Serviço de Pós-Gradução EESC/USP
EXEMPLAR REVISADO
Data de entrada no Serviço: 22/09/03
Ass.: Nazareth

Filtros Ativos Monofásicos Aplicados na Correção da Distorção Harmônica de Controladores de Intensidade Luminosa

Claudionor Francisco do Nascimento

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

Orientador: Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Jr.

DEDALUS - Acervo - EESC
31100044189

EESC-USP Biblioteca CAMPUS DE S. CARLOS

São Carlos
2003

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **CLAUDIONOR FRANCISCO DO NASCIMENTO**

Dissertação defendida e julgada em 26-08-2003 perante a Comissão Julgadora:

aprovado

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

aprovado

Prof. Dr. **LOURENÇO MATAKAS JUNIOR**
(Escola Politécnica/USP)

aprovado

Prof. Dr. **MANOEL LUÍS DE AGUIAR**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

Prof. Assoc. **MURILO ARAUJO ROMERO**
Coordenador do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

Profa. Assoc. **MARIA DO CARMO CALIJURI**
Presidente da Comissão de Pós-Graduação

À minha família.

Ao Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Jr. pela orientação segura e objetiva.

Aos demais professores da EESC que contribuíram para minha formação.

Ao meu amigo Marcelo Machado Cad pelo apoio e contribuição.

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

À USP e à Capes, pelo apoio financeiro.

À coordenadoria de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

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

Aos meus filhos Claudio e Aline pelo carinho em todos os momentos.

Ao Raimundo, por sua luz que ilumina o meu caminho.

À Deus e a Nossa Senhora Aparecida.

Sumário

Lista de Figuras vi

Lista de Tabelas xiv

Lista de Abreviaturas e Siglas xv

Lista de Símbolos xvi

Resumo xx

Abstract xxi

1 Introdução 1

2 O estado da arte 7

2.1 Introdução 8

2.2 Filtros ativos de potência 9

2.3 Classificação por configuração 12

2.4 Classificação por circuito de potência 15

2.5 Classificação por estratégia de controle 17

2.5.1 Exemplos de estratégias no domínio do tempo 18

2.5.2 Exemplos de estratégias no domínio da freqüência 20

2.6 Alguns comentários sobre o estado da arte 22

3 Conceitos fundamentais 25

3.1 Introdução 26

3.2 Harmônicos em sistemas de potência 27

3.2.1 Efeitos dos harmônicos em equipamentos elétricos 29

3.2.2 Exemplo de uma norma técnica para harmônicos 31

3.3 Potência e fator de potência em sistemas elétricos 33
3.3.1 Potência média 33
3.3.2 Fator de potência 34
3.3.3 Relação entre a potência aparente e potência harmônica . 37
3.4 Equações de Fourier discreta no tempo 39
3.5 Circuito de potência usado como filtro ativo 41
3.6 Compensação harmônica usando a abordagem no domínio do tempo 46
3.6.1 Um exemplo de equacionamento de um filtro ativo de potência 46
3.7 Compensação harmônica usando a abordagem no domínio da freqüência 49
3.7.1 Representação em freqüência da carga 50
3.7.2 Descrição do método no domínio da freqüência usando a FFT 50
3.7.3 Métodos de malha aberta e malha fechada 52
3.7.4 Circuito para previsão da corrente de referência harmônica 53
3.7.5 Possibilidades da filtragem do espectro de freqüência . . . 55

4 Controladores CA 58
4.1 Introdução 59
4.2 Fundamentos dos controladores CA 59
4.2.1 Características de corrente e potência do controlador CA . 61
4.2.2 Carga resistiva dos controladores CA 66
4.2.3 Levantamento das características da resistência das lâmpadas 70
4.3 Experimento e simulação com os controladores CA 72
4.3.1 Comportamento do controlador CA 74
4.3.2 Comportamento do controlador CA com R fixo 83
4.3.3 Comportamento do Controlador CA com R variável . . . 87

5 Compensação harmônica 93
5.1 Introdução 94
5.2 Compensação usando um Filtro ativo monofásico 97
5.2.1 Compensação considerando os controladores CA com R fixo 99
5.2.2 Compensação considerando os controladores CA com R variável 105

5.3 Compensação dos principais harmônicos 109
5.4 Erro na compensação harmônica 120
5.5 Filtro ativo de potência considerando um inversor PWM 123

6 Conclusões **133**

Referências Bibliográficas **137**

Lista de Figuras

FIGURA 2.1 Diagrama de um filtro ativo de potência paralelo 10

FIGURA 2.2 Filtro ativo de potência monofásico 11

FIGURA 2.3 (a) Filtro ativo paralelo e (b) filtro ativo paralelo e filtro passivo paralelo 14

FIGURA 2.4 (a) Filtro ativo série e (b) filtro ativo série e filtro passivo série 14

FIGURA 2.5 Filtro ativo (a) paralelo e (b) série 16

FIGURA 2.6 Filtro ativo de potência usando um inversor de três níveis com ponto de neutro grampeado 17

FIGURA 2.7 Regulador da corrente por fase 19

FIGURA 2.8 Diagrama de blocos do controlador para o filtro ativo . 20

FIGURA 2.9 (a) Espectros da corrente de carga e (b) corrente de referência do filtro ativo 20

FIGURA 2.10 Diagrama de blocos do sistema usado por Noriega e Karady 22

FIGURA 3.1 Transmissão de energia através de uma superfície S . . 33

FIGURA 3.2 Relação vetorial dos componentes da potência aparente S 39

FIGURA 3.3 Inversores PWM em ponte completa bidirecional: (a) de corrente e (b) de tensão 42

FIGURA 3.4 Circuito do inversor como filtro ativo para (a) $0 < t < DT_s$ e (b) $DT_s < t < T_{ch}$ 44

FIGURA 3.5 Forma de onda da corrente e tensão no indutor da saída do inversor 45

FIGURA 3.6 Filtro ativo no domínio da freqüência 51

FIGURA 3.7 Paralelismo de Seqüências 1) aquisição, 2) computação e 3) controle da corrente, com $T_a = T$. 52

FIGURA 3.8 (a) Diagrama de controle em malha aberta, (b) em malha fechada 55

FIGURA 4.1 Controlador CA com uma carga resistiva 60

FIGURA 4.2 Forma de onda do controlador CA com uma carga resistiva 61

FIGURA 4.3 Corrente eficaz na carga resistiva 62

FIGURA 4.4 (a) Forma de onda da corrente de carga, (b) espectro harmônico, $\alpha = 90°$ 63

FIGURA 4.5 Amplitudes harmônicas da corrente de carga, α variável 65

FIGURA 4.6 (a) Distorção harmônico total, (b) fator de potência, α variável 66

FIGURA 4.7 Resistência do filamento de tungstênio em função da temperatura 68

FIGURA 4.8 Característica corrente e tensão do filamento de tungstênio 69

FIGURA 4.9 Resistência do filamento de tungstênio em função da tensão 69

FIGURA 4.10 Amplitudes harmônicas da corrente de carga para R e α variáveis 70

FIGURA 4.11 Resistência e corrente das lâmpadas obtidas no experimento 71

FIGURA 4.12 Tensão eficaz aplicadas nas lâmpadas: (a) $127V$ e (b) $63V$, (eixo vert. $50V$/div. 72

FIGURA 4.13 Um controlador de intensidade luminosa 73

FIGURA 4.14 Três controladores de intensidade luminosa 73

FIGURA 4.15 Corrente de carga: (a) experimento (eixo vertical 1 A/div) e (b) simulação para $\alpha = 90°$; (c) experimento (eixo vertical 1 A/div) e (d) simulação para $\alpha = 45°$ 75

FIGURA 4.16 Gráfico de amplitudes: (a) experimento e (b) simulação para $\alpha = 90°$; (c) experimento e (d) simulação para $\alpha = 45°$ . . . 76

FIGURA 4.17 (a) THD da simulação e experimento, (b) corrente eficaz da simulação e do experimento, α variável 77

FIGURA 4.18 (a) Fator de potência do modelo, α variável e (b) fator de potência em função do THD 79

FIGURA 4.19 (a) Circuito do dimmer, (b) forma de onda de controle . 80

FIGURA 4.20 Fase do espectro harmônico da corrente de carga 80

FIGURA 4.21 (a) Corrente de carga do experimento (eixo vertical 5 A/div), (b) corrente e tensão da simulação, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 81

FIGURA 4.22 (a) Corrente de carga do experimento (eixo vertical 5 A/div), (b) corrente e tensão da simulação, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$ 82

FIGURA 4.23 (a) Corrente de carga do experimento (eixo vertical 5 A/div), (b) corrente e tensão da simulação, $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 120°$ 83

FIGURA 4.24 (a) Corrente de carga do experimento (eixo vertical 5 A/div), (b) corrente da simulação, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$. 84

FIGURA 4.25 Amplitude para $0 \leq \alpha_{A3} \leq 180°$ (a) $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = 0°$ e (b) $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = 90°$ 85

FIGURA 4.26 Gráficos das (a) amplitudes e (b) fases dos controladores CA 86

FIGURA 4.27 Gráficos das (a) amplitudes e (b) fases dos controladores CA 87

FIGURA 4.28 Gráficos das (a) amplitudes e (b) fases dos controladores CA 87

FIGURA 4.29 Amplitude para $0 \leq \alpha_{A3} \leq 180°$ (a) $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = 0°$ e (b) $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = 90°$ 88

FIGURA 4.30 (a) Amplitudes dos controladores e (b) resistência equivalente do conjunto total de lâmpadas 89

FIGURA 4.31 Amplitudes dos controladores para (a) $\alpha_{A1} = 0°$ e (b) $\alpha_{A1} = 180°$ 90

FIGURA 4.32 (a)Corrente de carga com R constante, (b) com R dependente da corrente, $\alpha = 45°$ 91

FIGURA 4.33 (a)Corrente de carga com R constante, (b) com R dependente da corrente, $\alpha = 90°$ 91

FIGURA 4.34 (a)Corrente de carga com R constante, (b) com R dependente da corrente, $\alpha = 135°$ 92

FIGURA 5.1 Controlador CA e um filtro ativo de potência 94

FIGURA 5.2 Três controladores CA e um filtro ativo de potência . . 95

FIGURA 5.3 Circuito básico de um filtro ativo paralelo com sensor de corrente de carga 98

FIGURA 5.4 Circuito básico de um filtro ativo paralelo com sensor do ângulo de disparo α da carga 98

FIGURA 5.5 Filtro ativo paralelo 99

FIGURA 5.6 Corrente eficaz do sistema após filtragem em função da corrente eficaz dos controladores 99

FIGURA 5.7 (a) Corrente eficaz antes e depois da filtragem e (b) Fator de potência, antes e depois do uso do filtro ativo em função de α. 100

FIGURA 5.8 (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) de referência, (ba) corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 101

FIGURA 5.9 (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 101

FIGURA 5.10 (aa) Corrente de carga e (ab) de referência e, (b) tensão da rede e corrente corrigida para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 102

FIGURA 5.11 (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) corrente de referência, (ba) Corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 120°$ 102

FIGURA 5.12 (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 120°$ 103

FIGURA 5.13 (aa) Corrente de carga e (bb) de referência, (ba) Corrente corrigida e (bb) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$ 104

FIGURA 5.14 (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) corrente de referência, (ba) Corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$ 104

FIGURA 5.15 (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$ 105

FIGURA 5.16 (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) de referência, (ba) Corrente de carga e de (bb) referência, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 106

FIGURA 5.17 (a) Corrente corrigida com R constante, (b) com R dependente da corrente, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 106

FIGURA 5.18 (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 107

FIGURA 5.19 (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) corrente de referência, (ba) Corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$ 107

FIGURA 5.20 (a)Corrente corrigida com R constante, (b) com R dependente da corrente, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$ 108

FIGURA 5.21 (a) Corrente de carga, (b) corrente de referência do filtro ativo, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$ 108

FIGURA 5.22 (a)Corrente corrigida com R constante, (b) com R dependente da corrente, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$ 109

FIGURA 5.23 (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = 30°$ e $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$ 109

FIGURA 5.24 (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) de referência, (ba) Corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 110

FIGURA 5.25 (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 111

FIGURA 5.26 (a) Corrente de carga, (b) corrente de referência do filtro ativo, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$ 112

FIGURA 5.27 Tensão da rede e corrente corrigida, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$ 112

FIGURA 5.28 (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) corrente de referência, (ba) Corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$ 113

FIGURA 5.29 (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$ 114

FIGURA 5.30 (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) de referência, (ba) Corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 115

FIGURA 5.31 (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 116

FIGURA 5.32 (a) Espectros harmônicos, (b) corrente de compensação e de carga, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 45°$ 117

FIGURA 5.33 Corrente compensada, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 45°$ 117

FIGURA 5.34 (a) Espectros harmônicos, (b) corrente de compensação e de carga, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 118

FIGURA 5.35 Corrente compensada, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 119

FIGURA 5.36 (a) Espectros harmônicos, (b) corrente de compensação e de carga, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$ 119

FIGURA 5.37 Corrente compensada, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$ 120

FIGURA 5.38 Resultados com erro na correção, (a) espectros harmônicos e (b) corrente principal, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = 80°$ e $\alpha_{A3} = 150°$ . . 121

FIGURA 5.39 Corrente principal corrida para (a) $\alpha_{A1} = 40°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 135°$ e (b) $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 122

FIGURA 5.40 Resultado da compensação com erro , $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 122

FIGURA 5.41 Resultado da compensação com erro eliminando o 3°, 5° e 7° harmônicos para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 123

FIGURA 5.42 Três controladores e um filtro ativo de potência 124

FIGURA 5.43 Filtro ativo usando o Power System Blockset 125

FIGURA 5.44 (a) Corrente do filtro ativo, (b) Tensão na saída do inversor do filtro ativo, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 126

FIGURA 5.45 Tensão e corrente principal (a) antes da correção, (b) após a correção, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 127

FIGURA 5.46 Espectros harmônicos da corrente principal (a) antes da correção, (b) após a correção, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 127

FIGURA 5.47 (a) Gráfico das amplitudes da corrente corrigida e (b) a corrente principal após a compensação ambos para $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 135°$ 128

FIGURA 5.48 (a) Corrente do filtro ativo, e (b) Tensão na saída do inversor do filtro ativo ambos para $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 135°$ 128

FIGURA 5.49 (a) Corrente do filtro ativo, e (b) Corrente principal corrigida, ambas para $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 60°$ e $\alpha_{A3} = 90°$ 129

FIGURA 5.50 (a) Corrente do filtro ativo, e (b) Corrente principal corrigida, ambas para $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 60°$ e $\alpha_{A3} = 90°$ 129

FIGURA 5.51 (a) Gráfico das amplitudes da corrente corrigida e (b) a corrente principal após a compensação ambos para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 130

FIGURA 5.52 (a) Corrente do filtro ativo, (b) Tensão na saída do inversor do filtro ativo ambos para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 131

FIGURA 5.53 (a) Gráfico de amplitudes da corrente principal após a compensação, e (b) Corrente principal corrigida ambos para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 131

FIGURA 5.54 (a) Corrente do filtro ativo, e (b) Corrente principal corrigida ambos para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 132

FIGURA 5.55 (a) Corrente do filtro ativo, e (b) Corrente principal corrigida ambos para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$ 132

Lista de Tabelas

TABELA 3.1 Classificação e limites de distorção harmônica para sistemas de baixa tensão (para tensão $480V_{ef}$) 32

TABELA 3.2 Limites de distorção harmônica de corrente para sistemas de baixa tensão (120 V à 69 kV eficaz). 32

TABELA 4.1 Coeficiente de temperatura de condutores, $20°C$ 67

TABELA 4.2 Variação da corrente das lâmpadas em função da tensão 72

TABELA 4.3 Componentes de Fourier 77

TABELA 4.4 THD e corrente eficaz do sistema 78

TABELA 4.5 Componentes de Fourier, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$ . . . 82

TABELA 4.6 Componentes de Fourier, $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 120°$ 83

TABELA 4.7 Componentes de Fourier, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$. 83

Lista de Abreviaturas e Siglas

USP	Universidade de São Paulo;
EESC	Escola de Engenharia de São Carlos;
SEL	Departamento de Engenharia Elétrica;
LACEP	Laboratório de Controle e Eletrônica de Potência;
THD	*Total Harmonic Distortion* - Distorção harmônico total;
PWM	*Pulse Width Modulation* - Modulação em largura de pulso;
FFT	*Fast Fourier Transform* - Transformada rápida de Fourier;
FFT^{-1}	*Inverse Fast Fourier Transform* - Transformada rápida de Fourier inversa;
VAd	*Distortion Volt-Ampere* - Volt-Ampère Distorção;
DSP	*Digital Signal Processors* - Processadores Digitais de Sinais;
CA	Corrente Alternada;
CC	Corrente Contínua.

Lista de Símbolos

v_α	Tensão α na coordenada $\alpha - \beta - 0$
v_β	Tensão β na coordenada $\alpha - \beta - 0$
i_α	Corrente α na coordenada $\alpha - \beta - 0$
i_β	Corrente β na coordenada $\alpha - \beta - 0$
p	potência instantânea real
q	potência instantânea imaginária
$v_s(t)$	Tensão da rede
$v(t)$	Tensão na forma da série de Fourier
$v_c(t)$	Tensão no capacitor
$i(t)$	Corrente na forma da série de Fourier
$i_o(t)$	Corrente de carga
$i_s(t)$	Corrente da fonte
$i_f(t)$	Corrente de compensação
$i_c^*(t)$	Corrente de comando do inversor
$p(t)$	Potência instantânea
$p_f(t)$	Potência para cálculo da componente fundamental
$p_c(t)$	Potência fornecida pelo filtro
φ_n	Ângulo de fase da tensão do n-ésimo harmônico
θ_n	Ângulo de fase da corrente do n-ésimo harmônico
f	Freqüência da rede
f_0	Freqüência fundamental de f

f_s	Freqüência de amostragem
f_{max}	Freqüência máxima do sinal amostrado
f_c	Freqüência da onda portadora
f_{ch}	Freqüência de chaveamento das chaves semicondutoras
$f(kT_c) = f(k)$	Função discreta no tempo
T	Período da rede
T_{ch}	Período de chaveamento das chaves semicondutoras
T_{lig}	Período ligado das chaves semicondutoras
w	Freqüência angular
w_0	Freqüência angular fundamental
V_{ef}	Tensão eficaz
V	Tensão de pico de $v_s(t)$
V_f	Tensão do lado CC do filtro
V_{fmax}	Tensão máxima de V_f
V_{fmin}	Tensão mínima de V_f
V_0	Tensão média de Fourier
V_D	Tensão limiar do diac
V_d	Tensão de saída do inversor
I_0	Corrente média de Fourier
I_n	Corrente de pico do n-ésimo harmônico
I_{nef}	Corrente eficaz do n-ésimo harmônico
I_{ef}	Corrente eficaz drenada da rede
I_o	Corrente de pico de carga
I_c	Corrente corrigida
$I_{c_{pico}}$	Corrente de pico de I_c
I_s	Corrente de pico de $i_s(t)$
I_{sc}	Corrente de carga do capacitor
I_{cc}	Corrente de curto-circuito máxima no PCC

I_D	Corrente máxima solicitada pela carga, na freqüência fundamental, no PCC
C_f	Filtro capacitivo do inversor
I_{sm}	Corrente máxima fornecida para suprir o sistema e C_f
L_f	Filtro indutivo
T_a	Tempo de aquisição
T_c	Tempo de computação
T_s	Tempo de amostragem
N	Número de amostras em um período
P	Potência média drenada da rede
W	Energia que flui em ambas as direções entre a fonte e a carga
P_f	Potência média de $p_f(t)$
Q	Potência reativa drenada da rede
S	Potência aparente drenada da rede
H	Potência harmônica aparente drenada da rede
FP	Fator de potência da rede
K_i^ν	fator de compensação
k	Número inteiro, usualmente uma variável discreta no tempo
$I_{ref_j}(k)$	Vetor da corrente de referência por fase
$I_{L_j}(k)$	Vetor da corrente harmônica de carga
$I_{g_j}(k)$	Vetor da corrente da rede
j	Índice que representa a fase do sistema
H_S	Função de transferência do filtro ativo
ΔE_c	Variação da energia armazenada no capacitor
$x(n)$	Sinal discreto no tempo
$X(\omega)$	Transformada de Fourier de $x(n)$
D	fator de trabalho
FD	Fator de distorção
$\cos\phi_1$	Fator de deslocamento ou fator de potência fundamental

THD	Distorção harmônico total
THD_c	Fator de distorção harmônico total corrigido
R_s	Resistência do sensor de corrente
R_e	Resistência equivalente da carga para a fonte de tensão
V_m	Tensão de saída da malha de compensação
c_k	Coeficiente de Fourier discreto no tempo
a_k	Coeficiente cosenoidal de Fourier discreto no tempo
b_k	Coeficiente senoidal de Fourier discreto no tempo
a_n	Componente cosenoidal de Fourier
b_n	Componente senoidal de Fourier
ϕ_n	Ângulo de fase do n-ésimo harmônico
T_0	Temperatura do material à $20°C$
T_c	Temperatura do material
R_{20}	Resistência do material à $20°C$
R	Resistência do material
α_{20}	Coeficiente de temperatura do material à $20°C$

Resumo

Este trabalho apresenta o estudo de um filtro ativo de potência paralelo aplicado na compensação da potência harmônica e da potência reativa. É apresentado o estado da arte sobre o tema, além dos conceitos básicos sobre harmônicos, potência, fator de potência, e outros assuntos diretamente relacionados à qualidade da energia em sistemas elétricos.

A carga não-linear estudada é composta por controladores de tensão alternada, conectados a lâmpadas incandescentes. Os comportamentos desse controlador e de sua carga resistiva são verificados tanto por meio de experimento como por meio de simulação. As características da variação da resistência das lâmpadas em função da temperatura são estudadas.

São apresentados os resultados de simulações de um filtro ativo compensando cargas não-lineares monofásicas. Em parte das simulações esse filtro ativo funciona como uma fonte de corrente de compensação sem considerar o circuito de potência. Mas em outra parte da simulação, são considerados os efeitos da freqüência de chaveamento de um inversor na corrente de compensação do filtro ativo. São estudados dois métodos para se obter a compensação harmônica, o primeiro método é baseado na abordagem no domínio do tempo, e o segundo método é baseado na abordagem no domínio da freqüência. A abordagem no domínio da freqüência é mais explorada nesse trabalho, com vistas à futura implementação do sistema.

Abstract

This work presents the study of a shunt active power filter applied in the compensation of the power harmonic and of the power reactive. The state of the art is presented on the theme, besides the basic concepts on harmonic, power, power factor, and other subjects directly related to the power quality in electric systems.

The studied non-linear load is composed by AC controllers, connected to incandescent lamps. That controller's behaviors and of its load resistive they are verified so much through experiment as through simulation. The characteristics of the variation of the resistance of the lamps in function of the temperature are studied.

The results of simulations of an active power filter are presented compensating single-phase non-linear loads. In some simulations that active filter works as a source of compensation current without considering the power circuit. They are also obtained results of the simulation considering the effects of the switching frequency of an inverter in the current of compensation of the active filter. They are studied two methods to obtain the harmonic compensation, the first method is based in the time domain approach, and the second method is based on the approach in the frequency domain approach. The approach in the frequency domain is more explored in that work, with views to the future implementation of the system.

Capítulo 1

Introdução

O trabalho tem como objetivo o estudo do comportamento teórico de um filtro ativo de potência paralelo em um circuito elétrico monofásico, baseado no método de correção no domínio da freqüência. A fonte de tensão é considerada puramente senoidal e a carga não-linear é composta por controladores de tensão CA.

Atualmente há uma grande preocupação com a qualidade da energia. Muitos estudos nesta área estão em andamento, principalmente pesquisas relacionadas à mitigação do problema, isto é, resolver um problema de qualidade da energia em um sistema elétrico existente. Alguns estudos e recomendações mostram a necessidade de desenvolver equipamentos que não poluam o sistema elétrico, mas a troca de todos os equipamentos em uma planta industrial, por exemplo, pode ser inviável. Para estes casos é importante analisar que tipo de problema de qualidade da energia há no sistema e qual a melhor solução.

Um dos problemas mais importantes, no que se refere à qualidade da energia, é a presença da poluição harmônica de tensão ou corrente no sistema elétrico. Os engenheiros sempre tiveram a preocupação em controlar o fluxo de energia elétrica entre dois ou mais sistemas elétricos distintos.

Para tal controle podem ser usados os conversores estáticos de energia elétrica, que são equipamentos baseados na eletrônica de potência. Estes equipamentos são poluidores harmônicos para o sistema de distribuição de potência em corrente alternada (KREIN (1998)).

Estes harmônicos são gerados pelo efeito do chaveamento dos componentes destes equipamentos. Entre os equipamentos poluidores podem ser citados os seguintes: retificadores, conversores de potência, fontes de alimentação chaveada, controladores CA, acionadores CA, acionadores CC, dispositivos a arco, laminadores, entre outros. Estes equipamentos são vistos pelo sistema elétrico como uma carga não-linear e, podem ser trifásicas ou monofásicas. Tradicionalmente, uma carga não-linear é representada como uma fonte de corrente harmônica devido a distorção da sua forma de onda de corrente, mas algumas cargas podem se comportar mais como uma fonte de tensão harmônica do que como uma fonte

de corrente harmônica (PENG (2001)).

Com a distribuição muito difundida de equipamentos baseados na eletrônica de potência em nossa sociedade, os conversores estáticos tornaram-se um problema significante e mensurável. Isto representa um acréscimo na poluição harmônica do sistema elétrico.

Existem algumas propostas para mitigar ou até eliminar a poluição harmônica de um sistema elétrico monofásico. Uma proposta interessante é a inclusão de um filtro ativo de potência no sistema. Geralmente este filtro ativo pode compensar tanto a potência harmônica como a potência reativa da corrente de carga (WU & JOU (1996)). É preciso definir se a corrente de referência do filtro ativo é extraída da corrente de carga ou da corrente principal do sistema. Alguns autores preferem tratar dos harmônicos no quadro de distribuição de entrada de uma instalação elétrica, utilizando um filtro ativo de potência trifásico. Há a possibilidade de se tratar dos harmônicos em um ponto de conexão comum próximo a um conjunto de cargas monofásicas, nesse caso é utilizado um filtro ativo de potência monofásico.

Podem ser usadas duas abordagens para a pesquisa e desenvolvimento de um filtro ativo de potência. Os tipos de abordagens são as estratégias de controle para a extração de corrente ou tensão harmônica da correspondente corrente ou tensão distorcida (AKAGI (1996)). A abordagem no domínio do tempo é baseada principalmente na teoria da potência reativa instantânea. Já a abordagem no domínio da freqüência é baseada na análise de Fourier no domínio da freqüência.

A abordagem no domínio do tempo é usada principalmente para circuitos trifásicos, mas existem algumas propostas de filtros ativos monofásicos que utilizam o sistema de filtro ativo de controle pelo método de corrente monofásico (WU & JOU (1996)).

Em relação à abordagem no domínio da freqüência, é possível tratar tanto de circuitos trifásicos como de circuitos monofásicos. Podem ser usados dois tipos de filtro ativo para extrair a corrente de referência. O método espectral, onde a referência é computada de um conjunto de medidas representativas de todo o sinal. Há, ainda, o método onde a referência é explicitamente computada no

domínio da freqüência, isto é, usando o algoritmo da transformada rápida de Fourier (MARIETHOZ & RUFER (2002)).

Nota-se que a maioria dos trabalhos sobre filtros ativos são baseados em circuitos trifásicos com abordagem no domínio do tempo, portanto um estudo sobre os filtros ativos monofásicos no domínio da freqüência se torna uma contribuição importante.

Estudar um controlador CA parece ser um tópico muito simples, mas na realidade existem vários aspectos de funcionamento que podem ser considerados complexos. Os controladores são conversores estáticos destinados a variar o valor eficaz de uma tensão alternada. Os principais empregos são os seguintes: controle de intensidade luminosa, controle de temperatura, controle de velocidade e limitação da corrente de partida de motores de indução. O controlador CA com controle de fase é uma fonte rica de harmônicos, pois as amplitudes das correntes harmônicas, drenadas da fonte de tensão, variam de acordo com o seu ângulo de disparo. Além disso, o controlador CA é um equipamento comercial muito utilizado em sistemas monofásicos. A maioria dos trabalhos que tratam os controladores CA com uma carga resistiva considera esta resistência com valor fixo. No entanto, no presente trabalho também é considerado a variação da resistência de carga. Por esses motivos é justificado o uso desse controlador como parte dos estudos.

São verificados os comportamentos experimentais de um controlador CA e de três controladores simultâneos. São realizados simulações com o auxílio do programa de computação numérica Matlab. A simulação tem como objetivo confirmar os dados obtidos no experimento e, possibilitar o estudo de uma proposta de filtro ativo monofásico. A princípio o Matlab é usado para simular uma fonte de corrente de compensação harmônica sem se preocupar com o circuito de potência. Em seguida, é estudado o comportamento de um filtro ativo baseado em um inversor de tensão PWM, neste caso é usado o programa Power System Blockset. É importante citar que nesse trabalho não são tratados os assuntos referentes ao sistema de controle de todo o filtro ativo de potência. Sendo assim, o desempenho

do gerador de corrente de referência não é discutido e analisado.

É dado mais ênfase na compensação harmônica usando um filtro ativo monofásico no domínio da freqüência. Este método possibilita a eliminação seletiva dos componentes da corrente harmônica em questão. Pensando em termos de uma pesquisa aplicada, é possível se alcançar os conhecimentos necessários para o desenvolvimento de um filtro ativo de baixo custo, projetado para compensar, de maneira predeterminada, os harmônicos de um equipamento específico.

Por esses motivos, o presente trabalho encontra justificação ao abordar a relação entre a distorção harmônica causada pelos controladores CA e a possibilidade de se obter a compensação harmônica por meio de um filtro ativo conectado em paralelo à esta carga não-linear.

O presente trabalho é dividido em seis capítulos, incluindo a introdução e a conclusão.

No CAPÍTULO 2 é apresentado o estado da arte sobre os filtros ativos de potência. São feitos comentários sobre os filtros ativos trifásicos e monofásicos, relacionando-os com as abordagens no domínio do tempo e da freqüência. Os princípios básicos e métodos para o projeto de um filtro ativo também são comentados neste capítulo.

Os conceitos fundamentais usados no presente trabalho podem ser verificados no CAPÍTULO 3. São dados algumas informações sobre o que seriam os harmônicos em sistemas de potência, os efeitos e um exemplo de norma internacional. Para se entender a necessidade de se tratar dos harmônicos, é apresentado, ainda neste capítulo, a teoria básica sobre potência e fator de potência em um sistema elétrico com distorção harmônica na corrente. A distorção harmônica total é definida neste capítulo. Dando continuidade aos conceitos básicos, são apresentadas as equações de Fourier discreta no tempo, que são fundamentais para se entender os resultados da simulação. Como o objetivo é o estudo de um filtro ativo, é apresentado o circuito básico de potência utilizado como filtro ativo. Esse circuito consiste de um inversor fonte de tensão. Por fim, um resumo das abordagens existentes para se obter a corrente de referência do filtro é apresentada.

A carga não-linear escolhida para ser estudada é detalhada no CAPÍTULO 4. Neste capítulo são apresentados os fundamentos sobre os controladores de tensão alternada, funcionando como controlador de intensidade luminosa. São mostrados os resultados de experimentos e simulações para se entender o comportamento desse conversor estático. Um item importante apresentado nesse capítulo se refere ao levantamento do comportamento não-linear da resistência da lâmpada incandescente utilizada como uma carga resistiva do controlador. Nota-se que em toda a literatura consultada consideram a carga resistiva dos controladores com valor fixo. Portanto é estudada a influência dessa carga resistiva nas amplitudes harmônicas da corrente dos controladores CA.

No CAPÍTULO 5 é demonstrado o funcionamento de um filtro ativo em paralelo com os controladores CA. Na primeira parte deste capítulo são feitas simulações considerando o filtro ativo como uma fonte geradora de corrente de compensação harmônica sem apresentar as características do circuito de potência do filtro. Num segundo momento são verificadas por simulação as características do inversor fonte de tensão funcionando como um filtro ativo de potência. Nesse capítulo procura-se demonstrar o comportamento de um filtro ativo de potência, com o objetivo de se verificar a sua viabilidade como um instrumento para a compensação da potência harmônica e da potência reativa de um sistema elétrico.

Capítulo 2

O estado da arte

2.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas, de maneira sucinta, as principais considerações sobre filtros ativos de potência contidas na literatura consultada. Sâo citados somente os trabalhos mais relevantes na área, desta forma, este capítulo pode servir como uma fonte de informações que podem fundamentar um estudo sobre filtros ativos de potência.

A eficácia de um filtro ativo de potência depende basicamente de três características: a) da característica do projeto do circuito de potência, b) do método implementado para gerar a corrente de referência, c) do método de modulação usado (DIXON et al. (1994)). No entanto, existem outros meios de se verificar o tipo de filtro ativo. Um método interessante é a classificação apresentada por AKAGI (1996). Praticamente todo este capítulo é organizado de acordo esta classificação.

De acordo com SINGH et al. (1999), a tecnologia dos filtros ativos de potência está madura para o fornecimento de compensação para os harmônicos, para a potência reativa ou corrente de neutro em redes CA. O desenvolvimento dos filtros ativos contou com o desenvolvimento de várias configurações, estratégias de controle e dispositivos eletrônicos. Os filtros ativos também são utilizados para a eliminação de tensões harmônicas, para regular tensões em terminais, para suprimir oscilações de tensão e para melhorar o balanço de tensão em sistemas trifásicos. Essa ampla lista de objetivos pode ser obtida individualmente ou em combinação, dependendo das necessidades, estratégias de controle e configuração que tem que ser selecionada apropriadamente. Os filtros ativos de potência são basicamente organizados em três tipos de configurações, dois fios ou monofásico, três fios ou trifásico e quatro fios ou trifásico com neutro, que são estabelecidas para suprirem as exigências dos três tipos de cargas não-lineares do sistema.

Na seção 2.2 são comentados os aspectos básicos sobre os filtros ativos de potência. Nas demais seções são apresentados alguns comentários sobre textos que se encaixam nas classificações dos filtros ativos. Estas classificações são comenta-

das na seção 2.2. Pode-se verificar na seção 2.3 a classificação por configuração. A classificação por circuito de potência é comentada na seção 2.4. Na seção 2.5 são apresentados comentários sobre textos envolvendo a classificação pela estratégia de controle. Por último, na seção 2.6 são apresentados alguns comentários sobre este capítulo.

2.2 Filtros ativos de potência

Devido a necessidade de se tratar da qualidade da energia em sistemas de potência, surgiu a necessidade de se estudar todos os aspectos envolvendo a mesma. Um dos problemas que causam a má qualidade da energia é a poluição harmônica, e uma das fontes de harmônicos são as cargas não-lineares baseadas na eletrônica de potência. O expressivo aumento da tecnologia baseada na eletrônica de potência causou a proliferação de cargas não-lineares que resultam no aumento da deterioração da qualidade da energia nos sistemas de transmissão ou distribuição de potência. Com o objetivo de mitigar ou até anular os harmônicos em um determinado sistema elétrico, são propostas várias alternativas e, entre elas, a utilização de filtros ativos de potência.

Os filtros ativos de potência têm a capacidade de melhorar o fator de potência de um sistema elétrico. Isto pode significar que o fator de potência do sistema pode se tornar unitário, pois tanto o fator de distorção, que está intrinsecamente associado à distorção harmônica total, e o fator de deslocamento (fator de potência fundamental) são corrigidos (DUGAN et al. (1996)).

A FIGURA 2.1 mostra os componentes de um sistema típico de um filtro ativo de potência paralelo e suas conexões. As informações envolvendo a corrente harmônica, gerada por uma carga não-linear, por exemplo, alimenta a entrada de um estimador junto com as informações sobre outras variáveis do sistema. O sinal resultante deste estimador aciona o sistema de controle. Isto, por sua vez, fornece o controle para o gerador de chaveamento PWM. Este gerador controla o circuito de potência via uma interface. O circuito de potência é conectado ao

sistema por um transformador ou filtro indutivo (EL-HABROUK et al. (2000)).

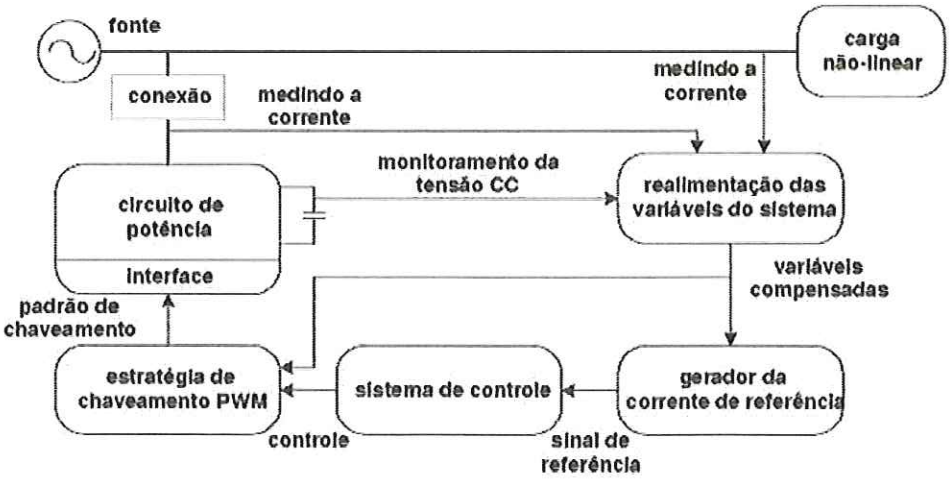


FIGURA 2.1: Diagrama de um filtro ativo de potência paralelo

Segundo PEDDER et al. (2000), para manter-se a compatibilidade eletromagnética, existe a necessidade de se reduzir e controlar as correntes harmônicas no sistema. Isto é reconhecido pelos recentes padrões internacionais de compatibilidade eletromagnética. Para se reduzir o nível de corrente harmônica pode-se utilizar os filtros ativos de potência. Estes filtros atuam como uma fonte local para as correntes harmônicas demandadas pela carga, para que estas correntes não possam fluir pelo sistema de distribuição. A corrente de carga é monitorada para controlar o filtro ativo de potência.

Na FIGURA 2.2 pode-se verificar um inversor de tensão em ponte completa. De acordo com PEDDER et al. (2000), o inversor de tensão, quando utilizado na configuração do filtro ativo de potência paralelo, tem um capacitor de armazenamento no lado CC que fornece energia armazenada necessária para a compensação. A freqüência de chaveamento do inversor é constante e os gatilhos das chaves S_1 e S_2 são complementares às chaves S_3 e S_4. Este esquema de funcionamento é muito utilizado nos circuitos dos filtros ativos de potência.

