



TESE DE DOUTORADO

**Filtros Ativos Monofásicos e
Sistemas UPS com Redução de
Componentes.**

WELFLEN RICARDO NOGUEIRA SANTOS

SUPRA OMNIS LUX LUCIS

CAMPINA GRANDE – PARAÍBA
DEZEMBRO – 2010





FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCC

S237f Santos, Welflen Ricardo Nogueira.

Filtros ativos monofásicos e sistemas UPS com redução de componentes / Welflen Ricardo Nogueira Santos. — Campina Grande, 2010.

178 p.: il.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Referências.

Orientadores: Prof. Dr. Edison Roberto C. da Silva, Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof Dr. Alexandre Cunha Oliveira.

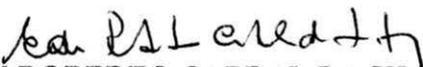
1. Filtro Ativo de Potência Monofásico. 2. Fonte de Alimentação Ininterrupta. 3. Número Reduzido de Componentes. I. Título.

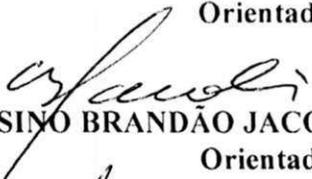
CDU – 621.317.38(043)

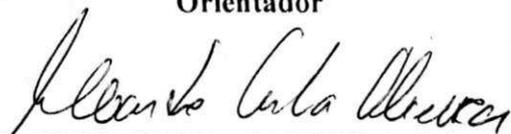
FILTROS ATIVOS MONOFÁSICOS E SISTEMAS UPS COM REDUÇÃO DO
NÚMERO DE COMPONENTES

WELFLEN RICARDO NOGUEIRA SANTOS

Tese Aprovada em 10.12.2010


EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG
Orientador

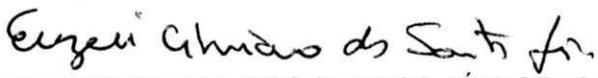

CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador


ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca


PORFÍRIO CABALEIRO CORTIZO, Dr.Ing., UFMG
Componente da Banca


LUIZ HENRIQUE COLADO BARRETO, Dr., UFC
Componente da Banca


RICARDO LÚCIO DE ARAÚJO RIBEIRO, D.Sc., UFRN
Componente da Banca


EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE – PB
DEZEMBRO - 2010

Filtros Ativos Monofásicos e Sistemas UPS com Redução de Componentes.

por

WELFLEN RICARDO NOGUEIRA SANTOS

Mestre em Eng. Elétrica (Universidade Federal de Campina Grande – 2006)

TESE DE DOUTORADO

Submetida em satisfação parcial dos requisitos ao grau de

DOUTOR EM CIÊNCIAS

EM

ENGENHARIA ELÉTRICA

à

Câmara de Ensino de Pós-Graduação e Pesquisa

da

Universidade Federal de Campina Grande

Orientadores:

_____ Dr. Edison Roberto C. da Silva - Orientador
_____ Dr. Cursino Brandão Jacobina - Orientador
_____ Dr. Alexandre Cunha Oliveira - Orientador

Aprovada em de dezembro de 2010

A presente pesquisa foi desenvolvida no Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento de Máquinas da UFCG e do convênio CAPES.

Este trabalho é dedicado
especialmente aos meus pais,
Raimundo Nonato Costa Santos e
Filomena Nogueira Santos, pela
educação, criação, amor e dedicação.
As minhas irmãs, Weltiene e
Weltiane, e a minha avó, Celina.

Agradecimentos

A DEUS, o Grande Arquiteto do Universo.

À minha família.

Aos meus orientadores Edison Roberto C. da Silva, Cursino B. Jacobina e Alexandre C. Oliveira. Em especial a Edison Roberto C. da Silva e a Alexandre C. Oliveira, pela ajuda nos momentos difíceis.

À minha namorada, Vicderlannia Feitoza, e família.

Aos meus amigos, Yuri Lacerda e família, Felipe Menezes, Halley, Gilson dos Santos, Flávio Barata, Carlos Augusto, Fernando Cardoso, Guilherme Germoglio, Saulo de Tarso, Carlos Augusto, Marcos Mozzini, Thiago Menezes, Welmisson, Rafael Pietro, Ricardo Cauchiolo, Nivaldo, Tiago Lamenha, Tarciano Pinheiro, Tarciano Silva, Tomas, Romulo, Jemerson Damasio, Daniel Fireman, Danillo Cesar, Hugo Feitosa, Artur, Tiago Silva, Aurimar Junior, Charles, Geneci, Salomão, Adezilton.

Aos meus amigos de EJC, meus pais de EJC (Naldo e Luciene), Ana Paula e Yuri, Ranussa, Cícero e Lidiane, Carol, Fernando, Carla, Larissa.

A família de Caio Furtado, pais e mãe (Carlos Alberto e Claudia) e Ramon.

Aos meus amigos do MA, José Ribamar, Fernando, Willard, Carlos Eduardo, Emanuel, Crezo Junior, Patryckson, Railton, Jânio, Edvaldo, Reginaldo Miranda.

Aos meus amigos de elétrica da UFCG, Montiê, Rafael Matias, Vinícius, Lucas Hartman, Camila, Nady, Eisenhaver, Darlan, Gonzaga, Osglay, Alberto Mascarenhas, Álvaro, Glauber, Euzeli, Isaac, Georgi Acioli, Gutemberg, Tiago Loreiro, João, Dalton Guedes, Fabrício, Tâmisia, Christophér, Dênis, Rodrigo, José Artur.

Aos meus advogados, Brunna Gizelli e Paulo de Tarso.

A família de Vicente Junior, pais e mãe (Vicente e Isabel) e ao casal Wellington e Cleonice.

A CAPES, pelo apoio financeiro.

Em fim, agradeço a todos que contribuíram de forma direta ou indireta para o sucesso deste trabalho.

Resumo

Este trabalho tem como objetivo estudar as topologias de filtros ativos monofásicos universais e sistemas UPS com redução de componentes. A redução de componentes pode ser obtida a partir da eliminação de uma chave ou um conjunto de chaves estáticas de potência. Tal feito pode também ser conseguido reduzindo-se a quantidade de elementos passivos presentes no circuito como, por exemplo: capacitores, indutores e transformadores; obtendo-se, dessa forma, redução de peso, custo e volume ocupado.

Assim sendo, encontra-se no texto um estudo sobre filtros ativos monofásicos universais com quatro, três e dois braços incluindo os circuitos de potência, de controle, as equações e as curvas que descrevem o comportamento dinâmico e de regime permanente, os custos de implementação e as análises de perdas dos sistemas propostos.

Algumas configurações de filtros ativos foram escolhidas para operarem com um banco de baterias conectado ao barramento c.c. a partir de um conversor c.c., funcionando, dessa forma, como sistema UPS (fonte de alimentação ininterrupta), em caso de falta na fonte primária de alimentação c.a.. Como o foco do trabalho é desenvolver estruturas com número reduzido de componentes, desenvolveram-se estruturas que emulam os conversores buck e boost fazendo-se uma comutação no modo de operação dos conversores dos filtros ativos, deixando-se um dos braços livres para carregar ou para elevar a tensão no banco de baterias quando necessário.

Os resultados obtidos são comprovados através de simulações digitais e experimentação com os protótipos montados no laboratório.

Palavras-chave: Filtro Ativo de Potência Monofásico, Fonte de Alimentação Ininterrupta, Número Reduzido de Componentes

Abstract

This work aimed to study topologies of single phase universal active filters and UPS systems with a reduced number of components. The reduction of components may be obtained from the elimination of one or a set of power static switch. This fact can also be achieved by reducing the number of passive elements presented in the power circuit such as capacitors, inductors, transformers in order to reduce weight, cost and volume.

As part of this work, the studies of single-phase active power filters with four or three or two legs including the power circuits, control circuits, their analysis and corresponding equations and curves that describe the dynamic and the steady state response, the implementation costs and the power losses of the systems are shown.

Some configurations of single-phase power filters have been chosen to operate with a battery bank connected to the d.c. bus from the d.c. converter, working as UPS (Uninterruptible Power Supply) systems in case of failure in a.c. power supply. As the focus of this work is to develop structures with reduced number of components, some structures that emulate the buck and boost converters are developed. They work by change the mode of operation of the filter's converters making them with one-leg free to load or to raise the voltage at the battery bank when necessary.

The results are demonstrated by digital simulations and experimentation with prototypes assembled in the laboratory.

Keywords: Single-Phase Active Power Filter, Uninterruptible Power Supply, Reduced Number of Components

Símbolos

ABNT Associação Brasileira de Normas Técnicas.

ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica.

AGM Absorbed Glass Mat.

ANSI American National Standards Institute - Instituto Nacional Americano de Padronização.

ASDs Adjustable Speed Drivers - Acionamentos de Velocidade Variável.

c.a. Corrente alternada.

c.c. Corrente contínua.

C Capacitor.

C_h Capacitor do filtro do conversor *S_h*.

CVT Constant Voltage Transformers - Transformadores de Tensão Constante.

CSI Current Source Inverter - Inversor Fonte de Corrente.

D Relação cíclica.

DVR Dynamic Voltage Restorer - Restaurador Dinâmico de Tensão.

e_g Tensão de alimentação c.a.

E Tensão do barramento c.c.

E_g Amplitude da tensão de alimentação c.a.

EUA Estados Unidos da América.

- i Corrente.
- I_{inmax} Corrente de entrada máxima.
- I_e Amplitude da Corrente i_e .
- I_h Amplitude da Corrente i_h .
- I_g Amplitude da Corrente i_g .
- \bar{i} Corrente média.
- i_g Corrente da alimentação c.a de entrada.
- i_l Corrente da carga.
- i_c Corrente do capacitor.
- i_o Corrente de circulação.
- i_e e i'_e Correntes do conversor S_e .
- i_h e i'_h Correntes do conversor S_h .
- IEC* International Electrotechnical Commission - Comissão Eletrotécnica Internacional.
- IEEE* Institute of Electrical and Electronics Engineers - Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos.
- K_{vco} Ganho de sensibilidade.
- L ou l Indutor.
- LF Loop Filter - Filtro do PLL.
- l_e e l'_e Indutâncias do filtro do conversor S_e .
- l_h e l'_h Indutâncias do filtro do conversor S_h .
- l_l Indutância da carga.
- m_{ps} Indutância mútua entre o primário e secundário do transformador.
- n Relação de espiras.

ONS Operador Nacional do Sistema Elétrico.

Prodist Procedimentos de Distribuição de Energia.

P_g Amplitude da potência da fonte p_g .

P_e Potência do conversor S_e .

P_h Potência do conversor S_h .

PD Phase Detector - Detector de Fase.

PI Proporcional Integral.

PLL Phase Locked Loop - Malha de Fase Travada.

P_t Perda total.

P_c Perda no conversor.

P_{ti} Perda no transformador e/ou indutor.

q_i Chaves.

STATCOM Static Synchronous Compensator - Compensador Síncrono Estático.

PWM Pulse Width Modulation - Modulação por Largura de Pulso.

P_{in} Potência de entrada.

P_{out} Potência de saída.

R ou r Resistor.

rms Root Mean Square - Valor Eficaz.

r_e e r'_e Resistências do filtro do conversor S_e .

r_h e r'_h Resistências do filtro do conversor S_h .

r_l Resistência da carga.

S_e e S_h Conversor série e paralelo, respectivamente.

- T Período de chaveamento.
- TC Transformador de Corrente.
- THD Total Harmonic Distortion - Distorção Harmônica Total.
- TP Transformador de Potência.
- t_o Distribuição do período de roda livre.
- t_{oi} Distribuição do período de roda livre no início do período de chaveamento.
- t_{of} Distribuição do período de roda livre no final do período de chaveamento.
- τ Largura dos pulsos PWM.
- $UPQC$ Unified Power Quality Conditioner - Condicionador Unificado de Potência.
- UPS Uninterruptible Power Supply - Fonte de Alimentação Ininterrupta.
- VCO Voltage Controller Oscillator - Oscilador de tensão.
- V_{inmin} Tensão de entrada mínima.
- V_{inmin} Tensão de entrada mínima.
- v_c Tensão no capacitor do barramento c.c.
- v_{c1} e v_{c2} Tensão individuais em cada capacitor do barramento c.c.
- v_e Tensão de entrada do conversor S_e .
- v_h Tensão de saída do conversor S_h .
- v_e^* Tensão de referência de entrada do conversor S_e .
- v_x^* Tensão de otimização global ou local.
- v_h^* Tensões de referência de saída do conversor S_h .
- v_{e0} e v'_{e0} Tensões de polo do conversor S_e .
- v_{h0}^* e v'_{h0} Tensões de polo do conversor S_h .

v_{e0}^* e v_{e0}^{*l} Tensões de polo do conversor S_e .

v_{h0}^* e v_{h0}^{*l} Tensões de polo do conversor S_h .

v_l Tensão na carga.

v_o Tensão para corrente de circulação.

V_e Amplitude da tensão v_e .

V_h Amplitude da tensão v_h .

V_l Amplitude da tensão v_l .

V_l^* Amplitude da tensão de referência v_l^* .

VRLA Valve-Regulated Lead-Acid Battery - Chumbo-Ácido Regulada por Válvula.

VSI Voltage Source Inverter - Inversor Fonte de Tensão.

V_{bat} Tensão no banco de baterias.

x_m Reatância mútua entre o primário e secundário do transformador.

x_g Reatância da fonte.

x_e e x_h Reatâncias indutivas de filtro.

x_{ce} e x_{ch} Reatâncias capacitivas de filtro.

Z_l Impedância da carga.

Z_e e Z_h Impedâncias de filtro série e paralelo, respectivamente.

η Rendimento do sistema.

μ Fator de distribuição.

δ_l Ângulo de carga.

ω Frequência angular.

Índice

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Símbolos	xi
Índice	xvii
Índice de Tabelas	xxi
Índice de Figuras	xxiii
1 Introdução	1
1.1 Estado da Arte	5
1.2 Tipos de Distúrbios	11
1.2.1 Transitórios	12
1.2.2 Variações de longa duração	12
1.2.3 Variações de curta duração	13
1.2.4 Distorção na forma de onda	15
1.3 Configurações de Filtros Ativos	16
1.3.1 Classificação quanto ao tipo	16
1.3.2 Classificação quanto a topologia	17
1.3.3 Classificação quanto ao número de fases	19
1.4 Estratégia de controle	19
1.4.1 Condicionamento de sinal	20
1.4.2 Obtenção dos sinais de compensação	20

1.4.3	Geração dos sinais de gatilho para as chaves de potência do filtro ativo	21
1.5	Contribuições e organização do trabalho	21
2	Compensador Universal Monofásico sem Transformador	25
2.1	Introdução	25
2.2	Modelo do Sistema da Configuração com Quatro Braços	26
2.2.1	Controle <i>PWM</i> da Configuração com Quatro Braços	31
2.2.2	Corrente no Capacitor	33
2.3	Modelo do Sistema da Configuração com Três Braços	34
2.3.1	Controle <i>PWM</i> da Configuração com Três Braços	35
2.3.2	Corrente no Capacitor	38
2.4	Análise de Regime Permanente	40
2.5	Análise de Perdas e avaliação de custo	43
2.6	Distorção Harmônica Total	52
2.7	Estratégia de Controle	54
2.8	Resultados Experimentais	55
2.9	Conclusões	67
3	Filtro ativo universal monofásico com dois braços e transformador	69
3.1	Introdução	69
3.2	Estratégia PWM	69
3.2.1	Configuração $2Le$	74
3.2.2	Configuração $2Lh$	76
3.2.3	Configuração $2L$	79
3.3	Modelamento das configurações	79
3.4	Análise de regime permanente	81
3.4.1	Filtro com transformador no lado série	82
3.4.2	Filtro com transformador no lado paralelo	85
3.5	Estratégia de controle	88
3.6	Comparação de Perdas nos Filtros	89
3.7	Distorção Harmônica Total	97
3.8	Resultados Experimentais	98
3.9	Conclusões	103

4	Sistemas UPS com número reduzido de componentes	105
4.1	Introdução	105
4.2	Classificação dos Sistemas UPS Estáticos	106
4.3	Baterias para aplicações em sistemas UPS	109
4.3.1	Bateria de chumbo-ácido selada em sistemas UPS	110
4.3.2	Característica das baterias para sistemas UPS	111
4.4	Redução de componentes do UPS série-paralelo rede interativa	112
4.4.1	Configuração monofásica com dois conversores bidirecionais em ponte completa	114
4.4.2	Configuração monofásica com conversor com três braços (braço compartilhado)	124
4.5	Resultados Experimentais	130
4.6	Conclusões	134
5	Conclusões e sugestão para trabalhos futuros	135
5.1	Conclusões	135
5.2	Sugestão para trabalhos futuros	136
A	Corrente de circulação	139
B	PLL (Phase Locked Loop - Malha de Fase Travada)	141
C	Resolução das equações para as análises de regime permanente	149
C.1	Filtro ativo universal - sem transformador - lado série	150
C.2	Filtro ativo universal - com transformador - lado série	153
C.3	Filtro ativo universal - sem transformador - lado paralelo	156
C.4	Filtro ativo universal - com transformador - lado paralelo	159
D	Plataforma de desenvolvimento experimental	165
	Referências Bibliográficas	169

Índice de Tabelas

2.1	Parâmetros do filtro ativo universal monofásico sem transformador - regime permanente - valores em p.u.	40
2.2	Tabela de custo para as configurações com quatro braços	50
2.3	Tabela de custo para as configurações com três braços normalizada pela Tabela 2.2, configuração da Fig. 2.1(a).	51
2.4	THD para da configuração com transformador - com quatro braços.	53
2.5	THD para das configurações sem transformador - com quatro braços.	53
2.6	THD para das configurações com transformador - com três braços.	53
2.7	THD para das configurações sem transformador - com três braços.	54
3.1	Parâmetros do filtro universal monofásico com transformador no lado série - regime permanente - valores em p.u.	83
3.2	Parâmetros do filtro universal monofásico com transformador no lado paralelo - regime permanente - valores em p.u.	85
3.3	Tabela de custo das configurações com dois braços normalizada pela Tabela 2.2, configuração da Fig. 2.1(a).	96
3.4	THD da configuração $2L$ com transformador - no lado série.	97
3.5	THD da configuração $2Lh$ com transformador - no lado série.	97
3.6	THD da configuração $2L$ com transformador - no lado paralelo.	97
3.7	THD da configuração $2Lh$ com transformador - no lado paralelo.	98
4.1	Tabela de custo para as configurações UPS com quatro braços, vide Fig. 4.5.	119
4.2	Tabela de custo para as configurações UPS com quatro braços, vide Figs. 4.7 e 4.6, normalizada pela Tabela 4.1 da Configuração da Fig. 4.5(a).	120
4.3	Tabela de custo para as configurações UPS com três braços, vide Fig. 4.12, normalizada pela Tabela 4.1 da Configuração da Fig. 4.5(a).	126

-
- 4.4 Tabela de custo para as configurações UPS com três braços, vide Fig. 4.13, normalizada pela Tabela 4.1 da Configuração da Fig. 4.5(a). 127

Índice de Figuras

1.1	Diagrama de blocos dos filtros: (a) Paralelo, (b) Série, (c) Universal.	18
2.1	Filtro ativo universal monofásico universal com quatro braços. Convencional (a) e proposto (b).	27
2.2	Filtro ativo universal monofásico universal com três braços. Convencional (a) e proposto (b).	28
2.3	Circuito de regime permanente do filtro ativo universal monofásico sem transformador	40
2.4	Análise de regime permanente do filtro ativo universal monofásico sem transformador: (a) tensões dos conversores (b) correntes dos conversores e da fonte de alimentação.	41
2.5	Análise de regime permanente do filtro ativo universal monofásico sem transformador: (a) rendimento (b) potência da fonte de alimentação.	42
2.6	Análise das perdas entre os filtros ativo universais com quatro braços. Sendo: P_t , perda total; P_c , perda no conversor; P_{ti} , perda no transformador e nas indutâncias de filtro.	45
2.7	Análise das perdas entre os filtros ativo universais com três braços. Sendo: P_t , perda total; P_c , perda no conversor; P_{ti} , perda no transformador e nas indutâncias de filtro.	46
2.8	Variação das perdas totais (P_t) em função da relação de espiras (n). (a) configuração com quatro braços (b) configuração com três braços.	47
2.9	Correntes <i>rms</i> nos braços dos conversores: (a) configuração com quatro braços (b) configuração com três braços.	48
2.10	Diagrama de controle da configuração com quatro braços sem transformador	54
2.11	Diagrama de controle da configuração com três braços sem transformador . .	55

2.12	Resultados experimentais para uma carga linear: a) Tensão e corrente da alimentação (em cima); Tensão e corrente da carga (embaixo). b) Tensão do barramento c.c.. c) Corrente i_h (em cima); Corrente de circulação (meio) e corrente i'_h (embaixo).	56
2.13	Resultados experimentais para uma carga linear. a) THD da tensão de entrada - e_g . b) THD da corrente de entrada - i_g . c) THD tensão na carga - v_l . d) THD corrente na carga - i_l	57
2.14	Resultados experimentais para uma carga não-linear: a) Tensão e corrente de entrada (em cima); Tensão e corrente na carga (embaixo). b) Tensão do barramento c.c.. c) Corrente i_h (em cima); Corrente de circulação (meio) e corrente i'_h (embaixo).	58
2.15	Resultados experimentais para uma carga não-linear: a) THD da tensão de entrada - e_g . b) THD da corrente de entrada - i_g . c) THD da tensão na carga - v_l . d) THD da corrente na carga - i_l	59
2.16	Resultados experimentais para uma carga não-linear: a) Tensão e corrente de entrada (em cima); Tensão e corrente na carga (embaixo). b) Tensão do barramento c.c.. c) Corrente i_h (em cima); Corrente de circulação (meio) e corrente i'_h (embaixo).	60
2.17	Resultados experimentais para uma carga não-linear: a) THD da tensão de entrada - e_g . b) THD da corrente de entrada - i_g . c) THD da tensão na carga - v_l . d) THD da corrente na carga - i_l	61
2.18	Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços. Sendo: e_g e i_g , tensão e corrente na fonte, respectivamente; v_l e i_l , tensão e corrente na carga, respectivamente; e v_{cc} , tensão no barramento c.c..	63
2.19	Espectros dos resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços. Tem-se: (a) THD da tensão na fonte e_g , (b) THD da corrente na fonte i_g , (c) THD da tensão na carga v_l e (d) THD da corrente na carga i_l	64

