^o, 9^o e 11^o).

As entradas da RNA recebem os dados do padrão de testes, os quais podem ser do experimento, utilizando os dados do bloco (5), ou da simulação, usando os dados do bloco (10).

O processo de identificação do conteúdo harmônico das cargas não-lineares do experimento está baseado nos blocos (1), (2), (3), (4), (5) e (14) a (19). No bloco (2) é

realizada a amostragem do sinal em meio período da tensão de alimentação, ou seja, são amostradas as amplitudes da corrente em 42 pontos. Tais amostras são organizadas em matrizes no bloco (3), o qual fornece os dados necessários para se obter o padrão de testes que forma o bloco (4).

Para se obter a identificação do conteúdo harmônico das cargas não-lineares simuladas são utilizados os blocos (6), (7), (8), (9), (10) e (14) a (19). O processo se dá da mesma forma que o realizado com os dados experimentais, mas agora com os dados obtidos dos modelos matemáticos do bloco (6).

FIGURA 7.3: Diagrama de blocos do processo de determinação do conteúdo harmônico da corrente de carga experimental e de simulação

Para obter os resultados de simulação neste capítulo foi utilizado um computador pessoal com processador Pentium 4® com 3,0 GHz de frequência de *clock*, além 1 GB de

memória RAM. O tempo para treinamento total *offline* das RNA foi de 2,03 s. O método do erro quadrático médio é utilizado como critério de parada do algoritmo de treinamento, com valor objetivo ajustado para $5E-3$ [53].

7.2.1. Circuito com um Controlador CA

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação com um controlador CA com carga resistiva variável. O ângulo de disparo do controlador varia de 0° a 180° . Dessa forma, as RNA têm de identificar os componentes harmônicos para cada ângulo de disparo ajustado.

As FIGURAS 7.4 a 7.9 ilustram os resultados de simulação das RNA. A RNA consegue estimar os componentes harmônicos mantendo as características apresentadas na FIGURA 6.12. Em todos os harmônicos estimados o erro relativo ficou abaixo de 1% na faixa entre 25° e 160° . A única exceção é para o harmônico fundamental, ilustrado na FIGURA 7.4, onde o erro ficou próximo de zero até aproximadamente 140° e acima de 1% após de 160° .

FIGURA 7.4: Estimativa do componente fundamental

FIGURA 7.5: Estimativa do 3º harmônico

FIGURA 7.6: Estimativa do 5º harmônico

FIGURA 7.7: Estimativa do 7º harmônico

FIGURA 7.8: Estimativa do 9º harmônico

FIGURA 7.9: Estimativa do 11º harmônico

O erro abaixo de 10° (exceto para o componente fundamental, mostrado na FIGURA 7.4) e o erro acima de 160° , ilustrados na FIGURAS 7.4 a 7.9, do ângulo de disparo, apesar de serem próximos de 20%, podem ser ignorados por causa da baixa amplitude destes componentes harmônicos nestas regiões de operação do controlador CA. Na região após o limite superior (160°), a *THD* possui um valor muito alto (acima de 217,14%, apresentado na FIGURA 6.11) em razão da contribuição maior dos componentes harmônicos em relação ao fundamental (de 0,9731 pu para o 3º e de 0,6549 pu para o 11º, ilustrado na FIGURA 6.12), mas a corrente RMS resultante destes componentes é muito baixa, produzindo pouco impacto sobre a intensidade luminosa das lâmpadas. Na prática, não há a percepção visual da

luminosidade das lâmpadas, para estes valores de ângulo de disparo do TRIAC, sendo, portanto mais adequado o desligamento do sistema. Na região do limite inferior, o componente fundamental é praticamente máximo e os outros possuem valores inexpressíveis, o que resulta em um valor da *THD* baixo (abaixo de 3,44%, mostrado na FIGURA 6.11).

Dos resultados das FIGURAS 7.4 a 7.9 verifica-se que o sistema pode operar com tensão e corrente senoidal, ou seja, quando o ângulo de disparo do controlador CA é ajustado para 0° os componentes acima do fundamental se tornam nulos.

7.2.1.1. Teste de Validação e Robustez do Método com RNA

Os harmônicos do controlador CA podem ser determinados com base no algoritmo da FFT truncada no sexto harmônico (*online*) [4]. O resultado da FFT truncada pode ser comparado com o resultado obtido pelo método baseado na RNA. Isto é feito valendo-se da corrente RMS calculada de forma aproximada para os resultados da FFT e da RNA. Em ambos os casos as amplitudes resultantes são utilizadas na Expressão (6.7) para o cálculo desta corrente. A FIGURA 7.10 mostra a metodologia utilizada na obtenção da corrente RMS para os componentes harmônicos determinados.

FIGURA 7.10: Representação da geração da corrente RMS

Os resultados para comparação entre o método com RNA e FFT truncada são ilustrados na FIGURA 7.11. Para se obter o erro relativo, é traçada uma curva teórica usando a Expressão (6.6).

A FIGURA 7.11 (a) apresenta a corrente RMS gerada com os componentes estimados por um conjunto de RNA. O erro relativo manteve-se abaixo de 1% até aproximadamente o ângulo de disparo de 125°. No entanto, nota-se que a corrente RMS estimada descreve o mesmo percurso da curva RMS teórica.

A FIGURA 7.11 (b) mostra o comportamento da corrente RMS gerada com os componentes harmônicos obtidos pela FFT truncada. O erro relativo para este caso ficou abaixo de 1% até o ângulo de disparo de aproximadamente 70°. Deste ponto em diante as curvas da saída RMS da FFT truncada e de saída RMS teórica começam a divergir em seus traçados, mostrando o aumento do erro relativo.

FIGURA 7.11: Variações com os seis primeiros componentes (a) estimados e (b) FFT

A FIGURA 7.12 apresenta as curvas de erro para a corrente RMS estimada pela RNA e para a corrente RMS determinada pela FFT truncada. Observa-se que na principal faixa de interesse para este tipo de carga, isto é, para os ângulos de disparo do controlador entre 50° e 150°, o método proposto neste trabalho apresenta menor erro relativo na estimação do conteúdo harmônico da corrente de carga, refletido por meio do cálculo comparativo da corrente RMS estimada e real mostrados nas figuras.

Com o objetivo de aproximar a simulação da determinação harmônica de um caso prático, onde podem existir ruídos randômicos no sinal amostrado da corrente de carga do sistema, são realizadas simulações considerando estes ruídos. A FIGURA 7.13 (a) ilustra a

corrente do controlador CA reconstituída com 20 componentes harmônicos. Esta corrente apresenta um ruído randômico com amplitude máxima de 5 % da corrente de carga.

O resultado da estimativa do componente fundamental da corrente de carga do controlador CA sob ruído é apresentado na FIGURA 7.13 (b). O ruído trouxe prejuízo na determinação deste componente harmônico, principalmente para ângulos de disparo acima de 150°. Abaixo desta faixa de operação o erro relativo na determinação harmônica ficou praticamente abaixo de 6%. Isto significa que o método com RNA tem tolerância aos ruídos presentes no sinal amostrado.

FIGURA 7.12: Erro relativo das correntes RMS

FIGURA 7.13: Corrente de carga com ruídos randômicos

7.2.2. Circuito com um Controlador CA e um Retificador

Os seis componentes harmônicos estimados nesta seção são obtidos da corrente drenada por duas cargas não-lineares conectados em um PAC. Fazem parte deste circuito um controlador CA, um retificador a diodos e uma fonte de tensão senoidal.

As FIGURAS 7.14 a 7.19 ilustram os resultados da simulação. Os componentes estimados mantêm as mesmas características da saída desejada, conforme apresentado na FIGURA 6.34. Existe um aumento do erro relativo nos pontos de variação brusca das amplitudes, por exemplo, na faixa próxima de 100° mostrada na FIGURA 7.16.

FIGURA 7.14: Estimativa do componente fundamental

FIGURA 7.15: Estimativa do 3º harmônico

FIGURA 7.16: Estimativa do 5^o harmônico FIGURA 7.17: Estimativa do 7^a harmônico FIGURA 7.18: Estimativa do 9^o harmônico

FIGURA 7.19: Estimativa do 11º harmônico

A estimativa do componente fundamental é apresentada na FIGURA 7.14. O erro relativo manteve-se abaixo de 0,2 % na faixa de 0° a 160°. Este componente apresenta praticamente o mesmo comportamento do resultado obtido com apenas o controlador CA no circuito (FIGURA 7.4), mas agora a curva não chega a zero. Isto por causa da presença dos componentes harmônicos gerados pelo retificador.