O desempenho dos filtros ativos depende da configuração do inversor e do método de controle PWM a ser utilizado. Para sistemas monofásicos de baixa potência são utilizados os inversores do tipo fonte de tensão com controle de corrente linear. O filtro ativo de potência paralelo necessita conduzir a corrente

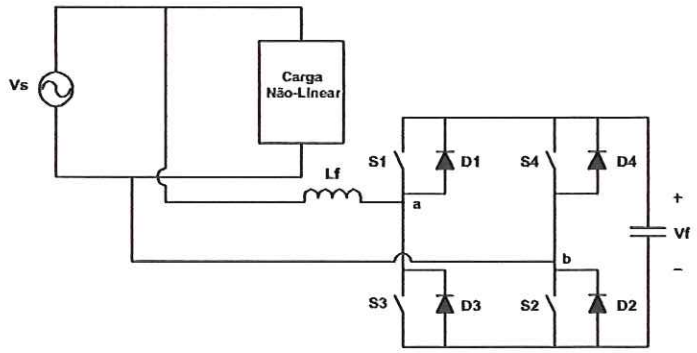


FIGURA 2.2: Filtro ativo de potência monofásico

de maneira bi-direcional e geralmente utilizam como circuito básico o inversor em ponte completa ou meia ponte com um capacitor no lado CC.

De acordo com PEDDER et al. (2000), é possível controlar o conteúdo da corrente harmônica de uma carga não-linear através da modificação da forma de onda da tensão aplicada. Neste caso é utilizado um filtro ativo em série com a carga não-linear, que injeta tensão harmônica em série com a fonte de tensão. Este método se torna proibitivo em algumas situações, pois em alguns casos não é possível a mudança da forma de onda da tensão de carga. Para estas situações geralmente é utilizada a configuração do filtro ativo em paralelo com a carga não-linear, que atua como uma fonte de corrente harmônica solicitada por esta carga.

Os princípios básicos de compensação harmônica foram propostos por volta de 1970. Alguns autores acreditam que somente a partir do trabalho apresentado por Akagi uma teoria nova e concisa apareceu para se tratar dos problemas com harmônicos. AKAGI (1996) apresenta, em seu trabalho, os fundamentos sobre as cargas que produzem harmônicos e a propagação destes harmônicos no sistema de distribuição. É possível classificar os filtros ativos por objetivos, por configuração, por circuito de potência e por estratégia de controle. Por objetivo entende-se por quem é instalado o filtro ativo, ou seja, por consumidores individuais ou pela concessionária pública de energia. A classificação por configuração está baseada na forma como é projetado o filtro, isto é, filtro ativo em paralelo com a carga, filtro ativo em série com a carga e filtro híbrido ativo e

passivo. Os circuitos baseados no inversor de tensão e no inversor de corrente são as classificações quanto ao circuito de potência. A classificação pela estratégia de controle, possui dois tipos de estratégias que são a do domínio da freqüência e a do domínio do tempo. No domínio da freqüência a corrente harmônica é extraída utilizando a análise de Fourier e, no domínio do tempo é utilizado a teoria da potência ativa e reativa instantânea chamada de teoria $p - q$. Ainda na classificação pela estratégia de controle, existem três métodos para detecção dos harmônicos, que são: detecção da corrente de carga, detecção da corrente da rede e detecção da tensão. O compensador harmônico apresentado por Akagi é baseado em chaves de semicondutores que utilizam a teoria da potência ativa e reativa instantânea. É introduzida a potência imaginária instantânea para circuitos trifásicos. A potência reativa fundamental e alguns harmônicos podem ser eliminados do sistema.

2.3 Classificação por configuração

Na classificação por configuração, citada acima, pode-se incluir o trabalho de PENG (2001). No seu trabalho ele se propõe a apresentar algumas das mais importantes configurações dos filtros ativos. Nota-se a presença de filtros ativos em conjunto com filtros passivos. Um dos objetivos de Peng é apresentar uma completa abordagem sobre os diversos tipos de fontes geradoras de harmônicos, e sua relação na escolha da configuração de um filtro ativo de potência a ser utilizado na compensação harmônica da corrente ou tensão do sistema. Peng afirma que para se ter um bom entendimento sobre a escolha do tipo de filtro ativo de potência a ser empregado, é importante conhecer qual é o tipo de carga a ser compensada. Em seu trabalho também é demonstrado que existem dois tipos de cargas não-lineares, que são as cargas fonte de tensão e as fonte de corrente harmônica. Ele afirma que as diferenças entre estas duas cargas devem ser levadas em consideração no projeto de um filtro ativo. No seu trabalho, ainda, são apresentadas vinte e duas configurações de filtros ativos possíveis de se implementar. Apesar das fundamentações teóricas apresentadas em seu trabalho,

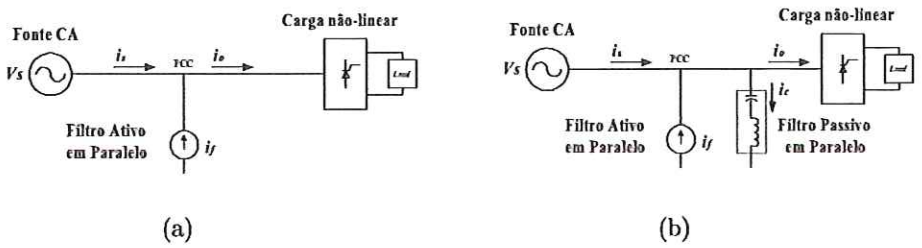
tentando justificar a escolha de um filtro ativo em função do tipo da carga não-linear a ser compensada, é possível verificar, na literatura consultada, que a maioria dos autores utilizam o filtro ativo paralelo como configuração básica de seus circuitos, independente do tipo de carga não-linear (MORáN et al. (1999)). Alguns tipos de filtros estão abaixo relacionados:

- Filtro passivo paralelo;
- Filtro ativo paralelo;
- Filtro ativo e passivo paralelo;
- Filtro híbrido, filtro ativo série e passivo paralelo;
- Filtro de combinação do ativo paralelo e passivo paralelo;
- Filtro de combinação do filtro ativo série e filtro ativo paralelo;
- Filtro de combinação do filtro passivo série e filtro passivo paralelo.
- Filtro passivo série;
- Filtro ativo série;
- Filtro ativo série e filtro passivo série;
- Filtro híbrido, filtro ativo paralelo e filtro passivo série;
- Filtro de combinação do filtro ativo série e filtro passivo série;
- Filtro de combinação do filtro ativo paralelo e filtro ativo série;
- Filtro de combinação do filtro passivo paralelo e filtro passivo série.

PENG (1998) apresenta, em seu trabalho, uma análise das características de um filtro ativo paralelo e de um filtro ativo série, ambos compensando os harmônicos gerados por cargas não-lineares do tipo fonte de tensão e fonte de corrente. A partir dos circuitos equivalentes de cada situação, são obtidos as funções de transferência e as condições de operações exigidas para o filtro ativo.

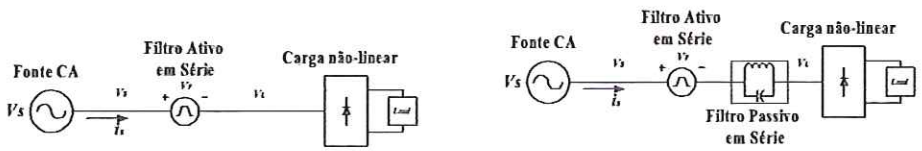
A partir destas equações, Peng chega a conclusão de que as características do filtro ativo são determinadas não somente por suas próprias caracteriticas, mas também pela fonte CA e pela impedância da carga.

Segundo PENG (1998) o filtro ativo paralelo funciona como uma fonte de corrente, que injeta corrente harmônica em um ponto de conexão comum. Esta corrente tem a mesma amplitude dos componentes harmônicos da corrente de carga, mas com as suas fases em oposição. As FIGURAS 2.3 (a) e (b) apresentam as configurações básicas do filtro ativo em paralelo e de uma combinação do filtro ativo paralelo e um filtro passivo paralelo para uma carga não-linear do tipo fonte de corrente. As FIGURAS 2.4 (a) e (b) mostram as configurações básicas de um filtro ativo em série e de uma combinação de um filtro ativo em série com um filtro passivo em série. Ao contrário do filtro ativo paralelo, o filtro ativo série fornece tensão harmônica de mesma amplitude, mas com as fases em oposição às da tensão harmônica da carga, desta forma este filtro atua como uma fonte de tensão para bloquear o fluxo de corrente harmônica.



(a) (b)

FIGURA 2.3: (a) Filtro ativo paralelo e (b) filtro ativo paralelo e filtro passivo paralelo



(a) (b)

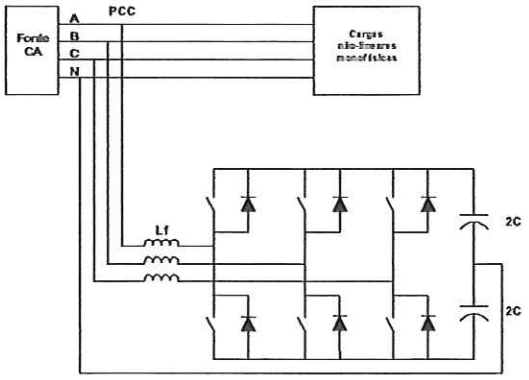
FIGURA 2.4: (a) Filtro ativo série e (b) filtro ativo série e filtro passivo série

Para EL-HABROUK et al. (2000) o filtro ativo paralelo é a configuração mais utilizada e mais importante em processos industriais. O uso desta configuração traz a facilidade da inserção do filtro ativo no sistema sem que haja a necessidade de se mudar a planta existente, pois este filtro apresenta a facilidade de poder ser colocado em paralelo com a carga não-linear. Em relação ao filtro ativo série, este é uma configuração que produz o isolamento harmônico entre a carga não-linear e a fonte de tensão mantendo a onda de tensão senoidal na carga.

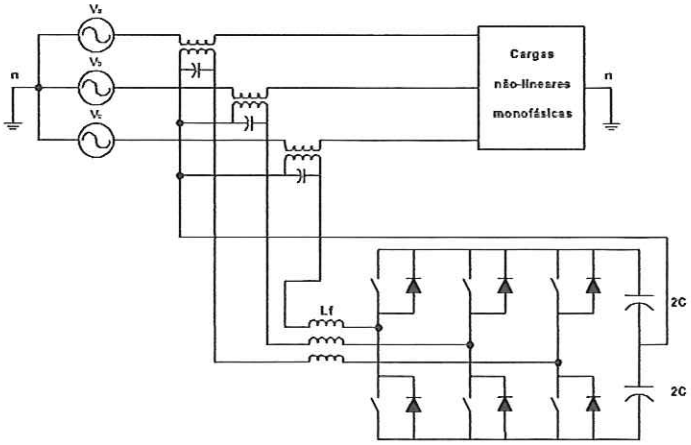
2.4 Classificação por circuito de potência

Outra classificação, citada acima, diz respeito ao tipo de circuito de potência utilizado no filtro ativo. Um exemplo de circuito de potência pode ser encontrado no texto de MORáN et al. (1999). Em seu trabalho são descritos alguns problemas em relação à qualidade da energia em sistemas de distribuição trifásica, e apresentadas algumas soluções a partir de equipamentos baseados na eletrônica de potência. Para ele os problemas com a qualidade da energia existem se qualquer desvio da tensão, corrente ou freqüência resulte numa falha ou numa má operação dos equipamentos dos consumidores. Contudo, é importante notar que a qualidade da energia sugere basicamente a qualidade da tensão e a confiabilidade do sistema. O filtro ativo de potência é uma solução flexível e versátil para alguns problemas com a qualidade da energia. Os filtros ativos são baseados nos conversores PWM e conectados no lado de baixa ou média tensão do sistema. Esses filtros ativos de potência podem desempenhar uma ou mais funções necessárias para a melhora da qualidade da energia. O filtro ativo apresentado por Moran usa, como topologia básica do circuito de potência, um inversor fonte de tensão com modulação por largura de pulso, semelhante ao filtro ativo apresentado na FIGURA 2.5 (a). Este tipo de inversor opera como uma fonte de tensão controlada pela corrente. É apresentada a possibilidade de se usar os inversores em cascata como uma alternativa para compensação de cargas não-lineares de alta potência. O autor, acima citado, afirma que os filtros ativos série, semelhantes ao da FIGURA 2.5 (b), compensam a distorção da corrente do sistema

impondo um caminho de alta impedância para a corrente harmônica. Esta alta impedância imposta é criada pela geração de uma tensão de mesma freqüência que o componente de corrente harmônica que se deseja eliminar.



(a)



(b)

FIGURA 2.5: Filtro ativo (a) paralelo e (b) série

Um outro circuito de potência, apresentado por MORáN et al. (1999), é o inversor com o ponto de neutro grampeado, conforme o circuito da FIGURA 2.6. Para esse autor há um acréscimo no interesse em usar os inversores de vários níveis para sistemas com potências elevadas. Este inversor permite um corte de tensão igual dos dispositivos conectados em série, para cada fase. Contudo, o ponto de potencial do neutro desvia-se, resultando num esforço de tensão excessivo para os

dispositivos externos do inversor. O esquema de controle do filtro ativo paralelo consiste de um gerador de referência, um controle da tensão CC e o gerador de sinais de disparo das chaves do inversor.

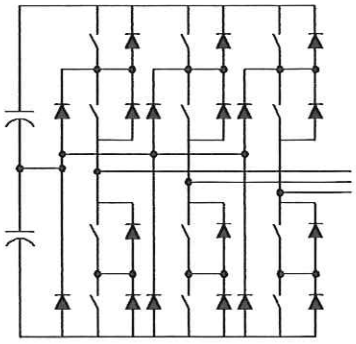


FIGURA 2.6: Filtro ativo de potência usando um inversor de três níveis com ponto de neutro grampeado

2.5 Classificação por estratégia de controle

A classificação por estratégia de controle é de suma importância no estudo sobre filtros ativos de potência. Existem vários artigos que tentam definir as diferenças entre a abordagem no domínio do tempo e a abordagem no domínio da freqüência. De acordo com GRADY et al. (1990), duas abordagens fundamentais para a melhora na qualidade da energia com filtros ativos são descritas na literatura, a correção no domínio do tempo e a correção no domínio da freqüência. Estas abordagens podem ser usadas em conjunto com os conversores com fonte de tensão constante ou conversores com fonte de corrente constante. A correção no domínio do tempo é baseada no princípio de manter a tensão ou corrente instantânea com uma forma de onda o mais próxima possível de uma onda senoidal, representando para a fonte uma carga resistiva. Uma função de erro instantânea é computada em tempo real, que pode ser a diferença entre uma forma de onda de referência e a da carga ou rede. Geralmente esta forma de onda de referência é uma onda senoidal em fase com a tensão da fonte e com a sua amplitude escolhida de tal forma, que a função resultante seja usada para criar a forma de onda de compensação. A correção no domínio da freqüência é baseada na análise

de Fourier e periodicidade da forma de onda da tensão ou corrente distorcida a ser corrigida. Enquanto algumas referências sugerem o uso da injeção harmônica predeterminada, nas situações onde estão presentes, no sistema, alguns harmônicos fixos e predominantes, as mais recentes referências usam a transformada de Fourier para determinar os harmônicos que serão injetados. Uma vez que a transformada de Fourier é executada, uma função de chaveamento do inversor é computada para produzir a corrente de cancelamento da distorção.

2.5.1 Exemplos de estratégias no domínio do tempo

Um exemplo deste tipo de abordagem, encontrado na literatura consultada, é o texto de THOMAS et al. (1998). Um filtro ativo trifásico à quatro fios é proposto pelo autor, acima citado, e é semelhante ao circuito anteriormente apresentado na FIGURA 2.5 (a). Este filtro é baseado na técnica de correção no domínio do tempo. O padrão PWM é gerado usando a técnica de comparação com uma forma de onda em rampas com freqüência constante. O seu filtro ativo é conectado no ponto de conexão comum por meio de um indutor, que também serve como um filtro passa-baixas. São extraídos os harmônicos da carga para se obter a corrente de referência. Esta extração é obtida isolando o componente fundamental usando um filtro passa-baixa e então o subtraindo da corrente de carga. O filtro passa-baixas é escolhido, por Thomas, principalmente por ter o deslocamento de fase e a amplitude da corrente residual menores do que os apresentados pelo filtro de banda de rejeição. Para se gerar os sinais dos gatilhos das chaves semicondutoras, o erro entre a corrente atual e a corrente de referência é processado através de um controlador PI, então o erro da corrente de saída é comparada com uma onda triangular com freqüência e amplitude fixas, conforme mostrado na FIGURA 2.7. Uma malha de corrente de ampla largura de faixa é exigida para cancelar os componentes harmônicos de alta ordem. Deseja-se que a largura de faixa fique o mais próximo possível da largura de faixa do modulador PWM, o qual é aproximadamente metade da freqüência de chaveamento. O seu controle da tensão do lado CC é executado ajustando-se a pequena quantia de

potência ativa que flui no capacitor CC, dessa forma compensando as perdas do sistema e do conversor. A malha de tensão é projetada para ser pelo menos dez vezes mais lenta do que a malha de corrente, daí as duas malhas podem ser consideradas individualmente, desconsiderando-se o acoplamento entre estas malhas.

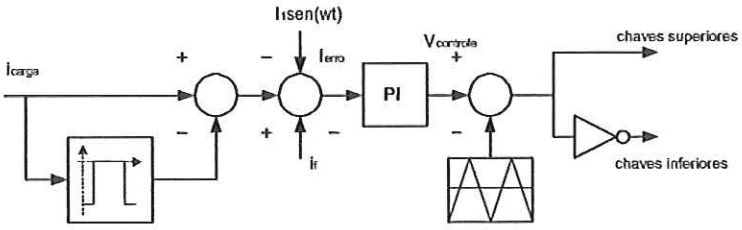


FIGURA 2.7: Regulador da corrente por fase

Uma importante contribuição para o estudo dos filtros ativos monofásicos, usando a abordagem no domínio do tempo, é feita por TORREY & AL-ZAMEL (1995). Em seu trabalho é afirmado que os filtros monofásicos são utilizados em sistemas os quais constam de múltiplas cargas não-lineares monofásicas. O circuito de potência de seu filtro ativo é baseado num inversor monofásico com quatro chaves controláveis, isto é, um inversor de tensão em ponte completa. O ponto básico do seu trabalho é a afirmação de que é mais simples e mais eficiente fornecer uma compensação em paralelo para todas as não-linearidades do sistema em um ponto de localização central. O modelo de controle utilizado é o baseado no controle de modo deslizante. Esse controle força uma ou mais variáveis a seguir uma trajetória específica. A escolha do controle de modo deslizante recai na mudança do circuito em função da operação das chaves. O ponto central de seu controle é a escolha da superfície deslizante. No caso do filtro ativo é determinado que a corrente da fonte seja forçada a ter a mesma forma da tensão da fonte. O diagrama de blocos de seu controlador é apresentado na FIGURA 2.8. É exposto, em seu trabalho, que os dados experimentais indicam que o filtro ativo consome aproximadamente 3% ou menos da potência média da carga. Torrey e Al-Zamel, ainda, apresentam algumas discussões sobre um modelo a ser aplicado, um projeto do sistema de controle e um projeto do circuito de potência.

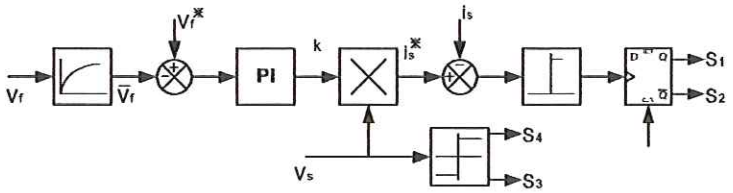


FIGURA 2.8: Diagrama de blocos do controlador para o filtro ativo

2.5.2 Exemplos de estratégias no domínio da freqüência

Existem alguns estudos sobre filtros ativos de potência usando a abordagem no domínio da freqüência. Um dos trabalhos que utilizam esta abordagem é a de EL-HABROUK & DARWISH (2001). No seu trabalho são incorporados os processadores digitais de sinais, e a sua técnica computacional para tratar da corrente harmônica é baseada na análise de Fourier modificada. Este método oferece uma resposta muito mais rápida no controle do filtro ativo. É proposto, em seu trabalho, a análise de Fourier por janelas deslizantes. Este método é uma abordagem computacional usando um DSP. São apresentadas todas as equações necessárias para o devido uso de um DSP. Estas equações são basicamente extraídas usando a série de Fourier modificada.

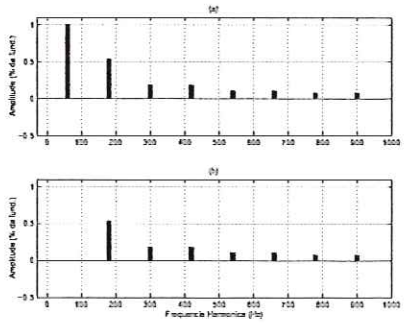


FIGURA 2.9: (a) Espectros da corrente de carga e (b) corrente de referência do filtro ativo

Um dos aspectos importantes no estudo e aplicação de um filtro ativo de potência é quanto à maneira de se obter o sensoriamento da corrente a ser corrigida. No estudo apresentado por EL-HABROUK & DARWISH (2001), são apresentados alguns métodos para identificar as correntes harmônicas nas correntes de carga. O método analógico é uma técnica que usa um filtro passa baixa para

identificar a componente fundamental da corrente, que é subtraída da corrente total para dar uma medida da corrente harmônica. O projeto deste tipo de filtro ativo tem que incorporar pelo menos um filtro de 6ª ordem para certificar-se que a freqüência da componente fundamental extraída seja reproduzida de modo razoável. Os principais problemas, apresentados por esses autores, com este método são os erros na amplitude e fase do componente fundamental, além do alto custo do sistema a ser utilizado. O método baseado no cálculo pela transformada rápida de Fourier digital é o mais amplamente utilizado. A FFT é computada a partir de amostras de um ciclo completo para gerar os coeficientes e para identificar os componentes de baixa freqüência na corrente de carga. No gráfico de espectros harmônicas apresentado na FIGURA 2.9, pode-se verificar as amplitudes da corrente de carga e corrente de referência do filro ativo nas FIGURAS 2.9 (a) e (b), respectivamente. Portanto, ele é apropriado para condições onde a corrente de carga varia lentamente. Para El-Habrouk e Darwish quando é usada a FFT, o tempo computacional necessário para o cálculo da corrente de correção no domínio da freqüência pode se tornar enorme, pois para computar a FFT despende-se um tempo considerável.

Um outro exemplo de trabalho usando a abordagem no domínio da freqüência é o de NORIEGA & KARADY (1999). No seu trabalho é apresentada uma opção de compensação harmônica que requer somente um mínimo de chaveamento do inversor, isto é, a freqüência de chaveamento é baixa. A partir do uso da rotina da transformada rápida de Fourier, são extraídos os componentes da corrente distorcida. A função de compensação, proposto em seu trabalho, é obtida a partir das amplitudes harmônicas. Este tipo de compensação também traz a possibilidade de se selecionar o componente a ser eliminado com uma freqüência de chaveamento baixa. O filtro ativo proposto, por esses autores, permite a compensação dos harmônicos abaixo de THD $= 5\%$ com uma freqüência de chaveamento de $3KHz$. O sinal de compensação deste tipo de filtro ativo é uma forma de onda quadrada. O ajuste da largura e ângulo de atraso deste sinal de compensação permite a seleção do harmônico que se deseja eliminar. Para cada componente harmônico que se deseja eliminar é criada uma onda quadrada

que são somadas. A forma de onda de corrente resultante é injetada em um ponto de conexão comum com suas fases em oposição. O processo de somar sinais de compensação individuais produz uma forma de onda com vários níveis assimétricos. Isto requer um inversor de diversos níveis. O diagrama de blocos, apresentado na FIGURA 2.10, descreve todo o sistema do filtro ativo, incluindo desde a aquisição do sinal até o circuito de potência, que é usado por Noriega e Karady. Com o auxílio da rotina da FFT são obtidas as amplitudes e fases dos harmônicos da corrente de carga. Também é obtido o componente fundamental por meio de um filtro sintonizado em $60Hz$. As amplitudes harmônicas são usadas para estabelecer os parâmetros da onda quadrada de compensação.

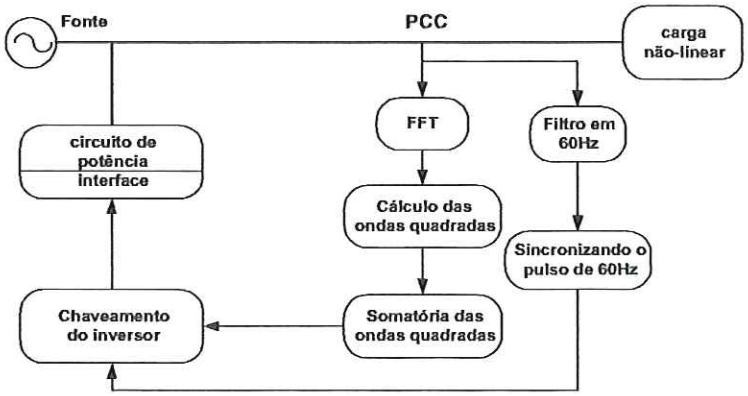


FIGURA 2.10: Diagrama de blocos do sistema usado por Noriega e Karady

2.6 Alguns comentários sobre o estado da arte

Neste capítulo foi possível verificar alguns aspectos dos filtros ativos de potência, sem a preocupação de se aprofundar na teoria dos autores citados.

Na seção 2.2 pode-se notar que PEDDER et al. (2000) cita as principais características de funcionamento de um filtro ativo paralelo. É feito um comentário sobre o circuito de um filtro ativo monofásico. Este circuito serve como base para as simulações no presente trabalho, principalmente na parte onde é simulado um inversor fonte de tensão.

Ainda sobre a seção 2.2, nota-se no trabalho de AKAGI (1996) a definição da

classifição de um filtro ativo e a apresentação da idéia básica de sua teoria, isto é, a teoria da potência ativa e reativa instantânea, que ainda é muito utilizada em sistemas trifásicos. Na simulação de um filtro ativo no presente trabalho não foram verificadas as características de controle e do circuito de potência. Este fato não impossibilitou o estudo de um filtro ativo, pois o objetivo é observar o comportamento do sistema com os controladores CA e uma fonte de corrente de compensação harmônica ideal.

O trabalho de PENG (2001), apresentado na seção 2.3, é muito importante no que diz respeito ao estudo das diversas configurações de filtros ativos. O seu trabalho apresenta um resumo comentado de várias configurações possíveis. A fonte de corrente de compensação harmônica, estudada neste trabalho, é baseada na configuração do filtro ativo em paralelo com a carga não-linear. Peng tenta mostrar a importância da relação entre a carga não-linear e o tipo de de configuração do filtro ativo, chegando a classificar alguns tipos de cargas como fonte de tensão ou corrente harmônica. Nota-se que é muito difícil, na prática, a definição de um circuito como uma fonte de tensão ou corrente harmônica. A carga utilizada no presente trabalho é baseada em conversores CA a tiristor, que, conforme esse autor, representa uma fonte de corrente harmônica para o sistema. Nota-se, ainda, que na maioria da literatura consultada são usadas algumas configurações baseadas em um filtro ativo paralelo.

Nota-se na literatura consultada que existem muitas possibilidades de conversores estáticos que podem ser utilizados como um filtro ativo. No trabalho de MORáN et al. (1999), apresentado na seção 2.4, pode-se notar alguns exemplos de circuitos de potência e as principais características de controle. No seu trabalho são apresentados circuito trifásicos. No entanto, no presente trabalho é utilizado a teoria do filtro ativo para um sistema monofásico. A apresentação do trabalho de Morán possibilita a compreensão do funcionamento de um filtro ativo trifásico compensando um conjunto de cargas monofásicas conectadas entre a fase e o neutro do sistema.

O tipo de abordagem para se criar a corrente de referência do filtro ativo é

muito importante. No presente trabalho optou-se pelo uso da técnica de compensação no domínio da freqüência. Mesmo assim, também foram introduzidos, na seção 2.4, exemplos de abordagens no domínio do tempo. THOMAS et al. (1998), em seu trabalho, apresenta um exemplo interessante de projeto de um filtro ativo trifásico e as principais característica de controle utilizado. Ainda em relação ao domínio do tempo, o trabalho de TORREY & AL-ZAMEL (1995) apresenta uma solução muito interessante para os problemas com harmônicos em sistemas monofásicos.

Apesar de ser uma aplicação específica, o trabalho de EL-HABROUK & DARWISH (2001), na seção 2.5, introduz a análise de Fourier modificada. Este método de extração da corrente de referência é o mesmo utilizado em praticamento todo o presente trabalho. A principal característica é quando ao acesso a cada componente harmônico que se deseja compensar. Nota-se, ainda, no trabalho desses autores, algumas possibilidade de controle, além de um algoritmo para se utilizar em conjunto com um processador digital de sinais comercial. El-Habrouk e Darwish praticamente extraí da corrente de carga ou da corrente principal, dependendo do sistema de controle, os coeficientes fundamentais da corrente harmônica. O valor calculado do componente fundamental é subtraído do valor da corrente total, o que resulta na corrente harmônica do sistema. No caso específico do presente trabalho é utilizado um filtro ativo predeterminado, onde a partir do conhecimento dos ângulos de disparos dos controladores CA é gerado um conjunto de fasores que formarão a corrente de compensação.

Capítulo 3

Conceitos fundamentais

3.1 Introdução

Conforme ARRILLAGA et al. (1997), uma boa previsão dos harmônicos requer um claro entendimento de dois tópicos diferentes mas muito relacionados. O primeiro refere-se às características não-lineares da tensão ou corrente de alguns componentes do sistema de potência e seus efeitos relacionados à presença de fontes de harmônicos. O principal problema a este respeito é a dificuldade em especificar estas fontes de maneira precisa. O segundo tópico é a derivação de modelos harmônicos disponíveis da maioria dos componentes da rede linear, e dos fluxos harmônicos resultantes de suas ligações. Torna-se importante o conhecimento das cargas não-lineares presentes no sistema, principalmente quando é utilizado o filtro ativo de potência com injeção de corrente predeterminada.

As principais fontes de harmônicos podem ser divididas em três categorias:

1. Grandes quantidades de componentes não-lineares, distribuídos e de baixa potência;
2. Grandes cargas não-lineares variando aleatoriamente e continuamente;
3. Grandes conversores estáticos de potência e equipamentos de eletrônica de potência para sistemas de transmissão.

Neste capítulo são apresentados alguns princípios básicos que formam a base teórica do presente trabalho. São tratados os assuntos diretamente relacionados com os seguintes temas: poluição harmônica, sistemas de potência, inversores PWM e projetos de filtros ativos de potência. É apresentado na seção 3.2, algumas definições sobre a distorção harmônica total (Total Harmonic Distortion - THD). Na seção 3.3 são definidos importantes itens relacionados ao estudo de um sistema elétrico poluído por harmônicos, tais como a potência média para um sistema com tensão ideal, o fator de potência (FP) e a distorção harmônica total. Os conceitos sobre a transforma de Fourier discreta no tempo são comentados na seção 3.4. Na seção 3.5 são apresentados os aspectos fundamentais sobre o

circuito de potência utilizado como filtro ativo, este circuito é constituído, basicamente, por inversores PWM. Como a proposta de compensação harmônica do presente trabalho é baseada em filtros ativos de potência, nas seções 3.6 e 3.7 são comentados as duas principais abordagens usadas, ou seja, a baseada no domínio do tempo e a baseada no domínio da freqüência, respectivamente.

3.2 Harmônicos em sistemas de potência

De acordo com o STD-519 (1992), o termo harmônico é definido como um componente senoidal de uma onda periódica possuindo uma freqüência que é múltipla integral da freqüência fundamental. Por exemplo, uma forma de onda quadrada pode ser representada por uma senóide distorcida rica em conteúdos harmônicos, esta forma de onda pode ser separada em componentes a partir da análise de Fourier. Chamam harmônicos característicos quando são produzidos por equipamentos conversores semicondutores no curso normal de operação. Um exemplo seria um conversor de seis pulsos, onde os harmônicos característicos deste sistema são os harmônicos ímpares não múltiplos do terceiro componente harmônico, por exemplo, 5°, 7°, 11°, 13°, e assim por diante. Já os harmônicos não característicos são aqueles que não são produzidos por equipamentos conversores semicondutores no curso de operação normal. Isto pode resultar de freqüências pulsantes; uma demodulação de harmônicos característicos e a fundamental; ou um desequilíbrio no sistema de potência CA, ângulos de atraso assimétricos, ou operação de cicloconversores.

Para DUGAN et al. (1996), a palavra harmônicos é usada de modo solta, isto é, sem uma qualificação. Por exemplo, quando se diz que um determinado equipamento eletrônico não pode ser operado propriamente devido aos harmônicos. Portanto não há uma especificação sobre o verdadeiro significado do termo harmônico na frase descrita, mas ela poderia ter um dos três significados, abaixo descritos.

1. Que a tensão harmônica é tão grande (tensão muito distorção) para que o

controle seja feito de maneira apropriada.

2. Que a corrente harmônica é tão grande para a capacidade de algum dispositivo na fonte de potência fazendo com que o equipamento opere abaixo da potência nominal.

3. Que a tensão harmônica é tão grande, devido a corrente harmônica produzida pelo equipamento, para uma dada condição do sistema.

Nota-se nos itens acima, que pode haver uma relação entre os harmônicos de tensão e de corrente e, também causas separadas. Sendo assim, quando se usar o termo harmônico é necessário qualificá-lo para que não haja ambigüidades.

Como foram descritas anteriormente, as cargas não-lineares podem representar para o sistema como fontes de corrente harmônica. Esta corrente harmônica, quando percorre um caminho do sistema, pode passar através de impedâncias lineares em série. Como resultado tem-se a distorção harmônica na tensão. Mesmo assumindo que a fonte de tensão tenha somente o componente fundamental, quando uma impedância é percorrida por uma corrente harmônica, uma queda de tensão para cada harmônico é produzida no barramento. Portanto aparece uma tensão harmônica neste barramento, que pode ser maior ou menor dependendo da impedância e da corrente.

A norma STD-519 (1992), reconhecendo a necessidade de se dividir as responsabilidades para o controle dos harmônicos, determina que:

1. O controle sobre a intensidade de corrente harmônica injetada no sistema é de responsabilidade do usuário final.

2. Assumindo que a corrente harmônica está dentro de limites razoáveis, o controle sobre a distorção da tensão é exercida pela concessionária.

De acordo com SHIPP (1979), os harmônicos podem ser gerados na conversão de potência CA, onde o conversor corta a forma de onda CA, permitindo que a corrente flua durante uma parte do ciclo.

Os principais produtores de harmônicos são os seguintes:

Retificadores;

Fonte de alimentação chaveada;

Acionadores CC;

Acionadores CA;

Dispositivos a arco.

Conforme DUGAN et al. (1996), existem várias maneiras que geralmente são usadas para indicar o conteúdo harmônico de uma forma de onda. Uma maneira comum é o uso da distorção harmônica total (THD), que pode ser calculado para tensão ou corrente. O THD é definido como uma medida do valor efetivo dos componentes harmônicos de uma onda distorcida, isto é, o valor de aquecimento potencial dos harmônicos em relação à fundamental. As amplitudes de um componente harmônico individual podem ser representadas como uma percentagem do componente fundamental. Muitos instrumentos de medição harmônica expressam os resultados em distorção harmônica total, e os componentes individuais como uma percentagem da fundamental.

O THD é uma quantidade muito usual, mas possui algumas limitações. O THD pode indicar o aumento das perdas causadas pelo fluxo adicional de corrente harmônica, mas ele não é um bom indicador do esforço de tensão em um capacitor, isto porque o esforço é relacionado ao valor de pico da forma de onda da tensão, não para o valor de aquecimento.

3.2.1 Efeitos dos harmônicos em equipamentos elétricos

Como já foi discutido, a presença de harmônicos em sistemas elétricos é praticamente certa, pois atualmente existem vários tipos de cargas não-lineares nas instalações modernas. Alguns equipamentos eletrônicos são vulneiráveis à distorção harmônica. Como já foi mencionado, uma fonte de corrente harmônica afeta

os equipamentos no caminho dessa corrente, tais como os transformadores, condutores e circuitos de proteção. São comentados abaixo os efeitos dos harmônicos em alguns dispositivos (WAGNER (1993)).

O efeito dos componentes harmônicos em capacitores é o aquecimento adicional e maior esforço dielétrico. A norma ANSI/IEEE 18-1980 estabelece limitações na tensão, corrente e potência reativa para bancos de capacitores normalmente usados para a limitação harmônica do sistema elétrico em que está inserido. Esta norma indica limitações também para componentes harmônicos. Apesar destas recomendações, muitos problemas harmônicos aparecem em bancos de capacitores em paralelo como problemas em fusíveis e falhas em unidades capacitivas. Os problemas com o capacitor ocorre quando a corrente harmônica está acima dos limites permitidos. É importante citar a possibilidade de haver ressonância, que pode acarretar em tensões e correntes que ultrapassem os limites especificados.

Outro impacto importante dos harmônicos em sistemas elétricos, está relacionado aos transformadores. A distorção harmônica contribui para o aumento da temperatura, aumento das perdas no ferro e no cobre e diminuição da vida útil. Um outro problema está relacionado à geração de ruído audível nos transformadores.

Os harmônicos podem trazer problemas para equipamentos de proteção, tais como os fusíveis e disjuntores. Com o aumento da temperatura e das perdas nos elementos de proteção devido a presença de harmônicos, há uma redução da capacidade de corrente nominal fundamental em regime permanente. Dessa forma, a vida útil desses equipamentos são diminuída. Para os disjuntores, a presença dos harmônicos podem resultar em um alto di/dt na passagem por zero, em comparação à uma forma de onda puramente senoidal, o que torna a interrupção mais difícil. Em relação aos fusíveis, o seu elemento metálico pode ser afetado pelo efeito pelicular, causado pela corrente harmônica.

Podem ocorrer erros de medição em medidores de energia elétrica. Estes medidores vêem somente a freqüência fundamental da corrente, mesmo assim os resultados podem sofrer a influência dos componentes harmônicos.

Nos motores elétricos, as tensões não-senoidais podem causar aquecimento, torques pulsantes, ruídos e diminuição de rendimento. Os torques pulsantes são produzidos pela interação entre o fluxo de entreferro (principalmente devido ao componente fundamental) e os fluxos produzidos pela corrente harmônica no rotor.

3.2.2 Exemplo de uma norma técnica para harmônicos

A norma STD-519 (1992) estabelece limites para os níveis de distorção de tensão em um sistema, e também para os níveis de correntes harmônicas que uma carga pode injetar no sistema, sem causar problemas para os usuários de outros sistemas. Esta norma se preocupa com a distorção harmônica no PCC (ponte de conexão comum) do sistema. É oferecida uma padronização nos termos técnicos que facilitam as discussões sobre o tema. Basicamente são recomendações técnica para os usuários, sobre as exigências básicas de distorções da tensão e da corrente (PAICE (1996)).