2.20	Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços. Sendo: e_g e i_g , tensão e corrente na fonte, respectivamente; v_l e i_l , tensão e corrente na carga, respectivamente; e v_{cc} , tensão no barramento c.c..	65
2.21	Espectros dos resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços. Tem-se: (a) THD da tensão na fonte e_g , (b) THD da corrente na fonte i_g , (c) THD da tensão na carga v_l e (d) THD da corrente na carga i_l	66
3.1	Filtro ativo universal com transformador no lado série (a) configuração $2Lh$ (b) configuração $2Le$	71
3.2	Filtro ativo universal com transformador no lado paralelo (a) configuração $2Lh$ (b) configuração $2Le$	72
3.3	Filtro ativo universal (a) com transformador no lado série $2L$ (b) com transformador no lado paralelo $2L$	73
3.4	Filtro ativo universal (a) com transformador no lado série (b) configuração com transformador no lado paralelo.	82
3.5	Análise de regime permanente do filtro com transformador no lado série: (a) tensões dos conversores (b) correntes dos conversores e da fonte de alimentação.	83
3.6	Análise de regime permanente do filtro com transformador no lado série: (a) rendimento (b) potência da fonte de alimentação.	84
3.7	Análise de regime permanente do filtro com transformador no lado paralelo: (a) tensões dos conversores (b) correntes dos conversores e da fonte de alimentação.	86
3.8	Análise de regime permanente do filtro com transformador no lado paralelo: (a) rendimento (b) potência da fonte de alimentação.	87
3.9	Diagrama em blocos do sistema de controle.	88
3.10	Análise de perdas entre os filtros ativo universais com (2) dois braços. Configuração com dois braços padrão - Fig. 3.3(a) e configuração com dois braços proposta - Fig. 3.1(a). Sendo: P_t , perda total; P_c , perda no conversor; P_{ti} , perda no transformador e nas indutâncias de filtro.	90

3.11	Variação das perda total (P_t) em função da relação de espiras (n). (a) configuração com dois braços padrão - Fig. 3.3(a) e (b) configuração com dois braços proposta - Fig. 3.1(a).	91
3.12	Análise de perdas entre os filtros ativo universais com (2) dois braços. Configuração com dois braços proposta 1 - Fig. 3.3(b) e configuração com dois braços proposta 2 - Fig. 3.2(a). Sendo: P_t , perda total; P_c , perda no conversor; P_{ti} , perda no transformador e nas indutâncias de filtro.	92
3.13	Variação das perdas totais (P_t) em função da relação de espiras (n). (a) configuração com dois braços (proposta 1) - Fig. 3.3(b) e (b) configuração com dois braços (proposta 2) - Fig. 3.2(a).	93
3.14	Correntes <i>rms</i> nos braços dos conversores. (a) configuração com dois braços $2L$ e $2Lh$ com o transformador no lado série (b) configuração com dois braços $2L$ e $2Lh$ com o transformador no lado paralelo.	94
3.15	Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal com dois braços com transformador no lado série. Sendo: e_g e i_g , tensão e corrente na fonte, respectivamente; v_l e i_l , tensão e corrente na carga, respectivamente; e v_{cc} , tensão no barramento c.c..	99
3.16	Espectros dos resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal com dois braços com transformador no lado série. Tem-se: (a) THD da tensão na fonte e_g , (b) THD da corrente na fonte i_g , (c) THD da tensão na carga v_l e (d) THD da corrente na carga i_l	100
3.17	Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal com dois braços com transformador no lado paralelo. Sendo: e_g e i_g , tensão e corrente na fonte, respectivamente; v_l e i_l , tensão e corrente na carga, respectivamente; e v_{cc} , tensão no barramento c.c..	101
3.18	Espectros dos resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal com dois braços com transformador no lado paralelo. Tem-se: (a) THD da tensão na fonte e_g , (b) THD da corrente na fonte i_g , (c) THD da tensão na carga v_l e (d) THD da corrente na carga i_l	102
4.1	Diagrama em blocos de um sistema UPS rede conectada.	106
4.2	Diagrama em blocos de um sistema UPS rede desconectada.	107

4.3	Diagrama em blocos de um sistema UPS line-interactive.	108
4.4	Diagrama em blocos de um sistema série-paralelo UPS line-interactive. . . .	109
4.5	Sistema UPS série-paralelo line-interactive com quatro braços com um conversor <i>buck-boost</i> conectado ao barramento c.c.. Convencional (a) e proposto (b).	116
4.6	Sistema UPS série-paralelo com transformador line-interactive com quatro braços com os conversores <i>buck</i> e <i>boost</i> conectados ao barramento c.c. através do compartilhamento do braço <i>e</i> . Conexão com o compartilhamento do braço <i>h</i>	117
4.7	Sistema UPS série-paralelo sem transformador line-interactive com quatro braços com os conversores <i>buck</i> e <i>boost</i> conectados ao barramento c.c. através do compartilhamento do braço <i>e</i> . Conexão com o compartilhamento do braço <i>h</i> (b)	118
4.8	Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: Tensão (e_g) e corrente (i_g) de entrada.	121
4.9	Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: Corrente de entrada (i_g) e na carga (i_l).	122
4.10	Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: Tensão na carga (i_l) e de alimentação (e_g).	122
4.11	Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: a) Tensão no barramento c.c.. b) Tensão no banco de baterias - modo de carregamento (vista do ponto de acoplamento eB).	123
4.12	Sistema UPS série-paralelo line-interactive com três braços com um conversor <i>buck-boost</i> conectado ao barramento c.c.. Convencional (a) e proposto (b).	125
4.13	Sistema UPS série-paralelo line-interactive com três braços sem transformador e com os conversores <i>buck</i> e <i>boost</i> conectados ao barramento c.c..	126
4.14	Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: Tensão (e_g) e corrente (i_g) de entrada.	128
4.15	Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: Corrente de entrada (i_g) e na carga (i_l).	129
4.16	Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: Tensão na carga (i_l) e de alimentação (e_g).	129

4.17	Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.13: a) Tensão no barramento c.c.. b) Tensão no banco de baterias - modo de carregamento (vista do ponto de acoplamento <i>AB</i>).	130
4.18	Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços com um conversor <i>buck-boost</i> conectado ao barramento c.c. [vide Fig. 4.12(b)]. Sendo: e_g e i_g , tensão e corrente na fonte, respectivamente; v_l e i_l , tensão e corrente na carga, respectivamente.	131
4.19	Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços com um conversor <i>buck-boost</i> conectado ao barramento c.c. [vide Fig. 4.12(b)]. Sendo: v_{bat} e v_{cc} , tensões no banco de baterias e no barramento c.c., respectivamente.	132
4.20	Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços com um conversor <i>buck-boost</i> conectado ao barramento c.c. [vide Fig. 4.12(b)]. Sendo: v_l e i_l , tensão e corrente na carga, respectivamente.	132
4.21	Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços com um conversor <i>buck-boost</i> conectado ao barramento c.c. [vide Fig. 4.12(b)]. Sendo: v_{bat} e v_{cc} , tensões no banco de baterias e no barramento c.c., respectivamente.	133
B.1	Estrutura em blocos do PLL	141
B.2	Loop Filter	146
B.3	Diagrama de Bode do LF em malha fechada (a), do LF em malha aberta (b), do sistema completo em malha fechada (c) e da resposta a um degrau do sistema completo em malha fechada.	147
B.4	Sinal de entrada e saída sincronizados: (a) Sem correção $\pi/2$ e (b) Com correção $\pi/2$	148
C.1	Circuito de regime permanente do filtro ativo universal - sem transformador - lado série.	150
C.2	Circuito de regime permanente do filtro ativo universal - com transformador - lado série.	153
C.3	Circuito de regime permanente do filtro ativo universal - sem transformador - lado paralelo.	157

C.4	Circuito de regime permanente do filtro ativo universal - com transformador - lado paralelo.	159
D.1	Diagrama elétrico da plataforma de desenvolvimento experimental	166
D.2	Plataforma de desenvolvimento experimental	167

1

Introdução

A energia elétrica é produzida de forma senoidal e uma grande parte das cargas conectadas a rede elétrica solicita correntes senoidais, as quais são chamadas de cargas lineares. Porém, com o avanço da tecnologia, principalmente nas áreas de microeletrônica e eletrônica de potência, muitas das atuais cargas apresentam características não-lineares (Oliveira et al., 2003),(Borges et al., 2003),(Matakas et al., 2003), (Peng et al., 1990b), (Torrey e Al-Zamel, 1995) e (Dixon et al., 1997). Esse fato se deve aos avanços tecnológicos verificados nos últimos anos e a partir dos quais surgiram equipamentos como lâmpadas fluorescentes compactas, microcomputadores, reatores eletrônicos, televisores com modernas fontes de alimentação, aparelhos com controle de aquecimento estático de temperatura, dentre outros. Todos esses equipamentos injetam harmônicos nos circuitos secundários de distribuição das concessionárias de energia. Então, problemas de compatibilidade entre a sensibilidade de cargas baseadas no uso de controles microprocessados e a operação normal do sistema elétrico de potência têm predominantemente sido fonte de problemas de qualidade de energia elétrica para os consumidores e as concessionárias (Oliveira et al., 2003),(Borges et al., 2003) e (Matakas et al., 2003). Modernas indústrias equipadas com controles eletrônicos e processos automatizados sensíveis requerem uma qualidade cada vez melhor na tensão elétrica fornecidas pela concessionárias para que o processo industrial não sofra danos que venham a acarretar problemas na qualidade do produto final. Evitando assim, custos adicionais ou prejuízos por paradas não planejadas dos equipamentos.

Variações ou distúrbios no perfil da tensão e/ou corrente são a causa da maioria dos

problemas referentes a qualidade de energia elétrica reclamados às concessionárias pelos seus clientes (Bonatto et al., 1999), (Bonatto et al., 1998) e (Bonatto et al., 1997). Tais variações são normalmente provocadas por faltas ocorridas nos circuitos de transmissão e/ou distribuição de energia elétrica, expostos às adversidades externas, como por exemplo: descargas atmosféricas, ventos fortes, queda de árvores, etc.

Os efeitos da distorção na forma de onda da tensão e/ou corrente podem ser os mais variados possíveis e podem acarretar, por exemplo: o comprometimento da precisão de medidores de energia ativa utilizados na indústria, comércio e residência; sobrecarga e sobreaquecimento dos capacitores de compensação de energia reativa; aumento das perdas em equipamentos como transformadores, motores, cabos, banco de capacitores; mau funcionamento de relés microprocessados, assim como, de relés que dependem de valores de pico ou passagem por zero da onda de tensão ou corrente para operação, ocasionando em interrupção do fornecimento de energia elétrica; redução do fator de potência; sobretensão devido à circulação de correntes harmônicas; interferência em sistemas de telecomunicação, dentre outros.

Atualmente, existem normas e recomendações internacionais normalizadas pelo IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) e pelo IEC (International Electrotechnical Commission) que estabelecem padrões para a melhoria da qualidade da energia elétrica em relação ao fator de potência, a taxa de distorção harmônica total (THD), a emissão de ruídos (EMI), etc.

O IEC possui diversas normas aplicáveis para a qualidade de energia. Uma das principais é a IEC 61000-3 que dispõe sobre limites de harmônicos em sistemas de distribuição, sendo as mais importantes:

IEC 61000-3-2: estabelece limites de emissão de harmônicos de corrente para equipamentos de baixa tensão com corrente nominal igual ou inferior a 16A;

IEC 61000-3-3: estabelece limites de flutuações de tensão e cintilação para equipamentos de baixa tensão com corrente nominal igual ou inferior a 16A;

IEC 61000-3-4: estabelece limites de emissão de harmônicos de corrente para cargas conectadas à baixa tensão com corrente superior a 16A;

IEC 61000-3-5: estabelece limites de flutuações de tensão e cintilações para cargas conec-

tadas à baixa tensão com corrente superior a 16A;

IEC 61000-3-6: estabelece limites para as distorções harmônicas de tensão fazendo distinção para determinados níveis de tensão: média tensão (MV - medium voltage) e alta tensão (HV - high voltage e EHV - extra-high voltage).

As principais recomendações do IEEE empregadas na área de qualidade de energia fazem menção aos seguintes assuntos: monitoração/medição da qualidade de energia, distorções na forma de onda da tensão e corrente e alimentação/aterramento. São elas:

IEEE 1159-1995 Monitoring Electric Power Quality: define a terminologia a ser empregada e as formas de monitoração e medição dos fenômenos;

IEEE 519-1992 Harmonic Control in Electrical Power Systems: estabelece limites de distorções de tensão e harmônicos de corrente no ponto de acoplamento comum (PAC) do consumidor a rede elétrica;

IEEE 1100-1992 Powering and Grounding Electronic Equipment: recomenda procedimentos adequados para projeto, instalação, manutenção, alimentação e aterramento de equipamentos eletrônicos sensíveis.

A ANSI (American National Standards Institute) é uma instituição que administra e coordena a normalização voluntária e a conformidade nos EUA. A ANSI não é um organismo para desenvolvimento de normas, mas, sim, de auxílio, trabalhando no consenso entre os diversos grupos que se dedicam a elaborar normas a nível nacional. Dedicar-se, ainda, a encorajar a utilização das normas internacionais, desde que atendam aos interesses do mercado estadunidense. Para tal, tem participação em organismos internacionais como o IEC e o ISO (International Organization for Standardization). As recomendações elaboradas pelo IEEE diferem em alguns aspectos das normas do IEC. Por outro lado, as recomendações do IEEE apresentam um conteúdo mais prático e alguns conceitos teóricos sobre os fenômenos, o que torna os seus documentos muito úteis como referência fora dos EUA.

Existem alguns estudos comparativos que buscam encontrar similaridade e também ressaltar as diferenças existentes entre os padrões IEEE e o IEC. Alguns estudos podem ser

encontrados em: (Whittington, 1998), (Mazumdar e Harley, 2007), (Halpin, 2005), (McGrath e Beaulieu, 2006), (Alves e Ribeiro, 1999) e (Fuchs et al., 2004).

Internacionalmente, o estabelecimento de normas e procedimentos de avaliação de sistemas para a verificação e melhoria da qualidade da energia elétrica encontra-se bastante adiantado. Em geral, as normas do IEC e as recomendações do IEEE são adotadas pela maioria dos países ou quando não, possuem similaridades. No que tange a legislação, nem todos os países possuem instrumentos legais que determinem metas ou limites para os problemas que afetam a qualidade de energia. É importante ressaltar que no Brasil ainda não existe um documento legal que estabeleça normas para o controle adequado das condições de fornecimento de energia que abranja os desvios momentâneos da forma de onda da tensão. Até o momento só existem procedimentos que estabelecem metas sobre interrupções ou variações de longa e curta duração. A referência brasileira oficialmente aprovada pela ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) no que se refere à qualidade de energia elétrica é o submódulo 2.2 dos Padrões de Desempenho da Rede Básica, desenvolvida pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS). O submódulo 2.2 foi constituído de modo a ser aplicado à rede básica, porém o mesmo é um indicativo de como pode vir a ser aplicado aos Procedimentos de Distribuição (Prodist), que serão as normas ou recomendações relacionadas à qualidade de energia aplicadas às redes de distribuição das concessionárias de energia elétrica brasileiras.

No Brasil, a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) é o organismo responsável pela elaboração de normas em geral (Norma Brasileira - NBR). A fim de compatibilizar muitas das normas existentes internacionalmente, a ABNT é associada ao IEC. Dessa forma, todas as normas IEC sem equivalente nacional aplicam-se ao país. Assim, o Brasil utiliza os padrões e as normas do IEC para que sejam definidos os parâmetros que os equipamentos eletroeletrônicos e determinadas instalações devem atender.

A crescente incidência de problemas relacionados com harmônicos, subtensão, ruídos, sobretensão e etc, estimulou e continua a estimular vários pesquisadores na busca de soluções de controle cada vez mais eficientes aliadas as novas configurações de circuitos que possam ser usados com o intuito de eliminar ou minimizar ao máximo os problemas relacionados com a qualidade da energia (Dixon et al., 1997), (Na et al., 2006), (Peng et al., 1990a), (Rahmani et al., 2005), (Cirrincione et al., 2008), (Pan et al., 2005), (Kolhatkar e Das,

2007) e (Kunjumammed e Mishra, 2006). Diante desse cenário, focando prioritariamente problemas relacionados com a distorção harmônica, os filtros ativos de potência, em conjunto ou não com filtros passivos, apresentam uma boa solução para reduzir de forma significativa os harmônicos de tensão e/ou corrente e os problemas relacionados à potência reativa.

1.1 Estado da Arte

A tecnologia de filtros ativos de potência vem crescendo gradativamente com os avanços obtidos no desenvolvimento de chaves estáticas e também devido ao surgimento de técnicas de controle cada vez mais eficientes. O objetivo do filtro ativo de potência é realizar a compensação de harmônicos de tensão e/ou corrente, potência reativa e promover a regulação da tensão terminal. Nesta seção, serão feitas algumas considerações a respeito do desenvolvimento da tecnologia dos filtros ativos de potência até o presente momento.

Os significativos avanços oriundos do desenvolvimento da eletrônica têm propiciado a proliferação de cargas não-lineares que deterioram a qualidade da energia nos sistemas de transmissão e distribuição. Uma alternativa para resolver esse problema consiste na utilização de filtros ativos de potência. Essa proposta tem evoluído notavelmente, chamando a atenção de vários pesquisadores.

No método proposto por *Akagi* são calculadas as potências real e imaginária (Akagi et al., 1983). Utilizam-se filtros para extrair a componente de frequência fundamental e os conteúdos harmônicos do sinal de corrente. Esses conteúdos harmônicos são utilizados para gerar o padrão de referência das correntes de compensação. Esse método é muito eficiente para cargas equilibradas, porém, apresenta a desvantagem de utilizar filtros analógicos convencionais o que o torna lento e, também possui a desvantagem de ser afetado pela presença de harmônicos na tensão da rede.

Depenbrock apresentou um algoritmo para controle de filtros ativos de potência paralelo em sistemas a três fios denominado de *Correntes Generalizadas de Fryze* (Depenbrock, 1993). Este método utiliza informação das tensões de alimentação do sistema para geração das correntes de compensação.

O método *Synchronous Frame* proposto por *Bhattacharya* baseia-se no cálculo das com-

ponentes i_d e i_q das correntes ativa e reativa instantânea (Bhattacharya e Divan, 1995b). Este método é imune à presença de harmônicos na tensão da rede, pois a Malha de Fase Travada PLL (Phase Locked Loop) apresenta uma forte rejeição a ruídos. O método *Synchronous Frame* apresentado também funciona para rede com tensão desequilibrada ou com forte conteúdo harmônico, e cargas desequilibradas. Porém, por apresentar filtros analógicos convencionais, esse método também é considerado lento.

Verdelho propôs um novo método para compensar harmônicos e desequilíbrio de primeiro harmônico baseado no cálculo das componentes de corrente i_d-i_q ativa e reativa instantânea, inicialmente proposto por *Bhattacharya* em 1995. No método proposto por *Verdelho* as correntes harmônicas de sequência positiva e negativa, incluindo a componente fundamental de corrente de sequência negativa, podem ser compensadas (Soares et al., 2000). Em comparação com o método de potência $p-q$ ativa e reativa instantânea proposto por *Akagi*, este método apresenta resultados idênticos para condição de tensão balanceada e senoidal. Sobre condições de tensão desbalanceada e não-senoidal o método apresentado por *Verdelho* produz resultados melhores.

Já o método proposto por *Zhou* é considerado um método rápido e eficiente, não utilizando de filtros analógicos convencionais, e baseia-se no princípio de mínima corrente de compensação (Zhou e Zicheng, 2000). Apesar ter sido inicialmente idealizado para cargas monofásicas, pode ser aplicado em cada fase individualmente, em cargas trifásicas desequilibradas.

Dobrucky propôs um novo método de compensação usando a teoria de potência ativa instantânea para filtros ativos monofásicos (Dobrucky et al., 2002). Essa técnica é uma adaptação da técnica apresentada por *Akagi* para sistemas trifásicos (Akagi et al., 1983). Nessa técnica, apresenta-se uma nova teoria de transformação particular na qual o sistema monofásico pode ser transformado em dois eixos ortogonais entre si. Essa idéia se baseia no fato de que a quantidade monofásica pode ser complementada por uma fase secundária fictícia, de tal maneira que ambas as fases formam um sistema ortogonal como no caso trifásico.

Foi apresentado por *Saiton* uma estratégia de controle para filtros ativos monofásicos usando a transformação $d-q$ implementada a partir da transformada de *Hilbert*, na qual a

corrente e a tensão monofásica são convertidas para forma de vetores complexos sobre bases instantâneas (Saiton et al., 2003). Convertendo-se as componentes fundamentais de corrente e tensão para níveis c.c., os harmônicos de tensão e corrente podem ser obtidos de forma precisa pelo emprego de filtros passa-baixa instalados sobre as coordenadas d - q .

Em (Komurcugil e Kukrer, 2005) é apresentado uma aplicação baseada na linearização do controle de malha fechada do filtro ativo paralelo para cargas monofásicas. A linearização é implementada a partir do modelo do sistema, através de uma transformação advinda do teorema de *Tellengen*. A partir daí o esquema de controle linear é proposto. O controle apresenta vantagens de robustez às variações paramétricas e simplicidade de implementação.

Uma estratégia de controle baseada na filtragem adaptativa neural é apresentada em (Cirrincione et al., 2009). A filtragem adaptativa fornece a corrente de referência para o conversor do filtro. A técnica apresenta como vantagens baixa complexidade de implementação e baixo esforço computacional, sob qualquer variação da frequência da rede, pois o filtro neural ajusta automaticamente os seus coeficientes.

O trabalho apresentado em (Barros e Perez, 2003) também propõe um método adaptativo baseado no filtro de *Kalman* que obtém em tempo real a corrente de compensação de referência do filtro ativo paralelo. O controle de corrente compara o valor da corrente de referência - que é obtido a partir de uma predição de corrente aplicando filtro de *Kalman*. Para o controle dos braços dos conversores utilizou-se o controle de corrente baseado no controle por histerese. A principal finalidade é exibir a melhora do desempenho dinâmico do filtro além de compensar os erros de fase nas referências de corrente devido à amostragem dos sinais medidos.