O terceiro harmônico estimado é ilustrado na FIGURA 7.15. Esta estimativa apresentou um erro máximo de 0,75 % em 125°. O comportamento deste harmônico apresenta variações que não ocorrem no resultado do terceiro harmônico apresentado na FIGURA 7.5. Isto demonstra que a soma do terceiro harmônico do controlador com o do retificador altera significativamente a amplitude resultante.

7.3. Resultados da Determinação Harmônica Baseados em Dados Experimentais

O estudo da determinação harmônica tem como objetivo principal a sua aplicação prática. Sendo assim, os dados levantados com base na bancada de testes são utilizados, nesta seção, para verificar a validade do método proposto cujo resultado de simulação foram apresentados na Seção 7.2.

Os resultados nesta seção são apresentados utilizando a escala logarítmica no eixo vertical. Isto para que se tenha uma visão mais ampla dos erros relativos de cada estimativa.

7.3.1. Circuito com um Controlador CA

Nas FIGURAS 7.20 a 7.25 são apresentados os resultados da estimativa dos seis primeiros componentes harmônicos da corrente do controlador CA. Os dados levantados na experiência foram limitados. Isto em razão da forma construtiva do controlador CA comercial utilizado. Sendo assim, os pontos (ângulos de disparo) escolhidos para serem usados no processo de identificação ficaram entre 22° e 130°.

A RNA conseguiu convergir em todas as estimativas, no entanto o erro relativo em alguns pontos foi relativamente alto (acima de 20 %). Estes erros podem ser por causa da baixa qualidade da tensão de alimentação fornecida pelo transformador de força, das assimetrias das formas de ondas práticas ou em razão da taxa de amostragem do sinal da corrente de carga.

Apesar de apresentarem erros elevados, os resultados das FIGURAS 7.20 a 7.25 demonstram que a saída estimada se aproxima muito do resultado esperado. Isto praticamente valida a proposta neural para a determinação harmônica deste tipo de carga.

FIGURA 7.20: Estimativa do componente fundamental de um *dimmer* da bancada de testes

FIGURA 7.21: Estimativa do 3º harmônico de um *dimmer* da bancada de testes

FIGURA 7.22: Estimativa do 5º harmônico de um *dimmer* da bancada de testes

FIGURA 7.23: Estimativa do 7º harmônico de um *dimmer* da bancada de testes

FIGURA 7.24: Estimativa do 9º harmônico de um *dimmer* da bancada de testes

FIGURA 7.25: Estimativa do 11º harmônico de um *dimmer* da bancada de testes

7.3.2. Circuito com um Controlador CA e um Retificador

As FIGURAS 7.26 a 7.31 apresentam os resultados da determinação dos seis primeiros componentes harmônicos da corrente experimental. Esta corrente é soma das correntes de um controlador CA e de um retificador no PAC.

A RNA conseguiu estimar os componentes harmônicos selecionados de forma satisfatória. Isto porque a saída estimada se aproxima muito da saída desejada em quase todos os ângulos de disparos ajustados. A pior situação foi apresentada na FIGURA 7.30. Neste caso o erro relativo máximo chegou a aproximadamente em 27 % em 90°. No entanto, existem muitos pontos onde o erro relativo ficou abaixo de 1 %, por exemplo, em 60° na FIGURA 7.26.

FIGURA 7.26: Estimativa do componente fundamental de um *dimmer* e um retificador da bancada de testes

FIGURA 7.27: Estimativa do 3º harmônico de um *dimmer* e um retificador da bancada de testes

FIGURA 7.28: Estimativa do 5º harmônico de um *dimmer* e um retificador da bancada de testes

FIGURA 7.29: Estimativa do 7º harmônico de um *dimmer* e um retificador da bancada de testes

FIGURA 7.30: Estimativa do 9º harmônico de um *dimmer* e um retificador da bancada de testes

FIGURA 7.31: Estimativa do 11º harmônico de um *dimmer* e um retificador da bancada de testes

7.4. Conclusão

Foram apresentados resultados de simulação e práticos da estimativa de componentes harmônicos da corrente de carga de um controlador CA.

Estes resultados obtidos demonstram a capacidade da RNA em estimar os componentes harmônicos selecionados.

A RNA mostrou-se robusta sem perder a precisão quando o sinal amostrado estava sob ruído.

O método apresentado neste capítulo baseado em RNA foi validado e pode ser utilizado como uma ferramenta alternativa às convencionais.

Capítulo 8.

Aplicação dos Harmônicos Estimados em FAP

8.1. Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação da compensação harmônica de corrente e da correção da potência reativa gerada por cargas não-lineares conhecidas. Esse processo é realizado por um filtro ativo de potência paralelo. Este filtro utiliza a abordagem no domínio da frequência para a determinação da corrente de compensação.

Em primeiro lugar são compensados somente os harmônicos de corrente, isto é, são eliminados os componentes selecionados previamente. Logo após, são apresentados os resultados da compensação do fator de deslocamento da corrente.

Sendo assim, são aplicados os resultados do método de estimativa harmônica baseada em RNA na compensação de seis componentes pelo FAPP. Isto é feito com objetivo de validar este método. Um método convencional de determinação é utilizado pelo FAPP para compensar um número maior de componentes.

8.1.1. Organização do Capítulo

A utilização de um filtro ativo de potência monofásico utilizando os dados obtidos com base no método neural de determinação seletiva dos harmônicos de corrente são apresentados na Seção 8.2.

Na Seção 8.3, é apresentado um filtro ativo de potência para a eliminação seletiva dos harmônicos e para a correção da potência reativa drenadas pela carga não-linear.

8.2. Sistema de Compensação

A FIGURA 8.1 mostra o diagrama do sistema simulado. Neste caso o FAPP injeta uma corrente apropriada de compensação harmônica. Ele é formado por uma fonte de tensão senoidal (60Hz), por um inversor fonte de tensão PWM em ponte completa em paralelo com as cargas não-lineares.

FIGURA 8.1: Circuito com duas cargas não-lineares e um FAPP

8.3. Correção da Corrente Harmônica e Reativa

Nesta seção o FAPP elimina os componentes harmônicos selecionados, além de corrigir o fator de deslocamento. Isto é feito por meio da compensação da potência harmônica e reativa gerada pela carga não-linear no PAC.

8.3.1. Compensação do Sistema com um Controlador CA

Os resultados obtidos demonstram que a técnica utilizada na determinação dos componentes harmônicos em conjunto com o FAPP proposto é capaz de atenuar consideravelmente os harmônicos do sistema, por meio do cancelamento de parte da distorção

harmônica visto pelo PAC, e corrigir o fator de deslocamento fundamental, ou seja, a compensação realizada pelo FAPP melhora consideravelmente o fator de potência do sistema, conforme apresentado na TABELA 8.1. Isto para o ângulo de disparo do *dimmer* em $\alpha=90^\circ$.

A TABELA 8.1 apresenta os resultados da *THD*, do *FP*, da I_{RMS} e do *FD* antes da compensação (índice 0), após a compensação harmônica (índice 1) e após a compensação harmônica e reativa (índice 2). A variável n representa os harmônicos.

A FIGURA 8.2 apresenta o espectro harmônico da corrente de carga e da corrente de compensação do sistema. Note que há somente cinco componentes harmônicos com frequência acima da fundamental na FIGURA 8.2 (b). Isto representa que nesta configuração somente os cinco primeiros harmônicos serão eliminados e a corrente fundamental não será alterada. Os resultados estão na TABELA 8.1.

TABELA 8.1: Resultado da compensação harmônica para um <i>dimmer</i>			
Componentes da	$n \leq 3^o$	$n \leq 11^o$	$n \leq 91^o$
corrente do FAPP			
<i>THD</i>₀ (%)	64,71	64,71	64,71
<i>FP</i>₀	0,71	0,71	0,71
<i>I</i>_{RMS0} (A)	2,01	2,01	2,01
<i>FD</i>₀	0,84	0,84	0,84
<i>THD</i>₁ (%)	36,10	20,77	4,20
<i>FP</i>₁	0,79	0,83	0,84
<i>I</i>_{RMS1} (A)	1,79	1,72	1,69
<i>FD</i>₁	0,84	0,84	0,84
<i>THD</i>₂ (%)	42,79	24,62	4,98
<i>FP</i>₂	0,92	0,97	0,99
<i>I</i>_{RMS2} (A)	1,55	1,46	1,42
<i>FD</i>₂	1,00	1,00	1,00
Índice: 0 sem compensação; 1 compensação harmônica; 2 compensação harmônica e reativa.