Esta norma não dá limites para equipamentos individuais, mas sim para consumidores individuais. Os consumidores são classificados pelo nível de curto circuito (I_{cc}) em função da máxima corrente demandada (I_D) no PCC. Esta corrente é a soma das correntes de cargas não-lineares e lineares. O PCC em plantas industriais, é definido como o ponto de conexão comum entre a carga não-linear e outras cargas.

A TABELA 3.1 apresenta os limites de distorção harmônica total para um sistema de baixa tensão. É importante salientar que os valores são referidos para o PCC, e são em função da classe do sistema. São mostrados os limites referentes à área e profundidade dos dentes de tensão que devem ser observados. Os dentes de tensão se referem ao efeito que a comutação tem na tensão da rede CA. Estes dentes resultam quando dois semicondutores de mesma polaridade estão contribuindo simultâneamente para a corrente de carga. Um conversor trifásico, em ponte, de seis pulsos com filtro indutivo, alimentando uma carga RC, é um bom exemplo de conversor que pode causar os dentes na forma de onda

da tensão.

Classe do sistema	THD	Área dentes A_n	Profundidade dos dentes
Aplicações especiais	3%	16400	10%
Sistemas comuns	5%	22800	20%
Sistemas dedicados	10%	36500	50%
O valor de A_n para uma tensão V deve ser multiplicado pelo fator $V/480$			
Aplicações especiais incluem hospitais e aeroportos			
Sistemas dedicados são aqueles exclusivos para a alimentação de conversores estáticos			
A área A_n é calculada em $[V * \mu s]$ para condições nominais de tensão e corrente			

TABELA 3.1: Classificação e limites de distorção harmônica para sistemas de baixa tensão (para tensão $480V_{ef}$)

Na TABELA 3.2 apresenta os limites de distorção harmônica da corrente no PCC de sistemas de baixa tensão, de $120V$ à $69kV$ eficaz (tensão de linha). O nível de curto-circuito determina os limites de corrente harmônica no ponto de interesse. As percentagens são expressas pela relação entre cada componente harmônico e a corrente de carga fundamental total do sistema.

Distorção Harmônica Máxima da Corrente em Percentagem de I_D						
Ordem dos Harmônicos Ímpares						
I_{cc}/I_D	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	THD
$< 20^*$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
$20 < 50$	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
$50 < 100$	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
$100 < 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
Os harmônicos pares são limitados à 25% do limite do harmônico impar imediatamente superior						
Não é permitido componente contínuo, por exemplo, retificadores de meia onda.						
$*$ Todos os equipamentos de geração de energia elétrica são limitados pelos valores desta linha, independe de sua capacidade de curto-circuito I_{cc}/I_D						

TABELA 3.2: Limites de distorção harmônica de corrente para sistemas de baixa tensão (120 V à 69 kV eficaz).

3.3 Potência e fator de potência em sistemas elétricos

A distorção harmônica é um fator complicador na determinação da potência e do fator de potência de um sistema elétrico, devido, principalmente, às simplificações usadas, isto é, os engenheiros utilizam somente os componentes fundamentais para desenvolver os cálculos.

3.3.1 Potência média

De acordo com ERICKSON (1997), considerando-se a malha apresentada na FIGURA 3.1, formada por uma fonte de tensão $v(t)$, fornecendo uma corrente $i(t)$, determinada pela resposta da carga conectada ao sistema, tanto a tensão como a corrente podem ser expressas como uma série de Fourier, conforme apresentado nas expressões 3.1 e 3.2 respectivamente.

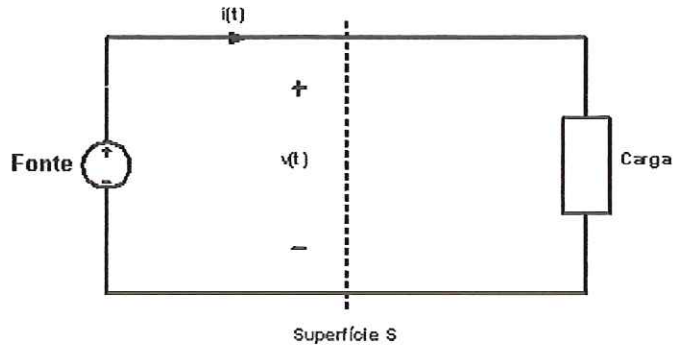


FIGURA 3.1: Transmissão de energia através de uma superfície S

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \varphi_n) \tag{3.1}$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \theta_n) \tag{3.2}$$

A energia que flui entre a fonte e a carga em ambas as direções pode ser diretamente relacionada com a potência média conforme a expressão 3.3.

$$P = \frac{W}{T} = \frac{1}{T}\int_0^T v(t)i(t)dt \tag{3.3}$$

Feito as integrações necessárias chega-se a expressão 3.4 que representa a potência média.

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} \cos(\varphi_n - \theta_n) \tag{3.4}$$

Nota-se na expressão 3.4, que a energia da fonte é transmitida para a carga somente quando os termos da série de Fourier de $v(t)$ e $i(t)$ tenham a mesma freqüência.

O valor eficaz da corrente pode ser expresso em termos de componentes de Fourier, como na expressão 3.5.

$$I_{ef} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}} \tag{3.5}$$

A presença de harmônicos na forma de onda sempre resulta no aumento do seu valor eficaz. Em sistemas onde a tensão da rede contém somente a fundamental e a corrente de carga contém harmônicos, os harmônicos aumentam o valor eficaz da corrente enquanto deixa a potência média com valor inalterado.

3.3.2 Fator de potência

Considerando um sistema elétrico composto por uma fonte ideal, como na expressão 3.6, e uma carga não-linear gerando corrente harmônica, apresentada na expressão 3.7, o fator de potência pode ser definido como a relação da potência média P e a potência aparente S de acordo com a expressão 3.8.

$$v(t) = V\cos(\omega t - \varphi_1) \tag{3.6}$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \theta_n) \tag{3.7}$$

$$\text{FP} = \frac{P}{S} \tag{3.8}$$

Utilizando a expressão 3.6 e a expressão 3.7, pode-se obter a potência instantânea conforme a expressão 3.10.

$$p(t) = v(t)i(t) \tag{3.9}$$

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{VI_1}{2}\cos(\varphi_1 - \theta_1)(1 + \cos 2\omega t) - \\ &\quad \frac{VI_1}{2}\operatorname{sen}(\varphi_1 - \theta_1)\operatorname{sen} 2\omega t + \\ &\quad \sum_{n=2}^{\infty} VI_n \cos(n\omega t + \varphi_1 - \theta_n)\cos\omega t \end{aligned} \tag{3.10}$$

A potência média, a potência reativa e a potência aparente, neste caso, são definidas nas expressões 3.11, 3.12 e 3.13.

$$P = \frac{VI_1}{2}\cos(\varphi_1 - \theta_1) = \frac{V}{\sqrt{2}}\frac{I_1}{\sqrt{2}}\cos(\varphi_1 - \theta_1) = V_{ef}I_{1ef}\cos\phi_1 \tag{3.11}$$

$$Q = \frac{VI_1}{2}\operatorname{sen}(\varphi_1 - \theta_1) = V_{ef}I_{1ef}\operatorname{sen}\phi_1 \tag{3.12}$$

$$S = V_{ef}I_{ef} \tag{3.13}$$

Onde, $\phi_1 = (\varphi_1 - \theta_1)$.

Substituindo as equações 3.5 e 3.11 na equação 3.8 e admitindo que a forma

de onda estudada não tem valor médio, isto é, $I_0 = 0$, tem-se como resultado a expressão 3.14.

$$\mathrm{FP} = \left(\frac{\frac{I_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}} \right) (\cos(\varphi_1 - \theta_1)) \tag{3.14}$$

De acordo com DUGAN et al. (1996), a distorção harmônica total, THD, é definida pela expressão 3.15. O THD é relacionado ao valor da corrente eficaz de uma forma de onda como mostrado na expressão 3.16. Esta equação indica que, sem os harmônicos, a corrente eficaz total é simplesmente o valor do componente fundamental.

$$\mathrm{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}}{\frac{I_1}{\sqrt{2}}} \tag{3.15}$$

$$I_{ef} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}} = \frac{I_1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \mathrm{THD}^2} \tag{3.16}$$

Usando as expressões 3.14 e 3.16, obtém-se a expessão 3.17.

$$\mathrm{FP} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\mathrm{THD})^2}} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \tag{3.17}$$

Onde

$$\mathrm{FD} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\mathrm{THD})^2}} \tag{3.18}$$

$$\cos \phi_1 = \cos(\varphi_1 - \theta_1) \tag{3.19}$$

Quando a tensão não contém distorção, então o fator de potência pode ser escrito como o produto de dois termos, isto pode ser verificado na expressão 3.17. O primeiro termo é chamado de fator de distorção (FD), e pode ser observado na expressão 3.18. O segundo termo é chamado de fator de deslocamento ou fator

de potência fundamental ($\cos\phi_1$), apresentado na expressão 3.19.

De acordo com WATANABE et al. (1993), o fator de deslocamento, $\cos\phi_1$, corresponde ao fator de potência sem os harmônicos. Este fator pode ser chamado de fator de potência fundamental, pois ele depende somente dos componentes fundamentais da tensão e da corrente. O fator de potência, FP, pode ser chamado como fator de potência total, porque ele depende do componente fundamental e de todos os componentes harmônicos.

3.3.3 Relação entre a potência aparente e potência harmônica

Para DUGAN et al. (1996), é importante relacionar as três potências elétricas de circuitos senoidais, ou seja, a potência aparente S, a potência ativa P e a potência reativa Q, com uma nova quantidade H que é o vetor de potência relacionada com os harmônicos presentes no sistema. Esta quantidade pode ser chamada de potência harmônica e sua unidade pode ser definida como "Volt-Ampère de Distorção", VAd (do Inglês Distortion Volt-Ampere). Esta unidade VAd é análoga à unidade Volt-Ampère reativo, VAr, internacionalmente aceita pelas normas. A quantidade H representa todo produto vetorial de tensão e corrente com freqüências diferentes, que contribuem para a potência aparente. As quantidades P, Q e H são relacionadas na expressão 3.24.

Para um melhor entendimento destes conceitos introduz-se a situação onde há a presença de uma tensão senoidal e uma corrente com harmônicos com freqüências múltiplas da freqüência fundamental.

Pode-se representar a potência aparente como na expressão 3.20.

$$S^2 = V_{ef}^2 I_{ef}^2 = \frac{V^2}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2} \tag{3.20}$$

Como o componente fundamental da corrente é utilizado para o cálculo das potências ativa e reativa convencional, conforme as expressões 3.11 e 3.12, e

usando-se a expressão 3.20 acima, com os componentes de corrente harmônica restantes é possível, por definição, obter-se a potência harmônica como pode ser verificado na expressão 3.21.

$$H = \frac{V}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{I_2^2}{2} + \frac{I_3^2}{2} + \frac{I_4^2}{2} + \cdots} = \frac{V}{\sqrt{2}}\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}\frac{I_n^2}{2}} \tag{3.21}$$

Sendo assim, a expressão 3.20 pode ser reescrita como exibido na expressão 3.23.

$$S^2 = \left(\frac{VI_1}{2}\right)^2 + \left(\frac{V}{\sqrt{2}}\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}\frac{I_n^2}{2}}\right)^2 \tag{3.22}$$

$$S^2 = P^2 + Q^2 + H^2 \tag{3.23}$$

Que pode ser reescrita como mostrado na expressão 3.24.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + H^2} \tag{3.24}$$

Conhecidos os valores de S, P e Q é possível expressar a quantidade H pela expressão 3.25.

$$H = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \tag{3.25}$$

Segundo DUGAN et al. (1996), pode-se verificar no gráfico vetorial tridimensional, também chamado de tetraedo de potências, da FIGURA 3.2, a relação entre as quantidades P, Q e H. As potências ativa (P) e reativa (Q), contribuem com os componentes senoidais fundamentais para a potência aparente (S_1), ou seja, são utilizados somente as correntes de freqüência fundamental para o cálculo do fator de deslocamento, enquanto a potência harmônica, H, contribui para a potência aparente (S), com os componentes harmônicos de freqüência acima da freqüência fundamental da corrente.

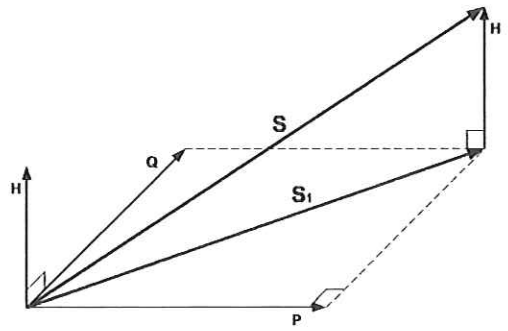


FIGURA 3.2: Relação vetorial dos componentes da potência aparente S

3.4 Equações de Fourier discreta no tempo

Segundo ARRILLAGA et al. (1997), na sua forma mais simples o domínio da freqüência fornece uma solução direta do efeito de um harmônico individual específico, injetado em um sistema linear, sem considerar a interação de harmônicos entre a rede e os componentes não-lineares. As correntes harmônicas produzidas por cargas não-lineares ou são especificados antecipadamente, ou calculados mais precisamente para uma base de condições operacionais derivadas de uma solução do fluxo de carga da rede toda. Estes níveis harmônicos são mantidos invariáveis através de toda a solução. Isto é, a não linearidade é representada como uma injeção de corrente harmônica constante e, uma solução direta é possível.

A análise de Fourier é o processo de converter uma forma de onda no domínio do tempo em suas componentes no domínio da freqüência (ARRILLAGA et al. (1997)).

A transformada de Fourier e a sua inversa são usadas para traçar qualquer função no intervalo $-\infty$ até ∞ tanto no domínio do tempo como no domínio da freqüência, numa função contínua no domínio inverso. A série de Fourier, portanto, representa um caso especial da transformada de Fourier aplicada a um sinal periódico.

Quando se trata com funções amostradas no tempo, é utilizada a transformada discreta de Fourier. A execução da transformada discreta de Fourier, por meio do algoritmo da transformada rápida de Fourier, forma a base de muitos modernos

sistemas de análise espectral e harmônico.

Uma das mais importantes descobertas no campo de processamento digital de sinais é a transformada rápida de Fourier ou FFT, que é um conjunto de algoritmos que pode avaliar as equações discretas de Fourier com um número de operações proporcionais à $N \log_2 N$ em vez de N^2. Quando N é potência de dois, a FFT computa o conjunto de coeficientes $x(n)$ com aproximadamente $(N/2) \log_2 N$ operações complexas (PROAKIS & MANOLAKIS (1996)).

Um ítem importante para a utilização da FFT é o referente à amostragem do sinal analógico. A freqüência de amostragem é representada na expressão 3.26. É importante salientar que para se reproduzir fielmente uma forma de onda amostrada, deve-se escolher uma freqüência de amostragem duas vezes maior do que a freqüência máxima presente no sinal amostrado, ou seja, $f_s > 2f_{max}$ expresso em amostras por segundo (Hz) (PROAKIS & MANOLAKIS (1996)).

$$f_s = \frac{1}{T_s} \tag{3.26}$$

Segundo PROAKIS & MANOLAKIS (1996), uma dada seqüência periódica $x(n)$ tem período N, isto é, $x(n) = x(n+N)$ para todo n. Este período é definido como $N = T_0/T_s = f_s/f_0$, onde $f_0 = 1/T_0$ é a freqüência da fundamental em Hz. A representação da série exponencial de Fourier, para $x(n)$, consiste de N funções exponenciais harmonicamente relacionadas que está representada na expressão 3.27.

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi kn/N} \quad k = 0, 1, ..., N-1 \tag{3.27}$$

A expressão dos coeficientes c_k é representada na expressão 3.28.

$$c_k = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi kn/N} \quad k = 0, 1, ..., N-1 \tag{3.28}$$

A série de Fourier pode ser representada na forma da expressão 3.29

$$x(n) = \sum_{k=1}^{N-1} (a_k \cos 2\pi kn/N - b_k sen 2\pi kn/N) \tag{3.29}$$

Onde a_k e b_k podem ser representados como nas expressões 3.30 e 3.31.

$$a_k = 2|c_k| \cos\theta_k \tag{3.30}$$

$$b_k = 2|c_k| sen\theta_k \tag{3.31}$$

Uma das propriedades da transformada de Fourier discreta no tempo, que é muito utilizada no presente trabalho, é o teorema de deslocamento. Pode-se deslocar a variável n (por exemplo, um atraso no tempo) da função $x(n)$. A expressão 3.32 representa esta propriedade.

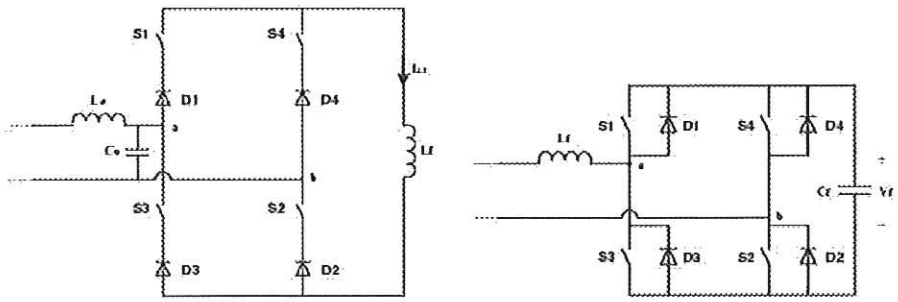
$$x(n-k) \xleftrightarrow{F} e^{-j\omega k} X(\omega) \tag{3.32}$$

3.5 Circuito de potência usado como filtro ativo

De acordo com AKAGI (1996), existem dois tipos de circuitos de potência que são usados como filtros ativos, os inversores de tensão e de corrente. Estes inversores são baseados nas topologias dos inversores bidirecionais em meia ponte ou ponte completa. Nota-se que a topologia mais usada como filtro ativo é a que usa o inversor de tensão em ponte completa. Estes inversores são semelhantes aos utilizados nos acionamentos de motores, mas com comportamento diferente devido ao fato de que os filtros ativos atuam como fonte de corrente ou tensão não-senoidal.

A FIGURA 3.3 (a) mostra um inversor PWM de corrente e na FIGURA 3.3 (b) é apresentado um inversor PWM de tensão. Segundo SINGH et al. (1999) os inversores de corrente são considerados confiáveis, mas tem perdas altas e

necessitam de um capacitor de potência em paralelo com valor muito alto. Além disso, estes inversores não podem ser usados em sistemas de diversos níveis. Por outro lado, o inversor de tensão se tornou mais dominante desde que ele é mais leve, mais barato, e apresenta a possibilidade de outras configurações tais como um inversor de diversos níveis.



(a) (b)

FIGURA 3.3: Inversores PWM em ponte completa bidirecional: (a) de corrente e (b) de tensão

Para MORáN et al. (1999) os filtros ativos de potência em paralelo são normalmente implementados com um inversor de tensão com modulação em largura de pulso (PWM). Para este tipo de aplicação o inversor opera como uma fonte de tensão controlada pela corrente. Geralmente, os inversores de tensão PWM tem sido usados como filtro ativo em dois níveis. No entanto, o uso dos inversores de diversos níveis tem sido propostos para filtros ativos de potência de médio porte.

Existe um aumento na utilização do inversor de diversos níveis para conversão de energia em altas potências, especialmente para acionadores e compensação de reativos. Inversores PWM de diversos níveis podem ser acoplados às fontes de alta tensão sem um transformador de acoplamento. Para aplicações como filtro ativo os inversores de diversos níveis devem ter a habilidade de gerar uma corrente de saída que acompanhe a respectiva corrente de referência, e que contenha os componentes harmônicos e reativos requeridos pela carga não-linear.

Para YUNUS & BASS (1996), enquanto o inversor de tensão tem sido muito mais utilizado do que o inversor de corrente para muitas aplicações, o inversor

de corrente mostra-se algumas vantagens quando utilizado como filtro ativo monofásico. No entanto, o inversor de corrente quando comparado com o inversor de tensão em ponte completa apresenta mais perdas. Estas perdas são devido ao diodo em série com as chaves e também porque o indutor do lado CC apresenta mais perdas do que o capacitor colocado no lado CC do inversor de tensão.

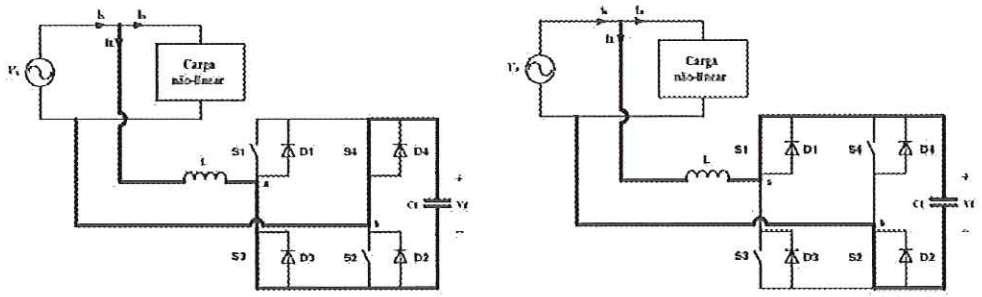
Para um funcionamento correto da configuração do inversor de tensão, é necessário manter a tensão nos terminais do capacitor (V_f) no lado CC, maior do que a tensão de pico da rede (V_s). Portanto, a tensão no lado CC depende somente da tensão nominal do filtro ativo, e não da potência nominal. O indutor do lado CA deve ser grande o suficiente para prevenir uma corrente de ondulação excessiva, mas ao mesmo tempo pequena o suficiente para permitir um di/dt necessário para seguir a corrente de referência.

Outro ponto importante no uso dos inversores de tensão como filtros ativos, está relacionado ao sistema de controle desse circuito. O esquema de controle consiste de um gerador de corrente de referência, um controle da tensão CC e o sinal de disparo do inversor.

O circuito da corrente de referência é aquele que gera a corrente de referência necessária para compensar os harmônicos e a potência reativa da corrente de carga, e também tentar manter constante a tensão CC no capacitor eletrolítico.

O estágio de potência do filtro ativo em paralelo com a carga não-linear necessita de um circuito que conduza corrente de maneira bidirecional. Este circuito é composto tipicamente por um inversor em ponte completa ou em meia ponte, como citado acima, com um capacitor de armazenamento de energia no lado CC. O circuito em ponte completa é um inversor de tensão que converte uma tensão CC no capacitor de armazenamento para uma tensão CA. A principal função deste inversor é fornecer potência reativa e corrente harmônica drenada pela carga não-linear, para que a rede forneça somente a potência ativa. Lembrando que, para esta função, o capacitor no lado CC deve ter a tensão nos seus terminais maior que a tensão de pico da rede. Em regime permanente, a tensão no capacitor deveria ser constante em cada período da rede, para que o inversor possa

processar somente a potência reativa (SMEDLEY et al. (2001)).



(a) (b)

FIGURA 3.4: Circuito do inversor como filtro ativo para (a) $0 < t < DT_s$ e (b) $DT_s < t < T_{ch}$

O inversor em ponte completa opera a uma freqüência de chaveamento f_{ch}. Na FIGURA 3.4 observa-se o inversor operando no modo bipolar onde existem dois estados de chaveamento em cada ciclo, ou seja, as chaves S_3 e S_4 estão conduzindo e S_1 e S_2 estão bloqueadas durante $0 < t < DT$, e S_3 e S_4 estão bloqueadas e S_1 e S_2 estão conduzindo durante $DT < t < T_{ch}$. Onde $T_{ch} = 1/f_{ch}$ é o período de chaveamento e $D = T_{lig}/T_{ch}$ é o fator de trabalho. Para simplificar a análise assume-se que a tensão no capacitor C_f do inversor é constante e a freqüência de chaveamento f_{ch} é muito maior que a freqüência da rede e da carga não-linear.

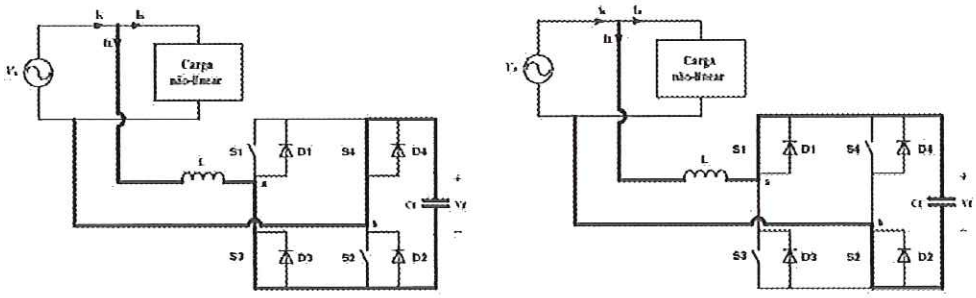
De acordo com a FIGURA 3.5 são obtidas as equações da corrente e da tensão no filtro indutivo que conecta o inversor ao ponto de conexão comum. Para $0 < t < DT$ as equações são expressas em 3.33 e 3.34. Para $DT < t < T_{ch}$ obtém as expressões 3.35 e 3.36.

$$i_L = \frac{v_s + v_f}{L} t + I_o \tag{3.33}$$

$$v_L = v_s + v_f \tag{3.34}$$

$$i_L = \frac{v_s - v_f}{L} t + I_M \tag{3.35}$$

processar somente a potência reativa (SMEDLEY et al. (2001)).



(a) (b)

FIGURA 3.4: Circuito do inversor como filtro ativo para (a) $0 < t < DT_s$ e (b) $DT_s < t < T_{ch}$

O inversor em ponte completa opera a uma freqüência de chaveamento f_{ch}. Na FIGURA 3.4 observa-se o inversor operando no modo bipolar onde existem dois estados de chaveamento em cada ciclo, ou seja, as chaves S_3 e S_4 estão conduzindo e S_1 e S_2 estão bloqueadas durante $0 < t < DT$, e S_3 e S_4 estão bloqueadas e S_1 e S_2 estão conduzindo durante $DT < t < T_{ch}$. Onde $T_{ch} = 1/f_{ch}$ é o período de chaveamento e $D = T_{lig}/T_{ch}$ é o fator de trabalho. Para simplificar a análise assume-se que a tensão no capacitor C_f do inversor é constante e a freqüência de chaveamento f_{ch} é muito maior que a freqüência da rede e da carga não-linear.

De acordo com a FIGURA 3.5 são obtidas as equações da corrente e da tensão no filtro indutivo que conecta o inversor ao ponto de conexão comum. Para $0 < t < DT$ as equações são expressas em 3.33 e 3.34. Para $DT < t < T_{ch}$ obtém as expressões 3.35 e 3.36.

$$i_L = \frac{v_s + v_f}{L} t + I_o \tag{3.33}$$

$$v_L = v_s + v_f \tag{3.34}$$

$$i_L = \frac{v_s - v_f}{L} t + I_M \tag{3.35}$$

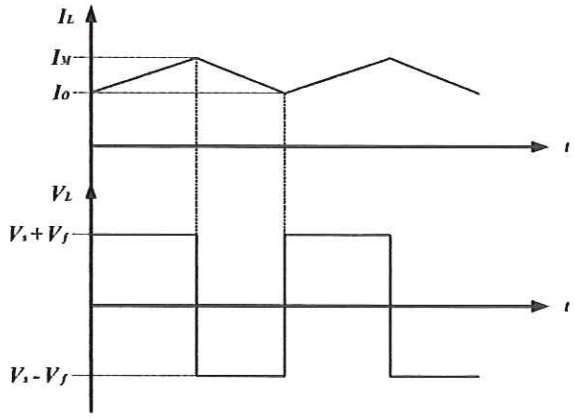


FIGURA 3.5: Forma de onda da corrente e tensão no indutor da saída do inversor

$$v_L = v_s - v_f \tag{3.36}$$

Considerando o sistema em regime permanente e usando o equilíbrio da tensão-segundos em um ciclo de chaveamento, obtém-se a expressão 3.37.

$$(v_s + v_f)D = (v_f - v_s)(1 - D) \tag{3.37}$$

Sendo assim, a relação entre a energia armazenada da tensão do capacitor e a tensão da fonte é expressa em 3.38.

$$v_f = \frac{1}{1 - 2D} \tag{3.38}$$

De acordo com PRESSMAN (1998), a equação 3.39 especifica o indutor de saída para uma corrente CC mínima igual a um décimo do valor nominal.

$$L_f = \frac{0,5 V_f T_{ch}}{I_f} \tag{3.39}$$

Onde

L_f filtro indutivo, (H)

T_{ch} período de chaveamento, (s)

I_f corrente nominal, (A)

3.6 Compensação harmônica usando a abordagem no domínio do tempo

Segundo HSU & WU (1996), o seu circuito para um filtro ativo monofásico apresenta uma técnica empregando uma tensão de referência em fase com a linha para ser multiplicada com a corrente da carga e finalmente calcular o componente fundamental real da corrente da carga. A diferença entre a corrente de carga instantânea e esta componente fundamental resulta na corrente de comando para o filtro ativo. A corrente de comando inclui as potências reativa e harmônica. Esta compensação é fornecida por um conversor bilateral, isto é, um conversor onde a corrente do terminal pode ter a sua direção revertida conduzindo corrente de ambas polaridades, corrente bidirecional, mas com a polaridade da tensão do terminal permanecendo inalterada. Este conversor pode utilizar a técnica de modulação em largura de pulso (PWM) unipolar, ou seja, neste tipo de esquema PWM, quando um chaveamento ocorre, a tensão de saída muda entre o nível de tensão zero e $+V_d$ ou entre zero e $-V_d$.

3.6.1 Um exemplo de equacionamento de um filtro ativo de potência

Dentro de circunstâncias normais, a rede pode ser considerada uma fonte de tensão senoidal.

$$v_s(t) = V \operatorname{sen}(\omega t) \tag{3.40}$$

Para uma carga não-linear a corrente da carga periódica pode ser representada pela expressão 3.41.

$$i_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \theta_n) \tag{3.41}$$

Utilizando as expressões 3.40 e 3.41, a potência instantânea da carga não-linear pode ser apresentada como na expressão 3.42.

$$\begin{aligned} p(t) &= v_s(t) i_o(t) \\ &= V I_1 \cos(\theta_1) \operatorname{sen}^2(\omega t) + \\ &\quad V I_1 \operatorname{sen}(\theta_1) \operatorname{sen}(\omega t) \cos(\omega t) + \\ &\quad \sum_{n=2}^{\infty} V I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \theta_n) \operatorname{sen}(\omega t) \\ &= p_s(t) + p_c(t) \end{aligned} \tag{3.42}$$

Onde

$$p_s(t) = V I_1 \cos(\theta_1) \operatorname{sen}^2(\omega t) \tag{3.43}$$

$$\begin{aligned} p_c(t) &= V I_1 \operatorname{sen}(\theta_1) \operatorname{sen}(\omega t) \cos(\omega t) + \\ &\quad \sum_{n=2}^{\infty} V I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \theta_n) \operatorname{sen}(\omega t) \end{aligned} \tag{3.44}$$

A expressão 3.43, representa a parte real da potência fornecida pela rede. Na expressão 3.44, o primeiro termo representa a potência reativa e o segundo termo representa a potência harmônica (HSU & WU (1996)).

Pode-se assumir que o filtro ativo fornece a potência reativa e a potência harmônica, isto é, fornece a potência $p_c(t)$. Sendo assim, a corrente fornecida pela rede será a representada pela expressão 3.45.

$$i_s(t) = \frac{p_s(t)}{v_s(t)} = I_1 \cos(\theta_1) \operatorname{sen}(\omega t)$$

$$= I_s \operatorname{sen}(\omega t) \tag{3.45}$$

Onde

$$I_s = I_1 \cos(\theta_1) \tag{3.46}$$

A corrente $i_s(t)$ é senoidal e está em fase com a tensão da rede. Sendo assim, o filtro ativo de potência deve fornecer a corrente de compensação mostrada pela expressão 3.47.

$$i_f(t) = i_o(t) - i_s(t) \tag{3.47}$$

Um meio para se obter a componente fundamental mostrada na expressão 3.46, é a partir da expressão 3.48. Esta expressão é obtida multiplicando-se a corrente de carga $i_o(t)$ por uma forma de onda senoidal com amplitude 2 e em fase com a tensão da rede $v_s(t)$.

$$p_f(t) = 2 \operatorname{sen}(\omega t) \sum_{n=1}^{\infty} I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \theta_n) \tag{3.48}$$

Integrando a expressão 3.48 no período T, como está representado na expressão 3.49, obtém-se a potência média representada pela expressão 3.50.

$$P_f = \frac{1}{T} \int_0^T p_f(t) dt \tag{3.49}$$

$$P_f = I_1 \cos \theta_1 \tag{3.50}$$

Portanto, a potência $P_f = I_1 \cos \theta_1$, é numericamente o valor de pico da corrente fornecida pela tensão da rede, como pode ser observado na corrente representada pela expressão 3.46.

3.7 Compensação harmônica usando a abordagem no domínio da freqüência

Segundo ARRILLAGA et al. (1997), por definição, harmônicos resultam de condições de operação em regime permanente periódicos e portanto suas previsões deveriam, também, ser formuladas em termos de fasores harmônicos, isto é, no domínio da freqüência.

Para MARIETHOZ & RUFER (2002), o filtro ativo monofásico em paralelo é um dispositivo que injeta harmônicos na rede, para a compensação dos harmônicos da carga não-linear. A maioria das soluções, propostas na literatura consultada, é baseada em teorias instantâneas de filtragem ativa, isto é, são baseadas na teoria da potência ativa e reativa instantâneas. Este método não permite a previsão da corrente de referência, isto limita a filtragem, pois a previsão da corrente de referência é um dos meios para se compensar o atraso do controle da corrente e obter uma corrente de compensação que realmente cancele os harmônicos. Desta forma, esse método tem uma resposta ruim para os componentes harmônicos de alta freqüência e depende principalmente da velocidade e precisão do controle da corrente. Para esses filtros ativos, portanto, quanto mais rápido for o controle da corrente, melhor será a filtragem dos componentes harmônicos.

Nesta seção, é apresentado o método de correção no domínio da freqüência. Este método é baseado no princípio da análise de Fourier e periodicidade da forma de onda da tensão ou corrente harmônica a ser corrigida (GRADY et al. (1990)).

Podem ser utilizados dois métodos baseados no domínio da freqüência para a previsão da corrente de referência do filtro ativo. A primeira maneira de se chegar a corrente de referência é a partir da medição da corrente de carga. Já a segunda maneira de se obter a corrente de referência é medir a corrente da rede para se extrair e integrar os harmônicos presentes. Estes métodos são espectrais, pois a referência do filtro ativo é computada a partir de um conjunto de medidas representativas de todo o sinal. Eles também são métodos de freqüência, porque a corrente de referência do filtro ativo é explicitamente computada no domínio

da freqüência.

3.7.1 Representação em freqüência da carga

Segundo MARIETHOZ & RUFER (2002), muitas cargas pertencem às categorias das cargas previsíveis, e outras às categorias das cargas semelhantes a ruídos.

As cargas previsíveis variam lentamente comparadas a um período da rede de alimentação. As correntes destas cargas podem ter seus comportamentos previstos em relação a um período posterior, ou seja, estas correntes são quase periódicas e deterministas.

Uma carga pode funcionar semelhante à um ruído, isto é, a sua corrente tem componentes de outras freqüências, sobrepostos ao componente fundamental, que variam aleatóriamente. Não é possível prever o comportamento desta corrente num período posterior, ou seja, as correntes tem comportamento estocástico.

Como o objetivo é usar a representação no domínio da freqüência para computar a corrente de referência do filtro ativo, é preciso considerar o tipo da carga, ou seja, se a carga é previsível ou se comporta como se fosse um ruído.

3.7.2 Descrição do método no domínio da freqüência usando a FFT

De acordo com MARIETHOZ & RUFER (2002), os métodos propostos assumem que a corrente da rede é previsível e pode ser representada por um espectro de freqüência discreto o qual é uma função do tempo. A FIGURA 3.6 apresenta o diagrama com a seqüência de operações computadas para se gerar uma corrente de referência do filtro ativo no domínio da freqüência. Durante um período é realizado uma medida e a corrente no domínio do tempo é adquirida. Esta medida no tempo é o conjunto de amostras da corrente medida sobre um período da rede. A partir desta medida no tempo o espectro de freqüência é computado

usando o algoritmo da transforma rápida de Fourier (FFT). Feito isto, tem-se a representação da corrente medida no domínio da freqüência. Isto possibilita o acesso, no domínio da freqüência, dos componentes harmônicos da corrente medida, permitindo o cancelamento seletivo dos componentes desejados. Feito isto, é gerado uma corrente de referência no domínio do tempo. Esta corrente tem os seus componentes com as mesmas amplitudes dos componentes da corrente a ser corrigida, mas com as fases em oposição. Está relacionado abaixo um resumo das seqüências de operações para o cálculo da corrente de referência para um período da rede.

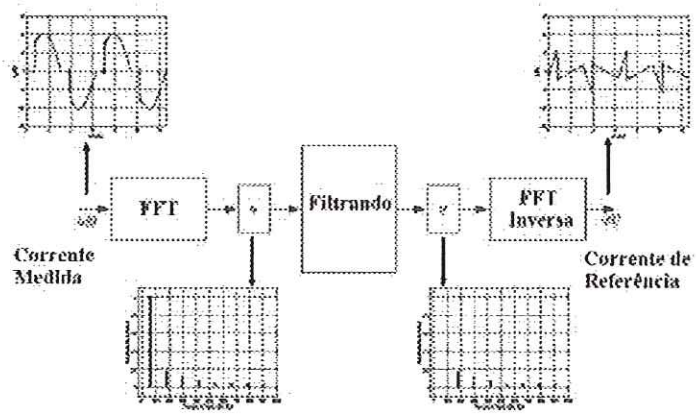


FIGURA 3.6: Filtro ativo no domínio da freqüência

1. Aquisição da corrente medida num período da rede. Esta medida é realizada no domínio do tempo;

2. Utilização da FFT para determinar a representação da corrente medida em amplitudes e ângulos de fase. Esta computação é realizada no domínio da freqüência;

3. Filtragem do componente harmônico fundamental. As amplitudes dos componentes restantes são mantidas, mas os ângulos de fase são deslocados em 180°. A computação ainda é realizada no domínio da freqüência;

4. Utilização da FFT^{-1} para a determinação da corrente de referência prevista, portanto, é obtida a corrente no domínio do tempo;

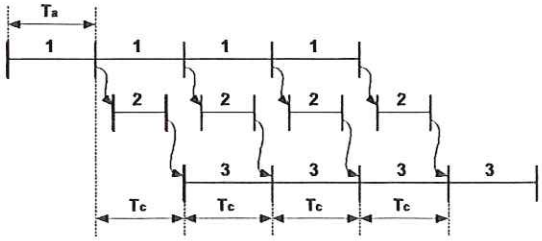


FIGURA 3.7: Paralelismo de Seqüências 1) aquisição, 2) computação e 3) controle da corrente, com $T_a = T$.