O trabalho apresentado em (Kolhatkar e Das, 2007) trata sobre o filtro ativo universal UPQC (Unified Power Quality Conditioner - Condicionador Unificado de Potência) - que é a integração dos filtros série e paralelo. O filtro série utilizado é um DVR (Dynamic Voltage Restorer - Restaurador Dinâmico de Tensão) que é responsável por regular a tensão terminal aplicada à carga do UPQC. Utilizou-se o controle de histerese para o STATCOM (Static Synchronous Compensator - Compensador Síncrono Estático), compensador paralelo, de forma que fosse realizado o controle de corrente - ou seja - compensar a potência reativa fornecida pela carga com o fator de potência próximo do unitário. O sistema proporciona a

escolha de um ângulo ótimo de tensão - o que minimiza as perdas com o mínimo de potência (VA).

Zhiguo Pan e Fang F. Peng desenvolveram uma nova configuração de filtro ativo série de potência monofásico cujo objetivo é eliminar harmônicos de corrente e estabelecer um fator de potência próximo do unitário (Pan et al., 2005). Se comparado com a configuração padrão, a configuração proposta proporciona redução de custo de implementação e menores perdas de chaveamentos, segundo os autores.

B. Han e B. Bae propuseram uma nova configuração de filtros ativo universal para sistemas com multi-fases que não utiliza transformador no lado série (Han et al., 2006). A configuração é constituída de vários pares de módulos de conversores em ponte-H para cada fase. Cada par tem dois módulos em ponte-H conectado em paralelo através um barramento c.c. comum. A parte shunt (paralelo) é conectada com um transformador constituído por múltiplos enrolamentos, enquanto que a parte série é diretamente conectada à linha de distribuição. Essa configuração é semelhante ao apresentado no artigo proposto por *Zhiguo Pan e Fang F. Peng* para a parte série do circuito, porém, neste caso, tem-se controle de tensão.

Os trabalhos publicados por *B. Han e F. Peng* serviram de inspiração para o desenvolvimento das configurações proposta sem transformador, no lado série do conversor. Diferentemente com o que ocorrem em (Pan et al., 2005), o lado série atua corrigindo ou compensando a tensão que deve ser entregue à carga. Dessa forma, não é necessária a utilização do transformador, reduzindo, assim, os custos de implementação e o volume do sistema como um todo. O único cuidado é com relação a corrente de circulação, para a configuração com quatro braços, que deve ser controlada. A corrente de circulação aparece por que a estrutura proposta não possui transformador, responsável pelo isolamento eletromagnético, então, deve-se controlar essa corrente, pois ela causa instabilidade no sistema.

As topologia de filtros ativos universais vem sendo estudada em aplicação UPS (Uninterruptible Power Supply - Fonte de Alimentação Ininterrupta), onde são utilizadas para fornecerem energia limpa e de forma ininterrupta para cargas consideradas críticas, como por exemplo, sistemas de suporte à vida (hospitais), de telecomunicação, de controles industriais, de armazenamento de dados, de processamento industrial, etc; sob quaisquer condições

de falhas no sistema de fornecimento de energia elétrica, incluindo interrupções de alguns milissegundos há algumas horas. O tempo de fornecimento do sistema UPS é dependente da potência da carga e da capacidade de armazenamento do próprio sistema UPS. Para fornecer potência à carga em decorrência de falta no fornecimento de energia na fonte de alimentação, os sistemas UPS devem utilizar de um mecanismo de armazenamento de energia. Esse mecanismo é chamado de banco de baterias. Boa parte dos sistemas UPS usa baterias VRLA (Chumbo-Ácido Regulada por Válvula) e AGM (Absorbed Glass Mat - que faz referência ao material utilizado entre as placas positiva e negativa no interior das baterias. Ela utiliza o mesmo princípio da bateria chumbo-ácido. Porém, a solução ácida fica absorvida em separadores de lã de vidro).

Geralmente, um UPS ideal deve ser capaz de fornecer energia ininterrupta e proporcionar o condicionamento de energia necessário para uma aplicação energética em particular. Portanto, um UPS ideal deve ter as seguintes características:

1. Compensação da tensão de saída com baixa distorção harmônica (THD).
2. Baixo THD da corrente de entrada e fator de potência próximo do unitário.
3. Alta confiabilidade.
4. Desvios ou conexão da fonte de alimentação c.a., em caso de falhas, com a carga.
5. Alta eficiência.
6. Baixa interferência eletromagnética e ruídos acústicos.
7. Isolamento elétrico em alguns casos ou garantir que os neutros da rede e da carga sejam interligados.
8. Baixa manutenção.
9. Boa característica transitória e de estabilidade.
10. Baixo custo, peso e tamanho.

Os avanços na Eletrônica de Potência durante as últimas três décadas resultaram em uma grande variedade de topologias e novas estratégias de controle para sistemas UPS. Principalmente, no que diz respeito à redução de componentes do sistema como um todo (Divan,

1989), (Krishnan e Srinivasan, 1993), (Ho et al., 1997), (Su e Ohno, 1997a), (Uematsu et al., 1998), (Kamran e Habetler, 1998), (Pinheiro et al., 2000), (Lee et al., 2001), (Su, 2001), (Park et al., 2001), (Nasiri et al., 2003c), (Khour e Machmoum, 2007), (WeiYu et al., 2008), (Gunes et al., 2009), (da Silva et al., 2009).

Em (Hirachi et al., 1994), (Su e Ohno, 1997c), (Lu et al., 2000) e (Khour e Machmoum, 2007), têm-se estudos de estruturas UPS *online* ou *redes-conectadas* monofásicas com conversores em meia-ponte, que apresentam uma combinação de funções, como: armazenamento de tensão no banco de baterias, compensação de fator de potência e eliminação de harmônicos. Quando o sistema opera no modo normal, sem falhas, o sistema não somente fornece potência c.c. para o banco de baterias, mas também funciona como compensador de reativos e harmônicos, melhorando o fator de potência e reduzindo as correntes harmônicas no lado da fonte. Quando houver falha no fornecimento da alimentação c.a., um inversor fornece alimentação c.a. para a carga.

Uma topologia de UPS que não sofre com os desequilíbrios nos capacitores do barramento c.c. e que fornece flexibilidade para a escolha do banco de baterias é apresentada em (Fuentes e Pinheiro, 2000). A UPS opera com um número reduzido de chaves e é composta por um retificador e um conversor *step-up*. Na estrutura apresentada, a entrada do retificador *step-up* e a saída do inversor *step-up* possuem um braço comum. Em adição, o condutor neutro é comum entre a alimentação c.a. de entrada e a carga, isso elimina a exigência de um transformador de isolamento. Dois modos de operação são apresentados. No primeiro, há um fluxo de potência que flui da fonte de entrada c.a. para o banco de baterias e carga. No segundo, durante o modo de operação de energia armazenada, a saída do inversor *step-up* transfere potência para a carga a partir do banco de baterias.

Os sistemas UPS *line-interactive* ou *rede-interativa* monofásica apresentam-se num ponto intermediário entre as UPS *on-line* (*rede-conectada*) e *off-line* (*rede-desconectada*). As configurações apresentadas em (Kwon et al., 2001), (Nasiri et al., 2003b) e (Nasiri e Emadi, 2004) consistem de dois conversores bidirecionais em meia ponte conectados a um ponto comum do barramento c.c. e a um banco de baterias. O conversor bidirecional conectado no ramo paralelo do circuito é responsável por carregar o barramento c.c. e regular o fator de potência, mantendo-o próximo do unitário. O conversor série compensa distúrbios presentes na alimentação c.a.. Porém, quando houver problemas no fornecimento da alimentação c.a.,

a chave estática separa os circuitos da fonte e da carga. Nessa situação, o conversor paralelo opera como um inversor fornecendo alimentação c.a. para a carga ou conjunto de cargas a ele conectado. O número reduzido de componentes faz com que essas configurações sejam atrativas por oferecerem menores preços se comparadas com as configurações em ponte completa. Porém, elas têm as desvantagens de requerem um valor de tensão maior no barramento c.c..

Os sistemas UPS *line-interactive* ou *rede-interativa* com três braços, sendo um deles compartilhado, também se apresentam com uma alternativa interessante quando se busca redução de componentes (Kwon et al., 2001) e (Nasiri et al., 2003b). A grande vantagem dessa configuração sobre a com dois braços é o fato de o valor de tensão no barramento c.c. ser menor. Assim sendo, o valor da tensão do barramento c.c. para essa configuração é praticamente igual ao da configuração com quatro braços.

As ideias apresentadas pelos trabalhos publicados por *Ali Emadi* (Nasiri et al., 2003a), (Nasiri et al., 2003b) e (Nasiri et al., 2003c) serviram de motivação para o desenvolvimento de configurações de sistemas UPS *line-interactive* ou *rede-interativa* monofásicos com redução de chaves estáticas. A proposta consiste no desenvolvimento de estruturas reconfiguráveis onde um dos braços do conversor que compõe a estrutura possa ser utilizado para carregar o banco de baterias sem a necessidade de um conversor c.c./c.c. (como por exemplo: *buck-boost*) dedicado. Assim, uma configuração constituída por um conversor com quatro braços pode ser reconfigurada para funcionar com três braços, deixando um braço livre para carregar o banco de baterias. Quando o banco de baterias estiver carregado, a configuração retornará a sua composição inicial, ou seja, com quatro braços.

1.2 Tipos de Distúrbios

O objetivo desta seção é apresentar algumas definições sobre alguns termos encontrados nas literaturas nacional e internacional relacionados à qualidade da energia. Dentro desse contexto, pretende-se fazer um breve comentário sobre alguns tipos de distúrbios que podem estar presentes nas formas de onda dos sinais de tensão e corrente de um determinado sistema elétrico. Como exemplo de distúrbios, pode-se citar: afundamento, elevação, ruído, sobretensão, subtensão, transitório, etc. Esses distúrbios precisam ser tratados (eliminados ou minimizados), pois determinados tipos de equipamentos são bastante sensíveis a eles e

podem ser danificados ou funcionar de forma precária.

1.2.1 Transitórios

O termo transitório tem sido aplicado a análise das variações do sistema de energia para denotar um evento que é indesejável, mas momentâneo em sua natureza. Geralmente, a duração de um transitório é muito pequena, mas de grande importância, uma vez que os equipamentos presentes nos sistemas elétricos estarão submetidos a grandes solicitações de tensão e/ou corrente.

Os fenômenos transitórios podem ser classificados em dois grupos, os chamados *transitórios impulsivos*, causados por descargas atmosféricas, e os *transitórios oscilatórios*, causados por chaveamentos.

1.2.2 Variações de longa duração

São problemas que podem ser caracterizados como desvios que ocorrem no valor eficaz da tensão, na frequência fundamental do sistema, por um período superior a 1 min. Estas variações podem estar associadas à sobretensão, subtensão e faltas sustentadas. No caso de sobretensão ou subtensão, geralmente, não resultam de falhas do sistema, mas são causadas por variações na carga e/ou operações de chaveamento sobre o mesmo.

Sobretensão

Representa o aumento no valor eficaz da tensão c.a., maior do que 110%, na frequência do sistema, por uma duração maior do que 1 min. Sobretensões, usualmente resultam do desligamento de grandes cargas ou energização de um banco de capacitores. Tap's dos transformadores incorretamente conectados também podem resultar em sobretensões no sistema. A sobretensão, dependendo do grau em amplitude ou do número de ocorrências, pode causar danos a equipamentos elétricos e/ou eletrônicos.

Dentre algumas opções para a solução de problemas relacionados com sobretensão, destacam-se a troca de bancos de capacitores fixos por bancos automáticos, tanto em sistemas das concessionárias como em sistemas industriais, possibilitando um maior controle do nível da tensão e a instalação de compensadores estáticos de reativos.

Subtensão

A subtensão apresenta características opostas a sobretensão, ou seja, apresenta um decréscimo no valor eficaz da tensão c.a. para menos de 90%, na frequência do sistema, também com uma duração superior a 1 min. As subtensões são decorrentes, principalmente, do carregamento excessivo de circuitos alimentadores, os quais são submetidos a determinados níveis de corrente que, interagindo com a impedância da rede, dão origem a quedas de tensão acentuadas. Outros fatores que contribuem para as subtensões são: a conexão de cargas a rede elétrica e o desligamento de bancos de capacitores.

Interrupções sustentadas

Ocorre quando o fornecimento de tensão permanece em zero por um período de tempo que excede 1 min. As interrupções maiores do que 1 min são geralmente permanentes e requerem intervenção humana para reparar e retornar o sistema à operação normal no fornecimento de energia. As interrupções sustentadas podem ocorrer de forma inesperada ou de forma planejada. A maioria delas ocorre inesperadamente e as principais causas são falhas nos disjuntores, queima de fusíveis, falha de componentes do circuito alimentador, etc. Já as interrupções planejadas são feitas geralmente para executar manutenção na rede, ou seja, serviços como troca de cabos e postes, mudança do tap do transformador, alteração dos ajustes de equipamentos de proteção, etc.

Independentemente da natureza da interrupção, o sistema elétrico deve ser projetado para garantir que: o número de interrupções seja mínimo, a interrupção dure o mínimo possível e o número de consumidores afetados seja pequeno.

1.2.3 Variações de curta duração

Essas variações podem ser designadas como instantâneas, momentâneas ou temporárias. Variações de tensão de curta duração são causadas por condições de faltas, energização de grandes cargas que requerem altas correntes de partida, ou a perda intermitente de conexões nos cabos do sistema. Dependendo da localização da falta e das condições do sistema, a falta pode ou causar um decréscimo da tensão (afundamento) ou um aumento da tensão (elevação), ou ainda, a completa perda da tensão (interrupção).

Interrupções de curta duração

As interrupções de curta duração são medidas pela sua duração desde que a amplitude da tensão seja sempre menor do que 10% da nominal. A duração desse tipo de interrupção não deve ser superior a 1 min. Existem dois tipos de interrupção de curta duração: interrupção momentânea ou rápida e interrupção temporária. A interrupção momentânea deve persistir por no máximo 3 s. Já a interrupção temporária é definida se ocorrer dentro do intervalo de 3 s a 1 min. Qualquer interrupção superior a 1 min é considerada de longa duração.

Afundamento de tensão

Dependendo da localização da falta e das condições do sistema, a falta pode causar um decréscimo temporário de 10-90% no valor eficaz da tensão do sistema, podendo permanecer por um período de meio ciclo até 1 min. Afundamentos de tensão são usualmente associados a faltas no sistema (curtos-circuitos ocorridos nas redes de distribuição), mas podem também ser causados pela energização de grandes cargas ou a partida de grandes motores e pela corrente de magnetização de um transformador.

Existem várias medidas que podem ser tomadas no sentido de diminuir o número e a severidade das subtensões de curta duração. Algumas delas são: utilização de transformadores ferroressonantes, conhecidos também como CVTs (Constant Voltage Transformers); utilização de UPS; utilização de um dispositivo magnético supercondutor de armazenamento de energia; emprego de grupos geradores a Diesel; utilização de métodos de partida de motores; melhorar as práticas para o restabelecimento do sistema da concessionária em caso de faltas, dentre outros.

Elevação de tensão

As elevações são usualmente associadas às condições de faltas no sistema, mas não são tão comuns como afundamentos de tensão. Dependendo da localização da falta e das condições do sistema, a falta pode causar um aumento temporário de 10-80% no valor eficaz da tensão do sistema, podendo permanecer por um período de meio ciclo até 1 min. Esse fenômeno pode estar associado à saída de grandes blocos de cargas ou a energização de grandes bancos de capacitores, porém com uma incidência pequena se comparada com as sobretensões

provenientes de faltas fase-terra nas redes de transmissão e distribuição.

1.2.4 Distorção na forma de onda

Distorção da forma de onda é definido como um desvio da forma de onda puramente senoidal na frequência fundamental, que é caracterizado principalmente pelo seu conteúdo espectral. Há cinco tipos principais de distorções da forma de onda.

Nível c.c.

Corresponde a presença de um componente c.c. na tensão ou corrente em um sistema de energia c.a.. O nível c.c. em redes de corrente alternada pode levar à saturação de transformadores, resultando em perdas adicionais e redução da vida útil. Pode também causar corrosão eletrolítica dos eletrodos de aterramento e de outros conectores.

Harmônico

É um componente de uma onda periódica cuja frequência é um múltiplo inteiro da frequência fundamental (no caso da energia elétrica brasileira, de 60 Hz). Harmônicos são fenômenos que não devem ser confundidos com fenômenos de curta duração, os quais duram apenas alguns ciclos. Distorção harmônica é um tipo específico de energia suja, que é normalmente associada com a crescente quantidade de acionamentos estáticos, fontes chaveadas e outros dispositivos eletrônicos nas plantas industriais.

Os altos níveis de distorções harmônicas em uma instalação elétrica podem causar problemas para as redes de distribuição das concessionárias, para a própria instalação e para os equipamentos ali instalados. As consequências podem chegar até à parada total de importantes equipamentos na linha de produção acarretando em prejuízos econômicos.

Para a quantificação do grau de distorção presente na tensão e/ou corrente, lança-se mão da ferramenta matemática conhecida por série de Fourier. As vantagens de se usar a série de Fourier para representar formas de onda distorcidas é que, cada componente harmônica pode ser analisada separadamente e, a distorção final é determinada pela superposição das várias componentes constituintes do sinal distorcido.

Interharmônico

São formas de ondas de tensões e correntes que apresentam componentes de frequência que não são múltiplos inteiros da frequência com a qual o sistema é suprido e designado a operar. Eles podem ser encontradas em redes de diferentes classes de tensões. As principais fontes são os conversores de frequência estáticos, cicloconversores, motores de indução e equipamentos a arco.

Ruído

Os ruídos podem ser definidos como sinais elétricos não desejáveis com um conteúdo do espectro abaixo de 200 kHz, superposto à tensão e corrente do sistema de energia nos condutores de fase ou obtidos sobre os condutores neutros, ou ainda, nos sinais da linha.

Ruído pode ser causado em sistemas de energia por equipamentos eletrônicos, circuitos de controle, equipamentos a arco, cargas com retificadores de estado sólido e fontes chaveadas e, via de regra, estão relacionados com aterramentos impróprios. O problema pode ser atenuado pelo uso de filtros, isolamento dos transformadores e condicionadores de linha.

1.3 Configurações de Filtros Ativos

Os filtros ativos de potência podem ser classificados quanto ao tipo de conversor CSI (Current Source Inverter - Inversor Fonte de Corrente) ou VSI (Voltage Source Inverter - Inversor Fonte de Tensão), topologia (Série, Paralelo ou, uma combinação dos dois, conhecida como Filtro Universal) e número de fases (monofásico ou trifásico).

1.3.1 Classificação quanto ao tipo

O inversor empregado na filtragem ativa de potência, quanto ao tipo, pode ser classificado como inversor de tensão ou de corrente. O inversor VSI é alimentado por uma fonte de tensão e as chaves estáticas desses inversores são bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão. O inversor CSI é alimentado por uma fonte de corrente e suas chaves estáticas são bidirecionais em tensão e unidirecionais em corrente.

As fontes de tensão ou de corrente podem ser obtidas, respectivamente, através do uso de retificadores com filtro capacitivo ou indutivo no barramento c.c.. Tradicionalmente, os inversores VSI são os mais utilizados devido ao baixo custo de implementação do filtro capacitivo com relação ao indutivo (Akagi, 1996) e (Singh et al., 1999).

1.3.2 Classificação quanto a topologia

Os filtros ativos poder ser classificados em: Paralelo, Série e Universal (combinação dos dois). Existem outras combinações bastante utilizadas que são a combinação de filtros Série, Paralelo e Universal com filtros passivos de potência.

Filtro ativo paralelo

O filtro ativo paralelo é indicado para compensação de reativos e redução da taxa de distorção harmônica de corrente, ele contribui também para a melhoria das taxas de distorção harmônica de tensão provocadas por correntes com características altamente não-lineares. Com a presença de uma carga altamente não-linear, a corrente drenada pela mesma provoca uma queda de tensão na impedância equivalente de linha, com isso, observa-se um certo achatamento da forma de onda de tensão, próximo ao valor de pico. Essa situação é comum em retificadores monofásicos e trifásicos com filtro capacitivo. Esse filtro fornece uma corrente de compensação, i_{cp} , para cancelar a corrente gerada pela carga não-linear, i_l , fazendo com que a corrente da fonte de alimentação c.a., i_s , mantenha sua forma senoidal (Torrey e Al-Zamel, 1995), (Dell'Aquila et al., 2003b), (Escobar et al., 2006), (Dell'Aquila et al., 2003a), (Dai et al., 2007) e (Fujita, 2009).