FIGURA 8.2: Amplitudes da corrente (a) de carga e (b) do filtro ativo de potência (até 11ª componente)

A FIGURA 8.3 mostra a corrente da fonte $\{i_s(t)\}$ no PAC antes e após o início de operação do FAPP (início do segundo ciclo da forma de onda da tensão da rede) e a corrente de carga $\{i_L(t)\}$. A corrente corrigida ainda não tem uma forma de onda senoidal pura, mas o *THD* sofreu uma considerável redução: de 64,71% para 20,77%, conforme a TABELA 8.1. Portanto, a corrente corrigida pode afetar menos o sistema. A FIGURA 8.4 mostra os componentes harmônicos da corrente no PAC após a compensação harmônica descrita. Note que o componente fundamental não foi alterado, mas os cinco componentes acima dele foram eliminados da corrente drenada da fonte de tensão.

FIGURA 8.3: Corrente (a) da fonte compensada (até 11ª componente sem fator de deslocamento compensado) e (b) de carga

FIGURA 8.4: Amplitudes da corrente (a) de carga e (b) da corrente da fonte compensada (até 11^o componente)

Na FIGURA 8.5 (b) o conteúdo harmônico da corrente do FAPP agora possui, além dos cinco componentes a serem eliminados, o componente fundamental reativo que será fornecido ao sistema.

A FIGURA 8.6 apresenta o resultado da compensação harmônica e reativa da corrente no PAC. A corrente da fonte $\{i_s(t)\}$ agora está em fase com a tensão da fonte e sem os cinco primeiros componentes harmônicos acima do fundamental que foram eliminados. A FIGURA 8.6 (a) apresenta a corrente com o FD unitário.

Utilizando as FIGURAS 8.3 (a) e 8.6 (a) para comparação, nota-se que ambas possuem distorção harmônica (THD de 20,77 e 24,62, respectivamente), mas agora a forma de onda da FIGURA 8.6 (a) possui FD unitário o que aumenta o seu FP chegando a 0,97 em relação ao da FIGURA 8.3 (a) que possui FP de 0,83. Quando se corrige o FD há uma conseqüente diminuição do valor do módulo do componente fundamental, resultando em um valor maior da THD e uma redução do valor da corrente RMS. A FIGURA 8.7 ilustra o espectro harmônico resultante da compensação da potência harmônica e reativa. Na FIGURA 8.7 (b) a amplitude do componente fundamental resultante é menor do que o componente antes da compensação, mostrado na FIGURA 8.7 (a). Isto é em razão da correção da corrente reativa fundamental.

FIGURA 8.5: Amplitudes (a) da corrente de carga e (b) do filtro ativo de potência (até 11ª componente com o *FD* compensado)

FIGURA 8.6: Corrente (a) compensada (até 11ª componente com o *FD* compensado) e (b) de carga

FIGURA 8.7: Amplitudes da corrente (a) de carga e (b) da fonte compensada (até 11ª componente com o *FD* compensado)

A FIGURA 8.8 mostra o resultado da compensação harmônica e do fator de deslocamento fundamental da corrente do controlador CA da bancada de testes. A forma de

onda corrigida possui praticamente a mesma forma do resultado usando dados de simulação apresentado na FIGURA 8.6.

FIGURA 8.8: Corrente (a) compensada (até 11^o componente com o *FD* compensado) e (b) de carga (experimental)

As FIGURAS 8.9 a 8.14 apresentam as formas de ondas da corrente de carga, da corrente de compensação, da corrente da fonte compensada (sem e com o *FD* compensado) e da tensão da fonte. Todos os valores de *THD*, *FP*, I_{RMS} e *FD* estão apresentados na TABELA 8.1.

A FIGURA 8.9 ilustra as formas de onda contendo somente o 3^o harmônico que será eliminado. Já na FIGURA 8.10 é apresentado a compensação do 3^o harmônico e da corrente reativa fundamental.

FIGURA 8.9: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (3^o componente)

FIGURA 8.10: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (3^o componente com o *FD* compensado)

A FIGURA 8.11 ilustra as formas de onda de compensação harmônica com os cinco primeiros conteúdos harmônicos (3^o, 5^o, 7^o, 9^o e 11^o) acima do componente fundamental e a corrente de carga. Já na FIGURA 8.12 além da compensação harmônica é apresentada a compensação da corrente reativa fundamental.

FIGURA 8.11: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11^o componente)

A FIGURA 8.13 mostra as formas de onda da compensação dos harmônicos até 91^o sem compensar a potência reativa do componente fundamental.

Na FIGURA 8.14 a forma de onda de corrente está acompanhada a forma de onda de tensão da fonte em razão da compensação até 11^o harmônico e da corrente reativa

fundamental. O número elevado de componentes harmônicos compensados deixou a forma de onda da corrente muito próxima de uma senóide. Isto resulta em THD , FP e I_{RMS} melhores para o sistema, o que pode ser verificado na TABELA 8.1. No entanto, o esforço por parte do inversor do FAPP para seguir (*tracking*) as variações da corrente de referência pode ser muito elevado, dificultando o chaveamento do mesmo e podendo até causar danos irreversíveis para o FAPP.

FIGURA 8.12: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11^o componente com o FD compensado)

FIGURA 8.13: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 91^o componente)

FIGURA 8.14: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 91º componente, com o *FD* compensado)

8.3.2. Compensação do Sistema com um Retificador

Os resultados da compensação seletiva do conteúdo harmônico da corrente do retificador estão ilustrados nas FIGURAS 8.15 a 8.26. São apresentados tanto a compensação da potência harmônica como da potência reativa.

Na FIGURA 8.15 está ilustrado a forma de onda da corrente drenada da fonte de tensão sem a atenuação do conteúdo harmônico. Esta corrente é para um circuito ideal, onde a impedância da fonte de alimentação é desconsiderada. Isto para testar a situação mais crítica para o FAPP.

FIGURA 8.15: Corrente e tensão da fonte de um sistema com um retificador (relação RC alta)

Após a compensação dos cinco componentes harmônicos acima do fundamental, atenua-se a distorção harmônica, conforme a FIGURA 8.16. A FIGURA 8.17 ilustra a compensação do *FD*. Os resultados das FIGURAS 8.16 e 8.17 são semelhantes. Tal semelhança é em razão do *FD* e do número de componentes harmônicos escolhidos para a compensação. Os diversos índices que caracteriza a corrente antes e após a compensação são apresentados na TABELA 8.2.

FIGURA 8.16: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11ª componente)

FIGURA 8.17: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11ª componente, com o *FD* compensado)

TABELA 8.2: Resultados da compensação (retificador - RC alto)

Componentes da corrente do FAPP	$n \leq 11^{\text{a}}$
THD_0 (%)	204,05
FP_0	0,43
I_{RMS0} (A)	5,64
FD_0	0,85
THD_1 (%)	100,96
FP_1	0,68
I_{RMS1} (A)	3,53
FD_1	0,85
THD_2 (%)	104,06
FP_2	0,69
I_{RMS2} (A)	3,48
FD_2	1,00

Índice: 0 sem compensação; 1 compensação harmônica; 2 compensação harmônica e reativa.

Uma forma de obter um resultado melhor seria por meio da eliminação de mais componentes harmônicos. A FIGURA 8.18 mostra o resultado da compensação harmônica com 49 componentes harmônicos ímpares ($n \leq 91^{\text{o}}$).

FIGURA 8.18: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 91^o componente)

A FIGURA 8.19 apresenta o resultado da compensação harmônica e reativa da corrente deste sistema.

FIGURA 8.19: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 91ª componente, com o *FD* compensado)

Para se ter uma visão mais ampla do comportamento do FAPP num sistema onde há um circuito retificador, é realizada uma mudança neste circuito. Neste trabalho é diminuído o valor do capacitor de filtro do retificador, passando de $1000 \mu\text{F}$ para $47 \mu\text{F}$; enquanto o valor do resistor de carga permanece o mesmo, isto é, 100Ω . A forma de onda de corrente deste sistema é apresentada na FIGURA 8.20.