A seqüência das operações para computar a corrente de referência é desenvolvida em três períodos da rede (MARIETHOZ & RUFER (2002)). Durante o primeiro período é feita a aquisição durante o tempo T_a, que é o tamanho do espectro de tempo adquirido. O tempo de aquisição T_a deve ser múltiplo do período da rede, ou seja, $T_a = n_a T$. No segundo período ocorre o período de computação T_c, que é o período onde o espectros são computados. Para cada período T_c , uma nova seqüência começa. Existem três seqüências rodando em paralelo, a aquisição no domínio do tempo (1), a computação das referências no domínio da freqüência (2) e a corrente de controle no domínio do tempo (3), que são executadas ao mesmo tempo por três seqüências diferentes, conforme a FIGURA 3.7. Uma amostra não atua na saída do controlador da corrente até que o período de computação termine. A freqüência pode variar no terceiro período de operação. Por isso, ou deve-se variar a freqüência de amostragem para mantê-la igual à freqüência de amostragem do espectro de tempo, ou tem-se que interpolar os valores de espectro de tempo das amostras medidas. Se o controlador de corrente tem uma freqüência de amostragem diferente, tem-se que interpolar sua referência para a referência do espectro de tempo.

3.7.3 Métodos de malha aberta e malha fechada

Segundo MARIETHOZ & RUFER (2002), um filtro ativo tem uma grande influência na corrente da rede e tem pouca influência na corrente da carga. Desconsiderando as influências do filtro ativo na carga não-linear e considerando a carga não-linear uma fonte de corrente, pode-se dizer que não existe uma malha

fechada entre o filtro ativo e a corrente da carga.

Pode-se utilizar, para cancelar as correntes harmônicas da rede, a estrutura de controle de malha aberta. Os métodos que medem a corrente da carga são chamados de métodos de malha aberta. Nestes métodos a corrente de referência e o conteúdo harmônico são extraídos da corrente da carga. Deste jeito, o filtro ativo injeta corrente na rede sem se preocupar se esta corrente de compensação atue corretamente, na correção harmônica.

Utilizando a estrutura de controle de malha fechada, para se obter a corrente de referência é preciso medir a corrente da rede, extrair e integrar seu conteúdo harmônico. Neste caso, além da malha de controle da corrente interna, existe uma malha de controle externo no filtro ativo.

3.7.4 Circuito para previsão da corrente de referência harmônica

Para MARIETHOZ & RUFER (2002), os diagramas de tempo são idênticos para os métodos de malha fechada e malha aberta, mas a corrente que é medida e a estrutura do circuito para previsão da corrente de referência harmônica são diferentes. A função do circuito para previsão da referência descreve a relação entre o espectro de freqüência medido e o espectro de freqüência de referência. Os espectros são computados a cada período T_c, por conseguinte a função do circuito para previsão é discreta e depende do índice k. O índice k pode assumir qualquer valor inteiro, e pode ser chamada como variável discreta quando associada ao período T_c, portanto $f(kT_c)$ pode ser simplesmente escrito como $f(k)$ para representar um sinal discreto. Cada harmônico é considerado individualmente. Em conseqüência, existem tantas funções como harmônicos e fases independentes. A expressão da corrente de referência para o circuito de previsão em malha aberta pode ser escrita como na expressão 3.51.

$$I_{ref_j}(k) = -K_i I_{L_j}(k-2) \tag{3.51}$$

Onde

k é um índice computacional associado ao período T_c;

$I_{ref_j}(k)$ é o vetor que consiste dos componentes harmônicos da corrente de referência para a fase j e índice k;

$I_{L_j}(k)$ é o vetor harmônico da corrente de carga;

K_i é o fator de compensação para o circuito para previsão em malha aberta e a somatória da matriz de fatores para o circuito para previsão em malha fechada;

j é o índice da fase.

A corrente de referência do filtro ativo é proporcional à soma dos harmônicos da corrente de carga obtida no período de aquisição T_a. Um fator de compensação K_i^ν igual a 1 cancela o harmônico ν, ao passo que o fator K_i^ν igual a 0 deixa o harmônico ν não filtrado. O fator K_i^ν pode assumir qualquer valor complexo. A expressão da corrente de referência em malha fechada pode ser expressa como na expressão 3.52

$$I_{ref_j}(k) = I_{ref_j}(k-1) - K_i I_{g_j}(k-2) \tag{3.52}$$

Onde I_{g_j} é o vetor harmônico da corrente da rede.

Na expressão 3.52 do circuito para previsão em malha fechada, a corrente do filtro ativo é a soma da corrente de referência passada e os harmônicos de corrente residuais. Se a referência não permitir uma correção perfeita, o erro correspondente aparecerá no espectro da próxima corrente de rede medida e será considerado na próxima etapa.

A FIGURA 3.8 (a), mostra o controle em cascata do sistema em malha aberta. O circuito para previsão harmônica computa a corrente de referência da corrente de carga que é somada à corrente do filtro ativo para ser injetado na corrente da

rede. A corrente de referência é na verdade aplicada à corrente do controlador que computa o ciclo de trabalho do modulador PWM. A FIGURA 3.8 (b), mostra o diagrama em cascata do sistema em malha fechada. Uma malha de controle externo aparece e a saída do circuito para previsão depende da medida atual e da referência passada.

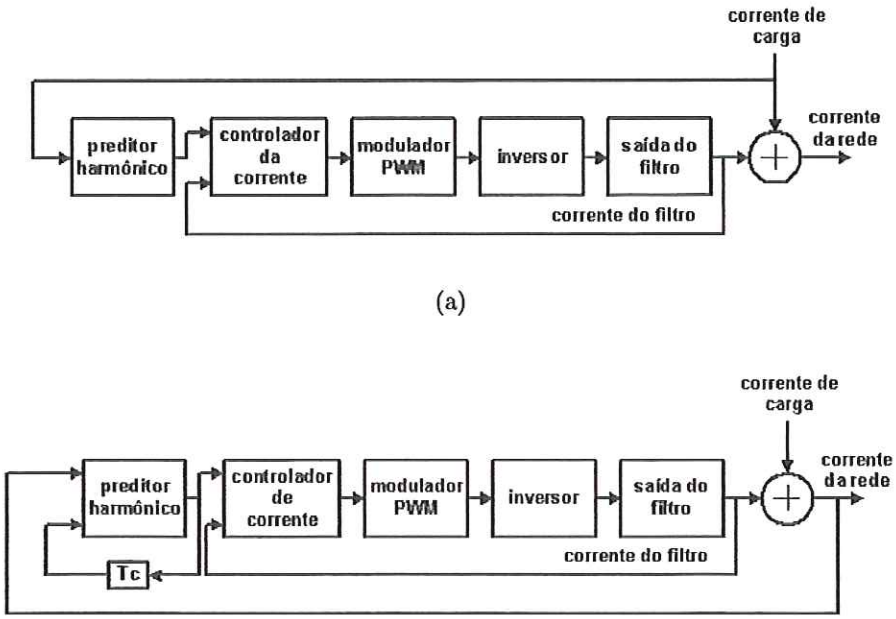


FIGURA 3.8: (a) Diagrama de controle em malha aberta, (b) em malha fechada

3.7.5 Possibilidades da filtragem do espectro de freqüência

A filtragem do espectro de freqüência tem muitas propriedades interessantes, entre elas pode-se citar:

1. fitragem seletiva;
2. compensação de potência reativa;
3. Equilíbrio da corrente;
4. compensação de atrasos;

5. compensação de distorções;

6. rejeição de variações da fundamental;

7. erro zero em regime permanente.

Segundo MARIETHOZ & RUFER (2002), a filtragem seletiva permite a seleção de qual harmônico tem que ser filtrado e em qual proporção. A compensação de potência reativa e o equilíbrio da corrente são possíveis porque os seus componentes aparecem explícitos no espectro computado.

A rejeição de variações da fundamental e minimização da troca de energia pode ser obtida por duas principais categorias baseadas na forma em que os harmônicos são obtidos e na resposta transitória equivalente. Na primeira forma é computada a fundamental através da filtragem, com o objetivo de subtraí-la do sinal total. Neste método o filtro ativo tenta eliminar os transitórios de alta freqüência. Na segunda forma os harmônicos são obtidos de qualquer outro método, onde há a extração harmônica direta. Dependendo do método de extração utilizado, quando há uma variação rápida do sinal os harmônicos extraídos podem variar lentamente. Desta forma, esta variação do sinal não fará parte da corrente de referência, e o filtro ativo variará lentamente.

Em relação ao erro em regime permanente, com um bom conhecimento do sistema, o método em malha aberta permite um bom resultado que pode ser obtido ajustando K_i^ν para cada harmônico, já o método em malha fechada permite uma boa correlação com o erro não permanente.

Na compensação de atrasos e distorções, os erros lineares tais como as distorções em fase e amplitude, podem ser corrigidos. As distorções em amplitude podem ser corrigidas por uma simples multiplicação escalar, as distorções em fase podem ser corrigidas pela multiplicação complexa. Um erro de atraso constante é facilmente corrigido no domínio do tempo por um deslocamento do espectro de tempo; feito isto é possível prever a corrente de referência do filtro ativo e compensar o atraso da corrente do controlador. Com um bom conhecimento do sistema é possível obter uma compensação sem erro, até com o método em malha

aberta. Conhecida a função de transferência do filtro ativo sem compensação (sensores de corrente, controladores de corrente, inversores, saída do filtro, entre outros) $H_S(e^{-jw1\nu})$ pode-se aplicar a função de transferência inversa $H_S^{-1}(e^{-j\omega_1\nu})$ para o espectro de referência para se obter uma resposta unitária na banda do filtro ativo. A expressão do fator de compensação K_i^ν torna-se como apresentado na expressão 3.53.

$$K_i^\nu = H_S^{-1}(e^{-j\omega_1\nu}) \tag{3.53}$$

Capítulo 4

Controladores CA

4.1 Introdução

Conforme DUGAN et al. (1996), a forma de onda da corrente de algumas cargas não se parecem como uma forma de onda senoidal. Os conversores eletrônicos recortam a corrente em formas de onda aparentemente arbitrárias, causando uma distorção harmônica.

No caso estudado no presente trabalho, o principal problema a ser tratado são os harmônicos produzidos por cargas não-lineares distribuídas em um sistema monofásico. Estas cargas são formadas por controladores CA. Os controladores de tensão CA convertem um sinal CA à freqüência e tensão fixas em um sinal CA de mesma freqüência, mas com tensão variável. Esses controladores possuem dois tipos de controles que podem ser diferenciados como, controle por ciclo integral e controle de fase. Neste trabalho é considerado somente o controlador CA utilizando o controle de fase, ou seja, a potência é aplicada durante uma parte selecionada de cada meio ciclo da fonte CA. O controlador de intensidade luminosa é apenas uma das classes de circuitos conhecidas como controladores CA. Estes circuitos também são usados para controlar a velocidade de motores de indução (BARTON (1994)).

Neste capítulo é apresentado um estudo sobre uma das principais fontes de harmônicos em sistemas monofásicos, que são os controladores de intensidade luminosa de lâmpadas incandescentes. Na seção 4.2 são apresentados os princípios de funcionamento de um controlador CA. A resistência de carga do controlador CA é composta por lâmpadas incandescentes. As características destas lâmpadas são apresentadas na seção 4.2.2. Os resultados obtidos de experimento e simulação utilizando os controladores CA, são mostrados na seção 4.3.

4.2 Fundamentos dos controladores CA

Conforme DEWAN & STRAUGHEN (1975), os controladores de tensão CA são conversores estáticos empregados para variar o valor eficaz da tensão alternada

aplicada à uma carga. Um circuito com um controlador CA é apresentado na FIGURA 4.1. O controle é obtido por triacs ou dois tiristores conectados em antiparalelo, mas no caso específico dos controladores de intensidade luminosa o controle é feito sobre os triacs. Neste trabalho, somente o método de controle de fase é estudado. A teoria deste circuito é bem conhecida, mas a sua grande utilização, como controladores de intensidade luminosa e acionadores de motores de indução, justifica uma análise mais apurada sobre os problemas causados pelos harmônicos de corrente, gerados por esse tipo de carga.

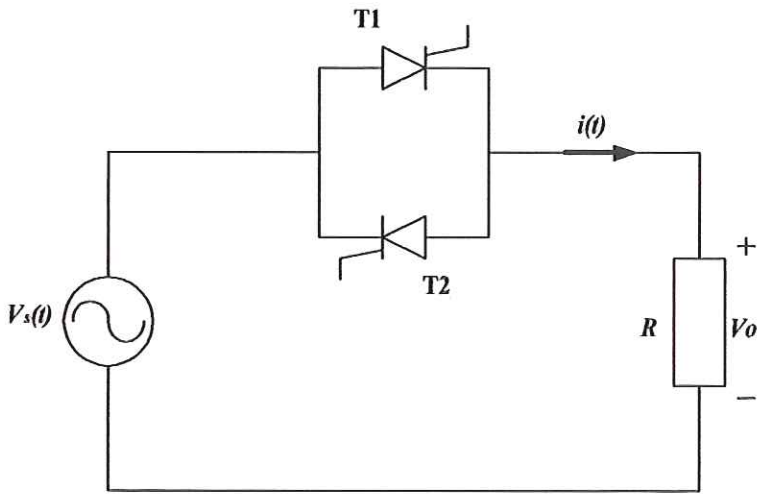


FIGURA 4.1: Controlador CA com uma carga resistiva

Segundo KREIN (1998), nos controladores CA práticos, o dispositivo de chaveamento opera em cada meio ciclo da tensão de entrada, geralmente da rede. Isto garante que o chaveamento ocorra com o dobro da freqüência da rede. A ação de chaveamento não é totalmente controlada. Em alguns circuitos, montados em laboratórios, podem-se variar o ângulo de disparo do controlador CA de 0° à 180°. Esta possibilidade não está disponível nos controladores CA comerciais, pois há um ângulo de disparo mínimo e máximo, devido aos aspectos construtivos (reguladores de intensidade luminosa). O tiristor entra no estado de corte somente quando a sua corrente chegar a um valor abaixo da corrente de manutenção do componente. O tempo para que a corrente chegue a zero depende da carga. Para cargas indutivas, a corrente tem um atraso proporcional a constante de tempo L/R. Somente conhecidas as características da carga é possível determinar a ação

de um controlador CA.

4.2.1 Características de corrente e potência do controlador CA

De acordo com KREIN (1998), considerando um controlador CA com uma carga resistiva, mostrado na FIGURA 4.1, desde que a carga é bem definida, a forma de onda pode ser determinada a partir de um dado ângulo de disparo α. Note na FIGURA 4.2, que o ângulo α é, usualmente, medido em relação à passagem por zero da forma de onda do circuito. Desde que o ciclo de trabalho da função de chaveamento é dependente da carga, o tempo de início de condução dos triacs é deixado como ponto de referência, ao invés de se utilizar o centro do pulso. A corrente média na carga é nula. A corrente eficaz do circuito é dada pela expressão 4.1.

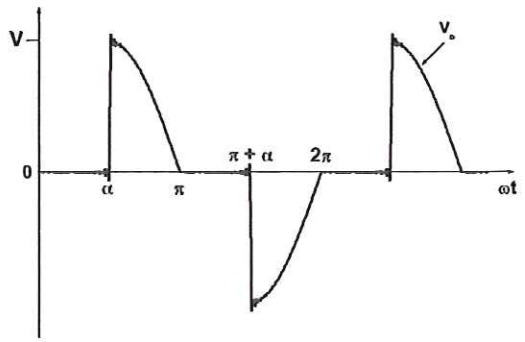


FIGURA 4.2: Forma de onda do controlador CA com uma carga resistiva

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\frac{V^2}{R^2}\,\mathrm{sen}^2\omega t d\omega t} = \frac{V}{R}\sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\mathrm{sen}\,2\alpha}{4\pi}} \tag{4.1}$$

Na expressão 4.1, α pode variar da seguinte forma: $0 \leq \alpha \leq \pi$. Quando $\alpha = 0$, a expressão se reduz para $V/\sqrt{2}R$. A FIGURA 4.3, apresenta o comportamento da corrente eficaz em função do ângulo de disparo α.

Considerando a tensão da rede $v_s(t)$ como uma tensão ideal, a corrente na

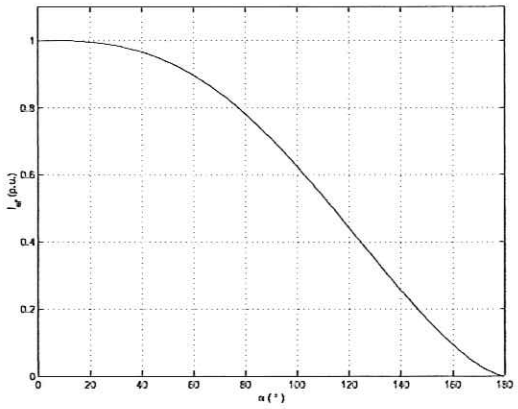


FIGURA 4.3: Corrente eficaz na carga resistiva

carga resistiva pode ser representada pela expressão 4.2.

$$i_o(t) = \frac{V}{R} \operatorname{sen} \omega t \ : \ (\alpha < \omega t < \pi), \quad (\pi + \alpha < \omega t < 2\pi) \tag{4.2}$$

A série trigonométrica de Fourier, pode ser representada pela expressão 4.3.

$$i_o(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \operatorname{sen}(n\omega_0 t)] \tag{4.3}$$

Para o controlador CA, a corrente média é nula, portanto $a_0 = 0$. A corrente de saída do controlador CA também pode ser apresentada somente com termos senoidais, como na expressão 4.4.

$$i_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \operatorname{sen}(n\omega_0 t + \phi_n) \tag{4.4}$$

A relação entre as amplitudes dos componentes cosenoidais e senoidais, a_n e b_n, e a amplitude e fase do componente da n-ésima ordem, são representados nas expressões 4.5 e 4.6.

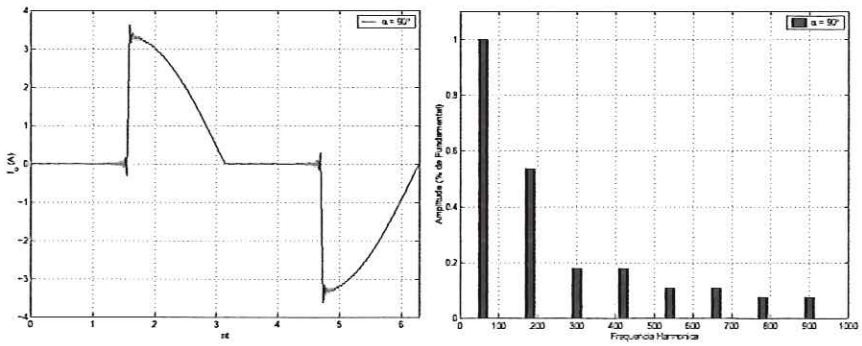
$$I_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \tag{4.5}$$

$$\phi_n = \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{a_n}{b_n}\right) \tag{4.6}$$

Para efeito de análise, pode-se ainda utilizar uma outra forma da série de Fourier, que é a série exponencial de Fourier, definida nas expressões 4.7 e 4.8. Essa forma é extremamente útil, em particular considerando as análises de resposta na freqüência.

$$c_n = \frac{1}{T}\int_T f(t)e^{-jn\omega_0 t}dt \tag{4.7}$$

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t}dt \tag{4.8}$$



(a) (b)

FIGURA 4.4: (a) Forma de onda da corrente de carga, (b) espectro harmônico, $\alpha = 90°$

Na FIGURA 4.4, são apresentados o comportamento da corrente de carga i_o e o espectro harmônico, ambos de um controlador CA com ângulo de disparo de 90°. Devido à simetria de meia onda da corrente, inexistem os harmônicos pares e o valor médio é nulo. Esta corrente pode ser representada pela série trigonométrica de Fourier, com ângulo de disparo α, que é dada pela expressão 4.9. Portanto, decompondo-se esta corrente em série de Fourier, verifica-se que ela possui um componente fundamental à $60Hz$ e os demais componentes de freqüências acima da componente fundamental.

$$
\begin{aligned}
i_o(t) &= \frac{V}{\pi R}\left\{\frac{1}{2}\left[\cos 2\alpha - 1\right]\cos(\omega t) + \frac{1}{2}\left[\operatorname{sen} 2\alpha + 2\pi - 2\alpha\right]\operatorname{sen}(\omega t) + \right. \\
&+ \sum_{n=3}^{\infty}\left[\frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\pi}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\pi}{n-1}\right]\cos(n\omega t) + \\
&+ \left.\sum_{n=3}^{\infty}\left[\frac{\operatorname{sen}(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\operatorname{sen}(n-1)\alpha}{n-1}\right]\operatorname{sen}(n\omega t)\right\} \qquad (4.9)
\end{aligned}
$$

Onde n é um número inteiro ímpar ($n = 3, 5, 7, 9, \ldots$).

A série acima também pode ser representada na forma exponencial. Este tipo de apresentação é utilizado na série de Fourier discreta no tempo. A representação da série exponencial de Fourier é apresentada na expressão 4.10.

$$
\begin{aligned}
i_o(t) &= \frac{V}{\pi R}\left\{-\frac{1}{2}\left[j\pi + e^{-j\alpha}(\alpha\operatorname{sen}\alpha + j\operatorname{sen}\alpha - j\alpha\cos\alpha)\right]e^{j\omega t} + \right. \\
&+ \left.\sum_{n=3}^{\infty}\frac{1}{1-n^2}\left[e^{-jn\pi} + e^{-jn\alpha}(jn\operatorname{sen}\alpha + \cos\alpha)\right]e^{jn\omega t}\right\} \qquad (4.10)
\end{aligned}
$$

A expressão 4.10, mostrada acima, pode ser reescrita da forma apresentada na expressão 4.11. Nesta expressão os termos que não variam em função do tempo são substituídos pelas constantes K_1 e K_n.

$$
i_o(t) = K_1 e^{j\omega t} + \sum_{n=3}^{\infty} K_n e^{jn\omega t} \qquad (4.11)
$$

Onde,

$$
\begin{aligned}
K_1 &= \left(\frac{V}{\pi R}\right)\left(-\frac{1}{2}\right)\left[j\pi + e^{-j\alpha}(\alpha\operatorname{sen}\alpha + j\operatorname{sen}\alpha - j\alpha\cos\alpha)\right] \\
K_n &= \left(\frac{V}{\pi R}\right)\left(\frac{1}{1-n^2}\right)\left[e^{-jn\pi} + e^{-jn\alpha}(jn\operatorname{sen}\alpha + \cos\alpha)\right]
\end{aligned}
$$

Sendo que n é um número inteiro ímpar ($n = 3, 5, 7, 9, \ldots$). E o índice j é a unidade imaginária $j = \sqrt{-1}$.

A potência média de saída, P_n, associada com o n-ésimo harmônico é apresentada na expressão 4.12.

$$P_n = \frac{V_n I_n}{2} \cos(\varphi_n - \theta_n) \tag{4.12}$$

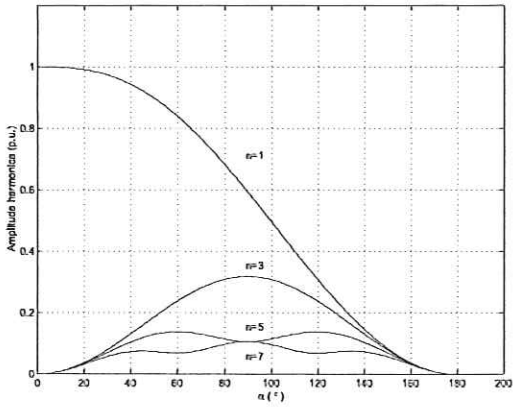
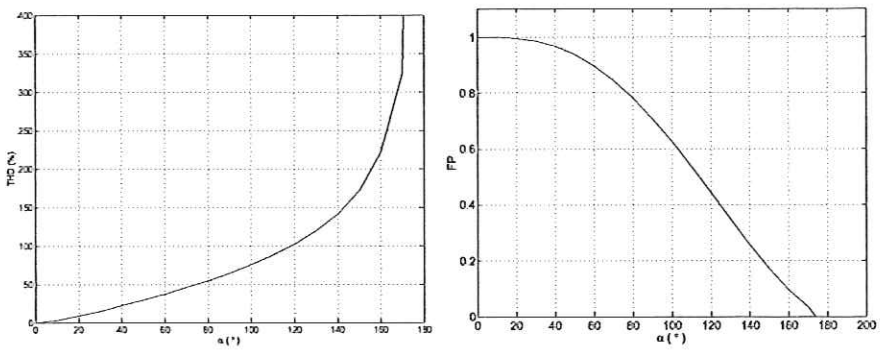


FIGURA 4.5: Amplitudes harmônicas da corrente de carga, α variável

Na FIGURA 4.5, são representadas as curvas características dos quatro primeiros harmônicos da corrente de um controlador CA alimentando uma carga resistiva R. Note que para $\alpha = 0$ tem-se a presença somente da corrente fundamental e, com o aumento do valor do ângulo de disparo, observa-se que o valor da amplitude da corrente fundamental começa a cair, ao mesmo tempo que as amplitudes das demais correntes harmônicas, neste caso ímpares, começam a aparecer no sistema. Para um caso específico, onde é utilizado o ângulo de disparo de $\alpha = 90$, observa-se que a amplitude da corrente fundamental tem o seu valor reduzido à 59% do valor inicial. A amplitude do componente harmônico de 3ª ordem possui o seu maior valor, o que corresponde a aproximadamente 53% da corrente fundamental. Já em relação aos componentes das correntes harmônicas de 5^a e 7ª ordem, nota-se que possuem amplitudes de mesmo valor. Isto também pode ser verificado na FIGURA 4.4 (b).

Nas FIGURAS 4.6 (a) e (b), são apresentadas as características da distorção harmônica total e do fator de potência do controlador CA, respectivamente. Nota-se que à medida que α aumenta o THD começa a subir quase que exponen-



(a) (b)

FIGURA 4.6: (a) Distorção harmônico total, (b) fator de potência, α variável

cialmente, ao mesmo tempo em que o fator de potência decai de forma um pouco menos acentuado que o THD. Por exemplo, para $\alpha = 120°$, o THD $= 100\%$ e FP $= 0,45$.

4.2.2 Carga resistiva dos controladores CA

As resistências dos materiais condutores variam com a temperatura. Se a variação de temperatura é pequena o suficiente, esta variação pode ser aproximada como uma função linear para que a mudança na resistência seja proporcional a temperatura. Assumindo as particularidades da resistência do filamento de tungstênio das lâmpadas incandescentes, pode-se afirmar que a resistência R aumenta com o acréscimo da temperatura (BOYLESTAD (1994)).

As resistências de carga dos controladores CA, geralmente, são consideradas como resistências com os valores fixos, como usualmente é encontrado na literatura. Assumindo as particularidades da resistência do filamento de tungstênio das lâmpadas incandescentes, pode-se afirmar que a resistência, usada aqui como uma carga do controlador CA, aumenta com o acréscimo de temperatura, como é estudado neste trabalho.

O coeficiente de temperatura da resistência α_{20}, indica a quantidade de variação da resistência para uma variação na temperatura. Um valor positivo de α_{20}

indica que a resistência R, aumenta com a temperatura; um valor negativo de α_{20} significa que R diminui, e um valor zero para α_{20} indica que R é constante, isto é, não varia com a temperatura. Os valores típicos de α_{20} são apresentados na TABELA 4.1.

Material	Coeficiente de temp. α_{20} ($\Omega/°C/\Omega$)
Alumínio	0,004
Carbono	-0,0003
Cobre	0,004
Constantan	0
Ferro	0,006
Níquel	0,05
Ouro	0,004
Prata	0,004
Tungstênio	0,005

TABELA 4.1: Coeficiente de temperatura de condutores, $20°C$

O acréscimo na resistência do fio produzido por um aumento na temperatura pode ser determinado aproximadamente a partir da expressão 4.13.

$$R = R_{20}[1 + \alpha_{20}(T_c - T_0)] \tag{4.13}$$

O valor de α_{20} é definido na expressão 4.14.

$$\alpha_{20} = \frac{1}{|T| + T_0} \tag{4.14}$$

Reescrevendo a expressão 4.13, obtém-se a expressão 4.15.

$$\alpha_{20} = \frac{\frac{R - R_{20}}{T_c - T_0}}{R_{20}} \tag{4.15}$$

Nota-se que a unidade da expressão 4.14 é obtida a partir da expressão 4.15.

Onde

- $T_0 = 20\ °C$;

- T_c = temperatura do material, $°C$;
- $|T|$ = temperatura absoluta inferida, $°C$;
- R = resistência final depois da variação da temperatura, Ω;
- R_{20} = resitência à 20 $°C$, Ω;
- α_{20} = coeficiente de temperatura, $\Omega/°C/\Omega$.

A FIGURA 4.7 é obtida a partir da expressão 4.13. Pode-se observar o comportamento da resistência do filamento de tungstênio em função da variação da temperatura. Nota-se que a variação é linear.

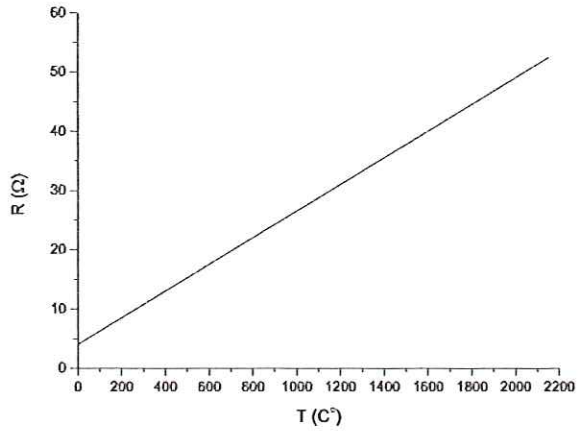


FIGURA 4.7: Resistência do filamento de tungstênio em função da temperatura

O filamento de tungstênio da lâmpada incandescente funciona como uma carga resistiva para o sistema em que está instalada. Na TABELA 4.1, o coeficiente de temperatura do tungstênio é de $\alpha_{20} = 0,005\ \Omega/°C$. A resistência deste filamento possui característica de comportamento não linear, isto é, a medida que se aumenta o valor da tensão aplicada nos seus terminais a corrente que circula através do filamento causa o aquecimento do filamento, isto produz um aumento da resistência do mesmo, o que resulta na diminuição da corrente (BOYLESTAD (1994)).

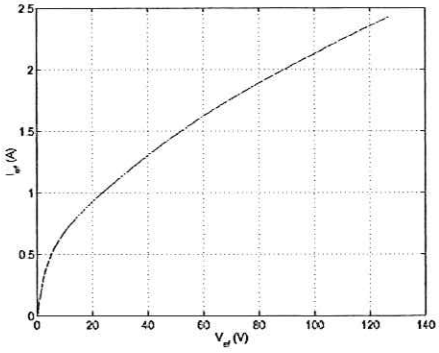


FIGURA 4.8: Característica corrente e tensão do filamento de tungstênio

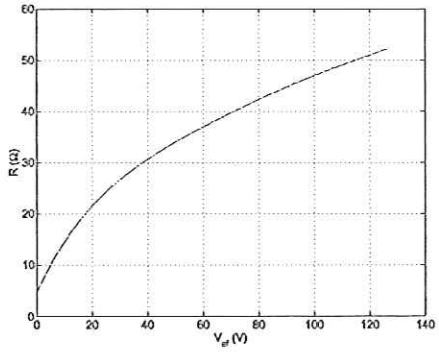


FIGURA 4.9: Resistência do filamento de tungstênio em função da tensão

A curva característica de tensão e corrente de uma lâmpada incandescente é apresentada na FIGURA 4.8. Nota-se a não linearidade da curva, indicando uma ampla variação na resistência da lâmpada com a aplicação da tensão.

Na FIGURA 4.9, é possível verificar o comportamento da resistência do filamento de tungstênio da lâmpada em função da tensão aplicada nos seus terminais. A curva mantém-se não linear devido à variação de temperatura do filamento, esta variação é em conseqüência do aumento da corrente resultante.

Na FIGURA 4.10 é possível verificar as características das amplitudes dos quatro primeiros harmônicos levando-se em conta a variação das resistências das lâmpadas em função da temperatura. Comparando-se os resultados desta figura com os obtidos na FIGURA 4.5, observa-se diferenças acentuadas nas amplitudes dos harmônicos, principalmente para ângulos de disparo acima de 90°, isto é, as amplitudes mostradas na FIGURA 4.10 possuem valores percentuais maiores do que os apresentados na FIGURA 4.5. Por exemplo, para um ângulo de disparo

dos controladores CA ajustados para 100°, nota-se na FIGURA 4.5 (R fixo) que a amplitude do componente fundamental é de $0,5pu$, ao passo que, na FIGURA 4.5 (R variável) o valor da amplitude do componente fundamental é de $0,6pu$.

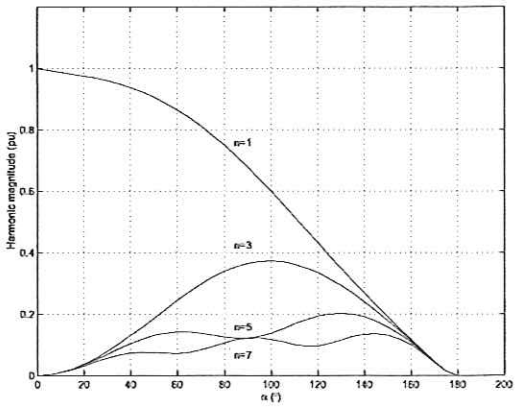


FIGURA 4.10: Amplitudes harmônicas da corrente de carga para R e α variáveis

4.2.3 Levantamento das características da resistência das lâmpadas

É possível comprovar a variação não linear da resistência do filamento de tungstênio de um conjunto de lâmpadas incandescentes por meio de um experimento, onde são aplicados nos terminais das lâmpadas alguns níveis de tensão. Sendo assim, a partir dessa verificação é construído os gráficos da FIGURA 4.11. Nota-se que a partir do acréscimo da tensão, obtém-se um aumento não linear tanto da resistência do filamento da lâmpada como da corrente que percorre esse filamento. As curvas da FIGURA 4.11 podem ser comparadas às curvas teóricas da FIGURA 4.8 e da FIGURA 4.9. É possível verificar que os resultados teóricos se aproximam muito dos resultados do obtidos no experimento, o que permite concluir que a teoria empregada é válida.

Durante o experimento e a simulação, a tensão nos terminais do conjunto de lâmpadas, de potência nominal de $300W$, é variada através de um transformador variador de tensão tipo VT-245, com saída de 0 até $240V$. No caso estudado, a tensão de entrada é de $127V$ o que determina uma variação do transformador de 0

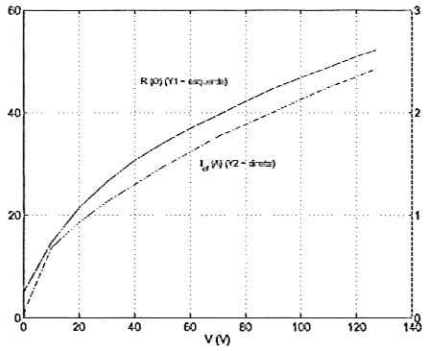
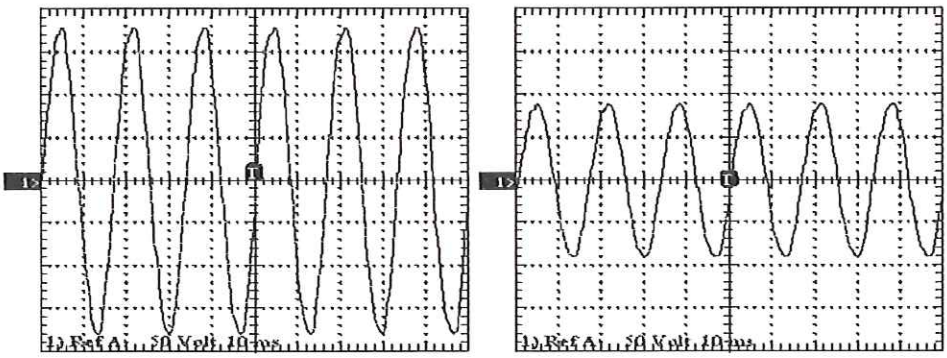


FIGURA 4.11: Resistência e corrente das lâmpadas obtidas no experimento

até $138,6V$. Aplicando $127V$ nos terminais das lâmpadas, é obtido a corrente de $I_{ef} = 2,42A$ e a distorção harmônica total é de THD $= 3,0\%$. Após diminuir a tensão aplicada para $63V$, aproximadamente 50% do valor inicial, a corrente eficaz chega à $I_{ef} = 1,68A$, ou seja, a corrente caí para 30% do valor inicial, e a distorção harmônica total chega a THD $= 3,1\%$. Em relação à distorção harmônica total, nota-se que não há uma variação significativa no seu valor numérico. Na FIGURA 4.12 são apresentadas as formas de onda da tensão aplicada nos terminais das lâmpadas. Essas formas de onda foram obtidas no experimento. Na FIGURA 4.12 (a) é exposta a forma de onda para a tensão de $127V$, e na FIGURA 4.12 (b) é mostrada a forma de onda para a tensão de $63V$. Observa-se que apesar de ter uma amplitude menor, a forma de onda da FIGURA 4.12 (b) aparenta ter as mesmas características da FIGURA 4.12 (a), isso vem comprovar os valores de distorção harmônica total obtidos no experimento.

Na TABELA 4.2, verifica-se a variação da corrente dos filamentos do conjunto de lâmpadas. Tendo como tensão inicial $10V$ e aumentado a tensão aplicada para $50V$, isto é, uma variação de $40V$, a corrente sofre uma variação de $113,04\%$. Com a tensão inicial em $80V$ e aumentando a tensão para $120V$, variação de $40V$, a corrente sofre um acréscimo de $23,81\%$. Como na segunda parte deste experimento a temperatura do filamento da lâmpada está mais aquecido, e conseqüentemente a resistência é maior, o que causa um aumento menor no valor numérico da corrente em relação ao mesmo acréscimo de tensão da primeira parte deste experimento.



(a) (b)

FIGURA 4.12: Tensão eficaz aplicadas nas lâmpadas: (a) $127V$ e (b) $63V$, (eixo vert. $50V/$div.

V_{ef} (V)	I_{ef} (A)
10	0,69
40	1,30
70	1,76
100	2,13
127	2,43
Lâmpadas de $300W$, $127V$	

TABELA 4.2: Variação da corrente das lâmpadas em função da tensão

4.3 Experimento e simulação com os controladores CA

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos através de simulações e de experimentos. A princípio as cargas resistivas dos controladores são consideradas com valores fixos. Em um segundo momento, esta carga também é considerada resistiva, mas levando em conta a variação da resistência em função da temperatura do filamento de tungstênio. Os experimentos e as simulações são restritos aos três controladores CA e suas respectivas cargas resistivas.