Filtro ativo série

A função do filtro série é evitar que parcelas indesejáveis de tensão sejam aplicadas a carga, funcionando, também, como regulador de tensão. Este filtro não é capaz de eliminar harmônicos de corrente gerados pela carga uma vez que ele é conectado em série com a carga. Eles são menos comuns nas indústrias do que os filtros paralelos, devido a sua complexidade de implementação e por conta do transformador (Bhattacharya e Divan, 1995a), (Ribeiro e Barbi, 2001), (Dayi et al., 2004), (Kolhatkar e Das, 2007), (Xie et al., 2008) e

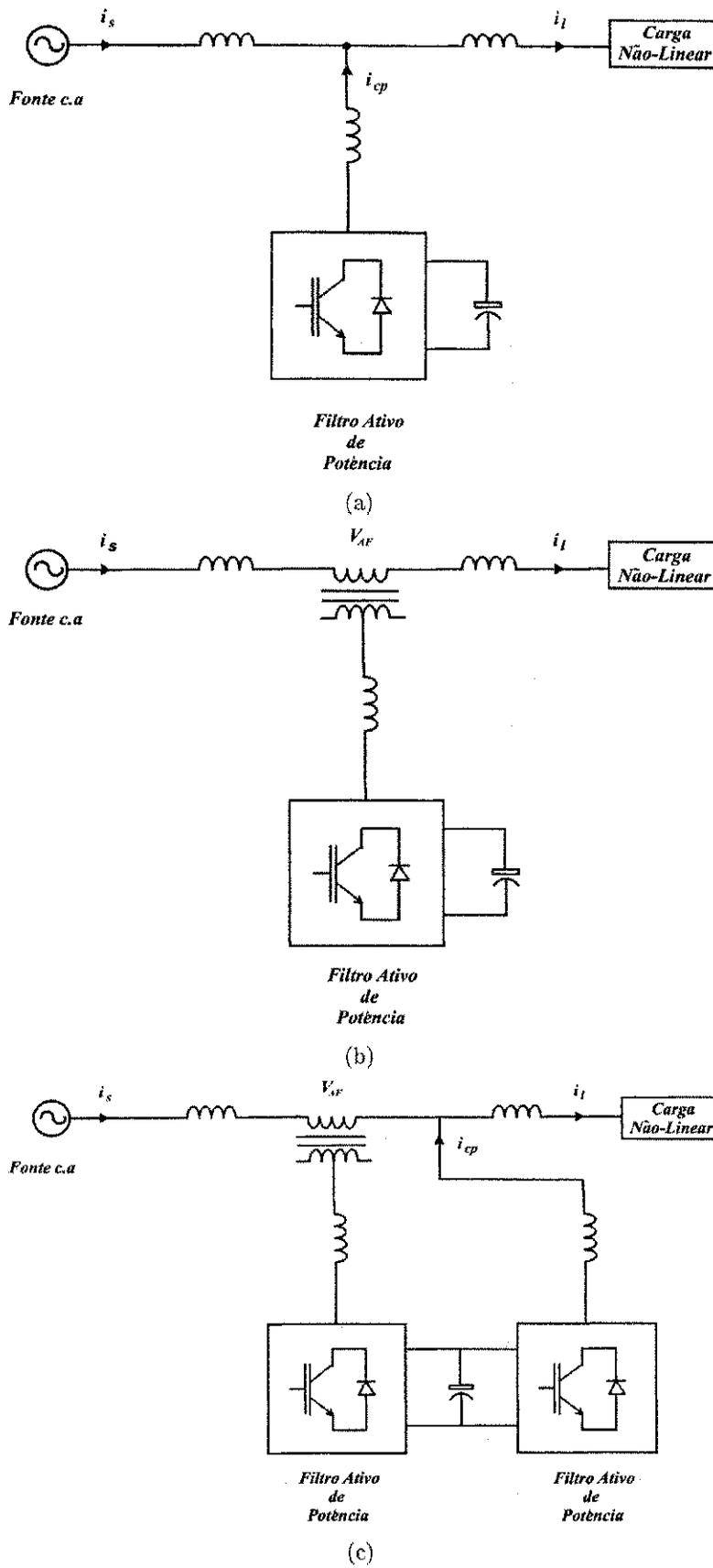


Figura 1.1: Diagrama de blocos dos filtros: (a) Paralelo, (b) Série, (c) Universal.

(Salehifar et al., 2010).

Filtro ativo Universal

O filtro ativo universal oferece vantagens que as topologias série e paralelo dispõem. Ou seja, ele compensa distúrbios de tensão como afundamentos, elevação e harmônicos e compensa, também, correntes harmônicas, potência reativa e corrente de sequência negativa e realiza a regulação da tensão do barramento c.c. entre ambos os filtros (Basu et al., 2001), (Nasiri et al., 2003c), (Correa et al., 2003), (Eakburanawat et al., 2004), (Prieto et al., 2005), (Jacobina et al., 2007) e (dos Santos et al., 2008).

1.3.3 Classificação quanto ao número de fases

Quanto ao número de fases os filtros ativos podem ser monofásicos ou trifásicos (três ou quatro fios). Existe um grande número de cargas não-lineares espalhadas ao longo dos sistemas de distribuição que podem causar sérios problemas a rede. Devido a complexidade das cargas existentes, tem-se em aplicações domésticas cargas não-lineares conectadas aos sistemas a dois fios ou podem-se ter no caso de sistemas trifásicos cargas não-lineares sem conexão com neutro alimentadas por sistemas a três fios, como por exemplo, em sistemas ASDs. No caso de sistemas a quatro fios, tem-se uma grande quantidade de cargas não-lineares monofásicas conectadas a esse sistema, como exemplo, pode-se citar computadores, reatores eletrônicos, lâmpadas fluorescentes e etc.

1.4 Estratégia de controle

A estratégia de controle é considerada o coração do filtro ativo de potência e é implementada em três estágios. No primeiro estágio, os sinais de tensão e de corrente podem ser adquiridos usando-se transformadores de potência (TP's), transformadores de corrente (TC's), sensores de efeito Hall, amplificadores isoladores, etc; para obter de forma precisa as informações necessárias sobre o sistema. No segundo estágio, as referências de tensão e de corrente são obtidas baseadas nos métodos de controle e nas configurações dos filtros ativos. No terceiro, e último, estágio, os sinais de comando para as chaves de estado sólido podem ser gerados usando as técnicas de controle PWM, histerese, modos deslizantes, logica fuzzy e etc.

1.4.1 Condicionamento de sinal

Para implementação do algoritmo de controle é necessária uma amostragem simultânea dos sinais de tensão e corrente do sistema. Estes sinais são utilizados para monitorar, medir, controlar e gravar os vários índices de desempenho, tais como: distorção harmônica total (THD), fator de potência, potência ativa e reativa, fator de crista, etc. Os sinais típicos a serem medidos são tensões c.a., tensão do barramento c.c. do filtro ativo, tensões do elemento série, etc.

Os sinais de corrente a serem medidos são as correntes de carga, corrente de fornecimento (alimentação), corrente de compensação e corrente do barramento c.c. do filtro ativo. Os sinais de tensão podem ser medidos usando TP's, sensores de tensão de efeito Hall ou amplificadores isolados.

Os sinais de corrente podem ser adquiridos mediante o emprego de TC's e sensores de corrente de efeito Hall. Em algumas situações é necessário filtrar os sinais de tensão e corrente para se evitar problemas relacionados com ruído, contudo, deve-se tomar cuidado quanto a adição dos filtros, pois eles podem causar atrasos na malha direta de controle. Os filtros quanto ao tipo podem ser analógicos ou digitais e quanto à característica podem ser passa-baixa, passa-alta, passa-faixa, etc.

1.4.2 Obtenção dos sinais de compensação

A compensação de sinais tipo tensão e corrente é uma parte importante da estratégia de controle dos filtros ativos e afeta sua resposta dinâmica tanto no transitório como em regime permanente. As estratégias de controle para gerar os comandos de compensação são baseadas em técnicas no domínio da frequência ou técnicas no domínio do tempo.

Compensação no domínio da frequência

A estratégia de controle no domínio da frequência é baseada na análise de Fourier dos sinais de tensão e/ou corrente distorcidos para se extrair os comandos de compensação. Usando a transformada de Fourier, os componentes harmônicos de compensação são separados do sinal poluído com harmônico e combinados para gerar os comandos de compensação. Os

dispositivos de chaveamento do filtro ativo são mantidos geralmente em frequências maiores que duas vezes a mais alta frequência de harmônicos a ser compensada para uma efetiva compensação. A aplicação *on-line* da transformada de Fourier (solução de um conjunto de equações não-lineares) implica numa grande carga computacional e resulta numa lenta resposta dinâmica.

Compensação no domínio do tempo

Os métodos de controle do filtro ativo no domínio do tempo são baseados na amostragem simultânea dos sinais de tensão e de corrente poluídos por harmônicos. Existe uma grande variedade de métodos de controle no domínio do tempo, dentre eles os mais conhecidos são: teoria de potência ativa e reativa instantânea $p-q$, método de referência síncrona no eixo $d-q$, método de detecção síncrona, controlador em modos-deslizantes, controlador PI e etc.

1.4.3 Geração dos sinais de gatilho para as chaves de potência do filtro ativo

No estágio de controle do filtro ativo são gerados os sinais de gatilho para as chaves de estado sólido do filtro, baseados nos comandos de compensação. Nesse estágio, uma grande variedade de métodos de controle para acionar as chaves estáticas de potência podem ser considerados, como por exemplo, controle de corrente tipo histerese, controle PWM de tensão ou corrente, controle deadbeat, controle de corrente por modos deslizantes, controle de corrente baseado em lógica fuzzy, etc, que podem ser implementados via hardware ou software para comandar as chaves de potência do filtro ativo.

1.5 Contribuições e organização do trabalho

Uma revisão sobre filtros ativos de potência e sistemas UPS foi apresentada para prover uma visão sobre as diversas configurações e técnicas de controle apresentadas desde o surgimento dos primeiros conceitos sobre filtragem ativa até o presente momento. Como observado, o uso de chaves estáticas para controle de potência tem contribuído substancialmente para o aumento da poluição harmônica.

A filtragem ativa universal é dentre as técnicas existentes atualmente a que possui o

maior potencial de compensação de distúrbios para a melhoria da qualidade da energia, podendo reduzir e/ou eliminar os distúrbios presentes nas tensões e/ou correntes de forma simultânea. Porém, a desvantagem se resume a complexidade dos controladores e o custo de implementação.

Como citado anteriormente, existem uma série de trabalhos publicados sobre filtros ativos de potência e sistemas UPS. Estudos com estruturas que apresentam redução no número de componentes vem atraindo a atenção de vários pesquisadores. Este trabalho tem como objetivo contribuir no estudo de configurações de filtros ativos de potência monofásicos e sistemas UPS com número reduzindo de componentes. Sabe-se que a redução de dispositivos eletrônicos e elementos passivos proporcionam redução de custo, peso e volume. Porém, para que esses objetivos sejam alcançados, é necessário aprimorar a estratégia de controle, tornando-a, em alguns casos, mais complexa.

Neste trabalho, encontram-se os estudos sobre filtros ativos de potência monofásicos com quatro, três e dois braços incluindo o circuito de potência, de controle, as análises e as equações que descrevem o comportamento dinâmico e de regime permanente dos sistemas, bem como as análises de perdas e custos de implementação dos sistemas apresentados.

Algumas configurações de filtros ativos de potência monofásicos abordados neste trabalho serão escolhidas para operarem como sistemas UPS, para que a tensão aplicada à carga seja mantida quando houver fortes distúrbios na tensão de alimentação c.a. de entrada. As estruturas UPS também apresentarão redução de componentes nas partes dos circuitos responsáveis por carregar e por elevar a tensão do banco de baterias.

A organização do trabalho segue a seguinte sequência de tópicos e assuntos abordados:

Capítulo 1

Neste capítulo é apresentada uma introdução sobre o objetivo da compensação nos sistemas de distribuição tanto do lado da concessionária de energia como do lado dos consumidores, objetivando melhoria na qualidade da energia elétrica, já que, muitas das atuais cargas apresentam características não-lineares. É apresentada, também, neste capítulo, uma revisão bibliográfica sobre o desenvolvimento dos filtros ativos de potência e das técnicas de controle utilizadas até o presente momento.

Capítulo 2

É proposto um estudo comparativo entre as configurações de filtros monofásicos universais com e sem transformador com quatro e três braços. Apresenta-se nesse capítulo o circuito de potência, de controle, as análises e as equações que descrevem o comportamento dinâmico e de regime permanente dos sistemas, bem como as análises de perdas e custos.

Capítulo 3

É proposto um estudo comparativo entre as configurações de filtros ativos monofásicos universais com transformador no lado série e as configurações com o transformador no lado paralelo. As estruturas são compostas por um conversor com dois braços que pode funcionar com ambos os lados do conversor operando em meia-ponte ou um lado em meia-ponte e outro em ponte-completa, com o compartilhamento de um dos braços. Apresenta-se também o circuito de potência, de controle, as análises e as equações que descrevem o comportamento dinâmico e de regime permanente dos sistemas, bem como as análises de perdas e custos.

Capítulo 4

São apresentadas algumas configurações de sistemas UPS monofásico com função de filtro ativo de potência. As configurações apresentadas são constituídas por conversores com quatro e três braços. Basicamente, as configurações apresentam redução do número de chaves estáticas e, em alguns casos, tem-se a reconfiguração de algumas estruturas para que as mesmas possam funcionar com mudança no modo de operação de quatro para tres braços, deixando um dos braços dos conversor livre para que o carregamento do banco de baterias possa ser realizado. A configuração volta a sua composição inicial quando o banco de baterias estiver carregado.

Capítulo 5

São feitas as conclusões finais do trabalho e são apresentadas sugestões para trabalhos futuros.

2

Compensador Universal Monofásico sem Transformador

2.1 Introdução

Os filtros ativos universal monofásicos de pequena e média potência podem ser uma solução bastante interessante para as instalações que fazem uso dos equipamentos ditos poluidores da rede elétrica (Singh et al., 1999), (Wu e Jou, 1996), (Torrey e Al-Zamel, 1995), (Kunju-muhammed e Mishra, 2006), (Zhang et al., 2007), (Cirrincione et al., 2008).

Dentro desse contexto, este capítulo tem como objetivo a investigação de estruturas voltadas para a melhoria da eficiência energética de sistemas. Como parte integrante do capítulo, encontra-se um estudo sobre um UPQC (Unified Power Quality Conditioner - Condicionador Unificado de Qualidade de Energia) monofásico incluindo o circuito de potência, de controle e as equações que descrevem o comportamento dinâmico do sistema, visando um aumento da sua funcionalidade, com o intuito de se obter também uma melhoria da relação custo/benefício na implantação do mesmo.

As configurações tradicional e proposta podem ser observadas nas Fig. 2.1 e 2.2, sendo as Figs. 2.1(a) e 2.1(b) com quatro braços e as Figs. 2.2(a) e 2.2(b) com três braços. A grande diferença entre as configurações padrão e proposta é que a configuração proposta não utiliza transformador. O que pode ser um fator interessante quando o peso, o tamanho e o custo associado ao transformador forem indesejáveis. Porém, a não utilização do transformador

faz com que apareça uma corrente circulante no circuito proposto com quatro braços que precisa ser controlada. Na configuração padrão não se observa essa corrente de circulação por que o transformador promove a isolamento dos dois circuitos devido ao acoplamento magnético existente. Para as configurações sem transformador, é necessário adicionar ao circuito uma chave para conectar a alimentação c.a. de entrada a carga, em caso de falha no funcionamento do conversor série.

2.2 Modelo do Sistema da Configuração com Quatro Braços

O sistema proposto com quatro braços consiste de uma fonte de alimentação na entrada (e_g , i_g), carga Z_l (v_l , i_l) que pode ser linear ou não-linear, conversores S_e e S_h com um banco capacitor c.c. e filtros Z_e (L_e , L'_e e C_e) e Z_h (L_h , L'_h e C_h). O conversor S_e é constituídos pelas chaves q_e , \bar{q}_e , q'_e e \bar{q}'_e . O conversor S_h é formado pelas chaves q_h , \bar{q}_h , q'_h e \bar{q}'_h . O estado de condução de todas as chaves é representado pela variável homônima binária q . Os pares q e \bar{q} são complementares. A variável $q = 1$ é uma representação para a chave fechada e $q = 0$ para a chave aberta.

As tensões de polo do conversor v_{e0} , v'_{e0} , v_{h0} e v'_{h0} dependem dos estados de condução das chaves de potência, assim sendo, tem-se:

$$v_{e0} = (2q_e - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.1)$$

$$v'_{e0} = (2q'_e - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.2)$$

$$v_{h0} = (2q_h - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.3)$$

$$v'_{h0} = (2q'_h - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.4)$$

sendo v_c a tensão do barramento c.c..

A partir da Fig. 2.1(b), obtém-se um conjunto de equações que servirão de base para se

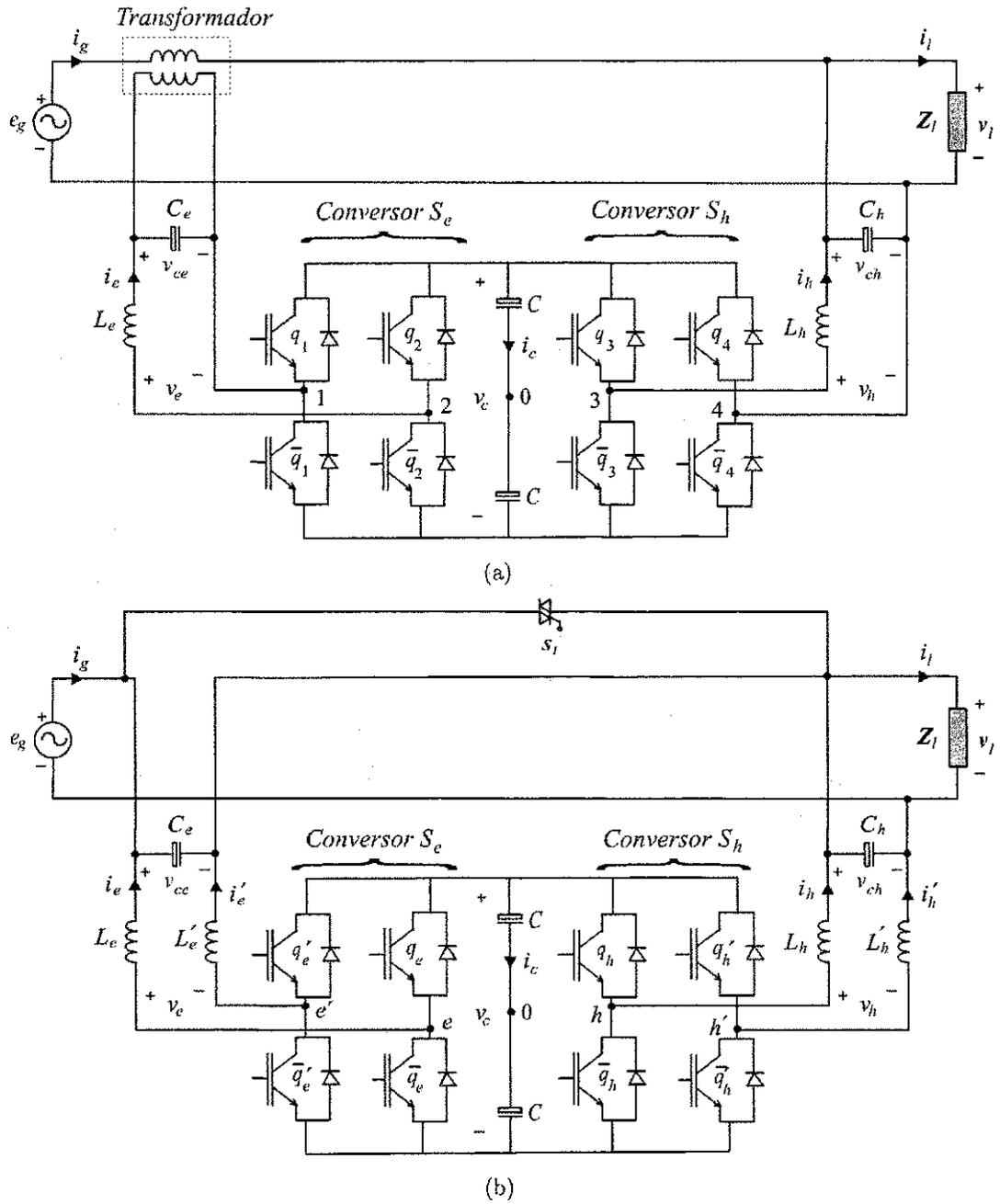


Figura 2.1: Filtro ativo universal monofásico universal com quatro braços. Convencional (a) e proposto (b).

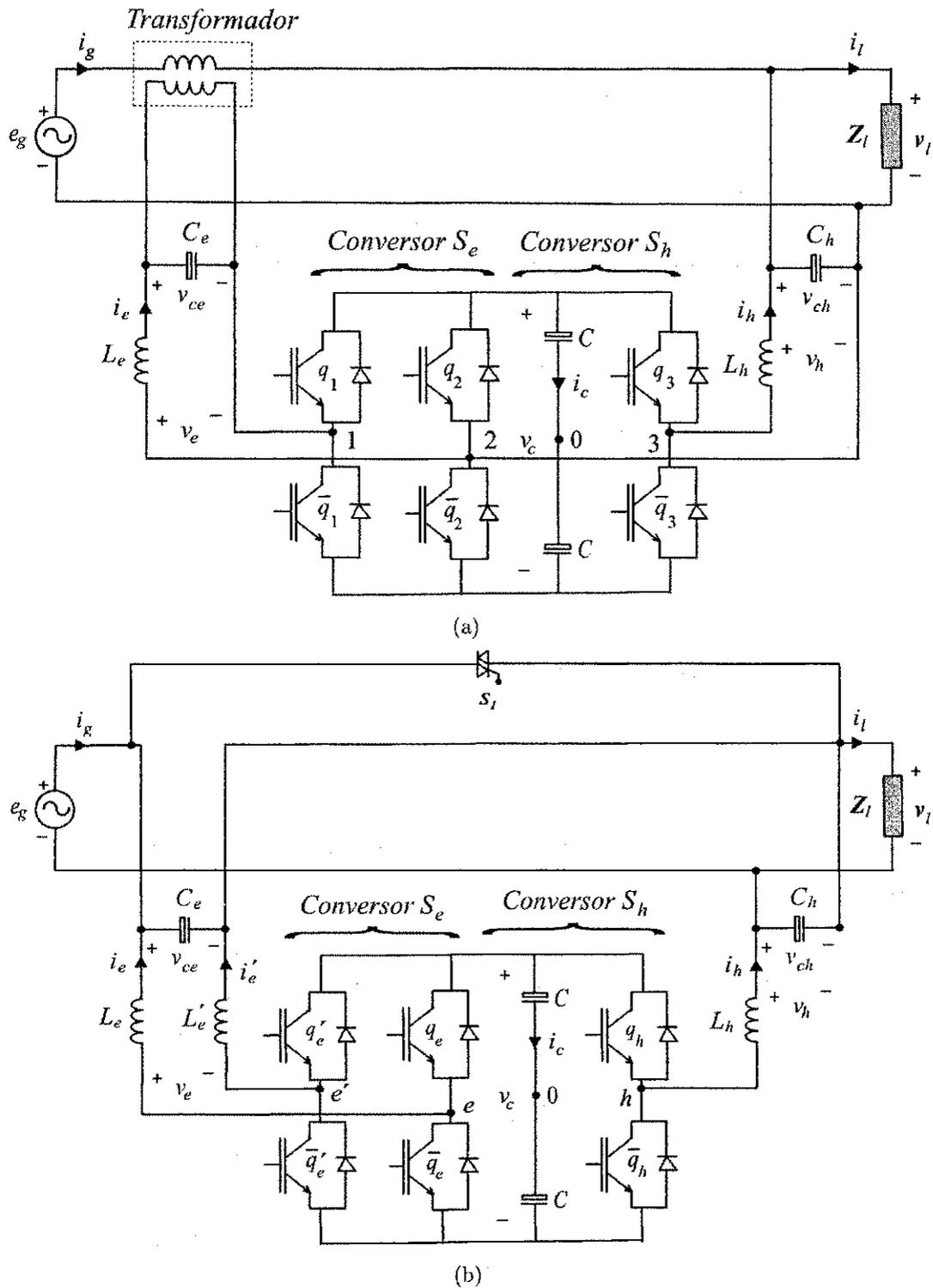


Figura 2.2: Filtro ativo universal monofásico universal com três braços. Convencional (a) e proposto (b).

determinar as equações finais de regime dinâmico do sistema proposto.

$$v_{e0} - v'_{e0} = v_g - v_l + \left(\frac{r_e}{2} + \frac{l_e}{2} p \right) i_e - \left(\frac{r'_e}{2} + \frac{l'_e}{2} p \right) i'_e \quad (2.5)$$

$$v_{h0} - v'_{h0} = \left(\frac{r_h}{2} + \frac{l_h}{2} p \right) i_h - \left(\frac{r'_h}{2} + \frac{l'_h}{2} p \right) i'_h + v_l \quad (2.6)$$

$$v'_{e0} - v'_{h0} = \left(\frac{r'_e}{2} + \frac{l'_e}{2} p \right) i'_e - \left(\frac{r'_h}{2} + \frac{l'_h}{2} p \right) i'_h + v_l \quad (2.7)$$

$$v_{e0} - v_{h0} = v_g - v_l + \left(\frac{r_e}{2} + \frac{l_e}{2} p \right) i_e - \left(\frac{r_h}{2} + \frac{l_h}{2} p \right) i_h \quad (2.8)$$

$$e_g - v_{ce} - v_l = (r_g + l_g p) i_g \quad (2.9)$$

$$p v_{ce} = \frac{1}{C_e} (i_g + i_e) \quad (2.10)$$

$$p v_l = \frac{1}{C_h} (i_g - i_l - i'_h) \quad (2.11)$$

sendo $p = d/dt$, $v_g = e_g - r_g i_g - l_g p i_g$ (tensão da fonte de alimentação c.a. mais a sua impedância interna), $v_{ch} = v_l$ e i_l é calculado usando o modelo da carga que pode ser linear ou não-linear.