FIGURA 8.20: Corrente e tensão da fonte de um sistema com um retificador (relação RC baixa)

Os resultados da compensação da corrente da FIGURA 8.20 podem ser verificados na TABELA 8.3. Estes resultados demonstram que houve uma melhora significativa na QEE, pois o FP obteve uma melhora de aproximadamente 33% e a THD teve uma diminuição de aproximadamente 37%.

TABELA 8.3: Resultados da compensação (retificador - RC baixo)

Componentes da corrente do FAPP	$n \leq 11^a$
THD_0 (%)	57,49
FP_0	0,74
I_{RMS0} (A)	1,95
FD_0	0,98
THD_1 (%)	17,47
FP_1	0,84
I_{RMS1} (A)	1,71
FD_1	0,97
THD_2 (%)	20,57
FP_2	0,98
I_{RMS2} (A)	1,46
FD_2	1,00

Índice: 0 sem compensação; 1 compensação harmônica; 2 compensação harmônica e reativa.

Na FIGURA 8.21 é apresentado a corrente de compensação com conteúdo harmônico até o 11º componente. Na FIGURA 8.21 (b) a corrente drenada da fonte agora é praticamente senoidal, demonstrando que houve uma significativa atenuação da distorção da corrente. A FIGURA 8.22 mostra o resultado da compensação harmônica e da compensação do FD , o que resulta em um FP muito próximo do unitário.

FIGURA 8.21: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11^a componente)

FIGURA 8.22: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11^a componente, com o *FD* compensado)

8.3.3. Compensação do Sistema com um Controlador CA e um Retificador

Nesta seção é considerado o funcionamento completo do circuito, ou seja, o controlador CA e o retificador estão em operação. Além disso, o FAPP é aplicado na atenuação da distorção harmônica e também na correção do *FD* da corrente. Os resultados indicam que a identificação dos componentes harmônicos pela RNA são promissores e podem ser utilizados em conjunto com o FAPP num sistema de iluminação.

A FIGURA 8.23 ilustra a formas de onda da corrente e tensão da fonte. Existe uma soma entre a corrente do retificador e a corrente do controlador CA.

FIGURA 8.23: Corrente e tensão de um sistema com um controlador CA e um retificador

Os resultados desta seção estão ilustrados na TABELA 8.4. A *THD* deste sistema possui um valor por volta de 119%. Com a compensação, este valor foi diminuído, passando a ser de 67%. Houve uma significativa atenuação da distorção harmônica, mas deve-se utilizar um número maior de harmônicos para compensação para se obter uma *THD* menor.

TABELA 8.4: Resultados da compensação (*dimmer* e retificador - RC alto)

Componentes da corrente do FAPP	$n \leq 11^a$
THD_0 (%)	119,76
FP_0	0,64
I_{RMS0} (A)	5,99
FD_0	0,99
THD_1 (%)	67,08
FP_1	0,83
I_{RMS1} (A)	4,63
FD_1	0,99
THD_2 (%)	67,29
FP_2	0,83
I_{RMS2} (A)	4,62
FD_2	1,00

Índice: 0 sem compensação; 1 compensação harmônica; 2 compensação harmônica e reativa.

As FIGURAS 8.24 a 8.27 mostram as formas de onda resultante da compensação harmônico e também da compensação dos reativos do sistema. Nas FIGURAS 8.24 e 8.25 foram utilizados até o 11^o componente harmônico na corrente de compensação. Nas formas de onda apresentadas na FIGURAS 8.26 e 8.27 foram utilizados 46 componentes na corrente de compensação gerada pelo FAPP.

FIGURA 8.24: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11^a componente)

FIGURA 8.25: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 11^a componente, com o *FD* compensado)

As formas de onda ilustradas nas FIGURAS 8.26 e 8.27 exigem que o circuito de potência do FAPP seja muito pesado e de alto custo financeiro, isto para que a corrente de compensação possa seguir (*tracking*) a corrente de referência. Neste caso o circuito do FAPP

teria que funcionar a uma frequência muito alta, o que poderia exigir um esforço muito grande de seus componentes. O aumento dos valores máximos dos componentes traz a conseqüente elevação dos custos envolvidos na sua implementação.

FIGURA 8.26: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 91^a componente)

FIGURA 8.27: (a) corrente de carga e do filtro e (b) tensão e corrente da fonte compensada (até 91^a componente, com o FD compensado)

8.4. Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação da compensação da corrente harmônica e reativa de cargas não-lineares conhecidas. O modelo do FAPP foi capaz

de seguir a corrente de referência gerada com base nos dados fornecidos pelo método de determinação harmônicas baseado em RNA.

Dessa forma, os resultados apresentados neste capítulo validam o método neural proposto neste trabalho.

Capítulo 9.

Conclusão Geral

O método proposto, neste trabalho, baseado em redes neurais artificiais conseguiu determinar os componentes harmônicos presentes na corrente de carga de um controlador CA, um retificador e ambos conectados em um PAC. Esta corrente apresentou variações nas amplitudes e fases em consequência da mudança do ângulo de disparo do controlador CA. Sendo assim, o método associando redes neurais artificiais e o conteúdo harmônico no domínio do tempo é validado.

O método proposto foi capaz de determinar os componentes harmônicos, apresentando resultados satisfatórios, mesmo sob ruídos, o que não ocorre com alguns métodos convencionais. Além disso, o método usando redes neurais artificiais não possui limitações na amostragem do sinal de corrente distorcida, tanto em relação ao número de pontos amostrados quanto à necessidade de se amostrar em um período completo da tensão de alimentação.

A qualidade de energia de sistemas elétricos foi tratada, principalmente as questões relacionadas com a poluição harmônica. É dada ênfase neste fenômeno em função da sua relação com os equipamentos baseados na eletrônica de potência. Sendo assim, são apresentadas as características e efeitos no sistema dos conversores estáticos.

Foram discutidas formas de atenuar a poluição harmônica produzida pelos conversores estáticos. Dentre estas formas, os filtros ativos de potência em paralelo com a carga se

mostraram eficazes na compensação harmônica e na correção do fator de deslocamento. Isto utilizando a abordagem no domínio da frequência em conjunto com sistemas inteligentes.

Tais sistemas inteligentes mostraram ser promissores na área da eletrônica de potência e mais especificamente em sistemas de filtros ativos de potência. Com base na revisão bibliográfica, as redes neurais artificiais se mostraram apropriadas para serem utilizadas no sistema de identificação do conteúdo harmônico de corrente.

Foram discutidos e apresentados métodos para a determinação harmônica. Dentre estes métodos, as redes neurais artificiais se apresentaram como uma ferramenta alternativa aos métodos convencionais. Esta ferramenta demonstrou ser muito flexível e exigir um baixo esforço computacional, graças a sua menor complexidade na execução dos cálculos em seu algoritmo.

Foi montada uma bancada de testes contendo várias cargas presentes em sistemas elétricos de iluminação. Foram levantadas as formas de onda de corrente e tensão do controlador CA, do retificador a diodos com filtro capacitivo e as duas cargas conectadas ao PAC, ambas com uma carga resistiva em suas saídas.

Os dados levantados foram utilizados pelo método de determinação harmônica baseado em redes neurais artificiais. Foram obtidos resultados satisfatórios e promissores nesta determinação, tanto com as formas de onda obtidas por simulação como por meio experimental.

Os harmônicos determinados pelo método neural proposto foram aplicados na simulação de um filtro ativo de potência monofásico para validar a determinação harmônica. Além disso, foi simulada a compensação harmônica e reativa das cargas estudadas utilizando mais componentes harmônicos. Estes harmônicos foram determinados com uma ferramenta convencional. O filtro ativo conseguiu eliminar o conteúdo selecionado e também corrigiu a corrente reativa do sistema.

9.1. **Trabalhos Futuros**

Baseado nesta pesquisa se vislumbra algumas possibilidades para trabalhos futuros.