Na FIGURA 4.13 e na FIGURA 4.14 são apresentados os circuitos estudados nesta seção. As cargas resistivas conectadas a cada controlador são formadas por um conjunto de três lâmpadas incandescentes de $100W$. Estas lâmpadas são ligadas em paralelo entre uma fase e o neutro (tensão de fase) da rede de alimen-

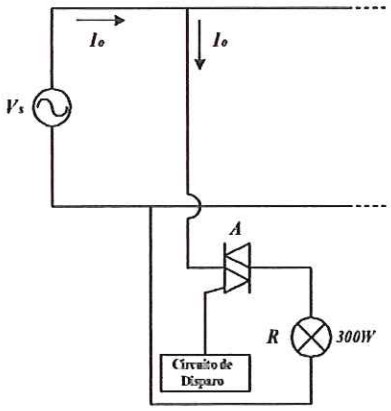


FIGURA 4.13: Um controlador de intensidade luminosa

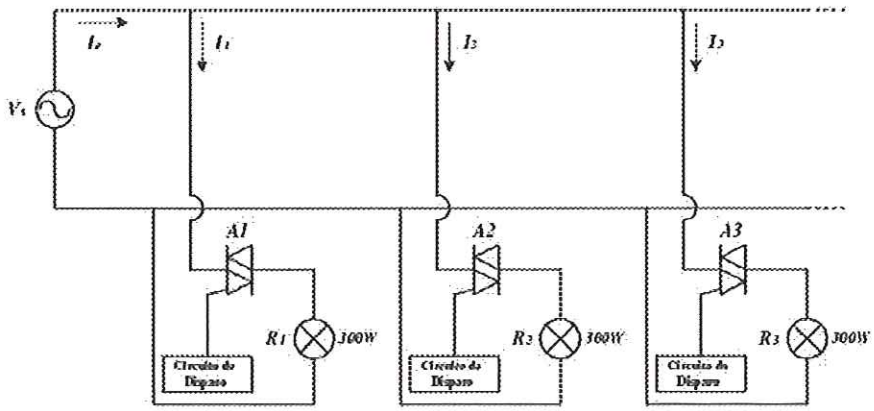


FIGURA 4.14: Três controladores de intensidade luminosa

tação. A tensão nominal é de $127V$ e a freqüência nominal é de $60Hz$. Este tipo de sistema monofásico é escolhido devido a grande utilização em circuitos práticos, desse tipo de controlador CA. Como cada conjunto de lâmpadas é conectado a um controlador de intensidade luminosa, esta configuração representa para a fonte de alimentação, neste caso a rede elétrica de distribuição, um conjunto de três cargas não-lineares ligadas em paralelo. Como cada controlador pode ser ajustado, por meio do ângulo de disparo α, para apresentar uma intensidade luminosa independente de qualquer outro controlador do sistema, há a possibilidade de se reproduzir na simulação e no experimento uma situação real, como, por exemplo, uma sala de seminários, onde a intensidade das lâmpadas podem ser menores perto do painel de apresentação e as intensidades do restante da sala possam gradualmente ser mantidas com um valor maior.

Na primeira parte desta seção é considerado somente um controlador CA conectado à uma carga resistiva R fixa. Já na segunda parte desta mesma seção são considerados três controladores CA conectados à uma carga resistiva R variável. Na simulação é usado o software Matlab para comprovação das equações do sistema. Os resultados do experimento são apresentados com o auxílio do software Wavestar®, que apresenta os dados levantados pelo osciloscópio digital Tektronix® THS720P.

4.3.1 Comportamento do controlador CA

Nas FIGURAS 4.15 (a) e (b) são apresentados os resultados com ângulo de disparo de $\alpha = 90°$. Na FIGURA 4.15 (a), observa-se o comportamento da forma de onda da corrente de carga levantada no experimento e, na FIGURA 4.15 (b), é apresentada a forma de onda da corrente de carga levantada através da simulação. Pode-se afirmar que as duas formas de onda são semelhantes, isto vem comprovar a validade das equações utilizadas. Duas das diferenças apresentadas entre as FIGURAS 4.15 (a) e (b) são a presença de uma pequena distorção observada na FIGURA 4.15 (a) e o aparecimento do fenômeno de Gibbs na FIGURA 4.15 (b). A distorção apresentada na forma de onda do experimento é devido a saturação do transformador de força que alimenta o prédio do laboratório onde foi realizado o experimento, já em relação ao fenômeno de Gibbs pode-se entender como um erro de aproximações do modelo matemático que não reconstitui todas as freqüências presentes no sinal. Nas FIGURAS 4.16 (a) e (b) são apresentados os componentes harmônicos até 11ª ordem. Observa-se a falta de componentes harmônicos pares. O componente de 3° harmônico tem uma participação importante, pois representa aproximadamente 53 % do valor da fundamental. Nota-se que tanto o gráfico de amplitudes do experimento apresentado na FIGURA 4.16 (a), como os apresentados na FIGURA 4.16 (b) possuem praticamente as mesmas amplitudes para cada freqüência harmônica.

Para se ter mais condições para se entender o comportamento dos controladores CA são apresentados os resultados da simulação para o ângulo de disparo

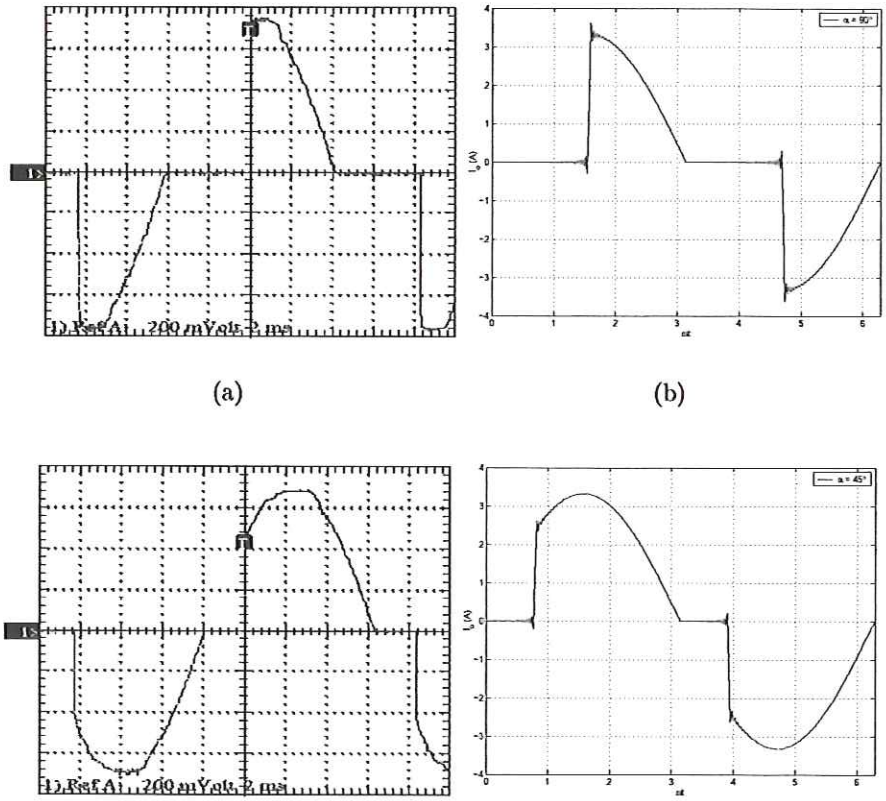


FIGURA 4.15: Corrente de carga: (a) experimento (eixo vertical 1 A/div) e (b) simulação para $\alpha = 90°$; (c) experimento (eixo vertical 1 A/div) e (d) simulação para $\alpha = 45°$

de $\alpha = 45°$. Nas FIGURAS 4.15 (c) e (d) são apresentadas as formas de onda da corrente de carga obtidas a partir do experimento e da simulação. Nas FIGURAS 4.16 (c) e (d) são apresentados os componentes harmônicos. Nota-se que as amplitudes dos harmônicos possuem uma menor influência na corrente de carga ficando abaixo de 20% da componente fundamental.

Na TABELA 4.3 são apresentados alguns resultados experimentais do controlador CA estudado. Com os resultados obtidos do experimento pode-se chegar à potência ativa e fator de potência do sistema para $\alpha = 90°$ e $\alpha = 45°$. Os resultados são mostrados nas expressões 4.16 e 4.17 para $\alpha = 90°$ e expressões 4.18 e 4.19 para $\alpha = 45°$.

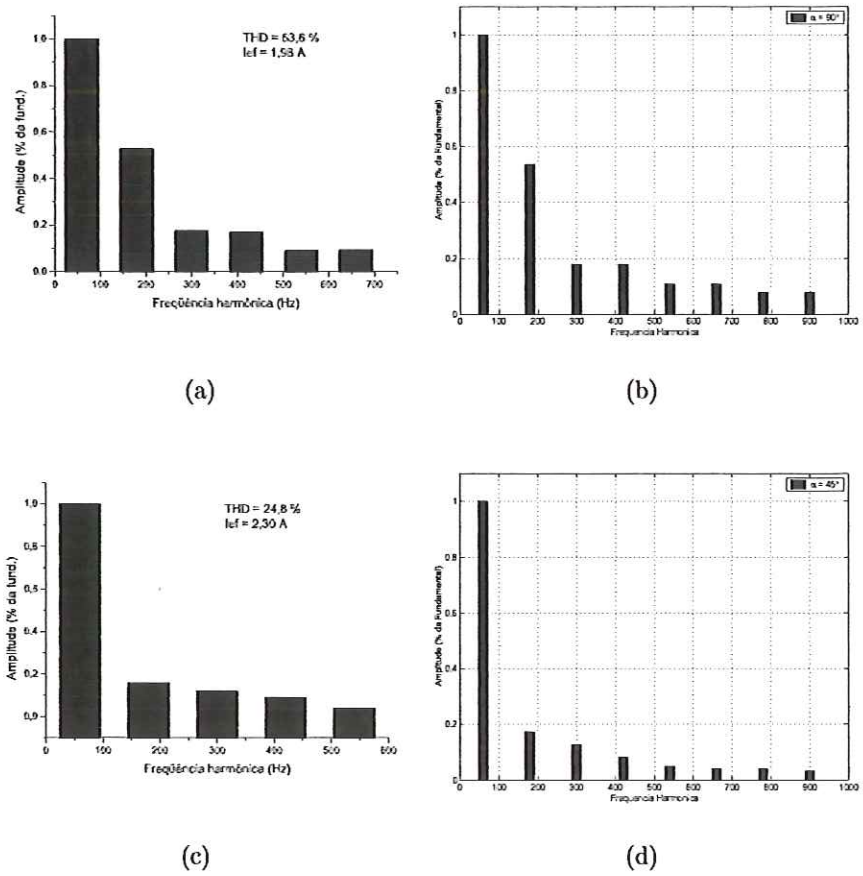


FIGURA 4.16: Gráfico de amplitudes: (a) experimento e (b) simulação para $\alpha = 90°$; (c) experimento e (d) simulação para $\alpha = 45°$

$$P_s = \frac{V_s I_{s1}}{2} \cos(\varphi_1 - \theta_1) = \frac{(179,61)(2,36)}{2} \cos(0 + 32,48) = 178,79W \quad (4.16)$$

$$\text{FP} = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{THD}^2}} \cos(\varphi_1 - \theta_1) = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,6363)^2}} \cos(0 + 32,48) = 0,7117 \quad (4.17)$$

$$P_s = \frac{(179,61)(3,1438)}{2} \cos(0 + 10) = 278,04W \quad (4.18)$$

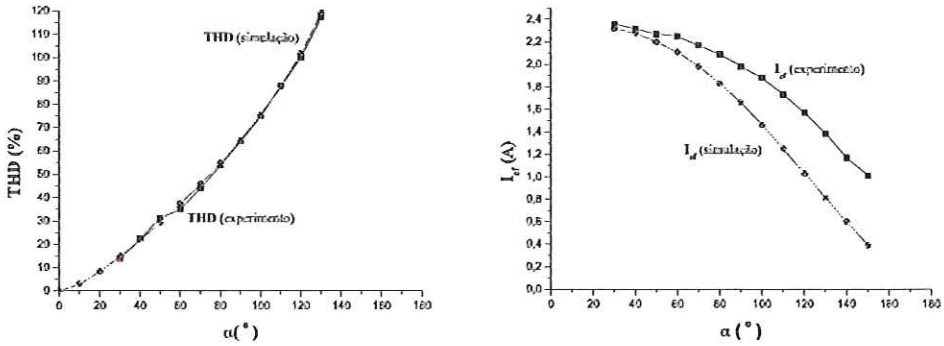
Disparo $\alpha(°)$	F. distorção THD (%)	Componente $I_{1ef}(A)$	Fase $\theta(°)$
24	8,7	2,339	-3,06
45	24,8	2,223	-10
90	63,63	1,674	-32,48
135	135,5	0,739	-60,28
$n = 1,\ f = 60Hz$			

TABELA 4.3: Componentes de Fourier

$$\text{FP} = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,248)^2}} \cos(0 + 10) = 0,9559 \tag{4.19}$$

A distorção harmônica total, neste caso, é menor do que o resultado apresentado pelo controlador com $\alpha = 90°$. Este fato ocorre devido a uma menor contribuição dos harmônicos presentes no sistema. No entanto, o fator de potência do circuito permanece com um valor abaixo do unitário.

Com o objetivo de levantar as curvas do fator de potência e da distorção harmônica total do controlador, foi realizado uma simulação com ângulo de disparo variando de $\alpha = 0°$ à $\alpha = 180°$.



(a) (b)

FIGURA 4.17: (a) THD da simulação e experimento, (b) corrente eficaz da simulação e do experimento, α variável

Na FIGURA 4.17, são apresentados alguns resultados da simulação e do experimento com ângulo de disparo α variável. Na FIGURA 4.17 (a), são mostrados

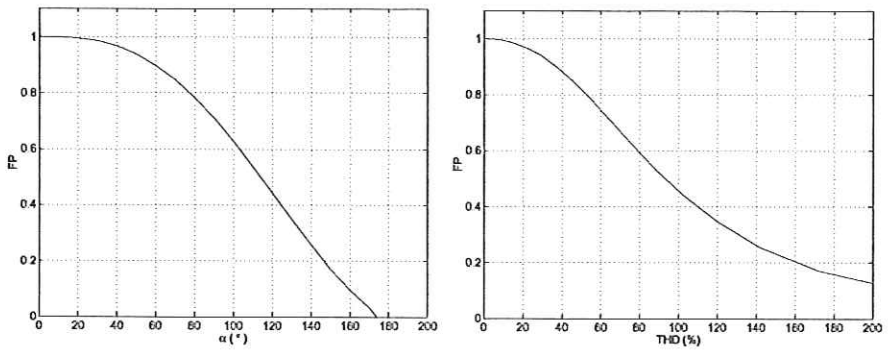
os resultados da distorção harmônica total, obtidos da simulação e do experimento. Verifica-se que os resultados, tanto da simulação como do experimento, contém valores próximos, o que valida a equação utilizada. Para um ângulo de disparo acima de $\alpha = 170°$, a distorção harmônica total (THD) tende a aumentar infinitamente, isto porque as amplitudes dos harmônicos I_n aumentam consideravelmente em relação a componente fundamental. Na FIGURA 4.17 (b), são apresentados os comportamentos da corrente total eficaz do sistema para a simulação e para o experimento. Nota-se que os valores da corrente para o mesmo ângulo de disparo são diferentes. Na corrente da simulação não foi considerada a variação da resistência do filamento da lâmpada incandescente, todavia no experimento há o efeito da variação da resistência em função da tensão aplicada. Quando se aumenta o valor de α, a tensão nos terminais da lâmpada se torna menor e logo a resistência também se torna menor, o que resulta em um pequeno aumento da corrente.

É possível verificar na FIGURA 4.18 (a) o comportamento do fator de potência. Nota-se que, à medida que o ângulo de disparo α vai aumentando de valor o fator de potência se torna menor. Esta variação ocorre devido ao fator de deslocamento da corrente fundamental e, também, a uma considerável contribuição do fator de distorção. Na FIGURA 4.18 (b) também é apresentado o comportamento do fator de potência de um controlador, mas agora em função da distorção harmônica total. A medida que a distorção aumenta o fator de potência cai, por exemplo, para um THD $= 100\%$ tem-se um FP $= 0,45$.

Disparo $\alpha(°)$	F. distorção THD (%)	Corrente $I_{ef}(A)$
0	1,5	2,42
24	8,7	2,35
45	24,8	2,30
90	63,63	1,98
135	135,5	1,24

TABELA 4.4: THD e corrente eficaz do sistema

Na TABELA 4.4, são expostos os valores da distorção harmônica total para alguns valores de α obtidos do experimento usando somente um controlador CA.

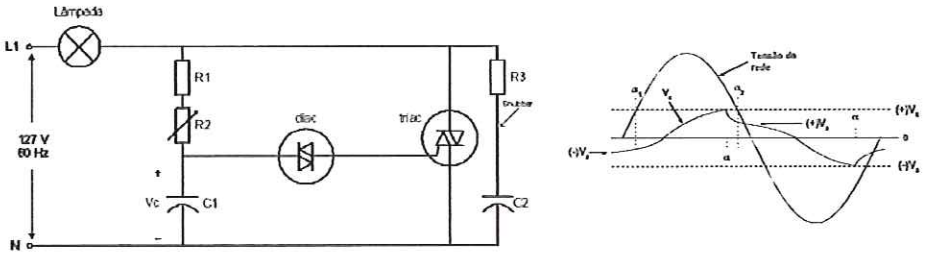


(a) (b)

FIGURA 4.18: (a) Fator de potência do modelo, α variável e (b) fator de potência em função do THD

Quando a carga de $300W$ é alimentada diretamente da rede elétrica, isto é, sem a presença dos controladores de intensidade luminosa, verifica-se uma pequena distorção harmônica total, de THD $= 1,5\%$. Com a presença dos controladores, verifica-se que o menor valor do ângulo de disparo α é de $24°$, ou seja, o menor valor de α a partir do qual o controlador começa a conduzir e produzir a potência máxima com $I_{ef} = 2,35A$. Isto ocorre devido ao uso de um regulador de intensidade luminosa comercial, cujo o circuito convencional pode ser observado na FIGURA 4.19 (a). Pode ser verificado na FIGURA 4.19 (b), a forma de onda de controle do circuito. A tensão no capacitor $v_c(t)$ atrasa a onda de tensão da rede. Quando $v_c(t)$ excede a tensão limiar $\pm V_D$ do diac, um pulso de corrente em uma ou outra polaridade dispara o triac no ângulo α, dando à saída para a carga um controle de fase CA de onda completa. O ângulo de disparo pode ser variado entre os limites α_1 e α_2 para controlar a intensidade luminosa através da variação da resistência R_2. Sendo assim, o α mínimo é em função da resistência R_2. Nesta condição, a distorção harmônica total é de THD $= 8,7\%$, uma variação de 480% em relação ao valor inicial, sem o controlador. Um outro aspecto verificado no comportamento do controlador é sobre o α máximo, que no experimento ficou em $150°$. A partir deste ponto o circuito para de conduzir. Nota-se, no experimento, que ao variar-se o valor de α de $24°$ para $45°$, ou seja, uma variação de $187,5\%$, o THD tem uma variação de 185% chegando a THD $= 24,8\%$ e a corrente eficaz

decai de $2,13\%$ resultando em $I_{ef} = 2,30A$. Por outro lado, quando se efetua uma variação no ângulo de disparo α de 45° para 90°, isto é, uma variação de 100%, a distorção harmônica total sofre uma mudança em seu valor de 156% e a corrente eficaz também sofre uma variação para baixo de $13,91\%$, resultando em THD $= 63,6$ e $I_{ef} = 1,98A$. A partir deste ponto, com pequenas variações de α obtém-se uma variação muito grande na distorção harmônica total e, uma diminuição expressiva do valor da corrente de carga, isto indica que o THD e a corrente de carga apresentam uma variação exponencial.



(a) (b)

FIGURA 4.19: (a) Circuito do dimmer, (b) forma de onda de controle

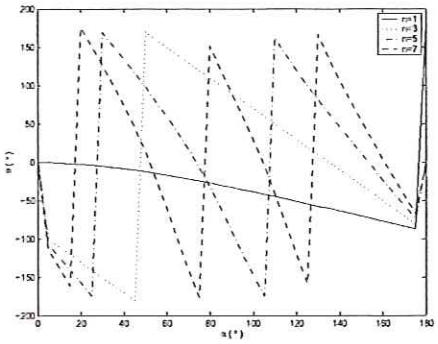


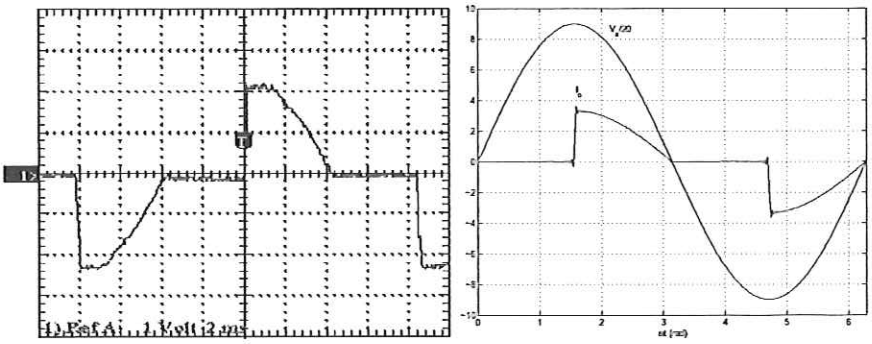
FIGURA 4.20: Fase do espectro harmônico da corrente de carga

Na FIGURA 4.20 são apresentados os ângulos de fase da simulação com ângulos de disparos α variando de $\alpha = 0°$ até $\alpha = 180°$. Na FIGURA 4.20 observa-se que o ângulo de fase do componente fundamental varia negativamente quando se aumenta o valor do ângulo de disparo α, ou seja, o fator de deslocamento da corrente de carga torna-se indutivo. Isto pode ser observado nos resultados das expressões 4.20 e 4.21 para $\alpha = 45°$ e $\alpha = 90°$ respectivamente.

$$
\begin{aligned}
cos\phi_1 &= \cos(\varphi_1 - \theta_1) \\
cos\phi_1 &= \cos(0 + 10) = 0.9848 \quad (\alpha = 45°) && (4.20) \\
cos\phi_1 &= \cos(0 + 32,5) = 0.8443 \quad (\alpha = 90°) && (4.21)
\end{aligned}
$$

Dando continuidade à análise do comportamento dos controladores, é apresentada, a partir de agora, a simulação e alguns resultados do experimento para um conjunto de três controladores.

São verificados os resultados com os controladores configurados utilizando os seguintes ângulos de disparo: $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$. Verifica-se na FIGURA 4.21 (a), a presença da forma de onda do experimento realizado. Este experimento foi executado com base no circuito com três controladores e um filtro ativo. Nota-se na FIGURA 4.21 (a), a presença de ruídos e de achatamento do valor de pico da forma de onda. Na FIGURA 4.21 (b), pode-se verificar que a forma de onda da simulação.

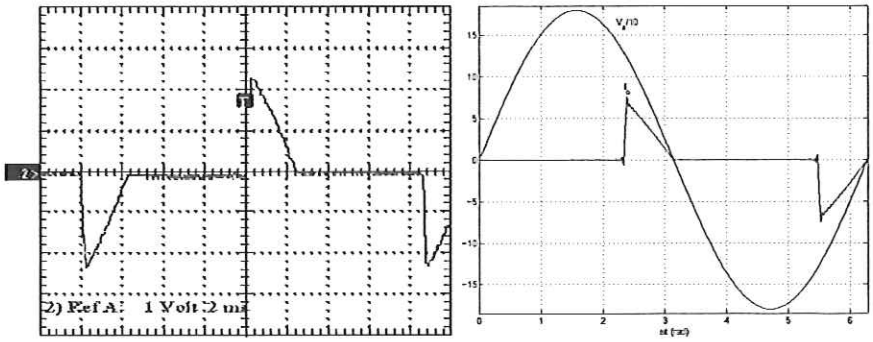


(a) (b)

FIGURA 4.21: (a) Corrente de carga do experimento (eixo vertical 5 A/div), (b) corrente e tensão da simulação, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

O circuito com os três controladores é ajustado com os seguintes ângulos de disparo: $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$. São apresentados, na FIGURA 4.22, as formas de onda do experimento e da simulação sem a influência do filtro ativo

no sistema. Na TABELA 4.5, são apresentados alguns componentes harmônicos obtidos no experimento.



(a) (b)

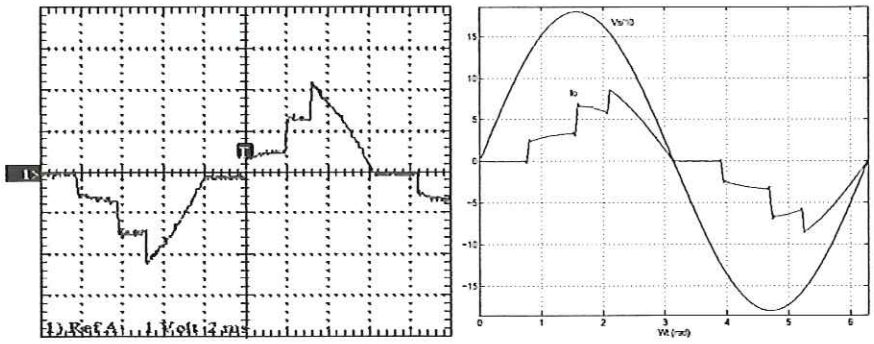
FIGURA 4.22: (a) Corrente de carga do experimento (eixo vertical 5 A/div), (b) corrente e tensão da simulação, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$

Harmônico n	Freqüência $f(Hz)$	Componente $I_{nef}(A)$	Percentual $I_n/I_1(\%)$
1	60	2,59	100
3	180	2,14	82,6
5	300	1,43	55,3
7	420	0,75	29,1
$I_{ef} = 3,94A$, THD $= 114\%$			

TABELA 4.5: Componentes de Fourier, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$

Na FIGURA 4.23, são apresentados os resultados do circuito com uma configuração dos ângulos de disparos comuns para uma sala de treinamento. Os ângulos de disparo dos controladores de intensidade luminosa são os seguintes: $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 120°$. Na FIGURA 4.23 (a), verifica-se a forma de onda da corrente de carga obtido em laboratório no experimento. Na FIGURA 4.23 (b) é apresentado a a forma de onda de corrente dos controladores CA obtida a partir da simulação. Na TABELA 4.6, são apresentados os resultados do experimento onde pode-se verificar os valores numéricos dos componentes harmônicos.

Agora são apresentados os resultados da simulação e experimento para os seguintes ângulos de disparo: $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$. São apresentados na FIGURA 4.24 (a) a forma de onda do experimento, e na FIGURA 4.24 (b) a



(a) (b)

FIGURA 4.23: (a) Corrente de carga do experimento (eixo vertical 5 A/div), (b) corrente e tensão da simulação, $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 120°$

Harmônico n	Freqüência $f(Hz)$	Componente $I_{nef}(A)$	Percentual $I_n/I_1(\%)$
1	60,2	4,85	100
3	181	1,44	29,6
5	301	0,44	9,3
7	421	0,25	5,1
$I_{ef} = 5,16A$, THD $= 35\%$			

TABELA 4.6: Componentes de Fourier, $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 120°$

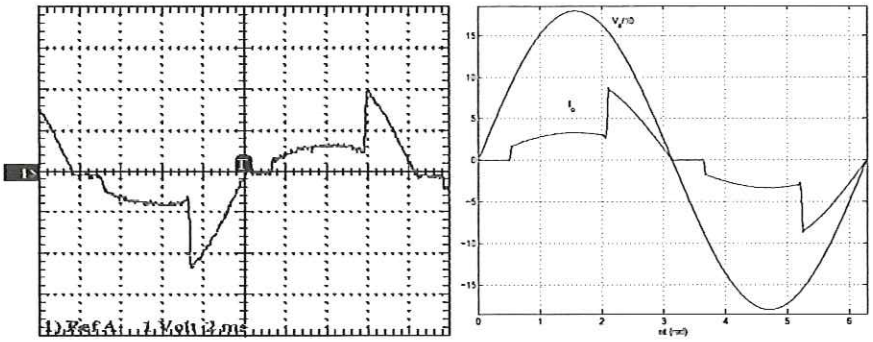
forma de onda da simulação. Alguns resultados experimentais são apresentados na TABELA 4.7.

Harmônico n	Freqüência $f(Hz)$	Componente $I_{nef}(A)$	Percentual $I_n/I_1(\%)$
1	60	4,04	100
3	180	1,37	33,8
5	300	0,99	24,7
7	420	0,46	11,4
$I_{ef} = 4,55A$, $THD = 49,3\%$			

TABELA 4.7: Componentes de Fourier, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$

4.3.2 Comportamento do controlador CA com R fixo

Nos resultados apresentados até aqui, os três controladores CA são acionados, de maneira simultânea, isto é, uma vez feito um ajuste do ângulo de disparo de



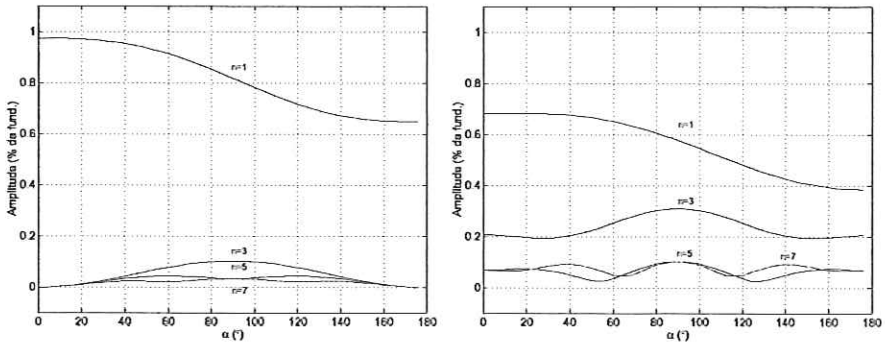
(a) (b)

FIGURA 4.24: (a) Corrente de carga do experimento (eixo vertical 5 A/div), (b) corrente da simulação, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$

cada controlador, estes ângulos são mantidos fixos durante toda a simulação, por exemplo, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$. Para se ter um entendimento melhor do comportamento do sistema, nesta seção e na próxima, são feitas algumas variações nesta situação. Em primeiro lugar, são fixados os ângulos de disparo de dois controladores CA ($A1$ e $A2$), e o controlador CA restante ($A3$) tem o seu ângulo de disparo (α_{A3}) variando de 0 à 180°. Neste método cria-se um gráfico em duas dimensões, o que possibilita a verificação do comportamento das amplitudes harmônicas de corrente do sistema. As cargas resistivas R de cada controlador é considerada fixa. Em segundo lugar, para uma visão geral e mais clara dessas características, são levantados alguns gráficos em três dimensões. Esses gráficos têm como objetivo apresentar o comportamento das amplitudes e fases do circuito, além de mostrar a variação da resistência total das lâmpadas incandescentes. Para efeito de análise e apresentação dos resultados, o controlador A1 tem o seu ângulo de disparo fixado em um valor constante enquanto os controladores A2 e A3 têm os seus respectivos ângulos de disparo variando de 0° à 180°, de forma independente, ou seja, estes ângulos varrem todo eixo X e Y do gráfico em três dimensões. O eixo Z refere-se às amplitudes e fases do circuito, dependendo do gráfico apresentado. Portanto, dessa forma, o controlador A1 possui um ângulo de disparo constante, o que resulta em componentes harmônicos e a resistência $R1$ com valores fixos. Já para os controladores A2 e A3 os seus respectivos

componentes harmônicos e suas respectivas resistências têm valores variáveis em função de α.

Na FIGURA 4.25 é mostrada as amplitudes de corrente harmônica, para os quatros primeiros componentes harmônicos da corrente dos controladores simultâneos. Na FIGURA 4.25 (a) é apresentado o comportamento das amplitudes com os ângulos de disparo dos controladores da seguinte forma: $0 \leq \alpha_{A3} \leq 180°$ e $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = 0°$. Com esta configuração, os controladores $A1$ e $A2$ contribuem para as amplitudes somente com o componente fundamental, pois as correntes desses controladores possuem formas de onda senoidais. Na FIGURA 4.25 (b) é possível verificar as amplitudes para $0 \leq \alpha_{A3} \leq 180°$ e $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = 90°$. Esta situação indica que os controladore $A1$ e $A2$, contribuiem para o gráfico de amplitudes com todos componentes harmônicos.

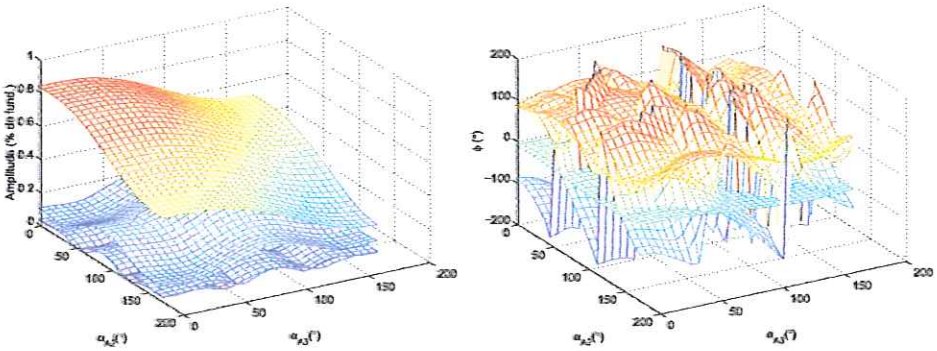


(a) (b)

FIGURA 4.25: Amplitude para $0 \leq \alpha_{A3} \leq 180°$ (a) $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = 0°$ e (b) $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = 90°$

Considerando as resistências $R1$, $R2$ e $R3$ com valores fixos, como usualmente é encontrada na literatura, a variação das amplitudes e das fases dos componentes harmônicos da corrente do controlador, em função do ângulo de disparo α dos tiristores podem ser observados nos gráficos tridimensionais apresentados nas FIGURAS 4.26 (a) e (b), para os quatro primeiros harmônicos. Na FIGURA 4.26 (a) verifica-se que os ângulos de disparo α_{A2} e α_{A3}, dos reguladores A2 e A3, respectivamente, varrem completamente os eixos X e Y, o que resulta na obtenção a cada ponto das amplitudes dos componentes harmônicos do sistema.

Neste caso o regulador A1 tem o seu ângulo α_{A1} fixado em 90°. Na FIGURA 4.26 (b) são apresentados os ângulos de fases da corrente total de carga.

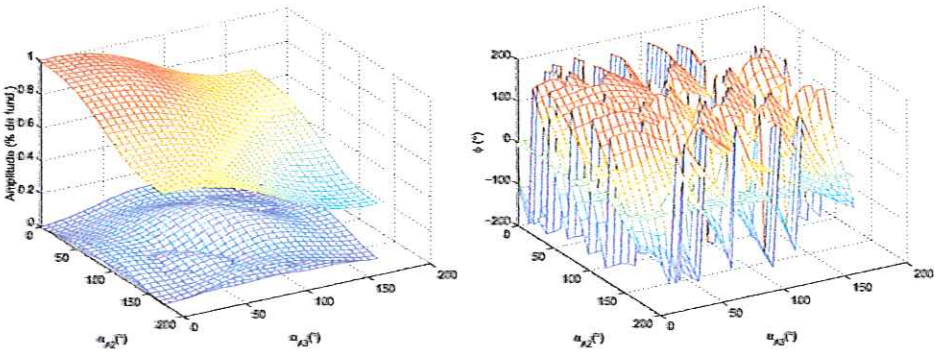


(a) (b)

FIGURA 4.26: Gráficos das (a) amplitudes e (b) fases dos controladores CA

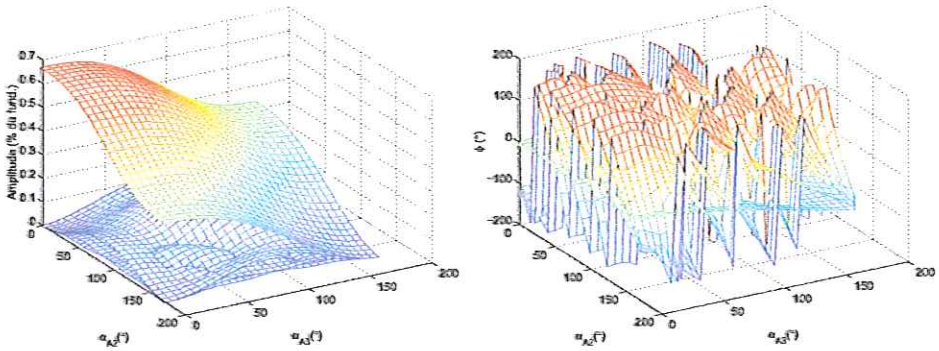
Ainda com $R1$, $R2$ e $R3$ com valores fixos e considerando $\alpha_{A1} = 0°$ tem-se outra situação interessante. O controlador A1 contribui para a corrente total de carga somente com o componente fundamental, pois quando com o ângulo de disparo em 0° a forma de onda da tensão nos terminais das lâmpadas é senoidal o que resulta em uma corrente senoidal solicitada por este controlador. Desta forma, as amplitudes da corrente de carga do sistema que são apresentadas na FIGURA 4.27 (a) são ligeiramente menores que as mostradas na FIGURA 4.26. Os ângulos de fases desta mesma corrente também são diferentes, o que pode ser visto na FIGURA 4.27 (b).

Ajustando $\alpha_{A1} = 180°$ e considerando $R1$, $R2$ e $R3$ com valores fixos são obtidos os gráficos das FIGURAS 4.28 (a) e 4.28 (b). Nota-se que o controlador A1 não tem nenhuma contribuição de seus componentes harmônicos para o sistema. Isto decorre do fato de que quanto $\alpha_{A1} = 180°$ nenhuma corrente é solicitada por este controlador. É possível verificar na FIGURA 4.28 (a) que para $\alpha_{A2} = 180°$ somente as amplitudes do controlador A3 são apresentadas.



(a) (b)

FIGURA 4.27: Gráficos das (a) amplitudes e (b) fases dos controladores CA



(a) (b)

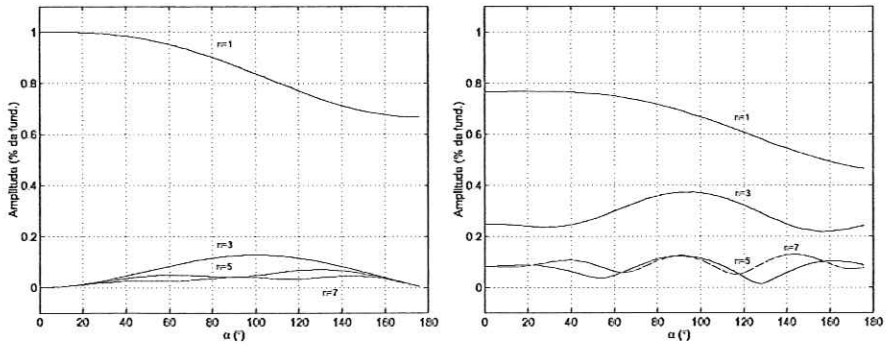
FIGURA 4.28: Gráficos das (a) amplitudes e (b) fases dos controladores CA

4.3.3 Comportamento do Controlador CA com R variável

O controlador CA tem uma característica de funcionamento singular. As amplitudes e fases de seus componentes harmônicos alteram-se com a mudança do ângulo de disparo α do controlador, isto é, para cada ângulo ajustado a corrente de carga do controlador solicita da fonte de tensão componentes diferentes do ajuste anterior. Como foi apresentada acima, a função de chaveamento do controlador o torna uma carga não-linear para o circuito em que está inserido. No entanto há outro fator a ser considerado. Na maioria das literaturas consultadas o controlador CA é estudado quando o mesmo está conectado a uma resitência R com valor fixo. Neste trabalho além de ser considerada a carga do controlador

como resistiva, também é levada em conta a característica não-linear desta resistência quando a mesma é resultado de um conjunto de lâmpadas incandescentes, como apresentado acima. Portanto, o estudo do controlador CA apresenta mais um fator de complexidade, que é a não linearidade da resistência R conectada ao mesmo.