A corrente de circulação i_o é definida por:

$$i_o = i_e + i'_e = -(i_h + i'_h). \quad (2.12)$$

A demonstração dessa equação pode ser observada no apêndice A. Substituindo (2.12) nas relações (2.5)-(2.11), obtêm-se:

$$v_{e0} - v'_{e0} = v_g + \left[\frac{r'_e}{2} + \frac{r_e}{2} + \left(\frac{l_e}{2} + \frac{l'_e}{2} \right) p \right] i_e - v_l - \left(\frac{r'_e}{2} + \frac{l'_e}{2} p \right) i_o \quad (2.13)$$

$$v_{h0} - v'_{h0} = \left[\frac{r_h}{2} + \frac{r'_h}{2} + \left(\frac{l_h}{2} + \frac{l'_h}{2} \right) p \right] i_h + v_l + \left(\frac{r'_h}{2} + \frac{l'_h}{2} p \right) i_o \quad (2.14)$$

$$v'_{e0} - v'_{h0} = - \left(\frac{r'_e}{2} + \frac{l'_e}{2} p \right) i_e + \left(\frac{r'_h}{2} + \frac{l'_h}{2} p \right) i_h + v_l + \left[\left(\frac{r'_e}{2} + \frac{r'_h}{2} \right) + \left(\frac{l'_e}{2} + \frac{l'_h}{2} \right) p \right] i_o \quad (2.15)$$

$$v_{e0} - v_{h0} = v_g - v_l + \left(\frac{r_e}{2} + \frac{l_e}{2} p \right) i_e - \left(\frac{r_h}{2} + \frac{l_h}{2} p \right) i_h \quad (2.16)$$

$$e_g - v_{ce} - v_l = (r_g + l_g p) i_g \quad (2.17)$$

$$p v_{ce} = \frac{1}{C_e} (i_g + i_e) \quad (2.18)$$

$$p v_l = \frac{1}{C_h} (i_g - i_l + i_h + i_o). \quad (2.19)$$

Somando as relações (A.9)-(2.16), obtêm-se:

$$\begin{aligned}
v_o &= v'_{e0} + v_{e0} - v'_{h0} - v_{h0} = v_g + \left[\left(\frac{r'_e}{2} + \frac{r'_h}{2} \right) + \left(\frac{l'_e}{2} + \frac{l'_h}{2} \right) p \right] i_o \\
&+ \left[\left(\frac{r_e}{2} - \frac{r'_e}{2} \right) + \left(\frac{l_e}{2} - \frac{l'_e}{2} \right) p \right] i_e \\
&- \left[\left(\frac{r_h}{2} - \frac{r'_h}{2} \right) + \left(\frac{l_h}{2} - \frac{l'_h}{2} \right) p \right] i_h
\end{aligned} \tag{2.20}$$

A tensão v_o é usada para compensar a corrente de circulação i_o .

O modelo final é composto pelas relações (2.13), (2.14), (2.17)-(2.19), e (2.20). A partir das variáveis conhecidas e_g e i_l (definida pelo modelo da carga), determinam-se as variáveis v_{e0} , v'_{e0} , v_{h0} e v'_{h0} , e as variáveis i_g , i_e , i_h , i_o , v_l , e v_{ce} . Sob o ponto de vista de controle, os controladores devem definir $v_e = v_{e0} - v'_{e0}$ (Conversor S_e , responsável por regular a tensão aplicada a carga v_l), $v_h = v_{h0} - v'_{h0}$ (conversor S_h , responsável por controlar o fator de potência e compensar os harmônicos em i_g), e $v_o = v'_{e0} + v_{e0} - v'_{h0} - v_{h0}$ (conversores S_e e S_h , responsáveis por controlar a corrente de circulação i_o , mantendo-a próximo de zero). O sistema de controle será discutido na Seção 2.7.

Considerando-se iguais as indutâncias $L_e = L'_e$ e $L_h = L'_h$, a tensão v_o pode ser simplificada, obtendo-se:

$$v_o = v_g + \left[\left(\frac{r_e}{2} + \frac{r_h}{2} \right) + \left(\frac{l_e}{2} + \frac{l_h}{2} \right) p \right] i_o \tag{2.21}$$

A partir da equação (2.21), observa-se que, para se eliminar a corrente de circulação, a tensão v_o é dada por:

$$v_o = v_g. \tag{2.22}$$

Quando $i_o = 0$ ($i_e = -i'_e$ e $i_h = -i'_h$), o modelo do sistema é dado por:

$$v_{e0} - v'_{e0} = v_g + (r_e + l_e p) i_e - v_l \tag{2.23}$$

$$v_{h0} - v'_{h0} = (r_h + l_h p) i_h + v_l \tag{2.24}$$

$$e_g - v_{ce} - v_l = (r_g + l_g p) i_g \tag{2.25}$$

$$p v_{ce} = \frac{1}{C_e} (i_g + i_e) \tag{2.26}$$

$$p v_l = \frac{1}{C_h} (i_g - i_l + i_h). \tag{2.27}$$

Assim, esse modelo é similar ao modelo convencional para um transformador ideal. Por essa razão, pode-se usar $v_e = v_{e0} - v'_{e0}$ (conversor S_e) para regular a tensão aplicada à carga e

$v_h = v_{h0} - v'_{h0}$ (conversor S_h) para controlar o fator de potência e os harmônicos em i_g , como num filtro convencional.

Como observado, o circuito apresentado na Fig. 2.1(b) apresenta quatro indutâncias, porém, esse mesmo circuito pode ser redesenhado com apenas duas indutâncias. A escolha de quatro indutâncias sendo $L_e = L'_e$ e $L_h = L'_h$ foi para provar que a tensão v_0 pode ser simplificada vide (2.22), caso contrário, tem-se a tensão v_0 dada por (2.20).

2.2.1 Controle PWM da Configuração com Quatro Braços

A largura dos pulsos dos sinais de gatilho pode ser calculada segundo as tensões de polo v_{e0}^* , $v_{e0}^{*'}$, v_{h0}^* e $v_{h0}^{*'}$.

Considerando que as tensões v_e^* , v_h^* e v_o^* simbolizam as tensões de referência solicitadas pelos controladores, tem-se:

$$v_{e0}^* - v_{e0}^{*'} = v_e^* \quad (2.28)$$

$$v_{h0}^* - v_{h0}^{*'} = v_h^* \quad (2.29)$$

$$v_{e0}^{*'} + v_{e0}^* - v_{h0}^{*'} - v_{h0}^* = v_o^*. \quad (2.30)$$

Dessa maneira, as equações não são suficientes para determinar as quatro tensões de polo v_{e0}^* , $v_{e0}^{*'}$, v_{h0}^* , e $v_{h0}^{*'}$. Introduzindo uma variável auxiliar v_x^* e escolhendo $v_{e0}^{*'} = v_x^*$, obtêm-se:

$$v_{e0}^* = v_e^* + v_x^* \quad (2.31)$$

$$v_{e0}^{*'} = v_x^* \quad (2.32)$$

$$v_{h0}^* = \frac{v_e^*}{2} + \frac{v_h^*}{2} - \frac{v_o^*}{2} + v_x^* \quad (2.33)$$

$$v_{h0}^{*'} = \frac{v_e^*}{2} - \frac{v_h^*}{2} - \frac{v_o^*}{2} + v_x^* \quad (2.34)$$

Dois métodos serão apresentados para a escolha de v_x^* .

Method A: Otimização global

Nesse caso, a tensão v_x^* é calculada levando em conta os valores máximo $v_c^*/2$ e mínimo $-v_c^*/2$ das tensões de polo

$$v_{x \max}^* = v_c^*/2 - v_{\max}^* \quad (2.35)$$

$$v_{x \min}^* = -v_c^*/2 - v_{\min}^* \quad (2.36)$$

onde v_c^* é a tensão de referência do barramento c.c., $v_{\max}^* = \max \vartheta$ e $v_{\min}^* = \min \vartheta$ com $\vartheta = \{v_e^*, 0, v_e^*/2 + v_h^*/2 - v_o^*/2, v_e^*/2 - v_h^*/2 - v_o^*/2\}$.

A partir de um v_x^* , obtêm-se todas as tensões de polo provenientes de (2.31)-(2.34). Então, v_x^* pode ser escolhido igual a $v_{x\max}^*$, $v_{x\min}^*$ ou $v_{xave}^* = (v_{x\max}^* + v_{x\min}^*)/2$. Note que quando $v_{x\max}^*$ ou $v_{x\min}^*$ é selecionado, um dos braços dos conversores opera com frequência de chaveamento igual a zero. Por outro lado, a operação com v_{xave}^* gera pulso centrado de tensão no período de chaveamento, o que melhora o THD das tensões.

Os valores máximo e mínimo podem ser usados de forma alternada. Por exemplo, durante um intervalo de tempo τ escolhe-se $v_x^* = v_{x\max}^*$ e, na próxima, escolhe-se $v_x^* = v_{x\min}^*$. O intervalo τ pode ser feito igual ao período de chaveamento (menor valor) ou múltiplo do período de chaveamento para reduzir a frequência média de chaveamento.

Uma vez escolhido o valor de v_x^* , as tensões de polo v_{e0}^* , v_{e0}^* , v_{h0}^* e v_{h0}^* são definidas por (2.31)-(2.34). Então, os sinais de gatilho podem ser obtidos comparando as tensões de polo com portadora triangular em alta frequência.

Method B: Otimização local

Nesse caso, a tensão v_x^* é calculada levando em consideração os seus valores máximo e mínimo, do lado série ou paralelo da configuração proposta. Por exemplo, se for considerado o lado série ($s = e$), então $v_{xe\max}^* = \max \vartheta_e$ e $v_{xe\min}^* = \min \vartheta_e$ com $\vartheta_e = \{v_e^*, 0\}$ e se no lado paralelo ($x = h$) for considerado, então $v_{xh\max}^* = \max \vartheta_h$ e $v_{xh\min}^* = \min \vartheta_h$ com $\vartheta_h = \{v_e^*/2 + v_h^*/2 - v_o^*/2, v_e^*/2 - v_h^*/2 - v_o^*/2\}$. Além dessas tensões, a tensão v_x^* também tem que obedecer o outro lado do conversor. Então, esses limites podem ser obtidos diretamente de $v_{x\max}^*$ e $v_{x\min}^*$ de (2.35) e (2.36).

O algoritmo para esse caso é dado por:

Passo 1. Escolha o lado do conversor para ter o THD (da tensão gerada pelo conversor) melhorado e calcule v_{xs}^* entre $v_{xs\max}^*$, $v_{xs\min}^*$ or $v_{xsave}^* = (v_{xs\max}^* + v_{xs\min}^*)/2$.

Passo 2. Calcule os limites $v_{x\max}^*$ e $v_{x\min}^*$ de (2.35) e (2.36).

Passo 3. Faça $v_{xs}^* = v_{x\max}^*$ se $v_{xs}^* > v_{x\max}^*$ e $v_{xs}^* = v_{x\min}^*$ se $v_{xs}^* < v_{x\min}^*$.

Passo 4. Faça $v_x^* = v_{xs}^*$

Passo 5. Determine a tensão de polo: v_{e0} , v'_{e0} , v_{h0} e v'_{h0} .

Passo 6. Calcule a largura dos pulsos τ_e , τ'_e , τ_h e τ'_h usando as expressões:

$$\tau_e = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v'_{e0} \quad (2.37)$$

$$\tau'_e = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{e0} \quad (2.38)$$

$$\tau_h = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{h0} \quad (2.39)$$

$$\tau'_h = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v'_{h0} \quad (2.40)$$

2.2.2 Corrente no Capacitor

As correntes instantâneas i_{ec} e i_{hc} correspondentes à contribuição da fonte à corrente no capacitor e a contribuição da carga à corrente no capacitor, respectivamente, são expressas por:

$$i_{ec} = q'_e i_e - q_e i_e = (q'_e - q_e) i_e \quad (2.41)$$

$$i_{hc} = q_h i_h - q'_h i_h = (q_h - q'_h) i_h \quad (2.42)$$

Tomando por base a largura de pulsos (2.41) e (2.42), as correntes médias \bar{i}_{ec} e \bar{i}_{hc} , num período T , são aproximadamente

$$\bar{i}_{ec} = \left(\frac{\tau_e}{T} - \frac{\tau'_e}{T} \right) \bar{i}_e = \left(\frac{\tau_e}{T} - \frac{\tau'_e}{T} \right) (i_{ef} + i_{e2\omega}) \quad (2.43)$$

$$\bar{i}_{hc} = \left(\frac{\tau'_h}{T} - \frac{\tau_h}{T} \right) \bar{i}_h = \left(\frac{\tau'_h}{T} - \frac{\tau_h}{T} \right) (i_{hf} + i_{h2\omega}) \quad (2.44)$$

sendo i_{ef} e i_{hf} são as componentes fundamentais e $i_{e2\omega}$ e $i_{h2\omega}$ são os termos de segundo harmônico.

Substituindo-se (2.37) - (2.40) em (2.43) e (2.44), obtém-se:

$$\bar{i}_{ec} = \frac{1}{E} (v_e^* i_{ef} + v_e^* i_{e2\omega}) = \frac{1}{E} (p_{ef} + p_{e2\omega}) = \frac{1}{E} P_e^* \quad (2.45)$$

$$\bar{i}_{hc} = \frac{1}{E} (v_h^* i_h + v_h^* i_{h2\omega}) = \frac{1}{E} (p_{hf} + p_{h2\omega}) = \frac{1}{E} p_h^* \quad (2.46)$$

Nas equações (2.45) e (2.46) os termos p_e^* e p_h^* correspondem, respectivamente, a potência fornecida da fonte para o barramento c.c. e a potência recebida pela carga do barramento c.c..

Como a corrente no banco capacitor é dada por: $\bar{i}_c = \bar{i}_{ec} - \bar{i}_{hc}$. Então, pode-se obter a partir de (2.45) e (2.46) a corrente no banco capacitor em função das potências.

$$\bar{i}_c = (p_e^* - p_h^*) \frac{1}{E} \quad (2.47)$$

Na operação senoidal em regime permanente, tem-se:

$$p_e^* = V_e I_e \cos(\phi_e) + V_e I_e \cos(2\omega_e t - \phi_e) = (p_{ef} + p_{e2\omega}) \quad (2.48)$$

$$p_h^* = V_h I_h \cos(\phi_h) + V_h I_h \cos(2\omega_h t - \phi_h) = (p_{hf} + p_{h2\omega}) \quad (2.49)$$

Substituindo (2.48) e (2.49) em (2.47), tem-se:

$$\bar{i}_c = \frac{1}{E} (V_e I_e \cos(2\omega_e t - \phi_e) - V_h I_h \cos(2\omega_h t - \phi_h)) \quad (2.50)$$

Portanto, pela equação (2.50) verifica-se que existe somente componentes de segundo harmônico ($2\omega_e$ e $2\omega_h$), considerando p_{ef} e $p_{h2\omega}$ contínuas e idênticas, desconsiderando-se as componentes de mais alta frequência devido a frequência de chaveamento e ruídos na medição.

2.3 Modelo do Sistema da Configuração com Três Braços

O sistema proposto com três braços consiste de uma fonte de alimentação na entrada (e_g , i_g), carga Z_l (v_l , i_l) que pode ser linear ou não-linear, conversores S_e e S_h com um banco capacitor c.c. e filtros Z_e (L_e , L'_e e C_e) e Z_h (L_h e C_h). O conversor S_e é constituído pelas chaves q_e , \bar{q}_e , q'_e e \bar{q}'_e . O conversor S_h é formado pelas chaves q_h e \bar{q}_h . O estado de condução de todas as chaves é representado pela variável homônima binária q . Os pares q e \bar{q} são

complementares. A variável $q = 1$ é uma representação para a chave fechada e $q = 0$ para a chave aberta.

As tensões de polo do conversor v_{e0} , v'_{e0} e v_{h0} dependem dos estados de condução das chaves de potência, assim sendo, tem-se:

$$v_{e0} = (2q_e - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.51)$$

$$v'_{e0} = (2q'_e - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.52)$$

$$v_{h0} = (2q_h - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.53)$$

sendo v_c a tensão do barramento c.c..

A partir da Fig. 2.2(b), obtêm-se um conjunto de equações que determinam o regime dinâmico do sistema proposto.

$$v_{e0} - v'_{e0} = v_g - v_l + \left(\frac{r_e}{2} + \frac{l_e}{2}p \right) i_e - \left(\frac{r'_e}{2} + \frac{l'_e}{2}p \right) i'_e \quad (2.54)$$

$$v'_{e0} - v_{h0} = \left(\frac{r'_e}{2} + \frac{l'_e}{2}p \right) i'_e - \left(\frac{r_h}{2} + \frac{l_h}{2}p \right) i_h \quad (2.55)$$

$$v_{e0} - v_{h0} = v_g - v_l + \left(\frac{r_e}{2} + \frac{l_e}{2}p \right) i_e - \left(\frac{r_h}{2} + \frac{l_h}{2}p \right) i_h \quad (2.56)$$

$$e_g - v_{ce} - v_l = (r_g + l_g p) i_g \quad (2.57)$$

$$pv_{ce} = \frac{1}{C_e} (i_g + i_e) \quad (2.58)$$

$$pv_l = \frac{1}{C_h} (i_g - i_l) \quad (2.59)$$

sendo $p = d/dt$, $v_g = e_g - r_g i_g - l_g p i_g$ (tensão da fonte de alimentação c.a. mais a sua impedância interna), $v_{ch} = v_l$ e i_l é calculado usando o modelo da carga que pode ser linear ou não-linear.

Assim, esse modelo é similar ao modelo convencional para um transformador ideal. Por essa razão, pode-se usar $v_e = v_{e0} - v'_{e0}$ (conversor S_e) para regular a tensão aplicada a carga e $v_h = v_{h0} - v'_{h0}$ (conversor S_h) para controlar o fator de potência e os harmônicos em i_g , como num filtro convencional.

2.3.1 Controle PWM da Configuração com Três Braços

A largura dos pulsos do sinal de comando pode ser calculada diretamente a partir das tensões de polo de referência. Se as tensões de fase desejadas são especificadas como v_e^* e v_h^* , então,

as tensões de referência do ponto central do barramento capacitivo podem ser expressas por:

$$v'_{e0}{}^* = v_e^* + v_{e0}^* \quad (2.60)$$

$$v_{h0}^* = v_h^* + v_{e0}^* \quad (2.61)$$

Como pode ser observado, as equações (2.60) e (2.61) não podem ser resolvidas a menos que v_{e0}^* seja conhecido. Desta forma, estas equações devem ser reorganizadas, como mostrado em:

$$v'_{e0}{}^* = v_e^* + v_{\mu}^* \quad (2.62)$$

$$v_{h0}^* = v_h^* + v_{\mu}^* \quad (2.63)$$

$$v_{e0}^* = v_{\mu}^* \quad (2.64)$$

O problema a ser resolvido é determinar $v'_{e0}{}^*$, v_{h0}^* e v_{e0}^* a partir de (2.62) - (2.64), desde que as tensões de fase de referência v_e^* e v_h^* tenham sido especificadas. O objetivo geral é determinar o valor de v_{μ}^* e, para isso, serão propostas duas maneiras para se resolver este problema, que são o fator de distribuição global e local, ambos descritos nos métodos *A* e *B*, respectivamente.

Método A (Fator de Distribuição Global)

A tensão v_{μ}^* pode ser calculada levando em consideração o fator de distribuição global μ . Pode-se observar que v_{μ}^* é dependente de μ , como mostrado em:

$$v_{\mu}^* = E \left(\mu - \frac{1}{2} \right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1) v_{\min}^* \quad (2.65)$$

onde: $v_{\max}^* = \max(v_e^*, v_h^*, 0)$ e $v_{\min}^* = \min(v_e^*, v_h^*, 0)$.

Esta expressão foi derivada usando a mesma aproximação utilizada para o caso do modulador trifásico mostrado em (Blasko, 1996) e (Jacobina, da Silva, Lima e Seixas, 2001). O fator de distribuição μ ($0 \leq \mu \leq 1$) é dado por:

$$\mu = \frac{t_{oi}}{t_o} \quad (2.66)$$

e indica a distribuição do período de roda-livre t_o (período no qual as tensões v'_{e0} , v_{h0} e v_{e0} são iguais) entre o início ($t_{oi} = \mu t_o$) e o final ($t_{of} = (1 - \mu) t_o$) do período de chaveamento.