Como sugestão pode-se destacar:

- a implementação do algoritmo da rede neural artificial utilizada em *hardware*, os quais podem ser baseados em microcontroladores, processadores, FPGAs ou componentes análogos;
- o estudo e a implementação de um sistema de aquisição para o método neural, a qual tem a sua taxa de amostragem variável dentro de um ciclo ou semiciclo da tensão de alimentação, ou seja, a taxa de amostragem é maior em determinados pontos de interesse da forma de onda a ser analisada;
- a verificação da complexidade computacional do método de determinação harmônica baseado em redes neurais artificiais em relação aos métodos convencionais, utilizando como parâmetros o *hardware* necessário, o algoritmo usado e o tempo computacional.
- a implementação de filtros ativos de potência empregando o método de determinação harmônica proposto;
- a determinação do conteúdo harmônico de corrente de uma instalação elétrica monofásica de iluminação, por exemplo, uma sala de seminários, para se determinar o desempenho do método;
- o estudo do volume e custo de implementação do método proposto e do filtro ativo monofásico;
- o estudo criterioso para determinar em que situações o filtro ativo de potência monofásico em ponte completa torna-se inviável em comparação com as configurações trifásicas.

9.2. Publicações Originadas do Trabalho

A) Congressos Científicos

NASCIMENTO, C. F.; OLIVEIRA JÚNIOR, A. A. Compensation of the Harmonic Current Generated by Light Dimmers. *VI Induscon*, CD Rom, no. QEC_24, 2004.

NASCIMENTO, C. F.; OLIVEIRA JUNIOR, A. A.; GOEDTEL, A.; SILVA, I. N. Compensation Current of Active Power Filter Generated by Artificial Neural Network Approach. *IEEE IECON'06*, Paris, France, 2006, p. 4392-4397.

OLIVEIRA JR, A. A.; NASCIMENTO, C. F.; CICHY, E. C. C.; MONTEIRO, J. R. B. A.; AGUIAR, M. L. Introducing the Learning of Active Power Filters Using the Software Matlab-Simulink. *PESC/PEEW 2005. 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2005, p.108-113.

NASCIMENTO, C. F.; OLIVEIRA JÚNIOR, A. A.; GOEDTEL, A.; SILVA, I. N. Uma Proposta Neural para Compensação de Componentes Harmônicos Através de um Filtro Ativo de Potência. *VII Induscon*, CD Rom, no. QEE-V_4, 2006.

NASCIMENTO, C. F.; OLIVEIRA JÚNIOR, A. A.; GOEDTEL, A.; SILVA, I. N.; MONTEIRO, J.; AGUIAR, M. Harmonic Detection Based on Artificial Neural Networks for Current Distortion Compensation. *ISIE2007- IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, (Aceito para Publicação), 2007.

NASCIMENTO, C. F.; OLIVEIRA JÚNIOR, A. A.; GOEDTEL, A.; SILVA, I. N. Harmonic Detection Neural Approach for Single-Phase Active Power Filter (Aceito para Publicação). *COBEP'07-9º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 2007.

NASCIMENTO, C. F.; OLIVEIRA JÚNIOR, A. A.; GOEDTEL, A.; SILVA, I. N. Abordagem Neural na Determinação do Conteúdo Harmônico de Corrente Monofásica (Aceito para Publicação). *VII SBAI-Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente*, 2007.

B) Periódicos Científicos

NASCIMENTO, C. F.; OLIVEIRA JÚNIOR, A. A.; GOEDTEL, A.; SILVA, I. N. Identificação do Conteúdo Harmônico de Corrente Monofásica Baseada em Redes Neurais Artificiais. *Revista Controle e Automação*, (Submetido) 2007.

NASCIMENTO, C. F.; OLIVEIRA JÚNIOR, A. A.; GOEDTEL, A.; SILVA, I. N. Harmonic Identification Using Neural Approach in Single-Phase System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, (Submetido) 2007.

Capítulo 10.

Referências Bibliográficas

- [1] MORÁN, L. A.; DIXON, J. W.; ESPINOZA, J. R.; WALLACE, R. R. Using Active Power Filters to Improve Power Quality. *Proc. of COBEP'99*, 1999, p. 501-511.
- [2] NASCIMENTO, C. F.; OLIVEIRA JÚNIOR, A. A. Compensation of the Harmonic Current Generated by Light Dimmers. *VI Induscon*, CD Rom, no. QEC_24, 2004.
- [3] TORREY, D. A.; AL-ZAMEL, A. Single-Phase Active Power Filters for Non-linear Multiple Loads. *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 10, no. 3, 1995, p. 263-271.
- [4] NASCIMENTO, C. F.; OLIVEIRA JUNIOR, A. A.; GOEDTEL, A.; SILVA, I. N. Compensation Current of Active Power Filter Generated by Artificial Neural Network Approach. *IEEE IECON'06*, Paris, France, 2006, p. 4392-4397.
- [5] GRADY, W. M.; SAMOTYJ, M. J.; NOYOLA, A. H. Survey of Active Power Line Conditioning Methodologies. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 5, no. 3, 1990, p. 1536-1542.
- [6] AKAGI, H. Active Harmonic Filters. *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 12, 2005, p. 2128-2141.
- [7] MARIETHOZ, S.; RUFER, A. C. Open Loop and Closed Loop Spectral Frequency Active Filtering. *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 17, no. 4, 2002, p. 564-673.
- [8] EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K. Design and Implementation of Modified Fourier Analysis Harmonic Current Computation Technique for Power Active Filters Using DSPs. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 148, no. 1, 2001, p. 21-28.
- [9] OLIVEIRA JR, A. A.; NASCIMENTO, C. F.; CICHY, E. C. C.; MONTEIRO, J. R. B. A.; AGUIAR, M. L. Introducing the Learning of Active Power Filters Using the Software Matlab-Simulink. *PESC/PEEW 2005. 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2005, p.108-113.
- [10] RAHMANI, S.; AL-HADDAD, K.; KANAAN, H. Y. A Comparative Study of Shunt Hybrid and Shunt Active Power Filters for Single-Phase Applications: Simulation and Experimental Validation. *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 71, nº 4-6, 19 June 2006, p. 345-359.

- [11] CZARNECKI, L. S. Instantaneous Reactive Power p-q Theory and Power Properties of Three-Phase Systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, n° 1, Jan. 2006, p. 362-367.
- [12] KALE, M. AND ÖZDEMİR, E. Harmonic and Reactive Power Compensation with Shunt Active Power Filter under Non-Ideal Mains Voltage. *Electric Power Systems Research*, vol. 74, n° 3, 2005, p. 363-370.
- [13] KUNJUMUHAMMED, L. P.; MISHRA, M. K. A Control Algorithm for Single-Phase Active Power Filter under Non-Stiff Voltage Source. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, n° 3, May 2006, p. 822-825.
- [14] DU, Z.; TOLBERT, L. M.; CHIASSON, J. N. Active Harmonic Elimination for Multilevel Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, n° 2, March 2006, p. 459-469.
- [15] JAIN, S.; AGARWAL, P.; GUPTA, H.O.; AGNIHOTRI, G. Modeling of Frequency Domain Control of Shunt active Power Filter Using MATLAB Simulink and Power System Blockset. *Proceedings of International Conference on Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005*. vol. 2, Sept. 2005, p.1124 - 1129.
- [16] PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D. G. *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*. 3rd Ed., Prentice Hall, NJ, 1996.
- [17] WANG, M.; SUN, Y. A Practical Method to Improve Phasor and Power Measurement Accuracy of DFT Algorithm. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, n° 3, July March 2006, pp. 1054-1062.
- [18] NASCIMENTO, C. F.; OLIVEIRA JÚNIOR, A. A.; GOEDEL, A.; SILVA, I. N. Uma Proposta Neural para Compensação de Componentes Harmônicos Através de um Filtro Ativo de Potência. *VII Induscon*, CD Rom, no. QEE-V_4, 2006.
- [19] RUKONUZZAMAN, M.; NAKAOKA, M. Single-Phase Shunt Active Power Filter with Harmonic Detection. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 149, no. 5, 2002, p. 343-350.
- [20] TEY, L. H.; SO, P. L.; CHU, Y. C. Adaptive Neural Network Control of Active Filters. *Electric Power Systems Research*, no. 74, 2005, p. 37-56.
- [21] VAZQUEZ, J. R.; SALMERON, P. Active Power Filter Control Using Neural Network Technologies. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 150, no. 2, 2003, p. 139-145.
- [22] OSOWSKI, S. Neural Network for Estimation of Harmonic Components in a Power System. *IEE Proc. - C*, vol. 139, no. 2, 1992, p. 129-135.
- [23] MADTHARAD, C.; PREMRUDEEPREECHACHARN, S. Active Power Filter for Three-Phase Four-Wire Electric Systems Using Neural Networks. *Electric Power Systems Research*, no. 60, 2002, p. 179-192.
- [24] ALCANTARA, F. J.; SALMERON, P. A New Technique for Unbalance Current and Voltage Estimation with Neural Networks. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 20, n° 2, May 2005, p. 852-858.