Com as resistências de carga dos controladores com valores variando em função da corrente aplicada, é realizada a simulação com dois controladores, com os seus ângulos de disparo fixos e um controlador com o seu ângulo de disparo variando da seguinte forma: $0 \leq \alpha_{A3} \leq 180°$. Também são apresentados os quatro primeiros harmônicos da corrente de carga. Na FIGURA 4.29 (a) é apresentada o comportamento das amplitudes com os ângulos de disparo dos controladores da seguinte forma: $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = 0°$. Na FIGURA 4.29 (b) é possível verificar as amplitudes para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = 90°$. Nota-se que há algumas diferenças entre a FIGURA 4.25 e a FIGURA 4.29. Isto se deve ao comportamento das resistências de carga dos controladores, R fixo e R variável.



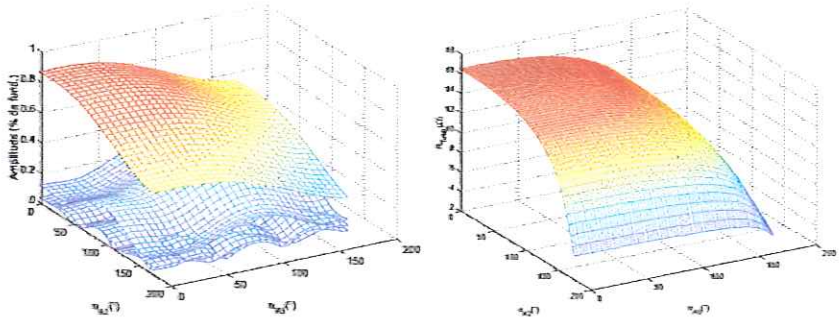
(a) (b)

FIGURA 4.29: Amplitude para $0 \leq \alpha_{A3} \leq 180°$ (a) $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = 0°$ e (b) $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = 90°$

Admitindo-se o comportamento não-linear das resistências $R1$, $R2$ e $R3$, pode-se afirmar que a resistência de cada conjunto de lâmpadas aumenta com o acréscimo da temperatura. Por exemplo, variando-se os ângulos de disparo dos reguladores de intensidade para $\alpha_{A1} = 60°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 120°$ as resistências dos respectivos conjuntos de lâmpadas variam, resultando em $R1 = 49,79\Omega$,

$R2 = 44,69\Omega$ e $R3 = 35,85\Omega$. Pode-se verificar que para um ângulo de disparo menor a resistência tem um valor acima do que para um ângulo de disparo maior, como no caso de α_{A1} em relação a α_{A3}. Isto vem corroborar o que é apresentado neste item.

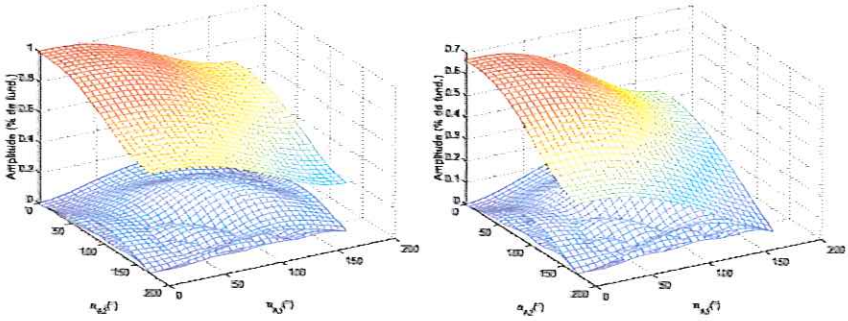
A variação das resistências das lâmpadas pode ser obtida em função do ângulo de disparo dos tiristores. Esta variação está intimamente relacionada à corrente que atravessa as lâmpadas e, portanto, por efeito Joule, à temperatura das mesmas. O gráfico da FIGURA 4.30 apresenta a variação da resistência total, do conjunto de lâmpadas de cada regulador utilizado neste trabalho. Na FIGURA 4.30 (a) é possível verificar as características das amplitudes dos quatro primeiros harmônicos levando-se em conta a variação das resistências das lâmpadas, segundo o gráfico da FIGURA 4.30 (b) (os resultados dos gráficos da FIGURA 4.30 (a) estão colocados em p.u., para efeitos comparativos com aqueles obtidos na FIGURA 4.26 (a)). Comparando-se os resultados da FIGURA 4.26 (a) (R fixo) com os obtidos na FIGURA 4.30 (a) (R variável), observa-se diferenças acentuadas na amplitude dos harmônicos, principalmente para ângulos de disparo maiores que 90°. A variação da resistência das lâmpadas não apresenta influência nos respectivos ângulos de fase dos harmônicos. O controlador A1 tem o seu ângulo de disparo fixado em 90°, enquanto os controladores A2 e A3 têm os seus ângulos variando de 0° à 180°.



(a) (b)

FIGURA 4.30: (a) Amplitudes dos controladores e (b) resistência equivalente do conjunto total de lâmpadas

Ainda com as resistências em função de α, mas com o controlador A1 ajustado para $\alpha_{A1} = 0°$, é obtido o resultado apresentado na FIGURA 4.31 (a). Na FIGURA 4.31 (b) é mostrado o resultado com $\alpha_{A1} = 180°$. Novamente, na primeira situação somente o componente fundamental contribui para a corrente de carga total, enquanto na segunda situação não há contribuição dos componentes harmônicos do controlador A1.

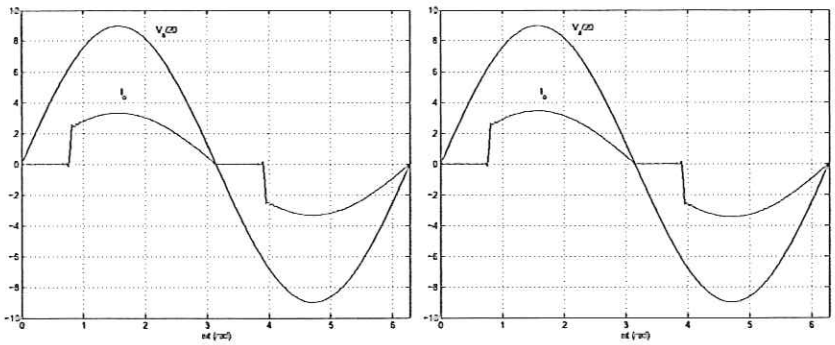


(a) (b)

FIGURA 4.31: Amplitudes dos controladores para (a) $\alpha_{A1} = 0°$ e (b) $\alpha_{A1} = 180°$

A seguir são apresentados os resultados da simulação do controlador de intensidade luminosa com ângulos de disparo de 45°, 90° e 135°. Observa-se que mesmo com a mudança de valor da resistência do filamento de tungstênio as distorções harmônicas total e os fatores de potência são mantidos para as duas situações, pois só foram alterados as amplitudes harmônicas em relação a resistência fixa.

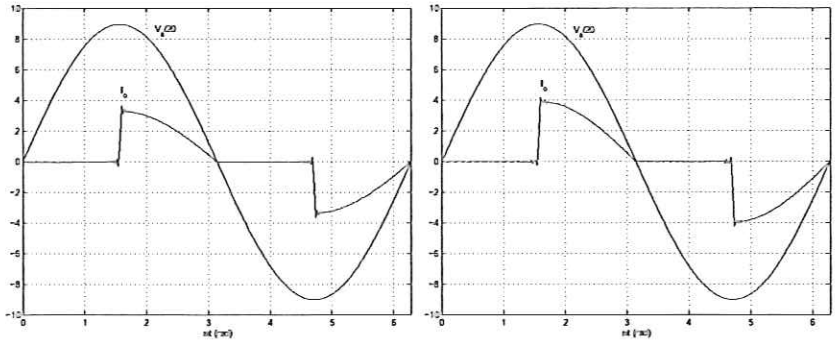
Nas FIGURAS 4.32 (a) e (b), são apresentados as formas de onda de corrente de carga com $\alpha = 45°$. Na FIGURA 4.32 (a), é mostrado as características de corrente para a carga do controlador com resistência fixa, $R = 54\Omega$. A corrente de pico para esta situação é de $I_{o_{pico}} = 3,33A$. Na FIGURA 4.32 (b), é exibido o comportamento de corrente de carga com a resistência de tungstênio dos filamentos das lâmpadas variando com a corrente, $R = 52\Omega$. A corrente de pico nesta simulação é de $I_{o_{pico}} = 3,45A$. Nota-se que apesar de se ter o mesmo ângulo de disparo para ambas situações, a corrente para a resistência de carga variável tem um valor superior. Isto ocorre porque com uma tensão menor nos terminais da resistência variável a sua temperatura diminui em relação a situação inicial, o que



(a) (b)

FIGURA 4.32: (a)Corrente de carga com R constante, (b) com R dependente da corrente, $\alpha = 45°$

resulta numa queda do valor da resistência.

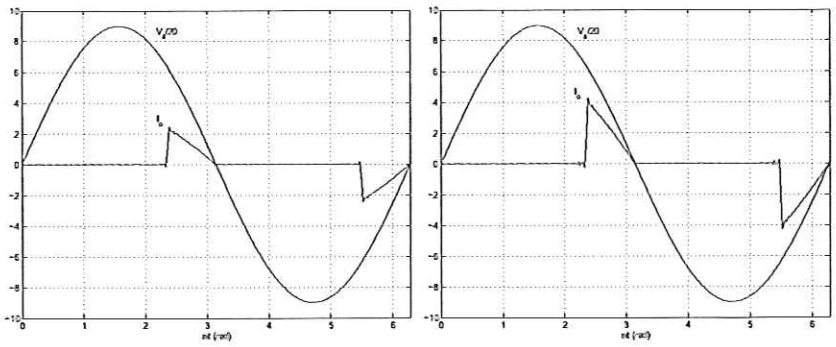


(a) (b)

FIGURA 4.33: (a)Corrente de carga com R constante, (b) com R dependente da corrente, $\alpha = 90°$

Na FIGURA 4.33 (a) e (b), são exibidos as formas de onda de corrente de carga com $\alpha = 90°$. Na FIGURA 4.33 (a), é apresentado os resultados para uma resistência de carga do controlador fixa, $R = 54\Omega$. A corrente de pico com carga resistiva fixa é de $I_{o_{pico}} = 3,53A$. Observando a FIGURA 4.33 (b), nota-se que para a resistência variável, $R = 45\Omega$, a corrente de pico que percorre os terminais desta carga é de $I_{o_{pico}} = 4,19A$. Verifica-se, novamente, a variação da resistência do filamento com o aumento da tensão aplicada às lâmpadas.

Com o ângulo de disparo de $\alpha = 135°$, nas FIGURAS 4.34 (a) e (b), são



(a) (b)

FIGURA 4.34: (a)Corrente de carga com R constante, (b) com R dependente da corrente, $\alpha = 135°$

mostrados os comportamentos das correntes de carga resistiva. Na FIGURA 4.34 (a), é exibido o comportamento para a resistência fixa, $R = 54\Omega$. A corrente de pico para esta situação é de $I_{o_{pico}} = 2,44A$. Na FIGURA 4.34 (b), é apresentado o resultado para a resistência variável, $R = 31\Omega$. Observa-se que a corrente de pico é de $I_{o_{pico}} = 4,25A$. Como a tensão aplicada nesta situação é muito menor, a temperatura no filamento também é pequena, em conseqüência a resistência do filamento se torna muito pequena e a corrente tende a subir em relação a corrente para a resistência fixa.

Capítulo 5

Compensação harmônica

5.1 Introdução

Um filtro ativo de potência é um equipamento baseado nas novas tecnologias empregadas na eletrônica de potência, tais como modernos métodos de controle, novos componentes semicondutores, entre outros. Como já foram estudados, esses filtros ativos, quando conectados em paralelo com uma carga não-linear, fornecem compensação tanto para os componentes harmônicos como para a potência reativa no sistema elétrico. Essa compensação é baseada na geração de corrente harmônica com a mesma amplitude, mas em oposição aos harmônicos existentes, à qualquer momento.

O objetivo do filtro ativo monofásico apresentado neste capítulo, é o de compensar os harmônicos de ordem ímpar gerados pelos controladores CA. Este é um problema específico, mas que pode ser encontrado em salas de reuniões, seminários, entre outras. Este filtro ativo pode usar a abordagem no domínio do tempo ou no domínio da freqüência. Portanto, pode-se fazer a compensação da potência harmônica e da potência reativa utilizando um filtro ativo monofásico no domínio da freqüência, com injeção predeterminada de corrente harmônica.

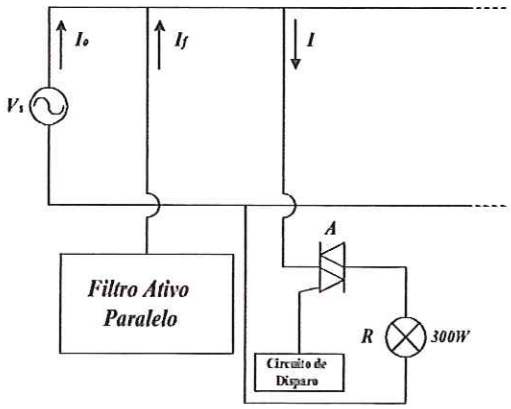


FIGURA 5.1: Controlador CA e um filtro ativo de potência

Para a análise dos resultados são utilizados os circuitos das FIGURAS 5.1 e 5.2. Nota-se a presença de um filtro ativo, portanto é feita a simulação do sistema com a presença de um filtro ativo como pode ser verificado nas FIGURAS 5.1 e 5.2. O principal objetivo na verificação do comportamento dos controladores de

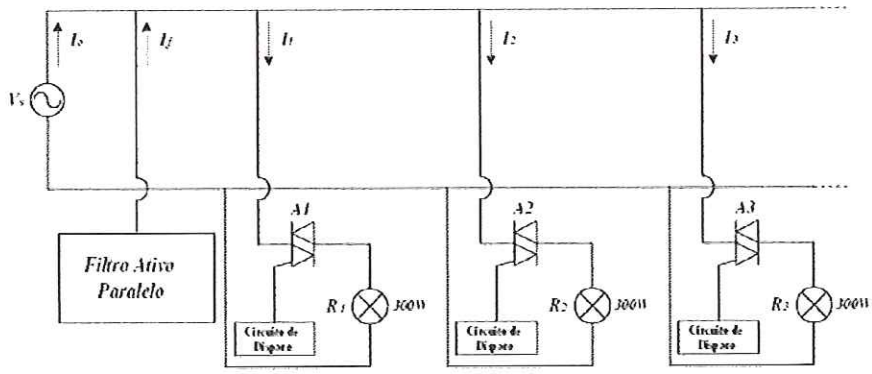


FIGURA 5.2: Três controladores CA e um filtro ativo de potência

intensidade luminosa, num sistema monofásico, conforme as FIGURAS 5.1 e 5.2, é a análise de uma configuração real de cargas não-lineares, que formam uma rica fonte geradora de corrente harmônica, isto é, os componentes harmônicos deste tipo de carga variam em função do ângulo de disparo α do controlador CA, além de se ter a contribuição do comportamento não-linear das lâmpadas incandescentes presentes no circuito. Portanto, os resultados obtidos neste capítulo são a partir de simulações, onde são utilizados o programa Matlab e o Power System Blockset que é um programa adicional do próprio Matlab.

É importante salientar que um dos objetivos deste trabalho é apresentar o funcionamento básico de um filtro ativo de potência ideal para uma situação específica, portanto não foi estudado o sistema de controle do inversor. As perdas nos elementos de potência são consideradas nulas, as comutações são aplicadas instantaneamente, a fonte no lado CC é livre de ondulações sob regime permanente e as chaves podem ser ligadas ou desligadas a qualquer momento (PITEL et al. (1980)). Para efeito de simulação do sistema com um filtro ativo, usando somente o Matlab, são desconsiderados os efeitos do chaveamento do inversor, isto é, a corrente gerada pelo filtro ativo não contém os componentes de alta freqüência causados por este chaveamento. Sendo assim, o filtro ativo de potência apresentado nesta seção é considerado como uma fonte ideal geradora de corrente harmônica, onde esta corrente contém as mesmas amplitudes dos componentes a serem compensados, mas com suas fases em oposição às fases da corrente de carga não-linear a ser compensada, como já foi mencionado acima. Na simulação utili-

zando o Power System Blockset o filtro ativo é composto por um inversor fonte de tensão em ponte completa. Neste caso são observadas as características de funcionamento do inversor. Este inversor quando acoplado ao sistema por meio de um filtro indutivo, pode funcionar como um filtro ativo de potência. A maioria dos resultados apresentados neste item, referentes à compensação harmônica dos controladores CA, são fundamentados no método de correção no domínio da freqüência, visando uma futura implementação de um filtro ativo.

As especificações utilizadas estão abaixo relacionadas, os valores apresentados são teóricos e foram escolhidos para que os resultados se aproximassem de uma situação real.

$N = 256$ amostras por período;

$f_s = 15.360\ Hz$ freqüência de amostragem;

$f_0 = 60\ Hz$ freqüência fundamental;

Na seção 5.2 é possível verificar o comportamento básico de um sistema onde há uma fonte de harmônicos para compensação. Uma das características muito interessante dos filtros ativos, com abordagem no domínio da freqüência, é quanto a possibilidade de se compensar os componentes de corrente harmônico de forma seletiva. Esta possibilidade pode ser vista na seção 5.3. Quando há um erro na compensação, mudam-se os resultados da mesma, portanto é importante observar os resultados da aplicação do filtro ativo, considerando esse erro. Na seção 5.4, é possível observar os erros entre a corrente de compensação e a corrente a ser compensada. Na seção 5.5, são apresentados alguns resultados usando um circuito de potência como filtro ativo.

5.2 Compensação usando um filtro ativo monofásico

Para a compensação dos harmônicos gerados pelo regulador de intensidade luminosa estudado na seção 4, e com o propósito de utilização de um filtro ativo paralelo, com controle no domínio da freqüência, podemos inferir duas possibilidades imediatas para a extração da corrente de referência do filtro ativo. A primeira possibilidade, que pode ser vista em vários trabalhos, é aquela onde é considerado um filtro ativo com sensor medindo a corrente de carga. Outra possibilidade está fundamentada no conhecimento prévio, através da análise de Fourier, das amplitudes e fases da corrente a ser corrigida. Conhecendo-se estes dados e medindo-se o ângulo de disparo do controlador a ter a sua corrente compensada é possível gerar uma corrente de compensação capaz de cancelar ou pelo menos diminuir a distorção harmônica no sistema. Portanto o filtro ativo de potência aqui utilizado é fundamentado no método de correção com a injeção de corrente harmônica predeterminada. A FIGURA 5.3 apresenta um circuito onde está presente um filtro ativo paralelo com sensor de corrente. Já na FIGURA 5.4 é mostrado o mesmo circuito anterior, mas com sensores dos ângulos de disparo α conectados a cada controlador CA. É importante salientar que para efeito desta parte do estudo, considera-se o filtro ativo como uma fonte geradora de corrente harmônica, isto é, a corrente de compensação do filtro ativo não contém o efeito do circuito de potência. Essa corrente tem as mesmas amplitudes dos componentes a serem compensados, mas com suas fases em oposição. Esse filtro ativo pode ser observado na FIGURA 5.5. Portanto, neste estudo, o filtro ativo é utilizado desconsiderando-se os efeitos do inversor, isto é, a corrente gerada pelo filtro ativo não contém os componentes de alta freqüência causados pelo chaveamento do inversor. Todas as simulações neste item são feitas usando o software Matlab.

A corrente eficaz do sistema tem muita importância no projeto elétrico. Sendo assim, é importante considerar a contribuição do componentes harmônicos gerados pelas cargas não-lineares, que para este caso são controladores CA alimen-

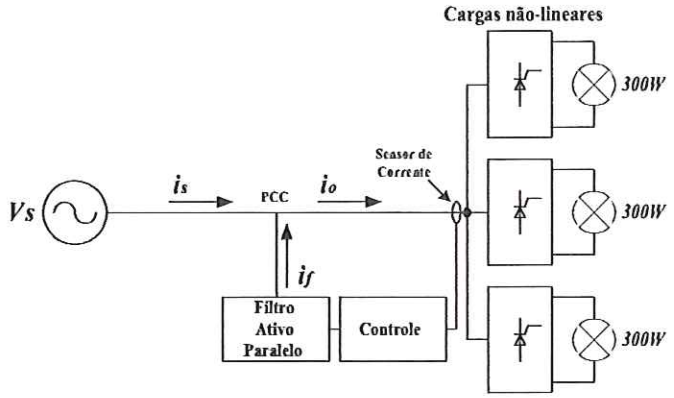


FIGURA 5.3: Circuito básico de um filtro ativo paralelo com sensor de corrente de carga

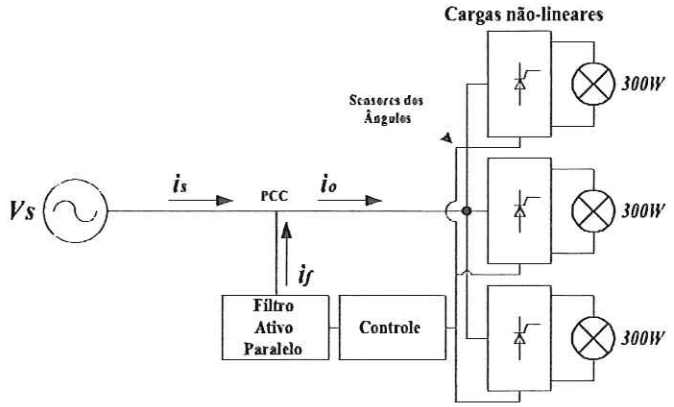


FIGURA 5.4: Circuito básico de um filtro ativo paralelo com sensor do ângulo de disparo α da carga

tando lâmpadas incandescentes. Na FIGURA 5.6 é possível verificar o comportamento da corrente eficaz, em pu, em função da corrente dos controladores CA. Nota-se que para uma corrente eficaz dos controladores CA de $I_{0ef} = 0,5pu$, a corrente eficaz após a compensação harmônica de todos os componentes acima da fundamental é de aproximadamente $I'_{0ef} = 0,3pu$. Na FIGURA 5.7 são apresentados os gráficos de barras da corrente eficaz e do fator de potência antes e após a compensação para alguns ângulos de disparo dos controladores CA. Na FIGURA 5.7 (a) nota-se que a medida que o ângulo α aumenta e conseqüentemente aumenta-se o conteúdo harmônico, a diferença entre a corrente eficaz antes e após a correção sofre um acréscimo. Este efeito é justamente devido ao aumento dos harmônicos que são eliminados da corrente pelo filtro ativo. Em relação à

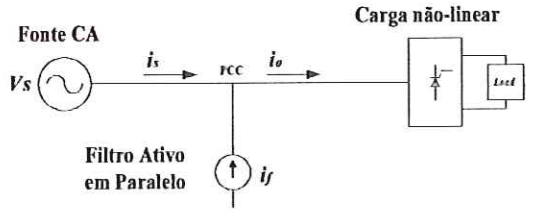


FIGURA 5.5: Filtro ativo paralelo

FIGURA 5.7 (b), a medida que α aumenta o fator de potência é deteriorado. Após a compensação, realizada pelo filtro ativo, o fator de potência sofre uma melhora.

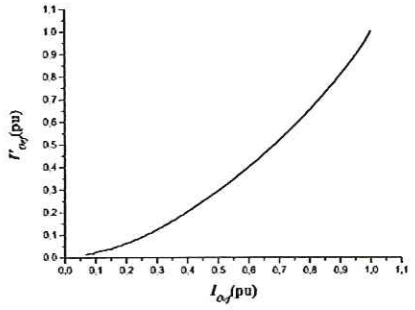
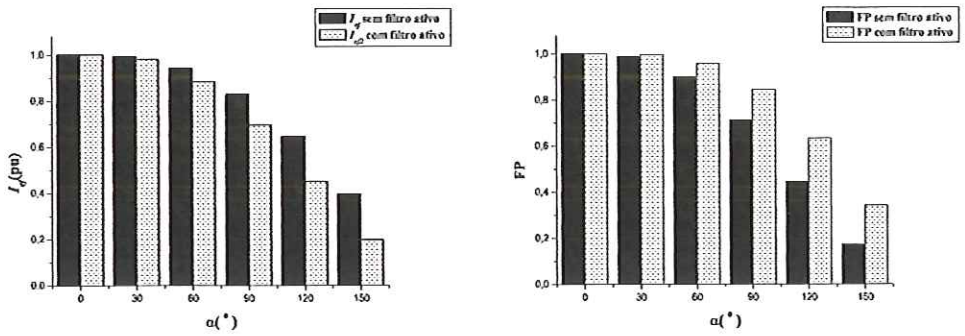


FIGURA 5.6: Corrente eficaz do sistema após filtragem em função da corrente eficaz dos controladores

5.2.1 Compensação considerando os controladores CA com R fixo

Nas FIGURAS 5.8 e 5.9, são apresentados os resultados da simulação do circuito com três controladores CA conectados a um conjunto de lâmpadas incandescentes. É inserido um filtro ativo em paralelo com esta carga. Os três controladores são acionados com disparos simultâneos de seus triacs utilizando $\alpha = 90°$. O filtro ativo aplicado nesta simulação é baseado na técnica de correção de harmônicos no domínio da freqüência (MARIETHOZ & RUFER (2002)). Na FIGURA 5.8 (aa), observa-se o gráfico dos espectros de amplitude dos harmônicos da corrente de carga. Na FIGURA 5.8 (ab), é apresentado o gráfico dos espectros da corrente de referência do filtro ativo. Na FIGURA 5.8(bb), é apresentado



(a) (b)

FIGURA 5.7: (a) Corrente eficaz antes e depois da filtragem e (b) Fator de potência, antes e depois do uso do filtro ativo em função de α.

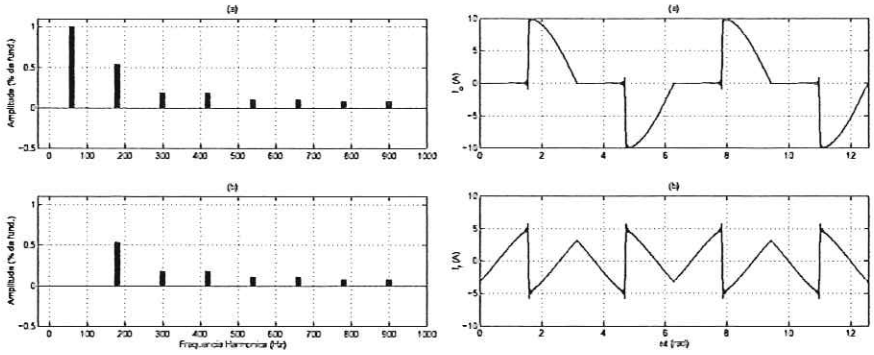
a corrente de referência do filtro ativo, esta corrente é extraída da corrente de carga, apresentada na FIGURA 5.8 (ba). A corrente gerada pelo filtro ativo, a partir da corrente de referência, é somada à corrente da rede, o que resulta na corrente corrigida que pode ser verificada na FIGURA 5.9 (a). Observa-se, nesta figura, a presença de um deslocamento de fase de $\theta_1 = -32,5°$, portanto o fator de deslocamento não é unitário. Para corrigir este deslocamento é utilizado o teorema de deslocamento da transformada de Fourier, conforme pode ser verificado na seção 3.4. Lançando mão deste teorema é possível compensar o erro de atraso do componente fundamental da corrente corrigida, conforme apresentado na FIGURA 5.9 (b). Note que o deslocamento de fase da fundamental é anulado, ou seja, $\theta_1 = 0°$ deixando o fator de deslocamento com valor unitário.

Segundo DUGAN et al. (1996), os filtros ativos podem tipicamente corrigir o fator de potência assim como os harmônicos.

Assim sendo, utilizando a expressão 5.1, com THD $= 0\%$ e $\theta_1 = 0$ pode-se chegar ao fator de potência unitário apresentado na expressão 5.2.

$$\mathrm{FP} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\mathrm{THD})^2}} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \tag{5.1}$$

EESC-USP Biblioteca CAMPUS DE S. CARLOS



(a) (b)

FIGURA 5.8: (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) de referência, (ba) corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

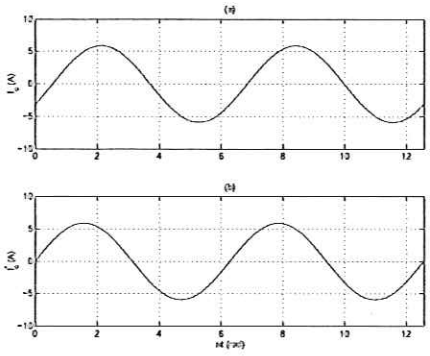
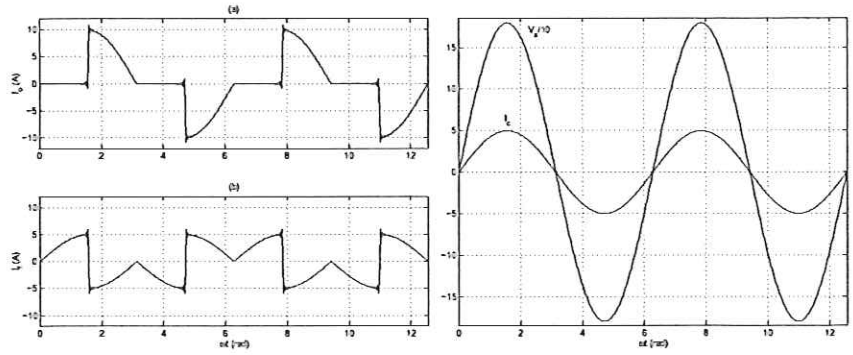


FIGURA 5.9: (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

$$\text{FP} = \frac{1}{\sqrt{1+(0)^2}} \cos(0-0) = 1 \tag{5.2}$$

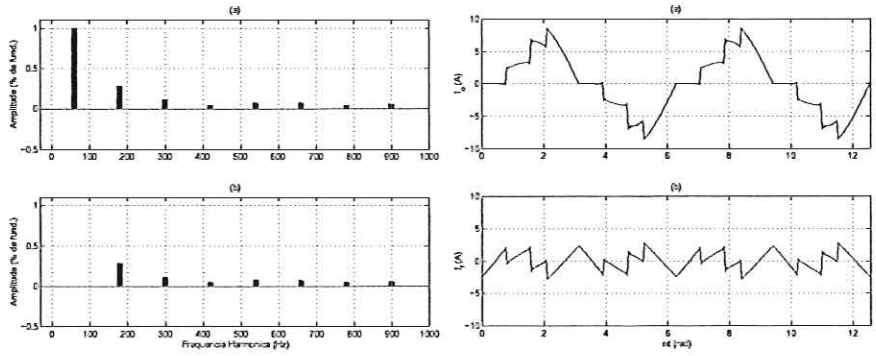
Na FIGURA 5.10 é apresentado o resultado da simulação do circuito com três controladores e um filtro ativo. O filtro ativo empregado para fornecer a correção dos harmônicos e reativos para o sistema é baseado na técnica de correção no domínio do tempo (HSU & WU (1996)). É utilizado para os controladores o mesmo ângulo de disparo, que é $\alpha = 90°$. Na FIGURA 5.10 (ab) é verificada a corrente de referência do filtro ativo, além da corrente de carga observada na FIGURA 5.10 (aa). Na FIGURA 5.10 (b) é apresentado a corrente corrigida e sua tensão de rede. Nota-se nesta figura que não há deslocamento de fase e uma

distorção na forma de onda muito menor, portanto o fator de potência da rede é unitário.



(a) (b)

FIGURA 5.10: (aa) Corrente de carga e (ab) de referência e, (b) tensão da rede e corrente corrigida para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$



(a) (b)

FIGURA 5.11: (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) corrente de referência, (ba) Corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 120°$

Na FIGURA 5.11 e na FIGURA 5.12, são apresentados os resultados obtidos com a presença de um filtro ativo. É mostrado na FIGURA 5.11 (aa) o gráfico dos espectros de amplitude dos harmônicos da corrente de carga. Na FIGURA 5.11 (ab) verifica-se o gráfico dos espectros de amplitude da corrente de referência gerada a partir da corrente fundamental. Observa-se na FIGURA 5.11 (ba) a corrente de carga. Na FIGURA 5.11 (bb) está representada a corrente de refe-

rência do filtro ativo, gerada a partir da corrente de carga. Na FIGURA 5.12 (a), verifica-se a presença da corrente do sistema corrigida e na FIGURA 5.12 (b) a mesma corrente com o ângulo de fase da fundamental compensado.

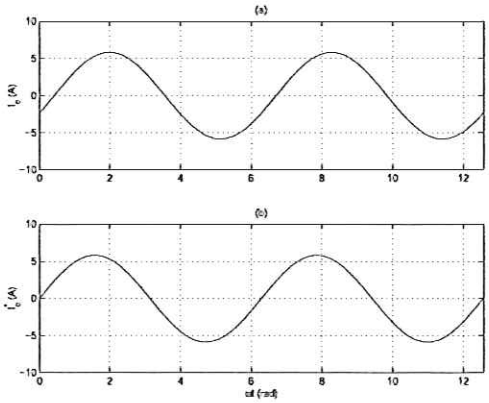
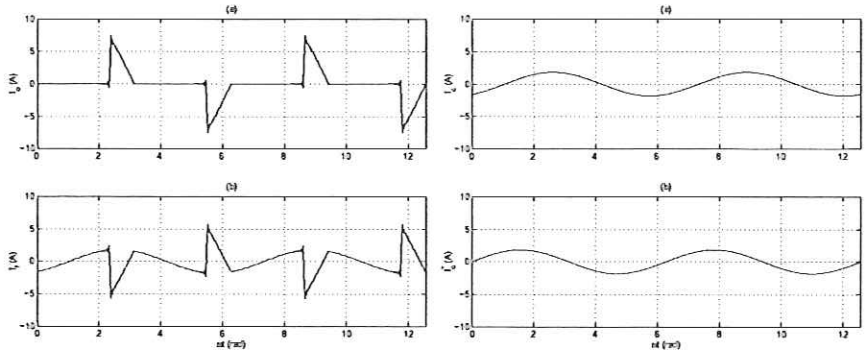


FIGURA 5.12: (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 120°$

Na FIGURA 5.13 é apresentado o resultado obtido a partir da simulação do circuito com três controladores e um filtro ativo de potência monofásico. Neste circuito, os ângulos de disparo dos controladores de intensidade luminosa são definidos da seguinte maneira: $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$. É empregado um filtro ativo monofásico utilizando a técnica de correção no domínio da freqüência (MARIETHOZ & RUFER (2002)). Na FIGURA 5.13 (ab) é apresentado a corrente do filtro ativo que é extraída da corrente de carga apresentada que está mostrada na FIGURA 5.13 (aa). A corrente do filtro é somada à corrente principal, o que resulta na corrente corrigida que pode ser verificada na FIGURA 5.13 (ba). O atraso do ângulo de fase da fundamental é compensado e é apresentado na FIGURA 5.13 (bb).

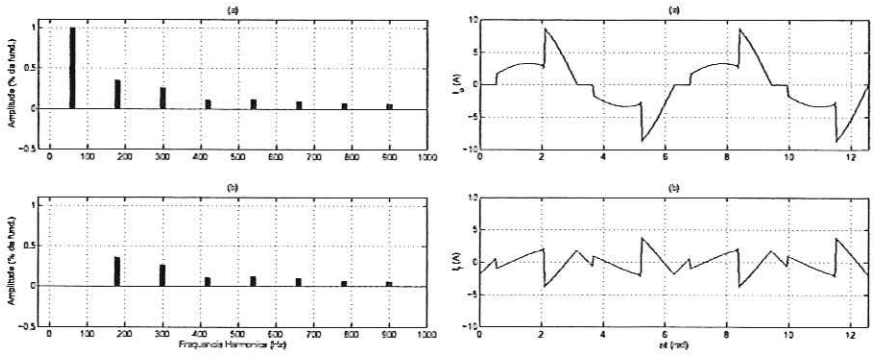
Um filtro ativo utilizando a técnica de correção no domínio da freqüência é empregado para anular os harmônicos do sistema (MARIETHOZ & RUFER (2002)). Os ângulos de disparo dos controladores de intensidade luminosa são assim definidos: $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$. Na FIGURA 5.14 (aa) observa-se as amplitudes do espectro harmônico da corrente de carga. Na FIGURA 5.14 (bb) é apresentado a corrente do filtro ativo que é extraída da corrente de carga. A



(a) (b)

FIGURA 5.13: (aa) Corrente de carga e (bb) de referência, (ba) Corrente corrigida e (bb) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$

corrente do filtro é somada à corrente da rede, o que resulta na corrente corrigida que pode ser verificada na FIGURA 5.15 (a), onde somente o fator de distorção é compensado. Na FIGURA 5.15 (b), pode-se observar a corrente com o seu deslocamento de fase corrigido.



(a) (b)

FIGURA 5.14: (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) corrente de referência, (ba) Corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$

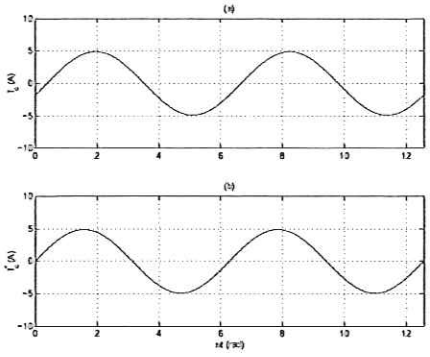


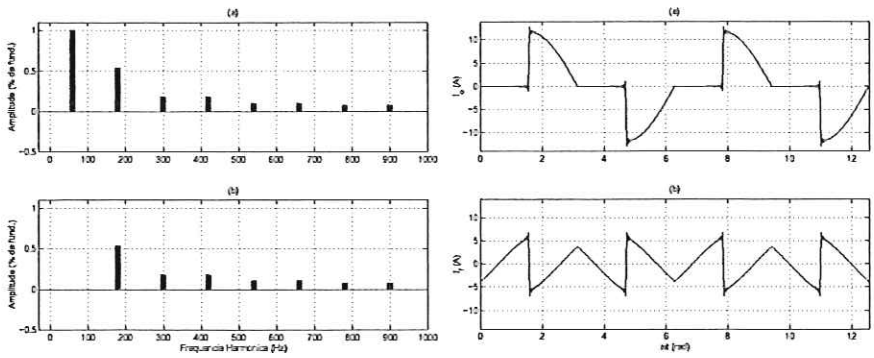
FIGURA 5.15: (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$

5.2.2 Compensação considerando os controladores CA com R variável

Nesta seção é analisado o comportamento da corrente, corrigida pelo filtro ativo monofásico, do sistema com um controlador de intensidade luminosa com carga resistiva. Na seção 5.2.1 essa carga resistiva é considerada constante, mas nesta seção são consideradas as variações dos valores das resistências, devido às variações de temperatura da resistência em conseqüência da variação da tensão nos terminais da carga.