O fator de distribuição pode ser alterado em função do índice de modulação para reduzir o *THD* (*Distorção Harmônica Total*) das tensões de ambos os conversores (Blasko, 1996) e (Jacobina, da Silva, Lima e Seixas, 2001).

O algoritmo proposto para esse método é mostrado abaixo:

1. Escolha um valor para o fator de distribuição global μ e calcular v_μ^* a partir de (2.65);
2. Determine as tensões $v'_{e0}*$, v_{h0}^* e v_{e0}^* a partir de (2.62) - (2.64);
3. Calcule a largura dos pulsos τ'_e , τ_h e τ_e usando as expressões:

$$\tau'_e = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v'_{e0}^* \quad (2.67)$$

$$\tau_h = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{h0}^* \quad (2.68)$$

$$\tau_e = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{e0}^* \quad (2.69)$$

Método B (Fator de Distribuição Local)

A tensão $v_{\mu_s}^*$ pode ser calculada levando em consideração o fator de distribuição local μ_s . Pode-se observar que $v_{\mu_s}^*$ é dependente de μ_s , como mostrado em:

$$v_{\mu_s}^* = E \left(\mu_s - \frac{1}{2} \right) - \mu_s v_{s\max}^* + (\mu_s - 1) v_{s\min}^* \quad (2.70)$$

onde: $v_{s\max}^* = \max V_s$ e $v_{s\min}^* = \min V_s$. Se $s = e$, tem-se que $v_{e\max}^* = \max V_e$ e $v_{e\min}^* = \min V_e$ para $V_e = \{v_e^*, 0\}$. Se $s = h$, tem-se que $v_{h\max}^* = \max V_h$ e $v_{h\min}^* = \min V_h$ para $V_h = \{v_h^*, 0\}$.

Para a fonte, tem-se: $\mu_s = \mu_e$. Isto indica o período de roda livre t_{oe} , intervalo no qual as tensões v'_{e0} e v_{e0} são iguais, no início ($t_{oie} = \mu_e t_{oe}$) e no final ($t_{ofe} = (1 - \mu_e) t_{oe}$) do período de chaveamento.

Para a carga, tem-se: $\mu_s = \mu_h$. Isto indica o período de roda livre t_{oh} , intervalo no qual as tensões v_{h0} e v_{e0} são iguais, no início ($t_{oih} = \mu_h t_{oh}$) e no final ($t_{ofh} = (1 - \mu_h) t_{oh}$) do período de chaveamento.

Através de (2.70), observa-se que a tensão $v_{\mu s}^*$ deve satisfazer ambos os lados do conversor referente a tensão da fonte V_e (se $s = e$) e tensão da carga V_h (se $s = h$). A partir de (2.62) e (2.63) os limites para $v_{\mu s}^*$ ($s = e$ ou $s = h$) podem ser calculados, respectivamente, como mostrado em:

para $s = e$:

$$v_{\mu s \max}^* = \frac{E}{2} - v_h^* \quad (2.71)$$

$$v_{\mu s \min}^* = -\frac{E}{2} - v_h^* \quad (2.72)$$

para $s = h$:

$$v_{\mu s \max}^* = \frac{E}{2} - v_e^* \quad (2.73)$$

$$v_{\mu s \min}^* = -\frac{E}{2} - v_e^* \quad (2.74)$$

Neste caso, é possível verificar como a distorção harmônica está dividida entre os conversores S_e e S_h . O algoritmo proposto para esse método é mostrado abaixo:

1. Escolher um valor para o fator de distribuição local μ_s e, então, calcular $v_{\mu s}^*$, para a fonte e para a carga, a partir de (2.70);
2. Determinar os limites de máximo e mínimo de $v_{\mu s}^*$ a partir das equações (2.71) e (2.72) ou (2.73) e (2.74). Deve-se limitar $v_{\mu s}^*$ a $v_{\mu s \max}^*$ se $v_{\mu s}^* > v_{\mu s \max}^*$ e $v_{\mu s}^*$ a $v_{\mu s \min}^*$ se $v_{\mu s}^* < v_{\mu s \min}^*$.
3. Determinar v_{e0}^* , v_{h0}^* e v_{e0}^* a partir de (2.62) - (2.64) usando $v_{\mu}^* = v_{\mu s}^*$.
4. Calcular a largura dos pulsos τ_e' , τ_h e τ_e usando as expressões mostradas no passo 3 do método A.

2.3.2 Corrente no Capacitor

As correntes instantâneas i_{ec} e i_{hc} correspondem, respectivamente, as contribuições da fonte e da carga para o surgimento da corrente no capacitor. Elas são expressas por:

$$i_{ec} = q_e' i_e - q_e i_e = (q_e' - q_e) i_e \quad (2.75)$$

$$i_{hc} = q_h i_h - q_e i_e = (q_h - q_e) i_e \quad (2.76)$$

Levando-se em consideração as larguras dos pulsos, os valores médios das correntes \bar{i}_{ec} e \bar{i}_{hc} , em um período T , são calculados por:

$$\bar{i}_{ec} = \left(\frac{\tau_e'}{T} - \frac{\tau_e}{T} \right) \bar{i}_e \quad (2.77)$$

$$\bar{i}_{hc} = \left(\frac{\tau_h}{T} - \frac{\tau_e}{T} \right) \bar{i}_h \quad (2.78)$$

Substituindo-se os valores de τ_1 , τ_2 e τ_3 , dados por (2.67)-(2.69) em (2.77) e (2.78), obtém-se:

$$\bar{i}_{ec} = v_e^* \bar{i}_e \frac{1}{E} = p_e^* \frac{1}{E} \quad (2.79)$$

$$\bar{i}_{hc} = v_h^* \bar{i}_h \frac{1}{E} = p_h^* \frac{h}{E} \quad (2.80)$$

Nestas expressões, p_e^* e p_h^* correspondem, respectivamente, à potência entregue ao banco capacitor pela fonte e à potência recebida pela carga pelo banco capacitivo. Como a corrente no banco capacitor é dado por: $\bar{i}_c = \bar{i}_{ec} - \bar{i}_{hc}$, então, pode-se obter a partir de (2.79) e (2.80) a corrente no mesmo em função das potências.

$$\bar{i}_c = (p_e^* - p_h^*) \frac{1}{E} \quad (2.81)$$

Na operação senoidal em regime permanente, tem-se:

$$p_e^* = p_{ef} + p_{e2\omega} \quad (2.82)$$

$$p_h^* = p_{hf} + p_{h2\omega} \quad (2.83)$$

onde: p_{ef} e p_{hf} são a potência média entregue pela fonte ao capacitor e a potência recebida da carga pelo capacitor, respectivamente; $p_{e2\omega}$ e $p_{h2\omega}$ são as potência da segunda harmônica entregue pela fonte ao capacitor e a potência da segunda harmônica recebida da carga pelo capacitor, respectivamente. Foram desconsideradas as componentes de mais alta frequência para facilitar as análises. Desde de que p_{ef} e p_{hf} são idênticas, a corrente no capacitor se torna:

$$\bar{i}_c = \bar{i}_{e2\omega} - \bar{i}_{h2\omega} \quad (2.84)$$

onde: $\bar{i}_{e2\omega}$ e $\bar{i}_{h2\omega}$ são as correntes de segunda harmônica associadas com $p_{e2\omega}$ e $p_{h2\omega}$, respectivamente.

2.4 Análise de Regime Permanente

A análise de regime permanente se baseia no circuito apresentado na Fig. 2.3. A partir desse modelo obtêm-se as equações fasoriais na forma complexa que descrevem o comportamento do sistema. A obtenção e resolução das equações podem ser vistas no apêndice C - seções C.1 (parte série do circuito) e C.3 (parte paralelo do circuito). A tabela 2.1 contém os parâmetros utilizados para a simulação de regime permanente do filtro ativo monofásico sem transformador.

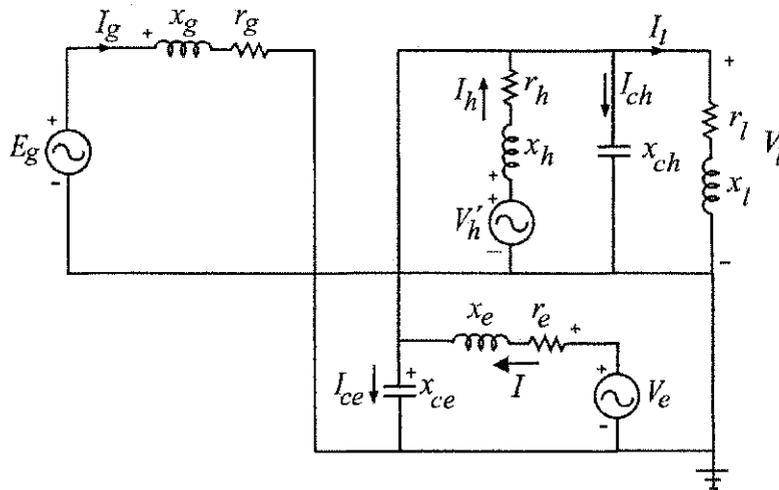
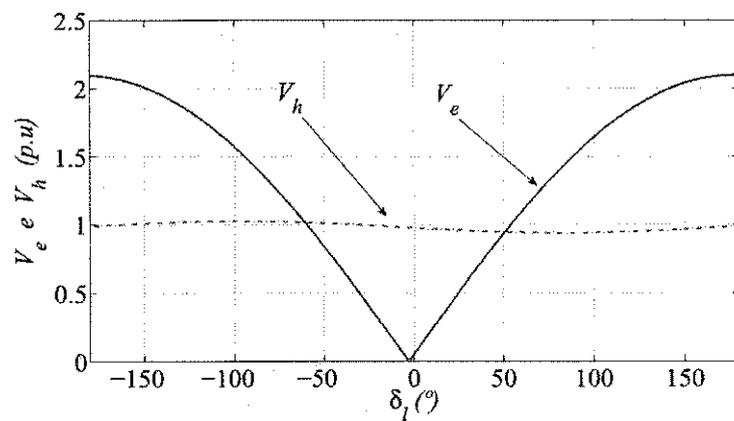


Figura 2.3: Circuito de regime permanente do filtro ativo universal monofásico sem transformador

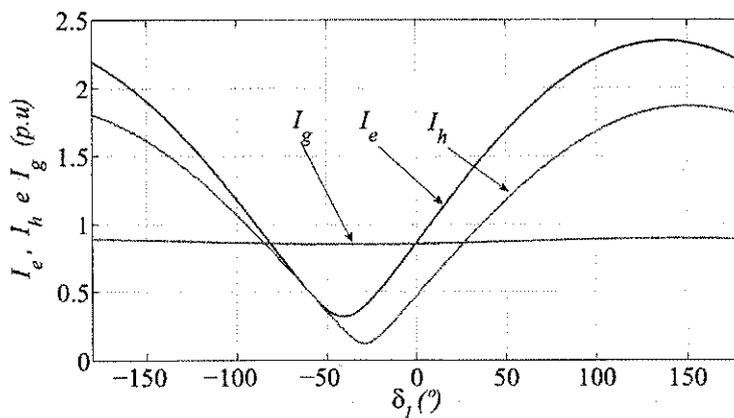
Tabela 2.1: Parâmetros do filtro ativo universal monofásico sem transformador - regime permanente - valores em p.u.

$ e_g $	$ v_l $	S_l	r_g	r_e	r_h	x_g	x_e	x_h	x_{ce}	x_{ch}
1.0	1.0	0.85 ind	0.001	0.005	0.005	0.01	0.05	0.05	1.0	1.0

Observa-se na Fig. 2.4(a) o comportamento das amplitudes das tensões dos dois conversores em função do ângulo δ_l (o ângulo de tensão entre a fonte de entrada e_g e a tensão da carga v_l). A amplitude de tensão do conversor série aumenta consideravelmente à medida que δ_l se distancia de $\delta_l \approx -4^\circ$, que é a fase onde se encontra o menor valor de tensão V_e . Na Fig. 2.4(b), tem-se as amplitudes das correntes dos conversores série, paralelo e da fonte de alimentação. Nota-se que I_e e I_h variam consideravelmente e assumem os menores valores em $\delta_l \approx -40^\circ$ e $\delta_l \approx -30^\circ$, respectivamente; enquanto, I_g praticamente não varia.



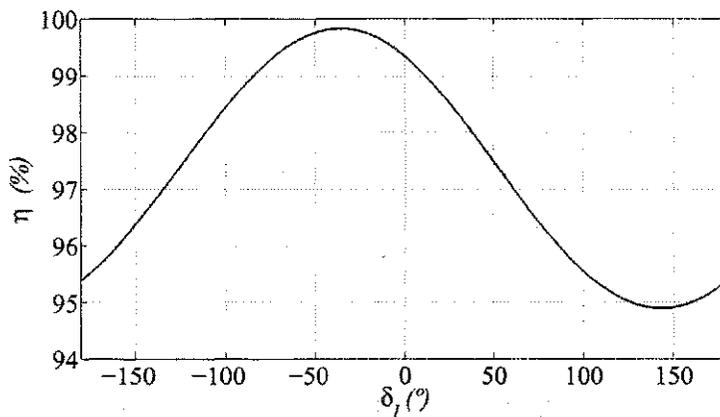
(a)



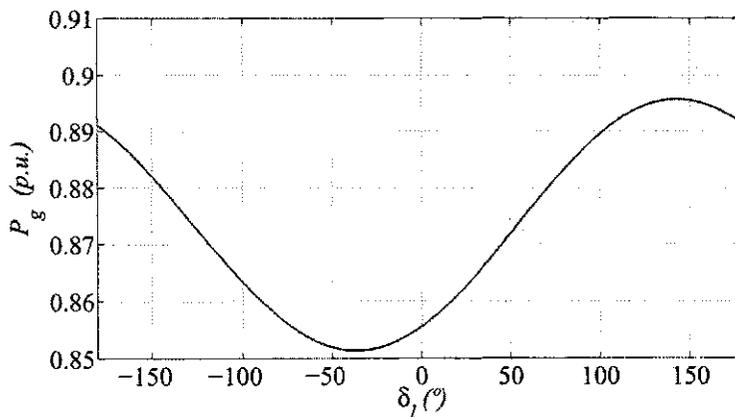
(b)

Figura 2.4: Análise de regime permanente do filtro ativo universal monofásico sem transformador: (a) tensões dos conversores (b) correntes dos conversores e da fonte de alimentação.

Na Fig. 2.5(a) verifica-se que o sistema apresenta melhor rendimento no intervalo de $-50^\circ < \delta_l < -25^\circ$. Esse ponto de operação corresponde ao intervalo em que as amplitudes das correntes I_e e I_h são menores e, conseqüentemente, as perdas nos conversores também serão. A curva correspondente a potência na fonte pode ser vista na Fig. 2.5(b). A partir dessa figura, observa-se que o ponto de maior rendimento é o ponto de menor potência na fonte ($\delta_l = -36^\circ$). Isso é devido a potência na carga ser constante, o que implica que onde o rendimento for maior tem-se uma menor dissipação de potência, e vice-versa.



(a)



(b)

Figura 2.5: Análise de regime permanente do filtro ativo universal monofásico sem transformador: (a) rendimento (b) potência da fonte de alimentação.

Dessa forma, o ângulo de tensão δ_l pode ser escolhido a fim de otimizar o grau de operação do sistema. As tensões e correntes do conversor podem ser modificadas escolhendo um valor adequado de ângulo de carga δ_l . Esse ângulo será utilizado para gerar a tensão de

referência que será aplicada ao controle de tensão do sistema para fazer com que a tensão na carga mantenha o defasamento desejado, vide seção 2.7. Sobre a escolha da fase de tensão não há nenhuma restrição de controle, e o filtro pode operar para qualquer valor de δ_l .

Na análise de regime permanente, considerou-se o comportamento da componente fundamental de frequência e a carga como sendo um circuito RL com um fator de potência igual a 0.85. Porém, quando a carga solicitada for do tipo não-linear (modelada como fonte de corrente) pode-se determinar, por exemplo, o valor *rms* do sinal de corrente da carga com o seu respectivo defasamento, na sua forma fasorial. Essa informação é então adicionada ao programa de regime permanente para que o ponto ótimo de operação do sistema seja determinado.

A escolha da região de operação do ponto de vista da tensão de barramento c.c., deve ser de tal forma que assuma os menores valores de tensão e que atenda a maior tensão de um dos conversores.

2.5 Análise de Perdas e avaliação de custo

A estimativa das perdas é obtida através de um modelo de regressão, o qual foi gerado por meio de testes experimentais (Cavalcante, 2003). A partir desses testes, foram obtidos os polinômios para a determinação das perdas de condução, bloqueio e disparo nas chaves. A chave de potência utilizada em testes experimentais foi: IGBT dual mode CM50DY-24H (POWEREX) comandada por um driver SKHI-10 (SEMIKRON). O modelo das perdas inclui:

- a Perdas de condução do diodo e do IGBT;
- b Perdas por disparo do IGBT;
- c Perdas devido ao bloqueio;
- d Perdas de bloqueio do diodo.

Para as configurações proposta e padrão, com quatro e três braços, foram utilizados os seguintes parâmetros:

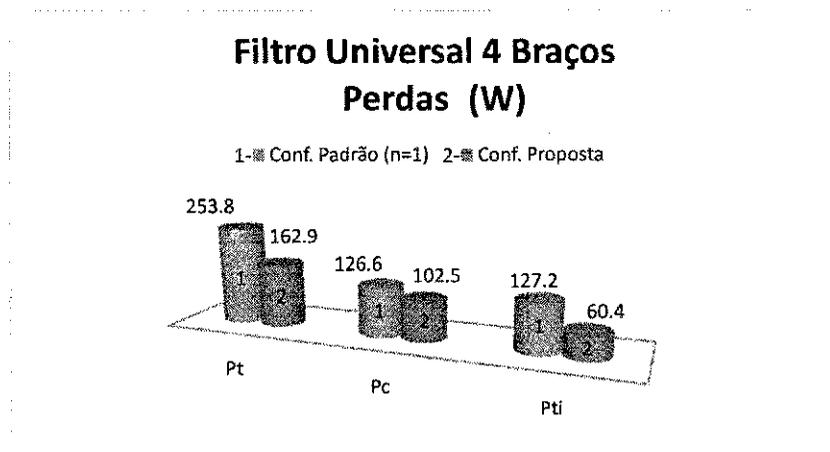
- a Frequência de chaveamento: 10kHz;
- b Tensão de barramento cc: $300V_{cc}$;
- c Especificação dos indutores de filtro: 15mH.
- d Especificação dos capacitores de filtro: 70uF.
- e Potência: 1.2kVA.
- f Tensão de entrada: $110V_{rms} \pm 20\%$.
- g Tensão de saída: $110V_{rms} \pm 5\%$.
- h Carga não-linear (Ponte retificadora a diodos): $R = 10\Omega$, $L = 6mH$ e $C = 2.6mF$.

Algumas simulações foram realizadas para se determinar as perdas nas configurações com transformador e sem transformador, com quatro e três braços. Objetiva-se determinar as perdas em ambas as estruturas para que se obtenha uma análise comparativa, buscando, desta forma, traçar um perfil ou um cenário onde determinada configuração possa atuar. Para obtenção dos resultados adotou-se um valor de ângulo de carga igual a zero ($\delta_l = 0$).

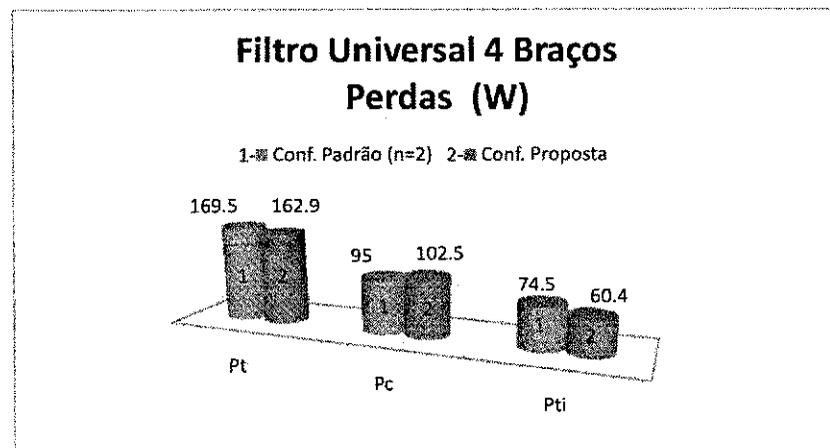
Nas Figs. 2.6 e 2.7, observam-se os gráficos comparativos entre as configurações com e sem transformador. Analisando os gráficos, notam-se três pontos de análises: perda total (P_t); perda no conversor (P_c); e perda no transformador e indutâncias de filtro (P_{ti}). Como a configuração proposta não possui transformador, então, em (P_{ti}) será considerada a perda das indutâncias de filtro.

Observa-se, Fig. 2.6, que a configuração sem transformador com quatro braços apresenta um nível de perda total menor em comparação com a configuração com transformador com uma relação de espiras ($n = 1$). Porém, quando a relação de espiras é alterada para ($n = 2$) a configuração com transformador apresenta resultados similares ao apresentado pela configuração proposta.

O primário do transformador é conectado com o conversor. Dessa forma, quando se aumenta o número de espiras do primário tem-se uma redução da sua corrente e, conseqüentemente, há uma redução das perdas no conversor e no primário do transformador. Reduzindo, assim, as perdas totais do sistema.