- [25] CICHOCKI, A.; LOBOS, T. Artificial Neural Networks for Real-Time Estimation of Basic Waveforms of Voltages and Currents. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 9, nº 2, May 1994, p. 612-618.
- [26] PENG, F. Z. Application Issues of Active Power Filters. *IEEE Industry Applications Magazine*. vol. 4, nº 5, Sept.-Oct. 1998, pp. 21-30.
- [27] MATLAB [on-line]. [03-12-2006]. Available from: <<http://www.mathworks.com/products/matlab/description1.html>>.
- [28] SIMULINK - Simulation and Model-Based Design [on-line]. [03-12-2006]. Available from: <<http://www.mathworks.com/products/simulink>>.
- [29] SIMPOWERSYSTEMS - Model and Simulate Electrical Power Systems [on-line]. [03-12-2006]. Available from: <<http://www.mathworks.com/products/simpower>>.
- [30] BOSE, B. K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice-Hall, 2002.
- [31] NASCIMENTO, C. F. *Filtros Ativos Monofásicos Aplicados na Correção da Distorção Harmônica de Controladores de Intensidade Luminosa*. São Carlos, 2003 (defendida em 26/08/2003). 141 p. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.
- [32] SERNI, P. J. A., Fontes Geradoras de Harmônicas e Efeitos das Harmônicas: curso Qualidade da Energia Elétrica - SEL 5749, 09 de março a 06 de julho de 2005. 120f. Notas de Aula.
- [33] DUGAN, R. D.; MCGRANAGHAN, M. F.; BEATY, H. W. *Electrical Power Systems Quality*. McGraw-Hill. 1996.
- [34] STONES, J.; COLLINSON, A. Power Quality. *IEE Power Engineering Journal*. vol. 15, nº 2, April 2001, p. 58 - 64.
- [35] QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA - [on-line]. [03-12-2006]. Available from: http://www.sel.eesc.usp.br/informaticap/disciplinas/sel5749/Apost_QEE_2004.pdf
- [36] KASSICK, E. V.; PEREIRA, O. O. Harmônicas em Sistemas Elétricos de Baixa Tensão: Análise de um Caso. *Sem. de Eletrônica de Potência do INEP - SEP'98*, 1998, p. 98-103.
- [37] ERICKSON, R. W. *Fundamentals of Power Electronics*. Chapman & Hall, NY, 1997.
- [38] WILLEMS, J.L. Reflections on Apparent Power and PowerF in Nonsinusoidal and Polyphase Situations. *IEEE Transactions on Power Delivery*. Vol. 19, nº 2, April 2004, p. 835-840.
- [39] POMÍLIO, J. A.; DECKMANN, S. M. Caracterização e Compensação de Harmônicos e Reativos de Cargas Não-lineares Residenciais e Comerciais. *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 11, nº 1, Março de 2006, p. 9-16.
- [40] RUDNICK, H.; DIXON, J.; MORAN, L. Delivering Clean and Pure Power. *IEEE Power and Energy Magazine*. vol. 1, nº 5, Sep-Oct 2003, p. 32-40.

- [41] SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; MARCHESAN, T. B.; PRADO, R. N. A Practical Comparison Among High-Power-Factor Electronic Ballasts with Similar Ideas. *IEEE Transactions on Industry Applications*. vol. 41, nº 6, Nov.-Dec. 2005, p. 1574-1583.
- [42] CARACTERÍSTICAS GERAIS DOS PRÉ-REGULADORES DE FATOR DE POTÊNCIA - [on-line]. [03-12-2006]. Available from: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/pfp/Cap2.pdf>
- [43] KISSEL, T. E. *Industrial Electronics*. NJ, Prentice-Hall, 1997.
- [44] GREEN, T. C.; MARKS, J. H. Control Techniques for Active Power Filters. *IEE Proc. Electric Power Application*, vol. 152; nº 2; March 2005.
- [45] AKAGI, H. New Trends in Active Filters for Power Conditioning. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, vol. 32, nº 6, 1996, p. 1312-1322.
- [46] EL- HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. Active Power Filters: A Review. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 147, nº 5, 2000, p. 406-413.
- [47] MAZA-ORTEGA, J.M.; BURGOS-PAYAN, M. Frequency Domain Models of Shunt Active Power Filters for Iterative Harmonic Analysis. *11th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, 12-15 Sept. 2004, p. 305-311.
- [48] HSU, C.Y.; WU, H.Y. A New Single-Phase Active Power Filter with Reduced Energy-Storage Capacity. *IEE Proceedings Electric Power Applications*. vol. 143, nº 1, Jan. 1996, p. 25-30.
- [49] DIXON, J. W.; CONTARDO, J. M.; MORÁN, L. A. A. Fuzzy-Controlled Active Front-End Rectifier with Current Harmonic Filtering Characteristics and Minimum Sensing Variables. *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, nº 4, 1999, p. 724-729.
- [50] FARROKHI, M.; JAMALI, S.; MOUSAVI, S. A. Fuzzy Logic Based Indirect Current Control of the Shunt Active Power Filter. *Universities Power Engineering Conference, 2004, UPEC 2004, 39th International*, vol. 1, Sept. 2004, p. 489-493.
- [51] KARRY, F. O.; SILVA, C. *Soft Computing and Intelligent Systems Design*. Addison Wesley, 2004.
- [52] DUDA, O. R., *Pattern Classification*. 2nd ed., John Wiley & Sons, 2001.
- [53] HAYKIN, S. *Neural Networks: Comprehensive Foundation*. 2nd Ed., Prentice-Hall, NJ, 1999.
- [54] WIDROW, B.; LEHR, M. A. 30 Years of Adaptive Neural Networks: Perceptron, Madaline, and Backpropagation. *Proc. IEEE*; vol. 78, nº 9, Sept. 1990, p. 1415-1442.
- [55] FORESEE, F. D.; HAGAN, M. T. Gauss-Newton Approximation to Bayesian Learning. *International Conference on Neural Networks*, vol. 3, 1997, p. 1930-1935.
- [56] HAGAN, M. T.; MENHAJ, M. B. Training Feedforward Networks with the Marquardt Algorithm. *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 5, nº 6, Nov. 1994, p. 989-993.

- [57] LAI, L. L.; CHAN, W. L. Real-Time Frequency and Harmonic Evaluation Using Artificial Neural Networks. *IEEE Trans. On Power Delivery*, vol. 14; n° 1; January 1999.
- [58] KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. R. Measurement of Harmonics/Inter-Harmonics of Time-Varying Frequencies. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, n° 1, Jan 2005, p. 23-31.
- [59] KIM, M.-H.; SIMOES, M. G.; BOSE, B. K. Neural Network-Based Estimation of Power Electronic Waveforms. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, n° 2, March 1996, p. 383-389.
- [60] VILLALVA, M. G; SIQUEIRA, T.G.; OLIVEIRA, M. E.; RUPPERT, E. Selective Harmonic and Reactive Current Compensation with Neural Adaptive Algorithm for Four-Wire Shunt Active Power Filter. *Second International Conference on Machines and Drives, (PEMD 2004)*. (Conf. Publ. No. 498) 2004.
- [61] ASIMINOAEI, L.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Evaluation of Harmonic Detection Methods for Active Power Filter Applications. *APEC 2005, Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. vol.1, 6-10 March 2005, p. 635-641.
- [62] ARRILLAGA, J.; SMITH, B. C.; WATSON, N. R.; WOOD, A. R. *Powers System Harmonic Analysis*. John Wiley & Sons, NY, 1997.
- [63] BRIGHAN, E. O. *The Fast Fourier Transform and its Applications*. NJ, Prentice Hall, 1999.
- [64] KREYSZIG, E. *Advanced Engineering Mathematics*. 8th ed., John Wiley & Sons, 1999.
- [65] CHEN, M. T.; YU, Z. M. Determination of Frequency Variation Effect on DFT-Based Algorithms for Harmonic and Flicker Measurements. *IEEE PES Conference and Exposition on Transmission and Distribution*, vol. 1, Sept. 2003, p. 422-427.
- [66] MASSOUD, A. M.; FINNEY, S. J.; WILLIAMS, B.W. Review of Harmonic Current Extraction Techniques for an Active Power Filter. *International Conference on Harmonics and Quality of Power*, Sept. 2004, p. 154-159.
- [67] NARENDRA, K.S.; PARTHASARATHY, K. Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks. *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 1, n° 1, March 1990, p. 4-27.
- [68] EL-AMIN, I.; ARAFAH, I. Artificial Neural Networks for Power Systems Harmonic Estimation. *Proceedings Harmonics And Quality of Power*, vol. 2, Oct. 1998, p. 999-1009.
- [69] ZHIZHEN, L.; YAN, Z.; XIN, Z. A Detecting Approach of Harmonic Currents Based on the Circuit Model and Neural Network Ttheory. *Industry Applications Conference*, vol. 3, Oct. 2005, pp. 1904-1907.
- [70] KEERTHIPALA, W. W. L.; CHONG, L. T.; LEONG, T. C. Artificial Neural Network Model for Analysis of Power System Harmonics. *Proceedings IEEE International Conference on Neural Networks*, vol. 2, n° 27, Nov. 1995, p. 905-910.