Nas FIGURAS 5.16 (aa) e (ab) são apresentados os gráficos de espectros de amplitudes harmônicas com R variável. Nota-se que as amplitudes das correntes, para R variável, mantiveram-se proporcionalmente iguais ao gráfico de espectros de amplitude com R fixo, apresentado anteriormente. São definidos os ângulos de disparo da seguinte forma: $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$. Nas FIGURAS 5.16 (ba) e (bb) observam-se que os valores das correntes de carga e de referência do filtro obtiveram um aumento de seu valor numérico.

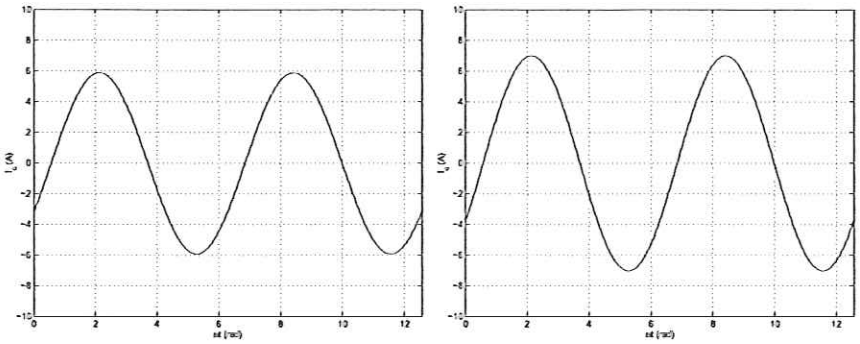
Fazendo-se uma comparação da corrente corrigida da FIGURA 5.17 (a) com a FIGURA 5.17 (b), nota-se que a corrente da primeira forma de onda tem valor de pico menor que o da segunda, isto é, o circuito com a resistência fixa tem $I_{c_{pico}} = 5,9A$, por outro lado, o circuito com a resistência de carga variável tem $I_{c_{pico}} = 7,0A$. Em ambos os casos, ou seja, com as resistências variando ou não,



(a) (b)

FIGURA 5.16: (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) de referência, (ba) Corrente de carga e de (bb) referência, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

a distorção harmônica total e o fator de potência mantiveram-se iguais com os seguintes valores: THD $= 64\%$ e FP $= 0,71$.



(a) (b)

FIGURA 5.17: (a) Corrente corrigida com R constante, (b) com R dependente da corrente, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

Através do uso da técnica de correção no domínio da freqüência, é possível corrigir o fator de deslocamento de uma forma de onda de corrente. Na FIGURA 5.18, observa-se os gráficos da corrente corrigida, sendo que no item (a) pode-se verificar que a forma de onda da corrente está defasada e no item (b) esta mesma forma de onda possui o ângulo de fase compensado.

Com os ângulos de disparo dos controladores ajustados na seguinte configu-

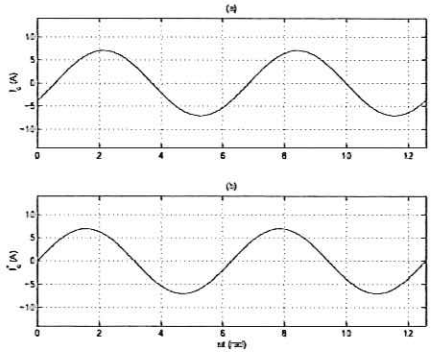
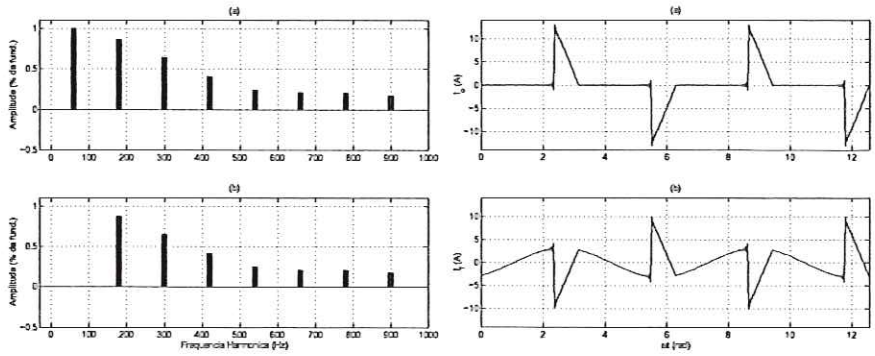


FIGURA 5.18: (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

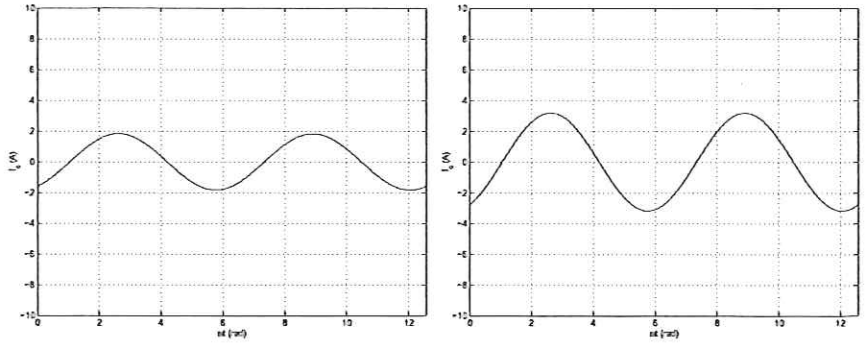


(a) (b)

FIGURA 5.19: (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) corrente de referência, (ba) Corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$

ração: $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$, é realizado a simulação. Na FIGURA 5.19 (ba), é apresentado a corrente de carga e na FIGURA 5.19 (bb) é mostrado a corrente de referência do filtro ativo. Na FIGURA 5.20(a), a corrente corrigida de pico é de $I_{c_{pico}} = 1,83A$, para a resistência fixa. Na FIGURA 5.20 (b), é mostrado a corrente corrigida para a resistência de carga variável, o valor de pico para esta situação é de $I_{c_{pico}} = 3,18A$. Ambos os casos, a distorção harmônica total e o fator de potência mantiveram-se iguais com os seguintes valores: THD $= 129\%$ e FP $= 0,30$.

Analisando-se a FIGURA 5.21 verifica-se que a partir do ângulo de disparo $\alpha_{A1} = 30°$, o controlador começa a conduzir com uma resistência de carga de valor muito próximo do observado quando considera-se a resistência constante,



(a) (b)

FIGURA 5.20: (a)Corrente corrigida com R constante, (b) com R dependente da corrente, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$

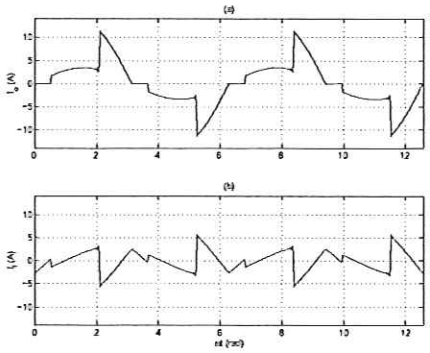
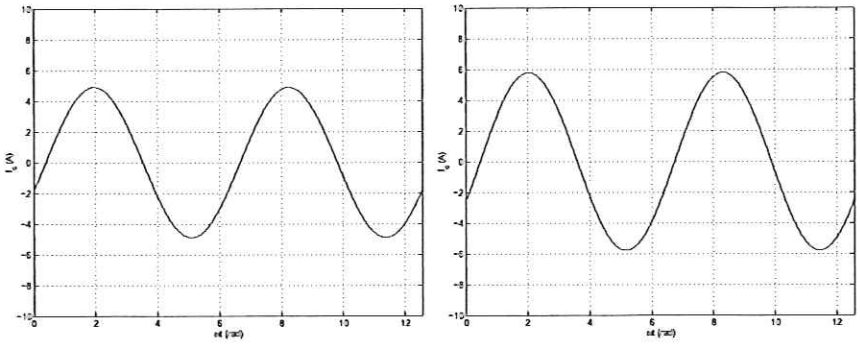


FIGURA 5.21: (a) Corrente de carga, (b) corrente de referência do filtro ativo, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$

portanto a variação na amplitude da corrente de carga é pouca. Já após o disparo dos outros dois controladores, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$, o valor da resistência para as cargas destes dois controladores é menor do que o valor da resistência do primeiro controlador, pois nessa situação todos os controladores tem resistência variável. Sendo assim, as amplitudes da corrente a partir de $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$ são maiores do que a condição dos controladores com resistência fixa. Nota-se, ainda, que a distorção harmônica total e o fator de potência para a resistência variável apresentam uma pequena diferença nos valores. Para a resistência R fixa a distorção harmônica total é de THD $= 41\%$ e o FP $= 0,86$. Para R fixa a distorção harmônica total é de THD $= 50,7\%$ e FP $= 0,80$.

Pode-se observar na FIGURA 5.22 (a) que a corrente corrigida de pico para



(a) (b)

FIGURA 5.22: (a)Corrente corrigida com R constante, (b) com R dependente da corrente, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$

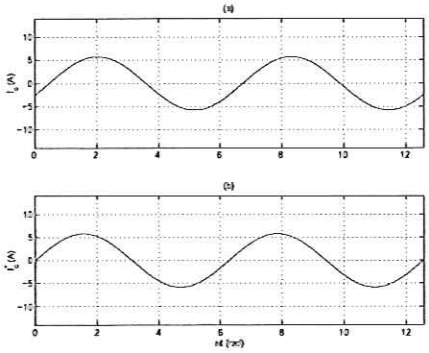


FIGURA 5.23: (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = 30°$ e $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$

o circuito com resistência fixa é de $I_{c_{pico}} = 4,9A$. No entanto, verifica-se na FIGURA 5.22 (b), que a corrente corrigida de pico para a resistência de carga variável tem praticamente o mesmo valor em comparação a situação anterior, sendo que o valor medido é de $I_{c_{pico}} = 5,0A$. Na FIGURA 5.23 (b) é mostrado a forma de onda com fator de deslocamento corrigido.

5.3 Compensação dos principais harmônicos

Considerando os ângulos de disparo dos controladores da seguinte forma: $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$, é realizado a simulação do circuito com a presença do filtro ativo monofásico. Este filtro ativo é sintonizado para filtrar somente

o 3°, 5° e 7° harmônicos gerados pelos controladores de intensidade luminosa. Assume-se que as cargas dos respectivos controladores são compostas de lâmpadas incandescentes com filamento de tungstênio, ou seja, com sua resistência variável em função da tensão aplicada.

Na FIGURA 5.24 (aa) observa-se o gráfico dos espectros de amplitude dos harmônicos da corrente de carga, nota-se que o 3° harmônico possui uma grande contribuição. Na FIGURA 5.24 (ab) é apresentado o gráfico da corrente de referência do filtro ativo, esta corrente é composta basicamente pelos 3°, 5° e 7° harmônicos, pois o objetivo é mantê-los com a mesma amplitude mas com os seus ângulos de fase defasados de 180°, para que a corrente do filtro ativo somada à corrente de carga resulte numa corrente drenada da rede que se aproxime de uma corrente requisitada por uma carga resistiva. Na FIGURA 5.24 (bb) é apresentado a corrente de referência do filtro ativo, esta corrente é extraída da corrente de carga que é apresentada na FIGURA 5.24 (ba).

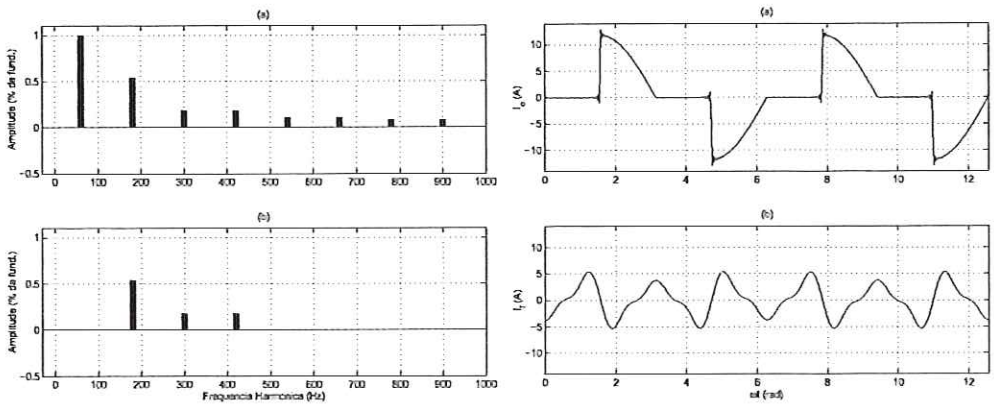


FIGURA 5.24: (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) de referência, (ba) Corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

A corrente corrigida que pode ser verificada na FIGURA 5.25 (a). Na FIGURA 5.25 (b), é mostrado a corrente corrigida com o erro de deslocamento compensado. Observa-se nestas figuras a presença de vários entalhes na forma de onda. Estas deformações devem-se à presença de harmônicos de maiores freqüên-

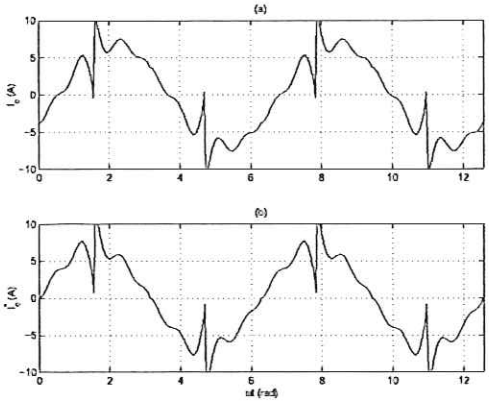


FIGURA 5.25: (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

cias. Contudo esta forma de onda apresenta um THD menor, além de apresentar uma corrente de referência mais fácil de se sintetizar.

Assim sendo, utilizando a expressão 5.3, com $\text{THD}_c = 25,7\%$ e ângulo de fase de $\theta_1 = 0°$, ambos corrigidos pelo filtro ativo, pode-se chegar ao fator de potência apresentado na expressão 5.4. Por outro lado, se for deixado a fundamental com a defasagem de $\theta_1 = -32,5°$, o fator de potência tem seu valor deteriorado conforme a expressão 5.5.

$$\text{FP} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\text{THD})^2}} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \tag{5.3}$$

$$\text{FP} = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,257)^2}} \cos(0 - 0) = 0,97 \tag{5.4}$$

$$\text{FP} = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,257)^2}} \cos(0 + 32,5) = 0,82 \tag{5.5}$$

Com os ângulos de disparo do controlador fixados em $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$, também é realizado a simulação considerando a presença do filtro ativo monofásico sintonizado para filtrar somente o 3°, 5° e 7° harmônicos gerados pelos controladores de intensidade luminosa.

Na FIGURA 5.26 e na FIGURA 5.27, são apresentados os resultados da simu-

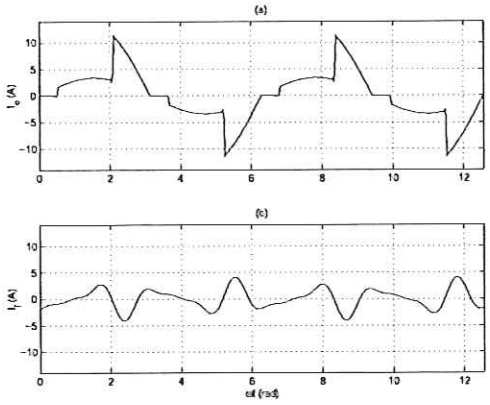


FIGURA 5.26: (a) Corrente de carga, (b) corrente de referência do filtro ativo, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$

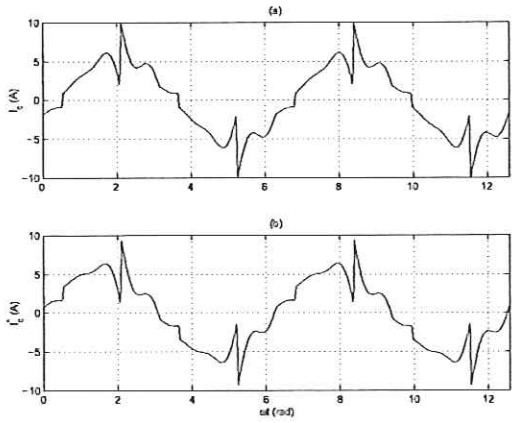


FIGURA 5.27: Tensão da rede e corrente corrigida, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$

lação. Na FIGURA 5.26(b), é apresentado a corrente de referência do filtro ativo, esta corrente é extraída da corrente de carga apresentada na FIGURA 5.26 (a). A corrente gerada pelo filtro ativo, a partir da corrente de referência, é injetada no sistema, o que resulta na corrente corrigida que pode ser verificada na FIGURA 5.27 (a). Pode-se observar na FIGURA 5.27 (b), a corrente corrigida com o erro no deslocamento compensado.

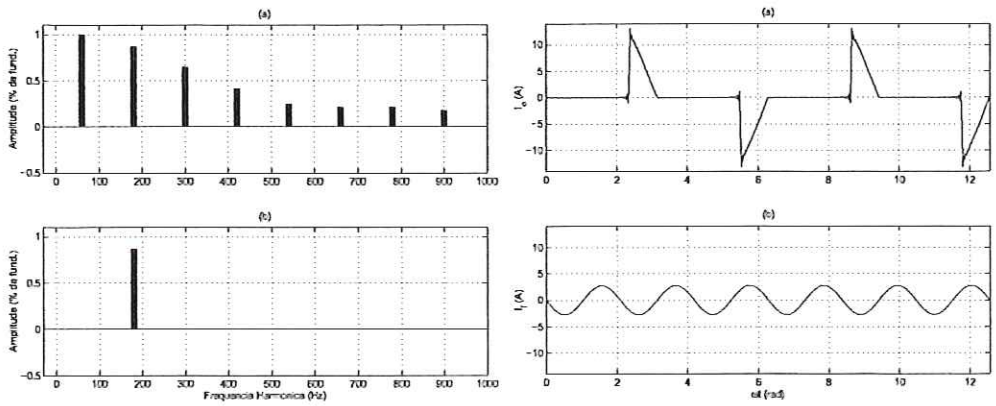
Sendo assim, a partir da expressão 5.6, utilizando os valores corrigidos de $\text{THD}_c = 23,5\%$ e ângulo de fase de $\theta_1 = 0°$, obtém-se o fator de potência apresentado na expressão 5.7. No entanto, se for deixado a fundamental com a defasagem de $\theta_1 = -26,4°$, o fator de potência fica pior em relação ao anterior conforme apresentado na expressão 5.8.

$$\mathrm{FP} = \frac{1}{\sqrt{1+(\mathrm{THD})^2}} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \tag{5.6}$$

$$\mathrm{FP} = \frac{1}{\sqrt{1+(0,235)^2}} \cos(0-0) = 0,97 \tag{5.7}$$

$$\mathrm{FP} = \frac{1}{\sqrt{1+(0,235)^2}} \cos(0+26,4) = 0,87 \tag{5.8}$$

Considerando os ângulos de disparo dos controladores da seguinte forma: $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$. Nesta simulação é um filtro ativo monofásico que é sintonizado para filtrar somente o 3° componente harmônico gerado pelos controladores de intensidade luminosa. Assume-se, novamente, que as cargas dos respectivos controladores são variáveis em função da corrente aplicada.



(a) (b)

FIGURA 5.28: (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) corrente de referência, (ba) Corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$

Na FIGURA 5.28 (aa) observa-se o gráfico dos espectros de amplitude dos harmônicos da corrente de carga, nota-se que o 3° harmônico possui um valor relativo à fundamental elevado. Na FIGURA 5.28 (ab) é apresentado o gráfico da corrente de referência do filtro ativo, esta corrente é composta basicamente pelo 3° harmônico. Na FIGURA 5.28(bb) é apresentado a corrente de referência do

filtro ativo, esta corrente é extraída da corrente de carga apresentada na FIGURA 5.28 (ba).

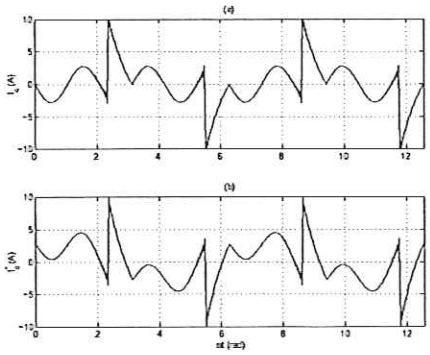


FIGURA 5.29: (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 135°$

A corrente corrigida pode ser verificada na FIGURA 5.29 (a). Na FIGURA 5.29 (b), é mostrado a corrente corrigida com o erro no deslocamento compensado. Observa-se nestas figuras a presença de vários entalhes na forma de onda. Estas deformações devem-se à presença de harmônicos de freqüências mais elevadas.

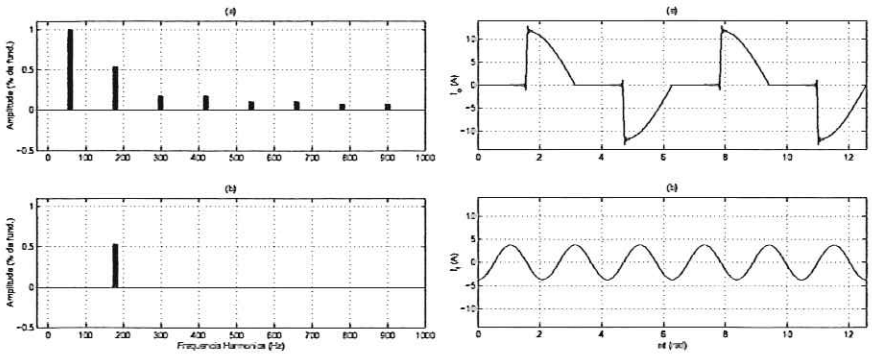
Assim sendo, utilizando a expressão 5.9, com $\text{THD}_c = 96,3\%$ e ângulo de fase de $\theta_1 = 0°$, ambos corrigidos pelo filtro ativo, pode-se chegar ao fator de potência apresentado na expressão 5.10. Por outro lado, se for deixada a fundamental com a defasagem de $\theta_1 = -60,3°$, o fator de potência tem seu valor deteriorado conforme pode ser observado na expressão 5.11. É importante citar que a distorção harmônica total antes da forma de onda da corrente, antes da aplicação do filtro ativo, era de $\text{THD} = 129,7\%$, ou seja, a filtragem somente do 3° harmônico já diminuiu consideravelmente o THD do sistema.

$$\text{FP} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\text{THD})^2}} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \tag{5.9}$$

$$\text{FP} = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,963)^2}} \cos(0 - 0) = 0,72 \tag{5.10}$$

$$\text{FP} = \frac{1}{\sqrt{1+(0,963)^2}} \cos(0+60,3) = 0,36 \tag{5.11}$$

Para uma melhor comparação dos resultados obtidos até aqui, são considerados os ângulos de disparo dos controladores da seguinte forma: $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$. Neste caso o filtro ativo cancela somente o 3° componente harmônico. As cargas dos respectivos controladores são variáveis em função da corrente aplicada.



(a) (b)

FIGURA 5.30: (aa) Espectros harmônicos da corrente de carga e (ab) de referência, (ba) Corrente de carga e (bb) de referência, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

Na FIGURA 5.30 (ab) é apresentado o gráfico de amplitudes da corrente de referência do filtro ativo, esta corrente é composta basicamente pelo 3° harmônico. Na FIGURA 5.30(bb) é apresentado a corrente de referência do filtro ativo, esta corrente é extraída da corrente de carga apresentada na FIGURA 5.30 (ba).

A corrente corrigida, com o 3° harmônico compensado, pode ser verificada na FIGURA 5.31 (a). Nota-se que também é possível compensar o erro de deslocamento de fase do conteúdo harmônico fundamental, isto pode ser visto na FIGURA 5.31 (b), onde é apresentado a corrente corrigida sem o deslocamento de fase. Observa-se, nestas figuras, uma forma de onda que é muito diferente da forma de onda senoidal pura. As distorções presentes nesta forma de onda devem-se à presença das correntes harmônicas restantes, ou seja, que não foram

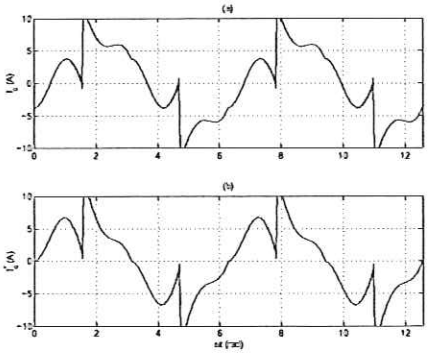


FIGURA 5.31: (a) Corrente corrigida, (b) corrente com deslocamento compensado, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

compensadas pelo filtro.

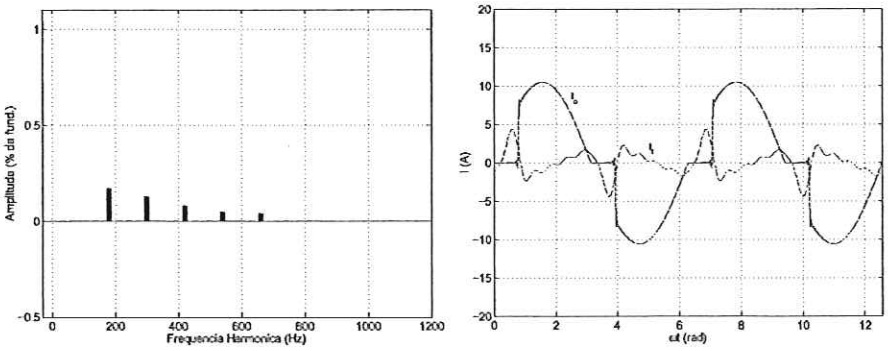
Assim sendo, com $\text{THD}_c = 36,1\%$ e ângulo de fase de $\theta_1 = 0°$, ambos corrigidos pelo filtro ativo, pode-se chegar ao fator de potência apresentado na expressão 5.12. Por outro lado, se for deixado a fundamental com a defasagem de $\theta_1 = -32,5°$, o fator de potência sofre uma variação significativa que pode ser observado na expressão 5.13.

$$\text{FP} = \frac{1}{\sqrt{1+(0,361)^2}} \cos(0-0) = 0,94 \tag{5.12}$$

$$\text{FP} = \frac{1}{\sqrt{1+(0,361)^2}} \cos(0+32,5) = 0,79 \tag{5.13}$$

Quando os três controladores são disparados, de maneira simultânea, com os mesmos ângulos, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 45°$, para a faixa de 0° à 45° são necessários gerar, pelo filtro ativo, os cinco primeiros harmônicos acima da fundamental, para que se faça a compensação harmônica de acordo com a norma internacional IEEE-519-92. Esta norma recomenda que para sistemas de baixa tensão, o limite máximo de distorção harmônica total, seja de $\text{THD} = 5\%$. Para esta simulação a distorção harmônica total foi de $\text{THD} = 25,7465\%$ para $\text{THD} = 4,8870\%$ e o fator de potência foi de $\text{FP} = 0,9539$ para $\text{FP} = 0,9988$. Portanto ficou dentro do estabelecido pela norma da IEEE. Na FIGURA 5.32 (a), é apresentado o gráfico

de amplitude dos harmônicos presentes na corrente de referência. Na FIGURA 5.32 (b), é mostrado a forma de onda da corrente de compensação contendo até o 35° harmônico. Na FIGURA 5.33, pode-se observar o resultada da compensação. Nesta faixa de ajuste dos controladores, os componentes harmônicos causam uma distorção menor, devido a menor intensidade de seus componentes em relação ao componente fundamental.



(a) (b)

FIGURA 5.32: (a) Espectros harmônicos, (b) corrente de compensação e de carga, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 45°$

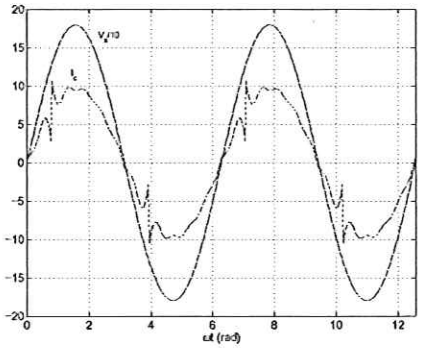
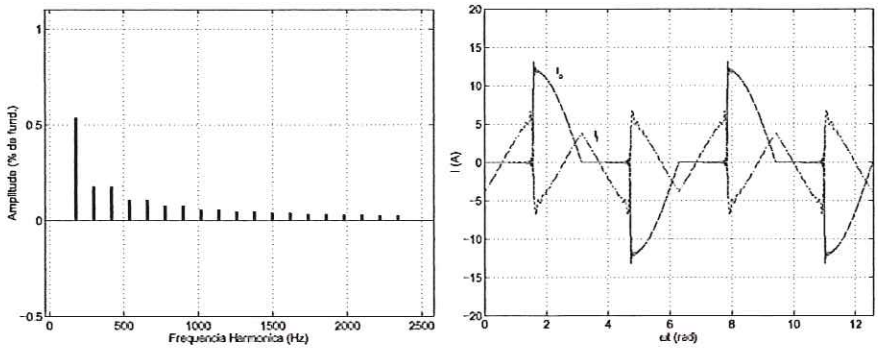


FIGURA 5.33: Corrente compensada, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 45°$

Seguindo a mesma linha de atuação acima, ou seja, com o objetivo de se estabelecer o requisito da norma da IEEE, é feita mais uma simulação. Desta vez são ajustados os ângulos de disparo dos controladores para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$. Neste caso é usado o filtro ativo para gerar os componentes harmônicos de compensação acima da fundamental até o octagésimo terceiro harmônico, isto é,

do 3° até 83° componente harmônico. Sendo assim, a distorção harmônica total que antes da compensação era de THD $= 64,7065\%$, após a compensação vai para THD $= 4,8575\%$, ficando, desta forma, dentro das especificações da norma. Em relação ao fator de potência, antes da compensação era de FP $= 0,7082$, um valor muito baixo, mas após a compensação foi para $0,9988$, que é um valor próximo do valor unitário, o que seria ideal para o sistema. Na FIGURA 5.34 (b), pode-se notar o comportamento da corrente de compensação e da corrente de carga do sistema. Para este caso, pode-se afirmar que é a pior situação para o sistema em termos de corrente harmônica, pois os componentes harmônicos de menor freqüência, principalmente o 3° harmônico, possuem os seus módulos com vlores maiores, em relação aos outros ângulos de disparo dos controladores. Na FIGURA 5.35, é apresentado o resultado da compensação harmônica. Como o número de componentes harmônicos usados na compensação para se chegar aos requisitos da norma é alto, a forma de onda resultante se aproxima muito de uma forma de onda senoidal, mesmo com os pontos de variações bruscas, devido às derivadas naquele ponto.



(a) (b)

FIGURA 5.34: (a) Espectros harmônicos, (b) corrente de compensação e de carga, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

Outra faixa de ângulos de disparo interessante, é a formada da seguinte maneira: $110° \leq \alpha \leq 180°$. Nesta faixa as amplitudes harmônicas, acima da fundamental, são muito elevadas em relação ao componente fundamental. Para ilustrar este fato e, para se adquar a norma da IEEE, os controladores simultâneos são

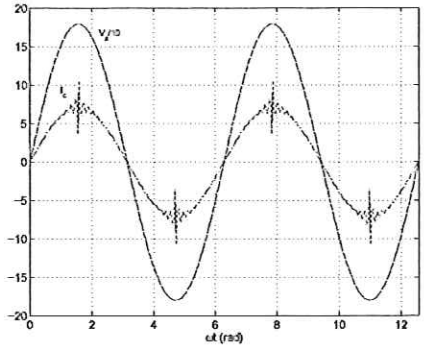
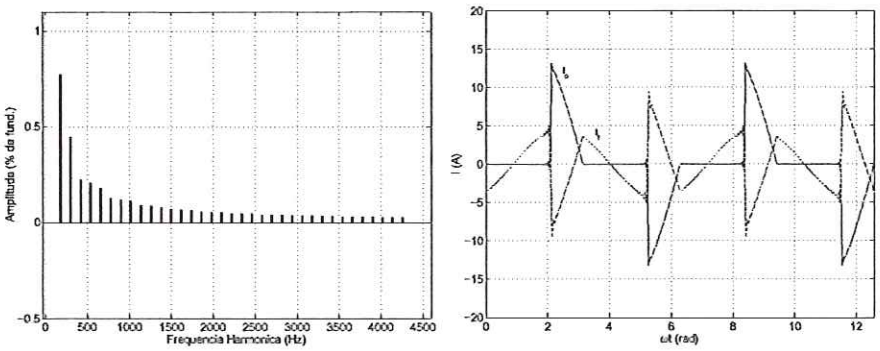


FIGURA 5.35: Corrente compensada, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

disparados com $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$. A forma de onda da corrente de compensação e do espectro de amplitude desta corrente podem ser observados na FIGURA 5.36. Na FIGURA 5.37, é apresentado a forma de onda de corrente resultante do processo de compensação harmônica. Neste caso são necessários os componentes harmônicos acima do fundamental até o 107° componente. Antes da correção tem que a distorção harmônica total é de THD $= 102,0202\%$ e o fator de potência é de FP $= 0,4435$. Feito a compensação é possível informar que o sistema está de acordo com a norma, pois a distorção harmônica total fica em THD $= 4,8015\%$ e o fator de potência é de FP $= 0,9988$.



(a) (b)

FIGURA 5.36: (a) Espectros harmônicos, (b) corrente de compensação e de carga, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$

Não se pode esquecer que é mais fácil sintetizar uma forma de onda de compensação contendo somente alguns harmônicos, como no caso dos três primeiros

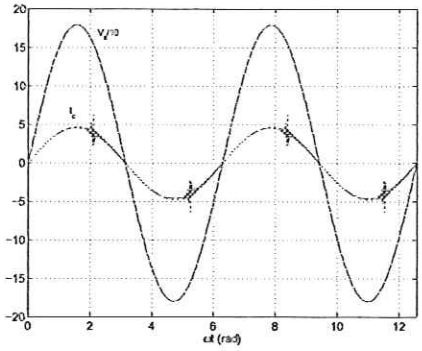


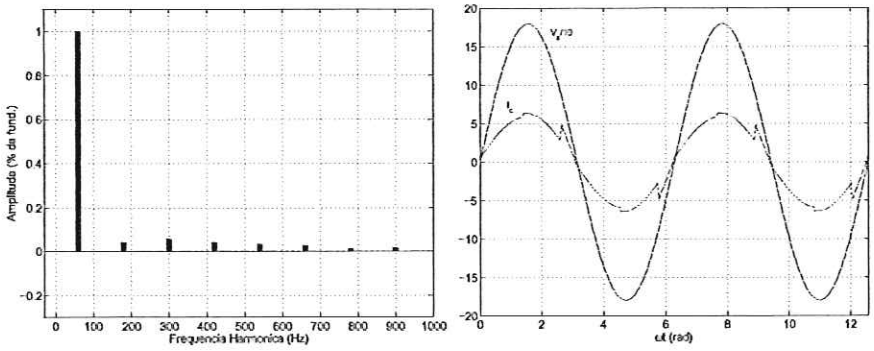
FIGURA 5.37: Corrente compensada, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 120°$

harmônicos acima do componente fundamental, do que para uma forma de onda contendo vários componentes harmônicos. Desta forma, quando se quer obedecer aos requisitos da norma da IEEE, para uma faixa de ângulos de disparo dos controladores simultâneos acima de 110°, o emprego do filtro ativo se torna mais complexo, pois as freqüências envolvidas são muito maiores. Nota-se que para a faixa até $\alpha = 45°$, a quantidade de componentes é relativamente pequena, pois são necessários somente até o 35° harmônico acima do componente fundamental. Já a partir de $\alpha = 90°$, o número de componentes harmônicos gerados pelo filtro ativo de ser igual ou maior ao 83° componente harmônico, ou seja, a freqüência do último componente a ser gerado tem que ser, no mínimo, de $4,98kHz$.

5.4 Erro na compensação harmônica

Nesta seção é considerada a existência de um erro somente entre as amplitudes da corrente de compensação e a corrente a ser corrigida, isto é, a corrente de compensação do filtro ativo contém componentes com amplitude menor do que os componentes da corrente a ser corrigida.

Nas FIGURAS 5.38 (a) e (b) são apresentados os resultados da simulação com um filtro ativo de potência monofásico no domínio da freqüência com os seguintes ângulos de disparo: $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = 80°$ e $\alpha_{A3} = 150°$. Como a corrente de correção é insuficiente para o cancelamento dos componentes harmônicos da corrente de carga, a corrente resultante é composta do componente fundamental e de



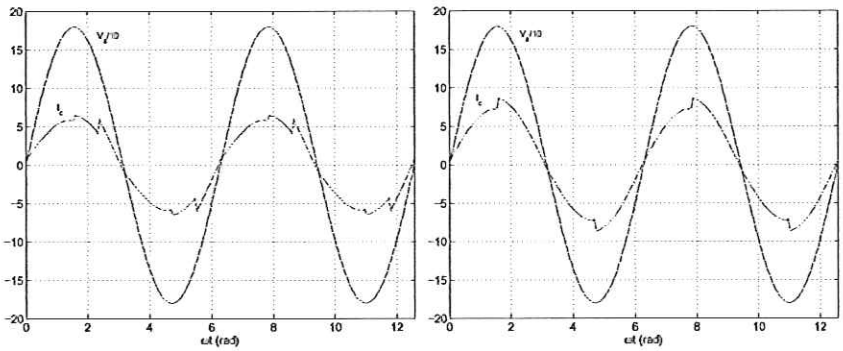
(a) (b)

FIGURA 5.38: Resultados com erro na correção, (a) espectros harmônicos e (b) corrente principal, $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = 80°$ e $\alpha_{A3} = 150°$

todos os componentes acima desta, mas com suas amplitudes reduzidas, conforme pode ser verificado na FIGURA 5.38 (a). O resultado para este cancelamento da distorção harmônica é apresentado na FIGURA 5.38 (b). Nota-se a presença de descontinuidades na forma de onda, devido à diferença entre a corrente injetada pelo filtro ativo e a corrente de carga. Há o cancelamento de parte da potência reativa da corrente. A distorção harmônica total inicial é $21,6685\%$, e o fator de potência é $0,9385$. Após a correção, a distorção harmônica total é $10,3980\%$ e o fator de potência é $0,9946$. Portanto, houve uma melhora considerável em relação a distorção harmônica, e uma razoável melhora no fator de potência.