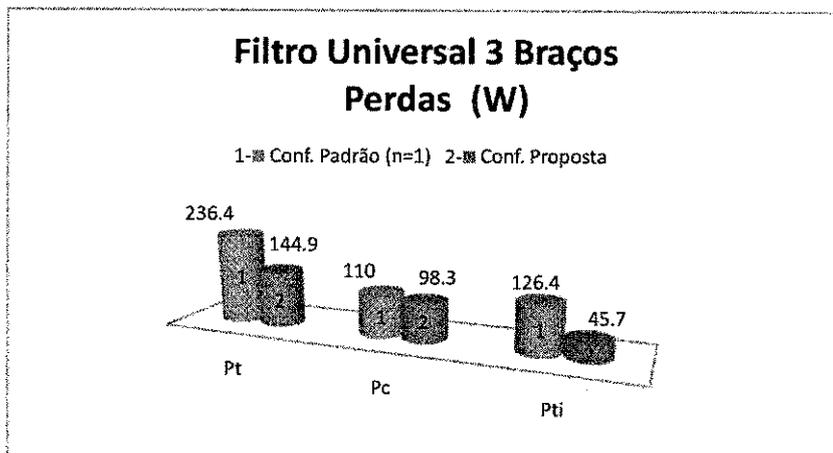


(a)

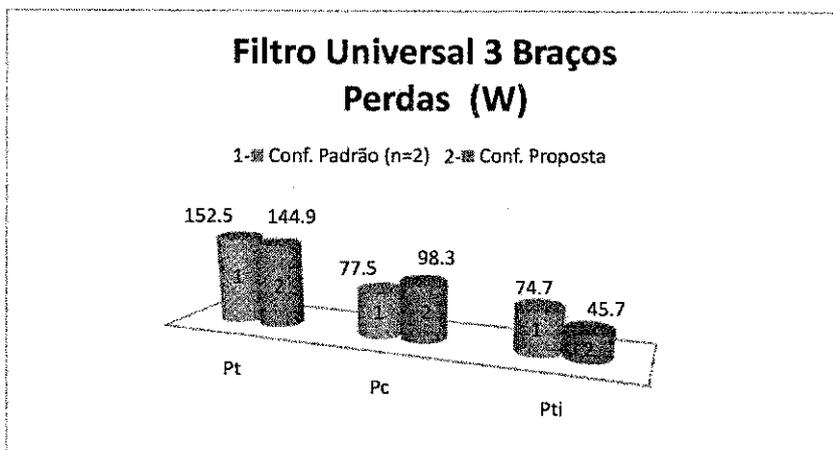


(b)

Figura 2.6: Análise das perdas entre os filtros ativo universais com quatro braços. Sendo: P_t , perda total; P_c , perda no conversor; P_{ti} , perda no transformador e nas indutâncias de filtro.



(a)



(b)

Figura 2.7: Análise das perdas entre os filtros ativo universais com três braços. Sendo: P_t , perda total; P_c , perda no conversor; P_{ti} , perda no transformador e nas indutâncias de filtro.

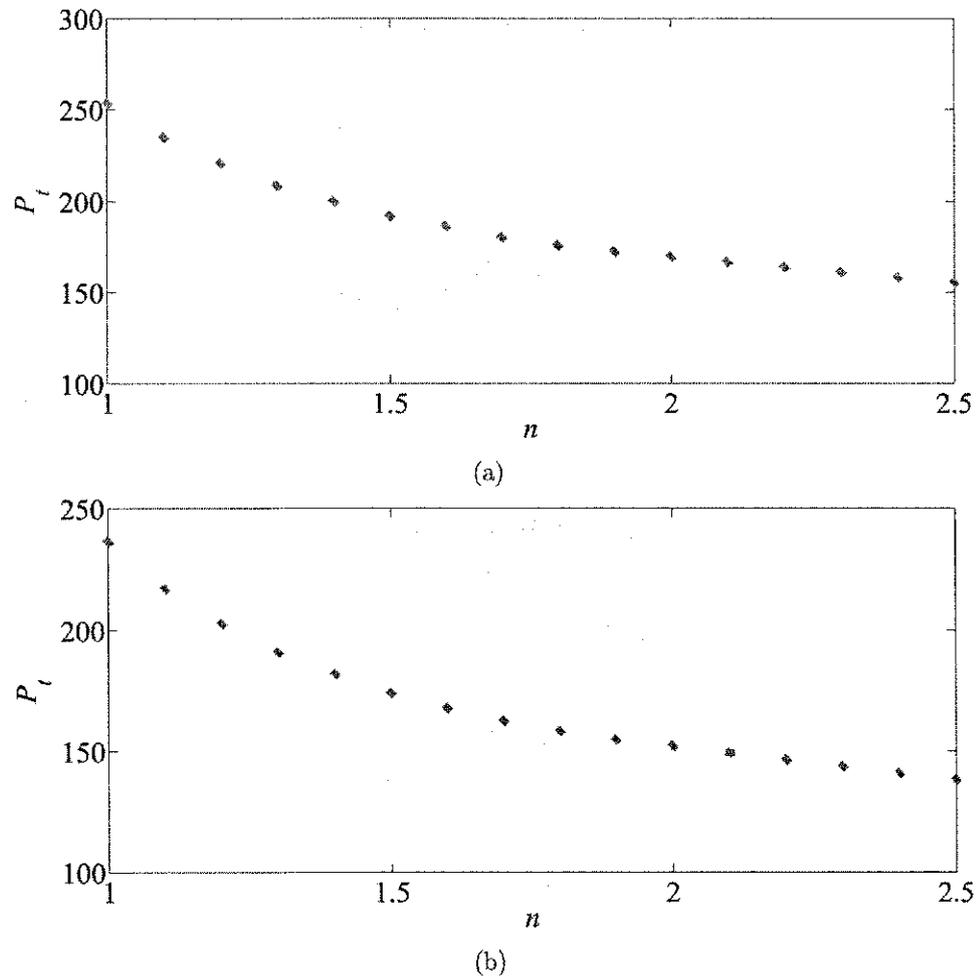
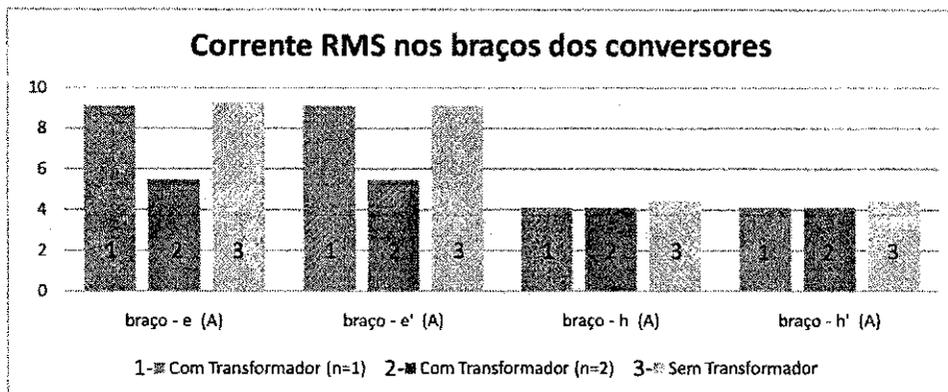
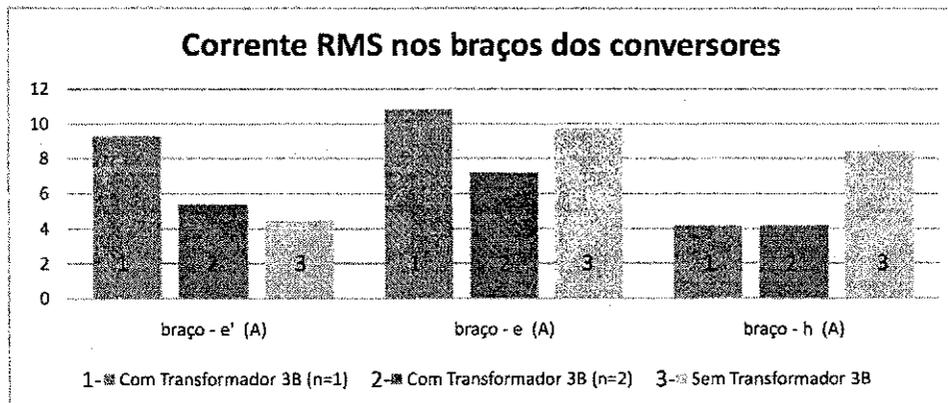


Figura 2.8: Variação das perdas totais (P_t) em função da relação de espiras (n).
(a) configuração com quatro braços (b) configuração com três braços.



(a)



(b)

Figura 2.9: Correntes rms nos braços dos conversores: (a) configuração com quatro braços (b) configuração com três braços.

Na Fig. 2.7, observa-se os resultados comparativos para as configurações com três braços. As análises são parecidas as que foram apresentadas para as configurações com quatro braços. Para uma relação de espiras ($n = 1$) a configuração sem transformador apresenta resultados melhores, porém quando a relação de espiras é alterada para ($n = 2$) a configuração com transformador apresenta perdas totais próximas ao da configuração sem transformador. Dessa forma, à medida que a configuração com transformador tem sua relação de aumentada, tem-se uma visível redução das perdas no sistema com um todo. Para uma relação ($n = 2$) - tanto para a configuração com quatro quanto para com três braços - as perdas se aproximam das configurações sem transformador.

A Fig. 2.8 ilustra a variação das perdas totais (P_t) em função da relação de espiras (n). Observa-se que essa variação não é linear. O passo incremental utilizado nas relações de espiras para se obter a correspondente potência total foi de 0.1.

A partir da Fig. 2.9 pode-se observar as correntes *rms* em cada braço do conversor para as configurações com quatro e três braços. Verifica-se que para configuração com três braços, o braço compartilhado apresenta maior corrente.

Como demonstrado na seção 2.4, variando-se o ângulo de carga (δ_l) pode-se reduzir as perdas totais dos sistemas apresentados. Decidiu-se, inicialmente, fazer as análises com um ângulo de carga igual a zero ($\delta_l = 0^\circ$) para que as configurações apresentadas pudessem ser comparadas sob condições iguais. Pois, variar o ângulo de carga (δ_l) e a relação de espiras (n), para as configurações com transformador, pode ser problemático sob o ponto de vista de disponibilidade de tensão no barramento c.c. para fornecer a tensão de fase (v_e e v_h) necessária que possibilite o correto funcionamento do sistema. Comparando-se as configurações com quatro braços com e sem transformador, observou-se que a configuração com transformador para uma situação de $n = 1$ e $\delta_l = -40^\circ$ apresenta um valor de perda total de 201.1W e para $n = 1.4$ e $\delta_l = -40^\circ$ igual a 156.7W. Já a sem transformador para $\delta_l = -30^\circ$, tem-se o valor de perda total igual a 107.9W. Analsando-se as configurações com três braços com transformador, notou-se que para as condições de $n = 1$ e $\delta_l = -40^\circ$ o valor total das perdas é de 190.1W e para $n = 1.4$ e $\delta_l = -40^\circ$ as perdas totais são iguais a 145.3W. A configuração sem transformador apresenta um valor de perda total igual a 101.3W para $\delta_l = -30^\circ$. A escolha de $n = 1.4$ para $\delta_l = -40^\circ$ foi limitada pela disponibilidade de tensão do barramento c.c.. Como existe uma diferença de fase considerável entre as tensões de

entrada e na carga ($\delta_l = -40^\circ$), não foi possível aumentar essa relação de espiras além do valor apresentado; para tal, é necessário elevar-se a tensão do barramento c.c..

As tabelas 2.2 e 2.3 apresentam os custos dos principais componentes e os custos totais dos sistemas. Os resultados apresentados foram normalizados com base nos valores presentes na tabela 2.2, tomou-se como valores base as informações de custo da configuração convencional vista na Fig. 2.1(a). Verificando-se as tabelas, observa-se que os sistemas propostos apresentam um custo de implementação total menor se comparados com as configurações padrões. Dessa forma, nota-se que para as configurações com quatro e três braços sem transformador tem-se uma economia de custo de aproximadamente 11% e 15%, respectivamente. Comparando-se a configuração com três braços e sem transformador com a com transformador com quatro braços, tem-se uma economia de aproximadamente 32%. O transformador de isolamento, utilizado na configuração padrão, é considerado um componente volumoso e pesado. Um transformador típico de 60Hz e com uma potência de 1.5kVA custa aproximadamente \$180.00 e pesa cerca de 10kg. A sua representatividade, em termos de custos percentuais, é de 13.52%, tomando-se como referência o custo total da configuração padrão com conversor com quatro braços.

Tabela 2.2: Tabela de custo para as configurações com quatro braços

Componentes	Configuração Proposta Fig. 2.1(b)			Configuração Convencional Fig. 2.1(a)		
	Quant.	Preço Unid. (%)	Preço Total (%)	Quant.	Preço Unid.	Preço Total
IGBT	8	2.443	19.54	8	\$ 32.50	\$ 260,00
Indutor	4	1.127	4.510	2	\$ 24.00	\$ 48,00
Transformador	-	-	-	1	\$ 180.00	\$ 180.00
Capacitor do barramento c.c.	2	1.600	3.202	2	\$ 21.30	\$ 42.60
Drives IGBT	4	15.03	60.12	4	\$ 200.00	\$ 800.00
TRIAC	1	0.481	0.481	-	-	-
Drives TRIAC	1	1.127	1.127	-	-	-
Custo Total			88.98			\$ 1330.60
Economia			11.02			

Para se determinar os níveis de tensão e corrente que os componentes devem suportar, foram feitas algumas considerações. Então, considerando-se que a potência de saída do

Tabela 2.3: Tabela de custo para as configurações com três braços normalizada pela Tabela 2.2, configuração da Fig. 2.1(a).

Componentes	Configuração Proposta Fig. 2.2(b)			Configuração Convencional Fig. 2.2(a)		
	Quant.	Preço Unid. (%)	Preço Total (%)	Quant.	Preço Unid. (%)	Preço Total (%)
IGBT	6	2.443	14.65	6	2.443	14.65
Indutor	3	1.127	3.382	2	1.804	3.607
Transformador	-	-	-	1	13.52	13.52
Capacitor do barramento c.c.	2	1.600	3.202	2	1.600	3.202
Drives IGBT	3	15.03	45.10	3	15.03	45.10
TRIAC	1	0.481	0.481	-	-	-
Drives TRIAC	1	1.127	1.127	-	-	-
Custo Total			67.94			80.08
Economia			32.06			19.92

sistema seja igual a $1.5kW$ e assumindo-se que a eficiência do sistema seja de 85%, pode-se calcular a potência de entrada (P_{in}) por:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{1500}{0.85} = 1765.00W$$

Como a tensão de entrada pode variar em torno de 20%, determina-se que o menor valor de tensão para este caso seja igual à $V_{min} = 88V_{rms}$. A máxima corrente de entrada I_{inmax} é determinada em função da mínima tensão de entrada e máxima carga, dessa forma, por questão de segurança será escolhido uma tensão igual a $V_{min} = 80V_{rms}$. O cálculo da corrente de entrada é dado por:

$$I_{inmax} = \frac{P_{in}}{V_{inmin}} = \frac{1765.00}{80} = 22.00A$$

Para o dimensionamento dos módulos IGBTs dos conversores série e paralelo, escolheu-se um valor de corrente de pelo menos duas vezes o valor de I_{inmax} , a fim de fornecer uma margem de segurança ao sistema quando ocorrer um pico de corrente no momento em que ele for ligado ou colocado em operação. Dessa forma, decidiu-se escolher os módulos IGBTs com uma corrente de 50A.

A tensão em cada capacitor do barramento c.c. é $150V_{cc}$, dessa forma, tem-se que a tensão total no barramento é de $300V_{cc}$. Esse valor de tensão total no barramento c.c. corresponde

ao valor de estresse de tensão que cada IGBT estará submetido quando o sistema estiver em operação. Levando-se em consideração essa informação, escolheu-se o módulo IGBT com uma tensão nominal de 600V e corrente de 50A. Foram pesquisados alguns módulos IGBTs de vários fabricantes, como por exemplo: SEMIKRON, HITACHI, TOSHIBA, FAIRCHILD, etc. O preço médio destes componentes e de outros podem ser vistos nas tabelas 2.2 e 2.3.

Para as configurações apresentadas, também, foram realizados testes em simulações para se determinar os valores mínimos necessários de tensão do barramento c.c.. Adotaram-se vários perfis de cargas (linear e não-linear) e distúrbios na fonte de alimentação de entrada de até 30%. Os testes para se determinar os valores mínimos de tensão do barramento c.c. foram feitos para uma relação de espiras $n = 1$, para as configurações com transformador. Em caso de variação da relação de espiras n , deve-se compensá-la no valor da tensão do barramento c.c.. Dessa forma, notou-se que os valores mínimos de tensão do barramento c.c. para as configurações de filtros ativos de potência com quatro e três com e sem transformador são:

- a) **configurações com quatro braços:** 1 a 1.5 vezes o valor de pico da tensão de alimentação de entrada.
- b) **configurações com três braços:** 1.5 a 2.0 vezes o valor de pico da tensão de alimentação de entrada.

2.6 Distorção Harmônica Total

As Tabelas 2.4 - 2.7 ilustram valores de distorção harmônica total (*THD*) das tensões de fase geradas pelos conversores para as configurações com e sem transformador com quatro braços observadas nas Fig. 2.1. O *THD* foi calculado usando a equação

$$THD(p) = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p (a_i)^2} \quad (2.85)$$

onde a_1 é a amplitude da tensão fundamental, a_i é a amplitude do harmônico i^{th} e p é o número dos harmônicos levado em consideração.

Tabela 2.4: THD para da configuração com transformador - com quatro braços.

Configuração com transformador		
n	THD _e	THD _h
1	1.82647	1.24774
2	4.11447	1.27736

Tabela 2.5: THD para das configurações sem transformador - com quatro braços.

Proposto (<i>Método A</i>)			Proposto (<i>Método B-série</i>)			Proposto (<i>Método B-paralelo</i>)		
THD _e	THD _h	THD _o	THD _e	THD _h	THD _o	THD _e	THD _h	THD _o
2.62363	1.71251	2.40276	2.24357	2.55643	3.57939	3.66547	1.49774	3.48808

Tais tabelas comparam o THD_e (conversor série) e THD_h (conversor paralelo) para as configurações com transformador e para a configuração sem transformador. Na tabela 2.4 - referente a configuração com transformador, quatro braços - calculou-se o *THD* para o transformador com uma relação de espiras (n) igual a 1 ($n = 1$) e igual a 2 ($n = 2$). Nota-se que quando se aumenta a relação de espiras do transformador (n), tem-se um aumento no *THD* da tensão do conversor responsável pela compensação e/ou regulação de tensão (THD_e). A tabela 2.5 - referente a configuração sem transformador com quatro braços - calculou-se o *THD* considerando as estratégias *PWM* (*Método A* e *Método B*). Além disso, o *THD* da tensão de circulação, que é obtida a partir da corrente de circulação, foi apresentado na coluna - THD_o. Nas tabelas, tem-se que o *Método B* se divide em: *Método B-série* e *Método B-paralelo*. O *Método B-série* se refere a otimização da tensão gerada pelo conversor série e o *Método B-paralelo* se refere a otimização da tensão geradas pelo conversor paralelo.

Tabela 2.6: THD para das configurações com transformador - com três braços.

Proposto (<i>Método A</i>)		Proposto (<i>Método B-série</i>)		Proposto (<i>Método B-paralelo</i>)		
n	THD _e	THD _h	THD _e	THD _h	THD _e	THD _h
1	2.03388	1.30207	1.70498	1.97967	2.42551	1.15412
2	4.27727	1.27484	3.56143	1.85463	4.86882	1.17532

A configuração sem transformador apresenta um valor de *THD* maior que o da configuração convencional. O *Método B* - série - permite reduzir o *THD* no lado do conversor série e o *Método B* - paralelo - permite reduzir o *THD* no lado do conversor paralelo. O *THD* de v_o é maior que aquele obtido com o *Method A*, como observado na tabela 2.5.

Os *THDs* para as configurações com três braços - *Método A* e *Método B* - com e sem transformador podem ser vistos nas tabelas 2.6 e 2.7. As tabelas comparam os THD_e.

Tabela 2.7: THD para das configurações sem transformador - com três braços.

Proposto (Método A)		Proposto (Método B-série)		Proposto (Método B-paralelo)	
THD _e	THD _h	THD _e	THD _h	THD _e	THD _h
2.21670	1.81236	1.87458	2.32326	2.23000	1.51967

(conversor série) e THD_h (conversor paralelo) para as configurações, assim como foi feito para as configurações com quatro braços. Nota-se que a configuração com transformador com uma relação de espiras ($n = 1$) apresenta THD menor que a configuração sem transformador. Porém, quando a relação de espiras é alterada para ($n = 2$), tem-se um aumento no THD_e. Nota-se que o THD da configuração sem transformador também é um pouco maior que o da com transformador.

2.7 Estratégia de Controle

O diagrama em blocos de controle do sistema proposto com quatro braços pode ser observado na Fig. 2.10.

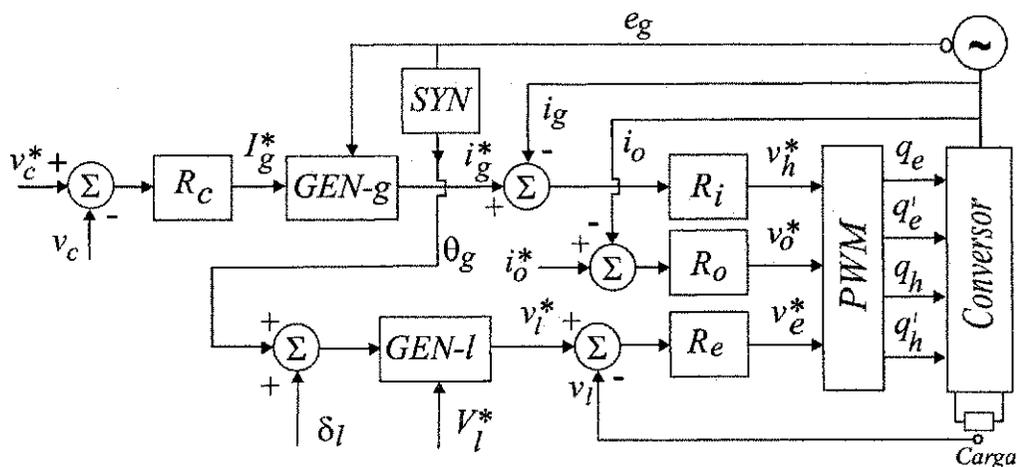


Figura 2.10: Diagrama de controle da configuração com quatro braços sem transformador

A tensão do barramento c.c., v_c , ($v_c = E$) é ajustada para um valor de referência usando um controlador R_c , que é um controlador tipo PI padrão. Esse controlador regula a amplitude de corrente de referência I_g^* . Para o controle do fator de potência, a corrente de referência instantânea i_g^* deve ser sincronizada com a tensão e_g . Isso é obtido via bloco $GEN-g$ utilizando um esquema PLL - explicado no apêndice B. Para sincronizar com e_g a amplitude de I_g^* é multiplicada pela saída do PLL , gerando a referência de corrente i_g^* . O

controlador de corrente é implementado usando o controlador indicado pelo bloco R_i . Tal controlador de corrente define uma referência de tensão v_h^* . Esse e os controladores R_o e R_e são PI modificados.