- [71] TEMURTAS, F.; GUNTURKUN, R.; YUMUSAK, N.; TEMURTAS, H. Harmonic Detection Using Feed Forward and Recurrent Neural Networks for Active Filters. *Electric Power Systems Research*, no. 72, 2004, p. 33-40.
- [72] ALIPPI, C. Selecting Accurate, Robust, and Minimal Feedforward Neural Networks. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*. vol. 49, nº 12, Dec. 2002, p. 1799-1810.
- [73] WANG, Q.; WU, N.; WANG, Z. A Neuron Adaptive Detecting Approach of Harmonic Current for APF and its Realization of Analog Circuit. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, nº 1, Feb. 2001, p. 77-84.
- [74] EL-SHAFFEY, M. H.; MANSOUR, M. M. Application of a New Frequency Estimation Technique to Power Systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, nº 3, July 2006, p. 1045-1053.
- [75] RECHKA, S.; NGANDUI, E.; JIANHONG XU; SICARD, P. Analysis of Harmonic Detection Algorithms and Their Application to Active Power Filters for Harmonics Compensation and Resonance Damping. *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 28, nº 1, January 2003, p. 41-51.
- [76] AN INTRODUCTION TO THE KALMAN FILTER - [on line]. [24-12-2006]. Available from: <<http://www.cs.unc.edu/~welch/publications.html>>.
- [77] SAIZ, V. M. M.; GUADALUPE, J. B. Application of Kalman Filtering for Continuous Real-Time Tracking of Power System Harmonics. *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, vol. 144, nº 1, Jan. 1997, p. 13-20.
- [78] MACÍAS, J. A. R.; EXPÓSITO, A. G. Self-Tuning of Kalman Filters for Harmonic Computation. *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 21, nº 1, January 2006, p. 501-503.
- [79] FILTERING. EMBEDDED SYSTEMS PROGRAMMING - [on line]. [24-12-2006]. Available from: <<http://academic.csuohio.edu/simond/publications.html>>.
- [80] EL SHATSHAT, R.; KAZERANI, M.; SALAMA, M. M. A. On-line Tracking and Mitigation of Power System Harmonics Using ADALINE-Based Active Power Filter System. *Canadian Conf. on Electrical and Computer Engineering*. vol. 4, May 2004, p. 2119-2124.
- [81] NATIONAL INSTRUMENTS - NI USB-6009 - 14-Bit, 48 kS/s Multifunction Data Acquisition for USB - [on-line]. [08-12-2006]. Available from: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/14605>
- [82] DEWAN, S.; STRAUGHEN, A. *Power Semiconductor Circuits*. John Wiley, NY, 1975.
- [83] SANAGIOTTI, E. R. Circuito Retificador com Filtro Capacitivo. *Trabalho de Monitoria EESC-USP*. São Carlos, 2003.
- [84] SAINZ, L.; PEDRA, J.; MESAS, J. J. Single-Phase Full-Wave Rectifier Study with Experimental Measurements. *Electric Power Systems Research*, vol. 77, nº 3-4, March 2007, p. 339-351.

- [85] MANSOOR, A.; GRADY, W.M.; CHOWDHURY, A.H.; SAMOTYI, M.J. An Investigation of Harmonics Attenuation and Diversity among Distributed Single-Phase Power Electronic Loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, n° 1, Jan. 1995, p. 467-473.
- [86] KREIN, P. T. *Elements of Power Electronics*. Oxford, 1998.

Apêndice A

Listagem dos Arquivos de Simulação

A.1. Parte da Simulação do Controlador CA e do Retificador a

Diodos (Matlab®)

```
%Gera as amplitudes e angulos de fase
%Cargas: Controlador CA; Retificador; Controlador CA + Retificador

%Retificador com filtro capacitivo
alfa=W*t0;
beta=W*t1;
A=alfa;
B=beta;
k9=exp(-k8*B);
k10=exp(-k8*A);
an = [];
bn = [];

for w = 2:N
    an(w) = (2/pi)*(ci/(k8^2+(2*w-1)^2))*(k9*(-k8*cos((2*w-1)*B)+...
        (2*w-1)*sin((2*w-1)*B))-k10*(-k8*cos((2*w-1)*A)+(2*w-
1)*sin((2*w-1)*A)))+...
        (2/pi)*(k6/2)*((cos(((2*w-1)+1)*A) - cos(((2*w-1)+1)*B))/((2*w-
1)+1) + ...
        (cos(((2*w-1)-1)*B) - cos(((2*w-1)-1)*A))/((2*w-1)-1)) + ...
        (2/pi)*(k7/2)*((sin(((2*w-1)+1)*B) - sin(((2*w-1)+1)*A))/((2*w-
1)+1) + ...
        (sin(((2*w-1)-1)*B) - sin(((2*w-1)-1)*A))/((2*w-1)-1));

    bn(w) = (2/pi)*(ci/(k8^2+(2*w-1)^2))*(k9*(-k8*sin((2*w-1)*B)-...
        (2*w-1)*cos((2*w-1)*B))-k10*(-k8*sin((2*w-1)*A)-(2*w-
1)*cos((2*w-1)*A)))+...
        (2/pi)*(k7/2)*((cos(((2*w-1)+1)*A) - cos(((2*w-1)+1)*B))/((2*w-
1)+1) + ...
        (cos(((2*w-1)-1)*A) - cos(((2*w-1)-1)*B))/((2*w-1)-1)) + ...
        (2/pi)*(k6/2)*((sin(((2*w-1)+1)*A) - sin(((2*w-1)+1)*B))/((2*w-
1)+1) + ...
        (sin(((2*w-1)-1)*B) - sin(((2*w-1)-1)*A))/((2*w-1)-1));
end

an(1) = (2/pi)*(ci/(k8^2+1))*(k9*(-k8*cos(B)+...
    sin(B))-k10*(-k8*cos(A)+sin(A)))+...
    (2/pi)*(k6/4)*(cos(2*A) - cos(2*B)) + ...
    (2/pi)*(k7/4)*(sin(2*B) - sin(2*A) + (2*B) - (2*A));
```

```

bn(1) = (2/pi)*(ci/(k8^2+1))*(k9*(-k8*sin(B)-...
        cos(B))-k10*(-k8*sin(A)-cos(A)))+...
        (2/pi)*(k7/4)*(cos(2*A) - cos(2*B)) + ...
        (2/pi)*(k6/4)*(sin(2*A) - sin(2*B) + (2*B) - (2*A));

```

```

%Controladores CA com carga resistiva variável

```

```

A1=(pi/180)*54; A2=(pi/180)*180; A3=(pi/180)*180;