Nas FIGURAS 5.39 (a) e (b) são apresentados mais alguns resultados considerando o erro entre a corrente de correção e a corrente a ser corrigida. Nota-se sempre a presença de entalhes nas formas de onda resultante. É importante salientar que sempre há uma considerável melhora na distorção harmônica total como no fator de potência. O resultado para FIGURA 5.39 (a) é THD $= 10,2341\%$. Já para a forma de onda da FIGURA 5.39 (b) o resultado é THD $= 6,5444\%$.

Para a pior situação em relação aos harmônicos, onde os três controladores são disparados à $\alpha = 90°$, o resultado se mostrou satisfatório. A distorção harmônica total após a compensação foi de THD $= 64,7065\%$ para THD $= 10,9150\%$, e o fator de potência obteve uma melhora de $0,7082$ para $0,9941$. A forma de onda



(a) (b)

FIGURA 5.39: Corrente principal corrida para (a) $\alpha_{A1} = 40°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 135°$ e (b) $\alpha_{A1} = 30°$, $\alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

da corrente corrigida pode ser vista na FIGURA 5.40.

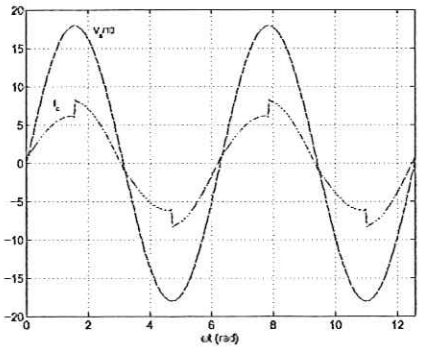


FIGURA 5.40: Resultado da compensação com erro , $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

Considerando somente a compensação dos três primeiros harmônicos acima da fundamental e $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$, é executado a simulação considerando o erro. Na FIGURA 5.41 nota-se a presença dos entalhes devido as diferenças entre as amplitudes da corrente de carga e das fornecidas pelo filtro ativo. A dirtoção harmônica total depois da compensação é de $27,6100\%$ e o fator de potência é de $0,9639$.

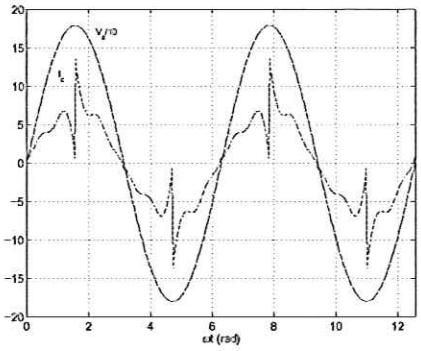


FIGURA 5.41: Resultado da compensação com erro eliminando o 3°, 5° e 7° harmônicos para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

5.5 Filtro ativo de potência considerando um inversor PWM

Os filtros ativos monofásicos no domínio da freqüência utilizados nas seções anteriores foram simulados de tal maneira que as formas de onda geradas por eles não possuíam o componente de alta freqüência (freqüência de chaveamento) sobreposto ao componente de menor freqüência (freqüência da rede). Nesta seção a corrente produzida pelo filtro ativo contém as características de chaveamento do inversor de tensão. Outra questão importante sobre o inversor funcionando como filtro ativo é o de que a sua tensão de referência é produzida a partir das amplitudes e fases predeterminadas obtidas pela transformada de Fourier de uma forma de onda ideal, sendo assim são desconsiderados os sensores de tensão e corrente que poderiam fazer parte do sistema.

O circuito da FIGURA 5.42 representa o sistema simulado. As perdas dos componentes que formam o sistema são despresadas. Na FIGURA 5.43 verifica-se o diagrama de simulação no Power System Blockset. Em primeiro lugar são levantados os resultados dos três controladores CA e do inversor sem conectá-los. Feito isto, é conectado o inversor através de um filtro indutivo a um ponto de conexão comum entre a fonte de tensão e os controladores de intensidade luminosa. A freqüência de chaveamento usada para maioria das simulações é $f_{ch} = 5kHz$. O índice de modulação é de $M = 0,2$. A tensão no lado CC é de

$V_f = 300V$. A indutância utilizada é de $L_f = 5,8mH$. A tensão da rede é de $V_s = 127V$.

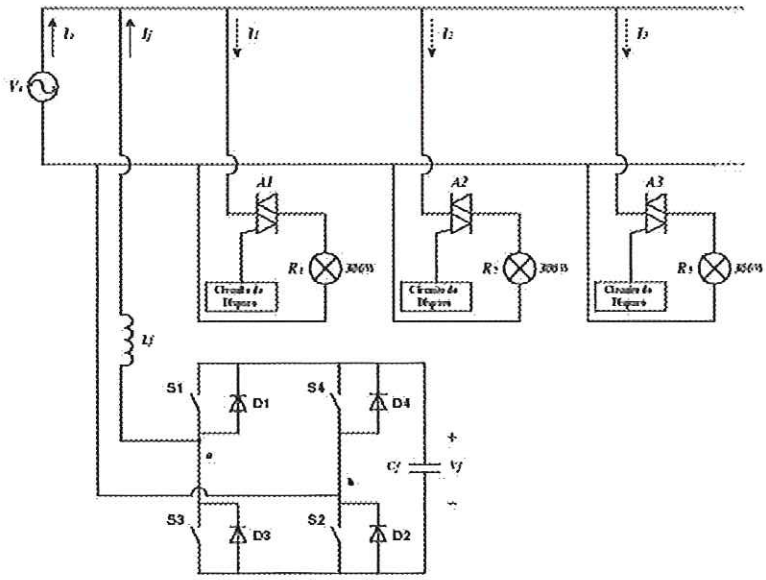


FIGURA 5.42: Três controladores e um filtro ativo de potência

Nota-se, ainda, na FIGURA 5.43 três pontos distintos no diagrama de blocos usado na simulação de um filtro ativo monofásico com o Power System Blockset. Estes pontos são contornados e numerados da seguinte forma: I, II e III. Na parte contornada I está o bloco que representa a fonte de tensão do sistema. Esta fonte é ideal e não contém harmônicos. Dentro do contorno II verificam-se os blocos que formam o filtro ativo monofásico. Ele é composto por um inversor em ponte completa do tipo fonte de tensão com saída em três níveis, além disto há os blocos que formam o gerador de pulsos PWM. Neste bloco há uma portadora triangular na freqüência de chaveamento e uma entrada para o sinal modulante. Este sinal é representado pelo sinal de tensão de referência, que é formado a partir da aplicação do índice de modulação na soma de todos os componentes harmônicos em oposição aos componentes que se desejam eliminar. O controle deste índice de modulação determina as amplitudes dos componentes da corrente do filtro ativo. Este controle é em malha aberta e é realizado de modo empírico, isto é, a corrente de saída do inversor é ajustada de tal forma que suas características se aproximem de uma corrente de compensação conhecida antecipadamente. Portanto, é o

ajuste do índice de modulação que determina as amplitudes da corrente de saída do filtro ativo. No contorno III observam-se os blocos que representam as cargas não-lineares. Estas cargas são formadas por três controladores CA alimentando uma carga resistiva. Os controladores são disparados de forma simultânea para ângulos predeterminados. Nota-se que os blocos denominados th representam os tiristores presentes no circuito dos controladores CA. Existem vários blocos, no diagrama, que estão fora dos três pontos citados. Na sua grande maioria são blocos que medem a corrente, tensão, THD, corrente eficaz, entre outros.

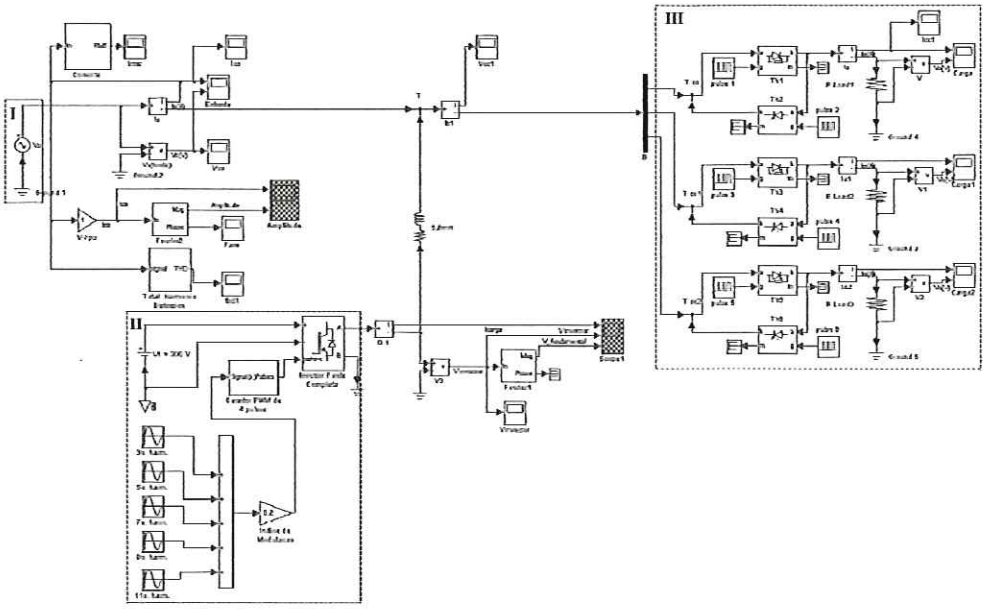
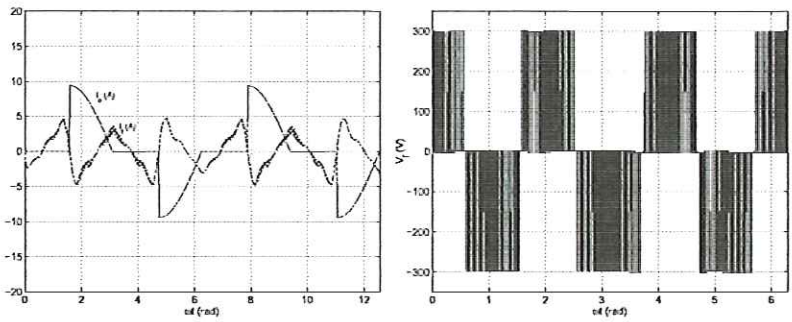


FIGURA 5.43: Filtro ativo usando o Power System Blockset

Nas FIGURAS 5.44 (a) e (b) são mostradas a corrente produzida pelo inversor funcionando como um filtro ativo de potência predeterminado. Esta corrente é predeterminada, pois se supõe que os componentes harmônicos que se deseja cancelar são conhecidos, isto é, as informações sobre as amplitudes e fases da corrente são tabeladas. Nota-se na FIGURA 5.44 (a) um componente de alta freqüência sobreposto a um componente de menor freqüência que corresponde a uma corrente composta dos cinco primeiros harmônicos acima do componente fundamental, isto é, do 3°, 5°, 7°, 9° e 11° componentes harmônicos. Estes componentes são de mesma amplitude mas com suas fases em oposição aos componentes

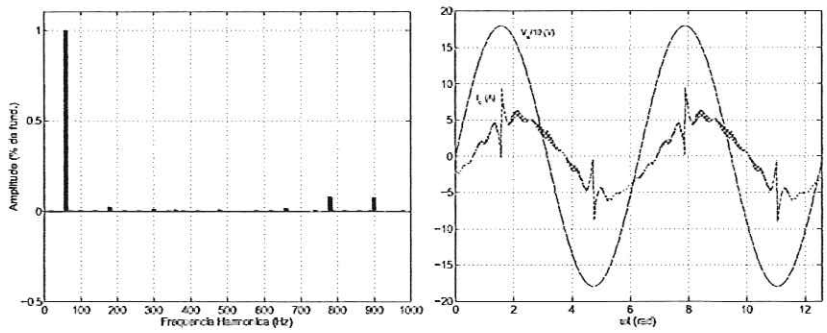
gerados pelos controladores quando disparados com $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$. Na FIGURA 5.44 (b) é apresentado uma forma de onda recortada que representa a tensão produzida na saída do inversor. Esta forma de onda de tensão é resultado do chaveamento do inversor de tensão a partir da forma de onda de referência. Verifica-se que é obtida uma fonte de corrente harmônica a partir de uma fonte de tensão representada pelo inversor.



(a) (b)

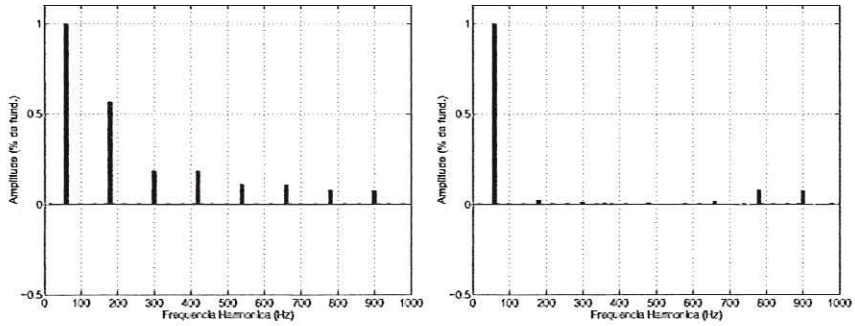
FIGURA 5.44: (a) Corrente do filtro ativo, (b) Tensão na saída do inversor do filtro ativo, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

Ainda considerando que os controladores de intensidade luminosa são disparados com $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$, é possível observar o gráfico de amplitudes da corrente de carga para esta situação na FIGURA 5.45 (a). Na FIGURA 5.45 (b) verifica-se a corrente principal corrigida pelo uso do filtro ativo acima descrito, ou seja, foram corrigidos somente os cincos primeiros componentes harmônicos acima da fundamental. O resultado apresentado nesta figura é bastante satisfatório, apesar do aparecimento dos componentes de alta freqüência e de um pico de corrente quanto a forma de onda alcança os 90° tanto positivo como negativo. Esse pico é em função da derivada nesse ponto da corrente. A distorção harmônica total (THD) que inicialmente é de 67% passou para 23,6% e o fator de potência (FP) foi de 0,7114 para 0,8254. As FIGURAS 5.46 (a) e (b) mostram bem o resultado obtido. Na FIGURA 5.46 (b) nota-se que o 3° harmônico é de aproximadamente de 3% em relação ao componente fundamental que inicialmente é de aproximadamente 50% da fundamental, conforme a FIGURA 5.46 (a).



(a) (b)

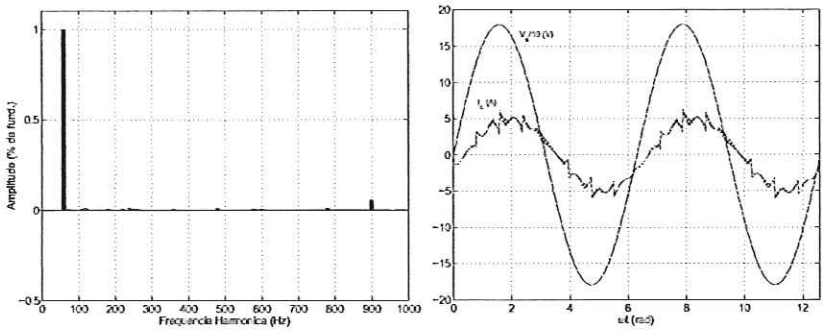
FIGURA 5.45: Tensão e corrente principal (a) antes da correção, (b) após a correção, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$



(a) (b)

FIGURA 5.46: Espectros harmônicos da corrente principal (a) antes da correção, (b) após a correção, $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

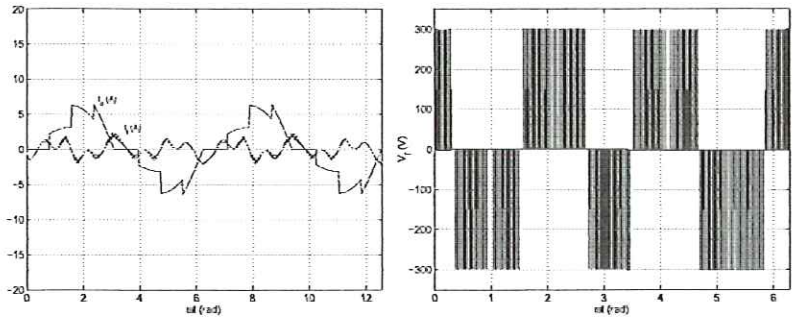
Nas FIGURAS 5.47 (a) e (b) são apresentados os resultados da simulação com um filtro ativo de potência monofásico com os seguintes ângulos de disparo: $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 135°$. Nesta simulação é usada a técnica de correção predeterminada e corrigidos somente os cinco primeiros componentes harmônicos acima da fundamental. O resultado para este cancelamento da distorção harmônica é apresentado na FIGURA 5.47 (b), onde é apresentado a forma de onde da corrente principal corrigida. Na FIGURA 5.47 (a) é apresentado o gráfico de amplitudes da corrente principal após a compensação efetuda pelo filtro ativo. A corente gerada pelo filtro ativo pode ser verificada na FIGURA 5.48 (a), enquanto a tensão de saída do inversor é apresentada na FIGURA 5.48 (b). Em regime



(a) (b)

FIGURA 5.47: (a) Gráfico das amplitudes da corrente corrigida e (b) a corrente principal após a compensação ambos para $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 135°$

permanente, mas sem o uso do filtro, a distorção harmônica total é de 29%, e o fator de potência é $0,8948$. Após a correção, isto é, depois da inserção do filtro ativo no ponto de acoplamento comum do sistema, a distorção harmônica total é de 13% e o fator de potência é $0,9162$. Portanto, houve uma melhora considerável em relação a distorção harmônica inicial, e uma melhora no fator de potência.

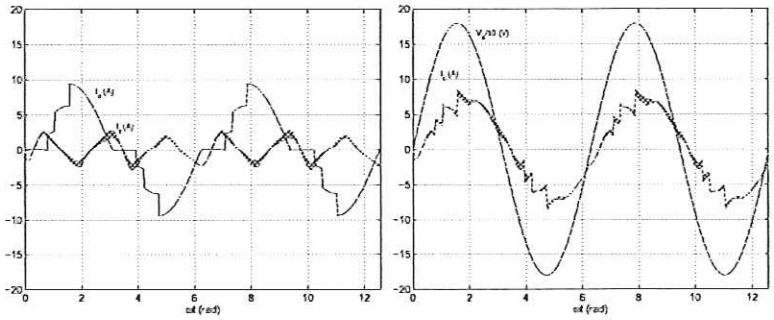


(a) (b)

FIGURA 5.48: (a) Corrente do filtro ativo, e (b) Tensão na saída do inversor do filtro ativo ambos para $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 90°$ e $\alpha_{A3} = 135°$

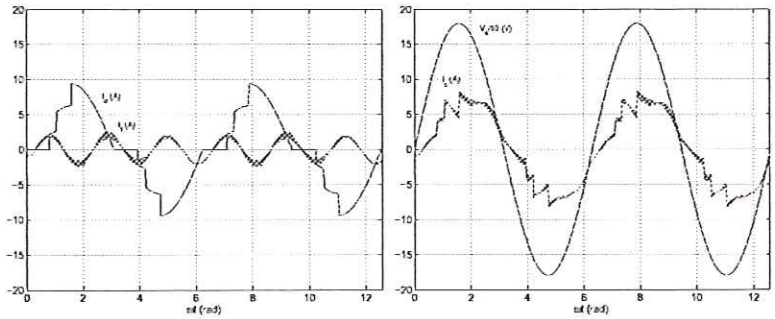
Ajustando os ângulos de disparo dos controladores $A1$, $A2$ e $A3$ com $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 60°$ e $\alpha_{A3} = 90°$, e simulando o filtro ativo para compensar os três primeiros harmônicos acima da fundamental, obtém-se os resultados das FIGURAS 5.49 e 5.50. Na FIGURA 5.49 (a) é mostrada a corrente gerada pelo filtro ativo. Na FIGURA 5.49 (b) é apresentada a corrente principal corrigida. A distorção

harmônica total antes da compensação é de THD $= 29,6\%$ e o fator de potência é de FP $= 0,9184$, após a compensação harmônica a distorção harmônica total resultante é de THD $= 11,4\%$ e FP $= 0,9476$. É possível compensar somente o 3° harmônico. Na FIGURA 5.50 (a) é apresentado a forma de onda da corrente gerada pelo filtro ativo, nata-se a presença de uma forma de onda da corrente do filtro ativo de $180Hz$. Na FIGURA 5.50 (b) é mostrado a forma de onda da corrente principal após a compensação do 3° harmônico. Neste caso a distorção harmônica total é de THD $= 13,6\%$ e FP $= 0,9450$.



(a) (b)

FIGURA 5.49: (a) Corrente do filtro ativo, e (b) Corrente principal corrigida, ambas para $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 60°$ e $\alpha_{A3} = 90°$

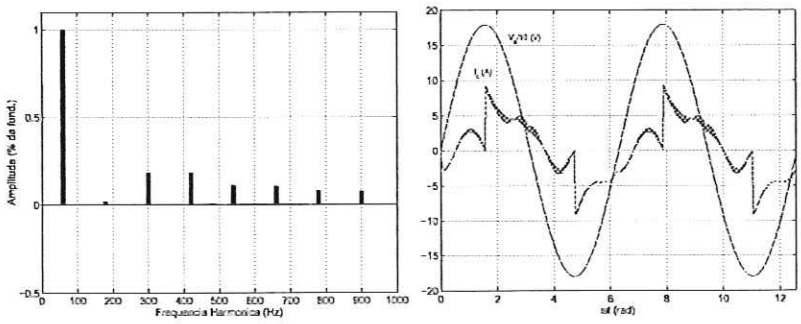


(a) (b)

FIGURA 5.50: (a) Corrente do filtro ativo, e (b) Corrente principal corrigida, ambas para $\alpha_{A1} = 45°$, $\alpha_{A2} = 60°$ e $\alpha_{A3} = 90°$

É possível eliminar de modo seletivo os componentes harmônicos da corrente principal. Para essa simulação é usado um circuito formado por um inversor

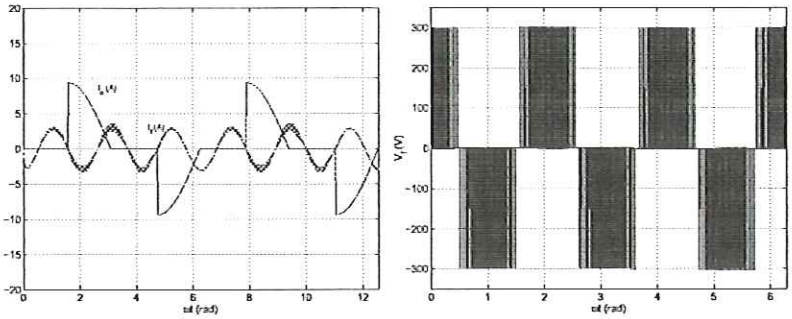
funcionando como um filtro ativo e os três controladores CA ajustados para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$. Na FIGURA 5.51 é apresentado o resultado para a filtragem do 3° harmônico. Na FIGURA 5.51 (a) é apresentado o gráfico das amplitudes harmônicas após a compensação da corrente principal. Na FIGURA 5.51 (b) é mostrado o comportamento da corrente corrigida, que apesar de ter uma forma de onda muito diferente de uma forma de onda senoidal a distorção harmônica tem sua intensidade diminuída. A distorção harmônica total (THD) antes da filtragem é de 67% e o fator de potência (FP) é de 0,7114. Após a filtragem os resultados são os seguintes, THD = 38,4% e FP = 0,7908. Na FIGURA 5.52 (a) é apresentado a corrente de correção gerada pelo filtro ativo de potência monofásico. Nota-se nesta corrente a presença somente do componente desejado para a compensação, isto é, uma componente com a freqüência de $180Hz$ onde está sobreposto uma corrente de alta freqüência devido a função de chaveamento do inversor.



(a) (b)

FIGURA 5.51: (a) Gráfico das amplitudes da corrente corrigida e (b) a corrente principal após a compensação ambos para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

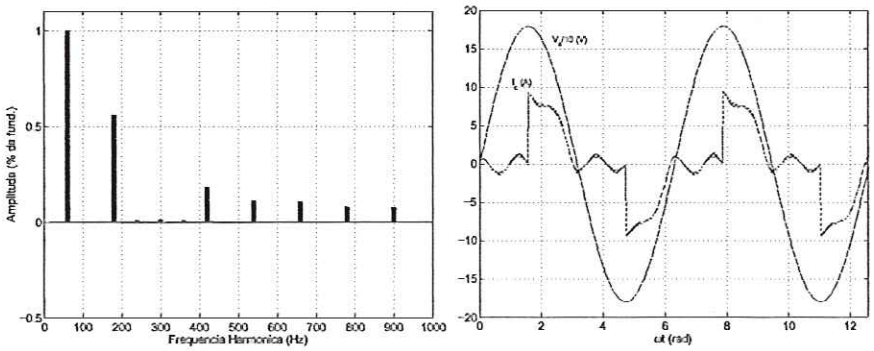
Ainda considerando os ângulos de disparos como sendo $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$, é possível cancelar somente o 5° componente harmônico da corrente principal do sistema. A distorção harmônica total resultante é de THD = 65% e o fator de potência é de FP = 0,7095. O resultado para esta simulação é mostrado na FIGURA 5.53. Nota-se na FIGURA 5.53 (a) que o o 5° componente harmônico foi praticamente eliminado, o que demonstra que a compensação foi bem sucedida.



(a) (b)

FIGURA 5.52: (a) Corrente do filtro ativo, (b) Tensão na saída do inversor do filtro ativo ambos para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

Na FIGURA 5.53 (b) verifica-se a forma de onda da corrente principal após a compensação.

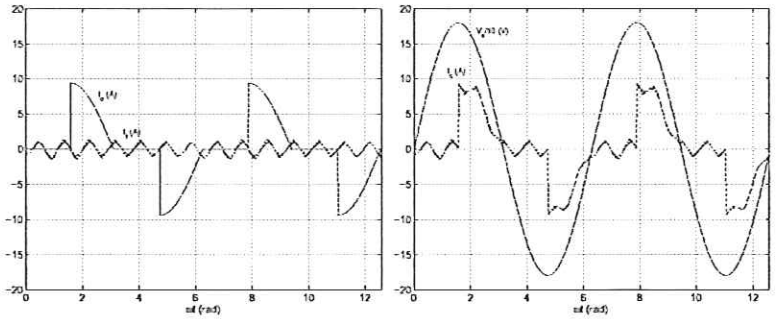


(a) (b)

FIGURA 5.53: (a) Gráfico de amplitudes da corrente principal após a compensação, e (b) Corrente principal corrigida ambos para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

Na FIGURA 5.54 (a) verifica-se a corrente gerada pelo filtro ativo e injetada no ponto de acoplamento comum do sistema. Esta corrente contém somente o 7° componente harmônico com a mesma amplitude, mas em oposição ao componente da corrente a ser compensada. Na FIGURA 5.54 (b) nota-se a presença da corrente principal após correção. Sendo assim, após a compensação o THD $= 65,5\%$ e o FP $= 0,7086$.

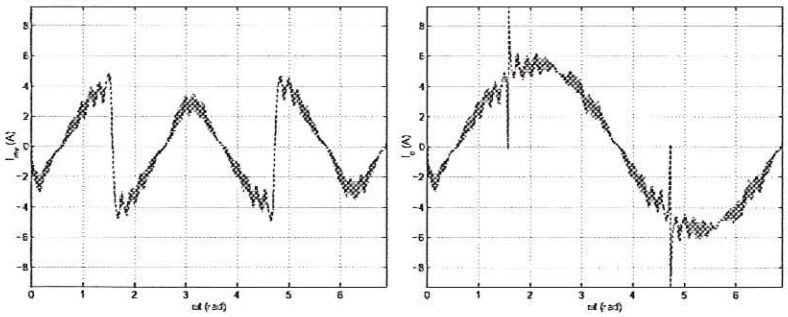
Nas FIGURAS 5.55 (a) e (b) são apresentados, de maneira mais próxima, as



(a) (b)

FIGURA 5.54: (a) Corrente do filtro ativo, e (b) Corrente principal corrigida ambos para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

formas de onda da corrente de referência e da corrente corrigida, respectivamente. Essa compensação é feita usando os 17 primeiros componentes harmônicos acima do componente fundamental. A distorção harmônica total foi de THD = 68% para THD = 15%. Nota-se o componente de alta freqüência sobreposto ao componente de baixa freqüência tanto na FIGURA 5.55 (a) como na FIGURA 5.55 (b).



(a) (b)

FIGURA 5.55: (a) Corrente do filtro ativo, e (b) Corrente principal corrigida ambos para $\alpha_{A1} = \alpha_{A2} = \alpha_{A3} = 90°$

Capítulo 6

Conclusões

Neste trabalho foi realizado um estudo sobre a compensação da corrente harmônica dos controladores de intensidade luminosa. Foi usada a teoria do filtro ativo de potência para simular essa compensação, mais precisamente o filtro ativo monofásico em paralelo com a carga. O circuito de potência utilizado foi um inversor de tensão em ponte completa com saída em três estados.

Foi apresentado o estado da arte sobre os filtros ativos de potência, onde foram tratados os filtros ativos trifásicos e monofásicos tanto no domínio do tempo como no da freqüência.

Com a preocupação referente à qualidade da energia em mente e com a necessidade de se ter uma boa base teórica sobre o assunto tratado neste trabalho, são apresentados alguns conceitos fundamentais. É apresentada a teoria básica sobre os harmônicos em sistema elétricos, que apesar de não ser um conceito novo ainda apresenta dificuldades no seu completo entendimento por parte de alguns engenheiros. Os efeitos em alguns equipamentos são expostos, o que permite se verificar a importância do estudo dos harmônicos em sistemas elétricos de potência. O fator de potência e a distorção harmônica total são estudados. É possível ter uma visão do funcionamento de um inversor fonte de tensão, principalmente funcionando como um filtro ativo potência.

Através de simulação e experimento verificou-se o funcionamento dos controladores de intensidade luminosa. A carga resistiva deste tipo de conversor estático é estudada. Notou-se a particularidade dessa carga, principalmente em relação a variação de sua resistência em função do ângulo de disparo dos controladores de tensão alternada, o que influenciou nas amplitudes das correntes harmônicas geradas pelo controlador. É possível afirmar pelos resultados obtidos que até um ângulo de 90° as amplitudes da corrente do controlador com carga resistiva com valor variável não sofrem tantas alterações em relação ao mesmo controlador com carga resistiva com valor fixo. Observou-se na literatura consultada que as particularidades de comportamento das resistências dos filamentos das lâmpadas incandescentes são pouco exploradas, deixando um buraco no estudo sobre os circuitos com controladores CA com lâmpadas incandescentes. Isto ocorre por-

que quando a variação dessa resistência é desprezada, os resultados obtidos, por exemplo, por uma simulação não se aproximam adequadamente aos dados obtidos de um circuito implementado, onde essas variações são consideráveis para alguns ângulos de disparo. Dessa forma, pode-se afirmar que o estudo sobre as características do comportamento da resistência das lâmpadas incandescentes, efetuado nesse trabalho, pode trazer uma contribuição na análise de um circuito com uma carga muito sensível à variação da temperatura.

Também através de simulação foi possível comprovar a capacidade do filtro ativo paralelo monofásico em compensar a potência harmônica e a potência reativa de um sistema elétrico, usando a abordagem no domínio do tempo e da freqüência. A abordagem no domínio da freqüência mostrou-se eficaz na eliminação seletiva de alguns componentes de corrente harmônica. Foi demonstrada a capacidade desse filtro ativo de manter o circuito em questão dentro das recomendações da norma internacional IEEE 519-92. Foi demonstrada a característica de funcionamento de um inversor de tensão em ponte completa utilizado como um filtro ativo. Notou-se que a componente de alta freqüência (freqüência de chaveamento) presente na forma de onda de compensação teve pouca influência na distorção harmônica total resultante. Quando o filtro ativo é ajustado para se compensar alguns componentes harmônicos acima do fundamental presentes na corrente a ser corrigida, verifica-se que a forma de onda de compensação é mais fácil de se sintetizar. Também se observou por simulação o desempenho do filtro ativo para corrigir o fator de potência dos controladores. Na simulação considerando a possibilidade de erro, verificou-se que o filtro ativo nessa condição pode diminuir a distorção harmônica total do sistema e melhorar o fator de potência do sistema. Esse resultado pode ser considerado bom ou ruim dependendo do objetivo que se quer alcançar.

O filtro ativo com a abordagem no domínio da freqüência mostrou-se uma solução muito interessante para obter a compensação da corrente harmônica gerada por controladores de intensidade luminosa.

Como continuidade deste trabalho recomenda-se o estudo de um método de

controle viável para a aplicação de um conversor bidirecional usado como um filtro ativo monofásico, mantendo-se a abordagem no domínio da freqüência. A viabilidade econômica desse filtro deve ser estudada. Um filtro ativo monofásico pode ser implementado. As diferenças de comportamento entre o inversor de tensão e o de corrente, usados como filtro ativo, podem ser verificadas experimentalmente. O comportamento dos sensores de tensão e de corrente no sistema também pode ser observado através de um experimento. Um outro aspecto importante é o estudo do filtro ativo usando um microcontrolador ou um DSP no sistema de controle total. Seria interessanto se aprofundar no estudo de algoritmos para a determinação da corrente de referência, por exemplo, a análise de Fourier modificada. Com o filtro ativo implementado, pode-se estudar a compensação de outras cargas não-lineares.

Referências Bibliográficas

AKAGI (1996) Akagi, H. New trends in active filters for power conditioning. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, 32(6):1312–1322, 1996.

ARRILLAGA et al. (1997) Arrillaga, J., Smith, B. C., Watson, N. R., e Wood, A. R. *Power system harmonic analysis.* John Willey, 1997.

BARTON (1994) Barton, T. H. *Rectifiers cycloconverters and AC controllers.* Oxford University Press, 1994.

BOYLESTAD (1994) Boylestad, R. L. *Introductory circuit analysis.* Merrill, 1994.

DEWAN & STRAUGHEN (1975) Dewan, S. B. e Straughen, A. *Power semiconductor circuits.* John Wiley & Sons, 1975.

DIXON et al. (1994) Dixon, J. W., Tepper, J. S., e Morán, L. A. Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters. *IEEE APEC'94*, 1994.

DUGAN et al. (1996) Dugan, R. D., Mcgranaghan, M. F., e Beaty, H. W. *Electrical power systems quality.* McGraw-Hill, 1996.

EL-HABROUK & DARWISH (2001) El-Habrouk, M. e Darwish, M. K. Design and implementation of a modified Fourier analysis harmonic current computation technique for power active filters using DSPs. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, 148(1):21–28, 2001.

EL-HABROUK et al. (2000) El-Habrouk, M., Darwish, M. K., e Mehta, P. Active power filters: a review. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, 147(5):406–413, 2000.

ERICKSON (1997) Erickson, R. *Fundamentals of power electronics.* Chapmam & Hall, 1997.

GRADY et al. (1990) Grady, W. M., Samotyj, M. J., e Noyola, A. H. Survey of active power line conditioning methodologies. *IEEE Trans. on Power Delivery*, 5(3):1536–1542, 1990.

HSU & WU (1996) Hsu, C. Y. e Wu, H. Y. A new single-phase active power filter with reduced energy-storage capacity. *IEE Proc. Electrical Power Application*, 143(1):25–30, 1996.

KREIN (1998) Krein, P. T. *Elements of Power Electronics.* Oxford, 1998.

MARIETHOZ & RUFER (2002) Mariethoz, S. e Rufer, A. C. Open loop and closed loop spectral frequency active filtering. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 17(4):564–673, 2002.

MORáN et al. (1999) Morán, L. A., Dixon, J. W., Espinoza, J. R., e Wallace, R. R. Using active power filters to improve power quality. *COBEP'99*, 1999.

NORIEGA & KARADY (1999) Noriega, C. V. N. . e Karady, G. G. Five step low frequency switching active power filter for network harmonic compensation in substations. *IEEE Trans. on Power Delivery*, 14(4):1298–1303, 1999.

PAICE (1996) Paice, D. A. *Power electronic converter harmonics.* IEEE Press, 1996.

PEDDER et al. (2000) Pedder, D. A. G., Brown, A. D., Ross, J. N., e Williams, A. C. A parallel-connected active filter for the reduction of supply current distortion. *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 47(5):1108–1117, 2000.

PENG (1998) Peng, F. Z. Application issues of active power filters. *IEEE Ind. Appl. Magazine*, 4(5):21–30, 1998.

PENG (2001) Peng, F. Z. Harmonic sources and filtering approaches. *IEEE Ind. Applications Magazine*, 7(4):18–25, 2001.

PITEL et al. (1980) Pitel, I. J., Talukdar, S. N., e Wood, P. Characterization of programmed-waveform pulsewidth modulation. *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-16(5):707–715, 1980.

PRESSMAN (1998) Pressman, A. I. *Switching power supply design.* McGraw-Hill, 1998.

PROAKIS & MANOLAKIS (1996) Proakis, J. G. e Manolakis, D. G. *Digital Signal Processing: Principles,algorithms and applications.* Prentice Hall, 1996.

SHIPP (1979) Shipp, D. D. Harmonic analysis and suppression for electrical systems supplying static power converters and other nonlinear loads. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, IA-15(5):453–458, 1979.

SINGH et al. (1999) Singh, B., Al-Haddad, K., e Chandra, A. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 46(5):960–971, 1999.

SMEDLEY et al. (2001) Smedley, K. M., Qiao, C., e Maddaleno, F. A comprehensive analysis and design of a single phase active power filter unified constant-frequency integration control. *IEEE PESC'01*, 2001.

STD-519 (1992) Std-519, I. *IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems.* IEEE Press, 1992.

THOMAS et al. (1998) Thomas, T., Haddad, K., Joós, G., e Jaafari, A. Design and performance of active power filters. *IEEE Ind. Applications Magazine*, 4(5):38–46, 1998.

TORREY & AL-ZAMEL (1995) Torrey, D. A. e Al-Zamel, A. Single-phase active power filters for multiple non-linear loads. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 10(3):263–271, 1995.

WAGNER (1993) Wagner, V. E. Effects of harmonics on equipment. *IEEE Trans. on Power Delivery*, 8(2):672–680, 1993.

WATANABE et al. (1993) Watanabe, E. H., Stephan, R. M., e Aredes, M. New conscepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 8(2):697–703, 1993.

WU & JOU (1996) Wu, J. C. e Jou, H. L. Simplified cntrol method for the single-phase active power filter. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, 143(3):219–224, 1996.

YUNUS & BASS (1996) Yunus, H. L. e Bass, R. M. Comparation of VSI and CSI topologies for single phase active power filter. *IEEE PESC'96*, pages 1892–1899, 1996.