```

```

and = [];
bnd = [];
    for w = 2:N
        and(w) = I1/pi*((cos(((2*w-1)+1)*A1) - cos(((2*w-1)+1)*pi))/((2*w-
1)+1) - ...
            (cos(((2*w-1)-1)*A1) - cos(((2*w-1)-1)*pi))/((2*w-1)-1)) + ...
            I2/pi*((cos(((2*w-1)+1)*A2) - cos(((2*w-1)+1)*pi))/((2*w-1)+1) -
...
            (cos(((2*w-1)-1)*A2) - cos(((2*w-1)-1)*pi))/((2*w-1)-1)) + ...
            I3/pi*((cos(((2*w-1)+1)*A3) - cos(((2*w-1)+1)*pi))/((2*w-1)+1) -
...
            (cos(((2*w-1)-1)*A3) - cos(((2*w-1)-1)*pi))/((2*w-1)-1));

        bnd(w) = I1/pi*(sin(((2*w-1)+1)*A1)/((2*w-1)+1) - ...
            sin(((2*w-1)-1)*A1)/((2*w-1)-1)) + ...
            I2/pi*(sin(((2*w-1)+1)*A2)/((2*w-1)+1) - ...
            sin(((2*w-1)-1)*A2)/((2*w-1)-1)) + ...
            I3/pi*(sin(((2*w-1)+1)*A3)/((2*w-1)+1) - ...
            sin(((2*w-1)-1)*A3)/((2*w-1)-1));
    end

and(1) = I1/(2*pi)*(cos(2*A1) - 1) + ...
        I2/(2*pi)*(cos(2*A2) - 1) + ...
        I3/(2*pi)*(cos(2*A3) - 1);

bnd(1) = I1/(2*pi)*(2*pi - 2*A1 + sin(2*A1)) + ...
        I2/(2*pi)*(2*pi - 2*A2 + sin(2*A2)) + ...
        I3/(2*pi)*(2*pi - 2*A3 + sin(2*A3));

```

A.2. Parte da Matriz de Dados da Bancada de Testes (Matlab®)

%Matriz com parte dos dados do controlador CA (alfa=54°).

%Fonte: bancada de testes

```
dim1_25=[0      -0.0033      0.0070
0.0001      0.1955     -0.0261
0.0001      0.4046      0.0070
0.0002      0.5830      0.0070
0.0003      0.7716      0.0096
0.0003      0.9679      0.0070
0.0004      1.1668      0.0121
0.0005      1.2993      0.0019
0.0005      1.5313      0.0121
0.0006      1.7174      0.0121
0.0007      1.9137      0.0096
0.0007      2.0921      0.0070
0.0008      2.2680      0.0096
0.0008      2.4388      0.0070
0.0009      2.6351      0.0045
0.0010      2.7855      0.0096
0.0010      2.9640      0.0096
0.0011      3.1144      0.0096
0.0012      3.2724      0.0096
0.0012      3.4305      0.0096
0.0013      3.5273     -0.0006
0.0014      3.6956      0.0147
0.0014      3.8256     -0.0032
0.0015      3.9378      0.0121
0.0016      4.0550      0.0147
0.0016      4.1723      0.0121
0.0017      4.2743      0.0121
0.0018      4.4068      0.0045
0.0018      4.5011      0.0172
0.0019      4.6057      0.0147
0.0020      4.7102      0.0147
0.0020      4.8045      0.0147
0.0021      4.9167      0.0172
0.0021      4.9855      0.0045
0.0022      5.0900      0.3028
0.0023      5.1690      0.3130
0.0023      5.2659      0.3334
0.0024      5.3577      0.3385
0.0025      5.4545      0.3538
0.0025      5.5285      0.3181
0.0026      5.6432      0.3512
0.0027      5.7401      0.3614
0.0027      5.8369      0.3640
0.0028      5.9261      0.3716
0.0029      6.0307      0.3742
0.0029      6.0944      0.3793
0.0030      6.2066      0.3767
0.0031      6.2932      0.3920
0.0031      6.3876      0.3971
0.0032      6.4691      0.3946
0.0033      6.5558      0.3997
0.0033      6.6450      0.4150
0.0034      6.7343      0.4507]
```

0.0034	6.7725	0.4150
0.0035	6.8362	0.4175
0.0036	6.8872	0.4201
0.0036	6.9356	0.4201
0.0037	6.9688	0.4226
0.0038	7.0300	0.4252
0.0038	7.0274	0.4099
0.0039	7.0402	0.4099
0.0040	7.0427	0.4201
0.0040	7.0453	0.4175
0.0041	7.0402	0.4201
0.0042	7.0376	0.4073
0.0042	7.0019	0.4277
0.0043	6.9968	0.4150
0.0044	6.9688	0.4124
0.0044	6.9305	0.4175
0.0045	6.9050	0.4150
0.0046	6.8821	0.4150
0.0046	6.8439	0.4150
0.0047	6.8031	0.3997
0.0048	6.7648	0.4022
0.0048	6.7139	0.4022
0.0049	6.6629	0.3971
0.0049	6.6017	0.3971
0.0050	6.5125	0.3869
0.0051	6.4589	0.3895
0.0051	6.3876	0.3869
0.0052	6.3085	0.3818
0.0053	6.2168	0.3767
0.0053	6.1275	0.3716
0.0054	6.0485	0.3665
0.0055	5.9389	0.3665
0.0055	5.8369	0.3461
0.0056	5.7350	0.3461
0.0057	5.6304	0.3410
0.0057	5.5336	0.3283
0.0058	5.4291	0.3232
0.0059	5.3194	0.3359
0.0059	5.2149	0.3104
0.0060	5.1180	0.3053
0.0061	5.0059	0.2977
0.0061	4.8963	0.2900
0.0062	4.7816	0.2849
0.0062	4.6745	0.2798
0.0063	4.5649	0.2722
0.0064	4.4374	0.2594
0.0064	4.3201	0.2543
0.0065	4.1978	0.2441
0.0066	4.0678	0.2390
0.0066	3.9301	0.2339
0.0067	3.7721	0.2161
0.0068	3.6548	0.2186
0.0068	3.5171	0.2110
0.0069	3.3820	0.2008
0.0070	3.2444	0.1982
0.0070	3.1016	0.1881
0.0071	2.9946	0.1830
0.0072	2.8263	0.1753
0.0072	2.6912	0.1626
0.0073	2.5535	0.1575
0.0074	2.4184	0.1575....


```

....0.0630    -6.8531    -0.3678
      0.0631    -6.8148    -0.3779
      0.0631    -6.7664    -0.3779
      0.0632    -6.7154    -0.3728
      0.0633    -6.6670    -0.3754
      0.0633    -6.6109    -0.3678
      0.0634    -6.5548    -0.3550
      0.0635    -6.4809    -0.3550
      0.0635    -6.3993    -0.3474
      0.0636    -6.3279    -0.3448
      0.0637    -6.2463    -0.3321
      0.0637    -6.1367    -0.3295
      0.0638    -6.0552    -0.3295
      0.0638    -5.9583    -0.3193
      0.0639    -5.8589    -0.3142
      0.0640    -5.7518    -0.3142
      0.0640    -5.6473    -0.3066
      0.0641    -5.5453    -0.2989
      0.0642    -5.4612    -0.3066
      0.0642    -5.3337    -0.2938
      0.0643    -5.2267    -0.2887
      0.0644    -5.1196    -0.2811
      0.0644    -5.0227    -0.2683
      0.0645    -4.9182    -0.2658
      0.0646    -4.7831    -0.2556
      0.0646    -4.6862    -0.2505
      0.0647    -4.5792    -0.2454
      0.0648    -4.4568    -0.2301
      0.0648    -4.3395    -0.2224
      0.0649    -4.2095    -0.2173
      0.0650    -4.0719    -0.2122
      0.0650    -3.9648    -0.2097
      0.0651    -3.7991    -0.1944
      0.0651    -3.6614    -0.1893
      0.0652    -3.5212    -0.1893
      0.0653    -3.3836    -0.1842
      0.0653    -3.2383    -0.1740
      0.0654    -3.1261    -0.1638
      0.0655    -2.9732    -0.1434
      0.0655    -2.8355    -0.1510
      0.0656    -2.6978    -0.1332
      0.0657    -2.5678    -0.1204
      0.0657    -2.4276    -0.1128
      0.0658    -2.2951    -0.1077
      0.0659    -2.1676    -0.0924
      0.0659    -2.0223    -0.0898
      0.0660    -1.8693    -0.0873
      0.0661    -1.7291    -0.0771
      0.0661    -1.5787    -0.0669
      0.0662    -1.4181    -0.0618
      0.0663    -1.3162    -0.0618
      0.0663    -1.1046    -0.0542
      0.0664    -0.9338    -0.0389
      0.0664    -0.7630    -0.0287
      0.0665    -0.5871    -0.0108
      0.0666    -0.4086    -0.0006];

```

A.3. Compensação Harmônica com FAPP (Simulink®)

FIGURA A. 1: Diagrama de blocos do sistema com um FAPP