A tensão de referência v_l^* é determinada pelo ângulo θ_g , que é obtido via bloco SYN , pelo ângulo de carga δ_l e pela amplitude de tensão V_l^* via bloco $GEN-l$. O controle de tensão é implementado via controlador R_e que define a referência de tensão v_e^* . A corrente homopolar i_o é calculada pelo controlador R_o , que determina a tensão v_o^* .

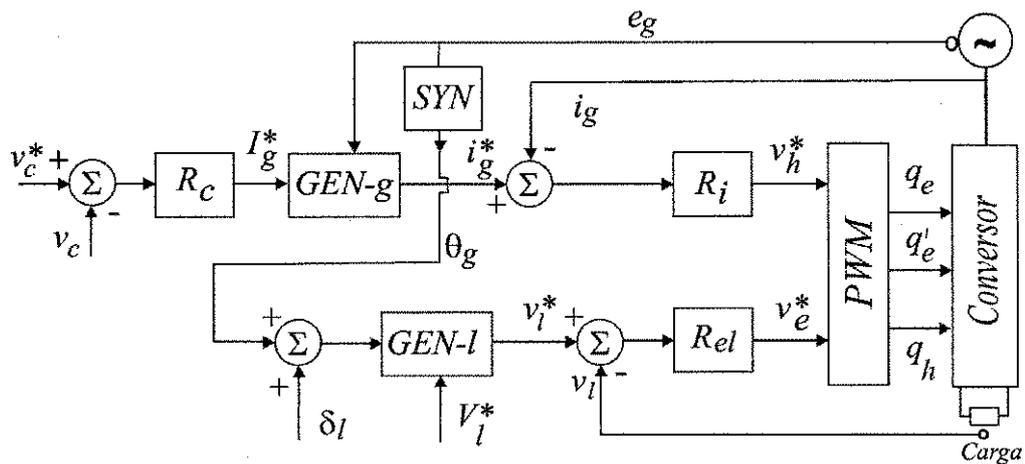


Figura 2.11: Diagrama de controle da configuração com três braços sem transformador

Para a configuração com três braços, não se tem no bloco de controle o controlador R_o , que é responsável por gerar um perfil de tensão para cancelar a corrente de circulação. E são apenas três sinais de controle que vão para o conversor (q_e , q_e' e q_h). O diagrama em blocos de controle para a configuração com três braços pode ser visto na Fig. 2.11.

2.8 Resultados Experimentais

Os sistemas apresentados, Fig. 2.1(b) e 2.2(b), foram testados numa plataforma experimental que possui um computador para implementar as técnicas de controle dos sistemas, apêndice D. Nos testes experimentais, o valor do capacitor do barramento c.c. foi de $C = 2200\mu F$ e a frequência de chaveamento empregada foi de $10kHz$. Para gerar o perfil de tensão desejado, utilizou-se um gerador de distúrbios modelo 3001 LX (California Instruments).

Foram coletados três séries de resultados com diferentes tipos de cargas para a confi-

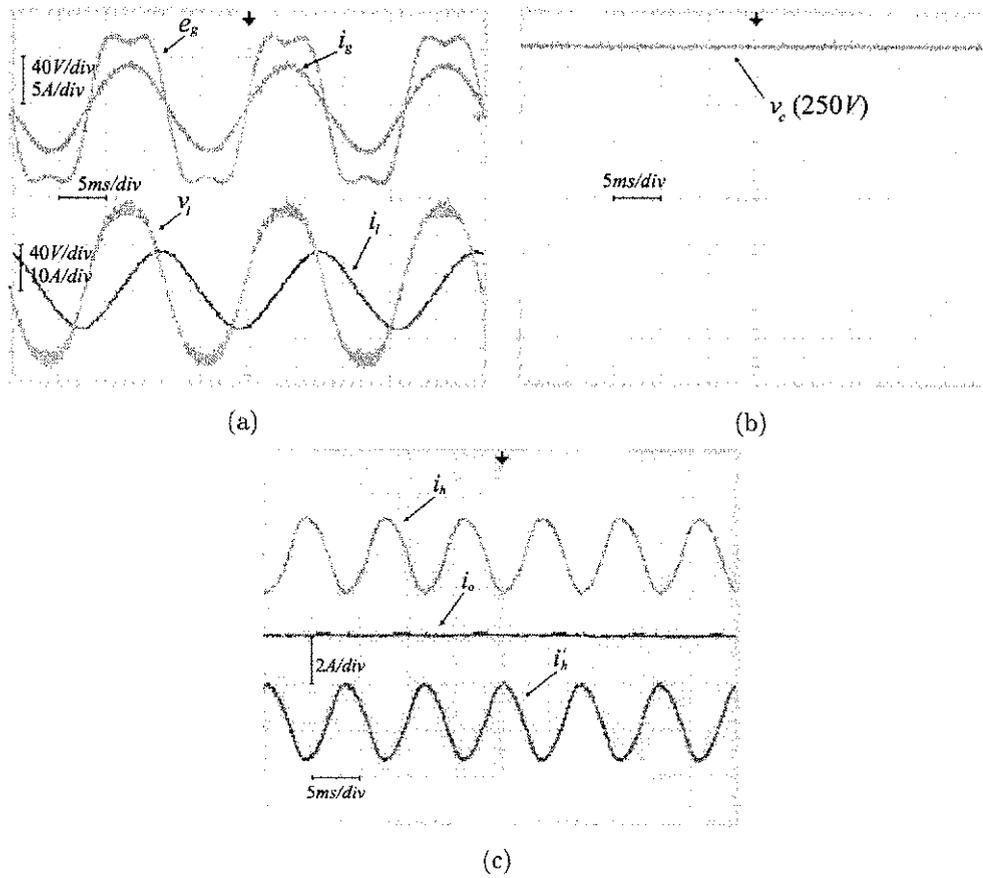
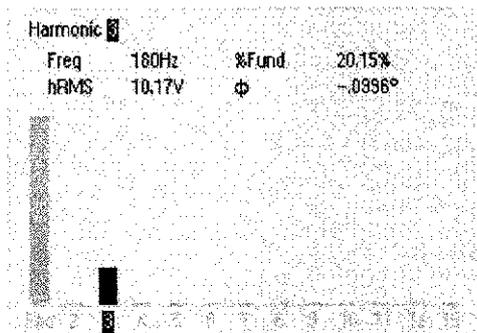
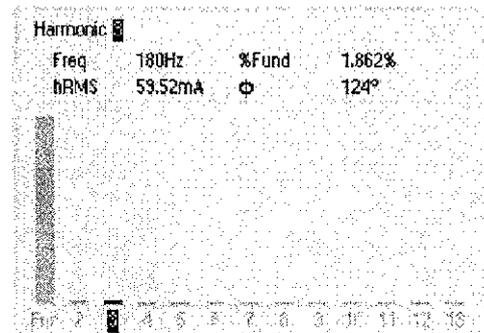


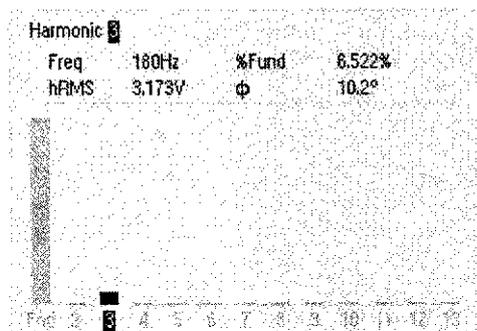
Figura 2.12: Resultados experimentais para uma carga linear: a) Tensão e corrente da alimentação (em cima); Tensão e corrente da carga (embaixo). b) Tensão do barramento c.c.. c) Corrente i_h (em cima); Corrente de circulação (meio) e corrente i'_h (embaixo).



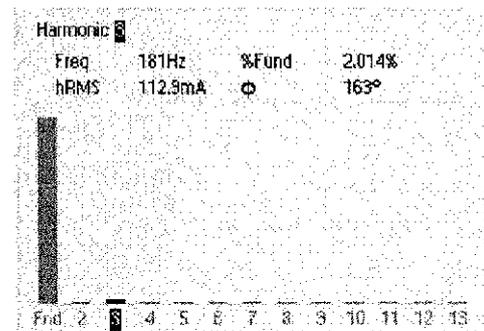
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 2.13: Resultados experimentais para uma carga linear. a) THD da tensão de entrada - e_g . b) THD da corrente de entrada - i_g . c) THD tensão na carga - v_l . d) THD corrente na carga - i_l .

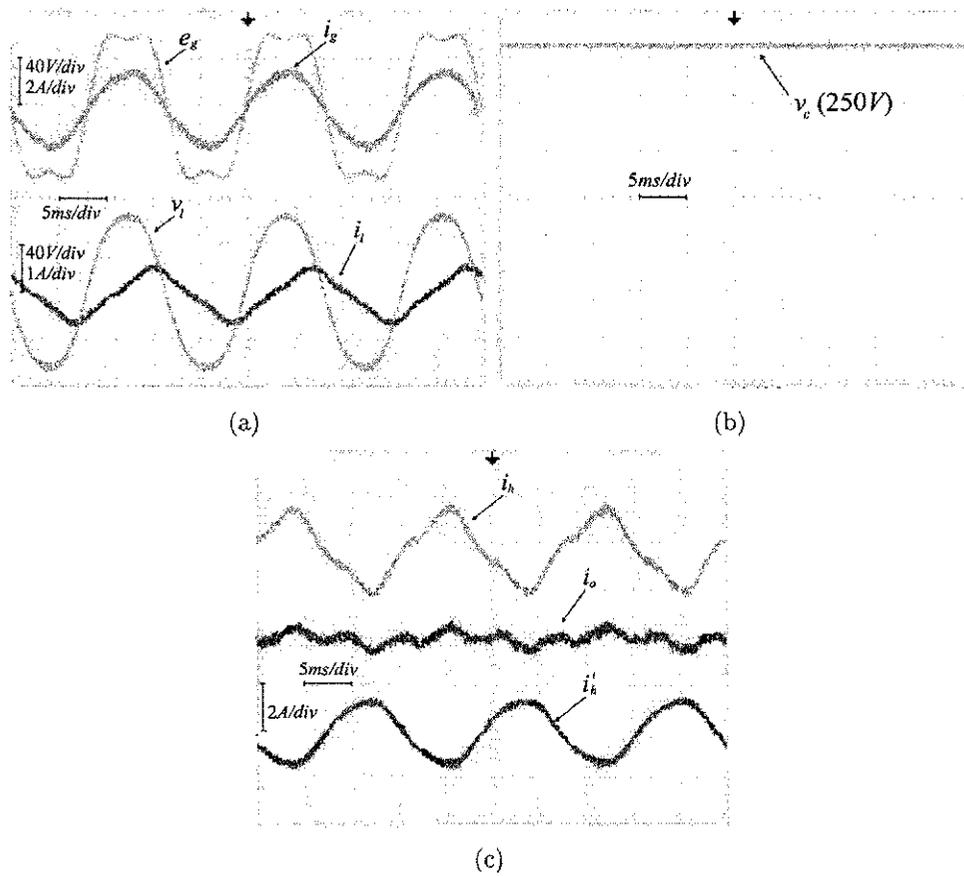


Figura 2.14: Resultados experimentais para uma carga não-linear: a) Tensão e corrente de entrada (em cima); Tensão e corrente na carga (embaixo). b) Tensão do barramento c.c.. c) Corrente i_h (em cima); Corrente de circulação (meio) e corrente i'_h (embaixo).

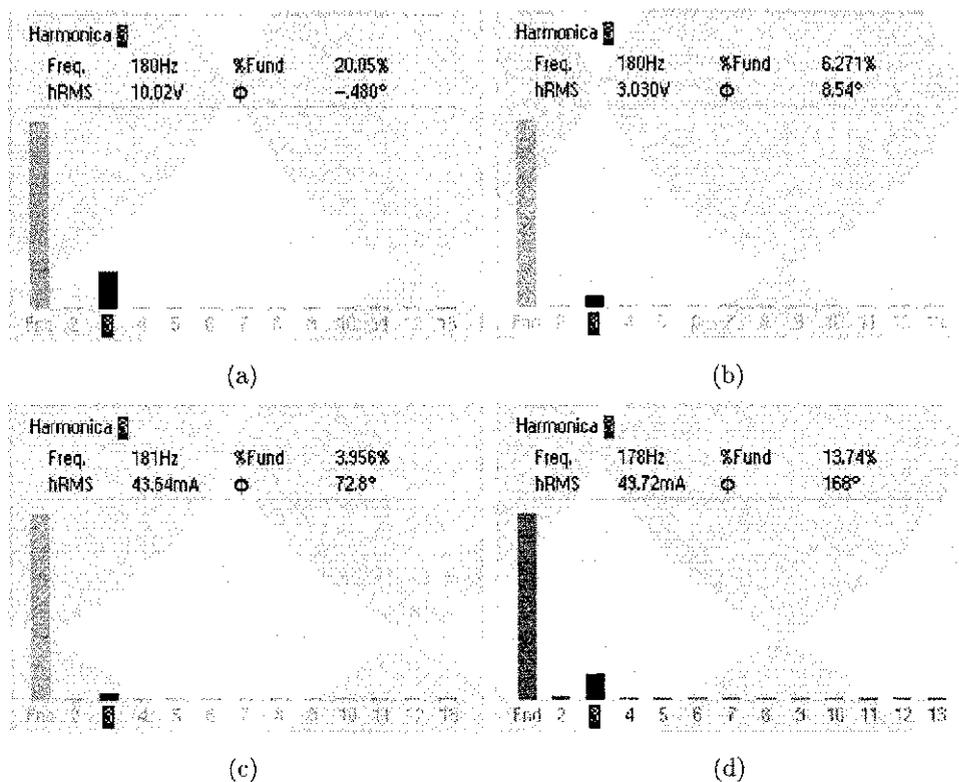


Figura 2.15: Resultados experimentais para uma carga não-linear: a) THD da tensão de entrada - e_g . b) THD da corrente de entrada - i_g . c) THD da tensão na carga - v_l . d) THD da corrente na carga - i_l .

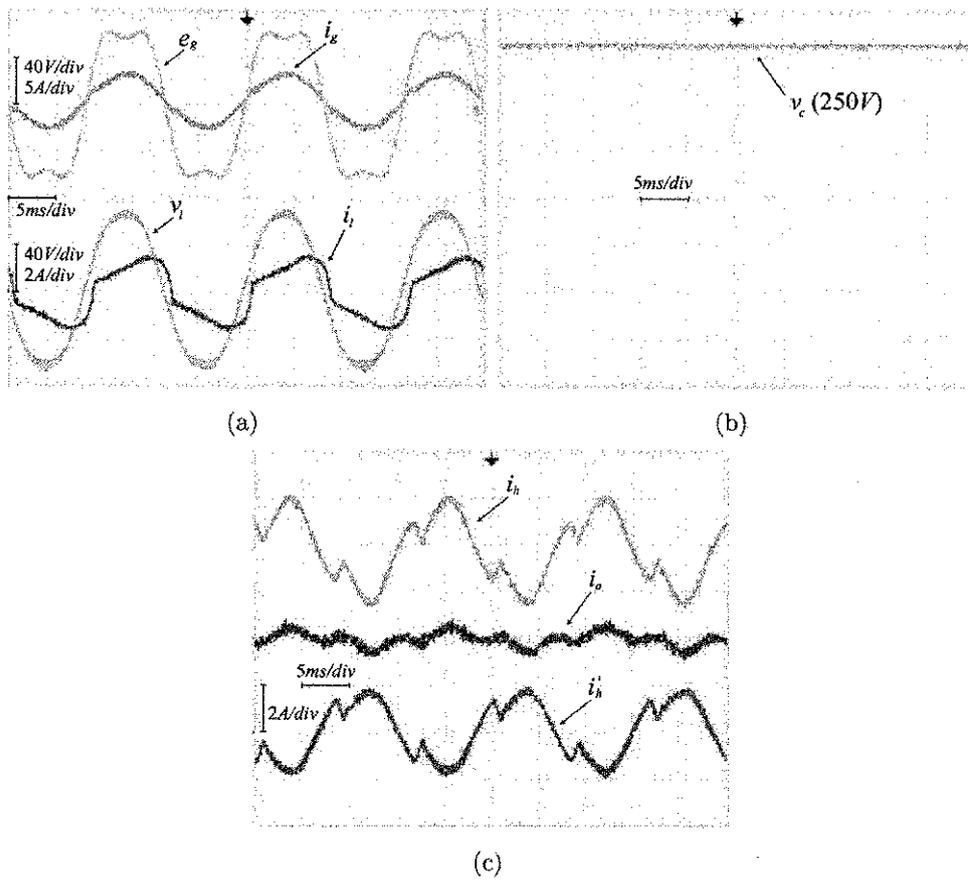


Figura 2.16: Resultados experimentais para uma carga não-linear: a) Tensão e corrente de entrada (em cima); Tensão e corrente na carga (embaixo). b) Tensão do barramento c.c.. c) Corrente i_h (em cima); Corrente de circulação (meio) e corrente i'_h (embaixo).

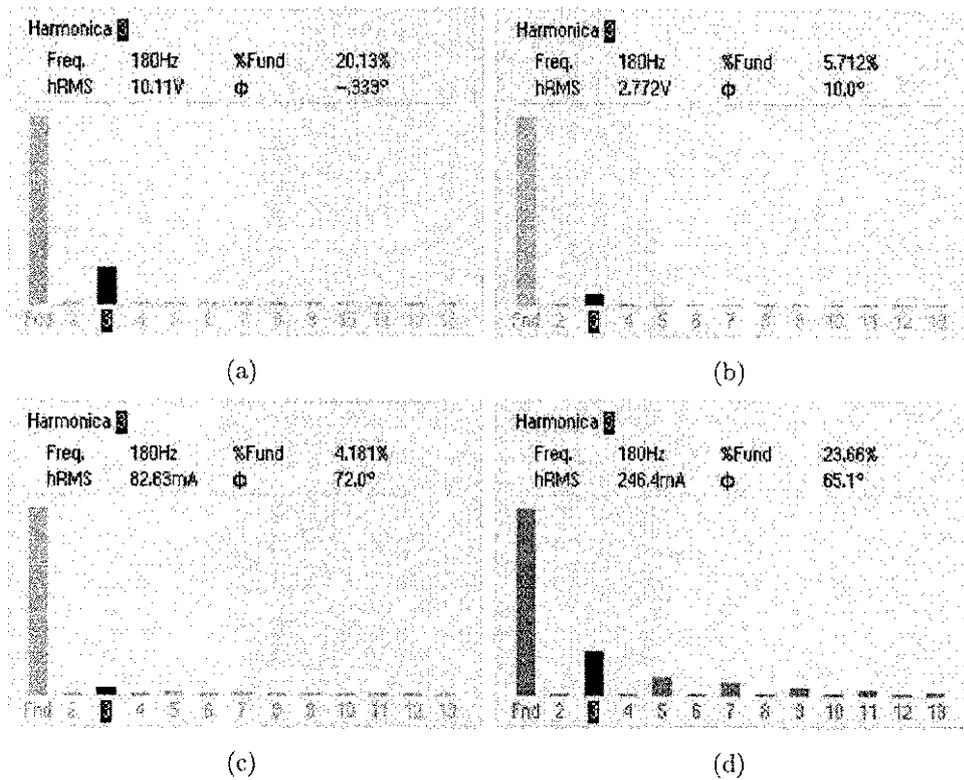


Figura 2.17: Resultados experimentais para uma carga não-linear: a) THD da tensão de entrada - e_g . b) THD da corrente de entrada - i_g . c) THD da tensão na carga - v_l . d) THD da corrente na carga - i_l .

guração sem transformador com quatro braços. A primeira a ser considerada foi com uma carga linear e as outras duas foram feitas com cargas não-lineares. Os resultados com carga linear podem ser vistos nas Figs. 2.12 e 2.13, enquanto os outros dois resultados referentes as cargas não-lineares podem ser observadas nas Figs. 2.14, 2.15, 2.16 e 2.17. Nas Figs. 2.12(a) e 2.12(b), observam-se, respectivamente, a tensão (e_g) e a corrente (i_g) da fonte de entrada, com fator de potência próximo do unitário. Adicionalmente, a Fig. 2.12(a) exibe a tensão aplicada à carga (v_l) com a sua respectiva corrente (i_l).

A tensão de entrada (alimentação) foi obtida a partir de uma fonte geradora de distúrbios. Essa fonte como o próprio nome sugere é capaz de gerar vários distúrbios de tensão, como (por exemplo) afundamento e elevação de tensão, oscilação ou tremulação, sobretensão, subtensão e distorção harmônica. Os resultados demonstram que mesmo na presença de distúrbio harmônico na tensão de entrada, a corrente de entrada e a tensão da carga apresentam característica senoidal. Na Fig. 2.12(b) tem-se a tensão do barramento c.c.. Na Fig. 2.12(c), observam-se três correntes. Duas delas são as correntes que passam em cada braço do inversor S_h e a terceira é a corrente de circulação. Nota-se que, mesmo sem o transformador, o valor da corrente de circulação (i_o) é pequeno e com amplitude próxima de zero.

Na Fig. 2.13 pode ser observado o THD (Distorção Harmônica Total) das tensões de entrada e da carga, e das correntes de entrada e da carga dos resultados anteriormente apresentados. Na tensão de entrada, inseriu-se, de forma proposital, 20% de terceiro harmônico, Fig. 2.13(a). Mas, mesmo sobre essa condição, nota-se que a corrente de entrada e a tensão da carga, ambas, apresentam baixa distorção harmônica. Na Fig. 2.13(d), observa-se o THD da corrente da carga.

A mesma sequência de resultados experimentais foram obtidos para a condição de carga não-linear, como observado nas Figs. 2.14, 2.15, 2.16 e 2.17.

Para a configuração com três braços, coletou-se uma sequência de resultados utilizando um gerador de distúrbios como alimentação e uma carga não-linear - de forma semelhante ao apresentado para a configuração com quatro braços. Nota-se que para esta configuração a corrente de circulação não existe. Os resultados podem ser vistos a partir das Figs. 2.18 e 2.19 e Figs. 2.20 e 2.21.

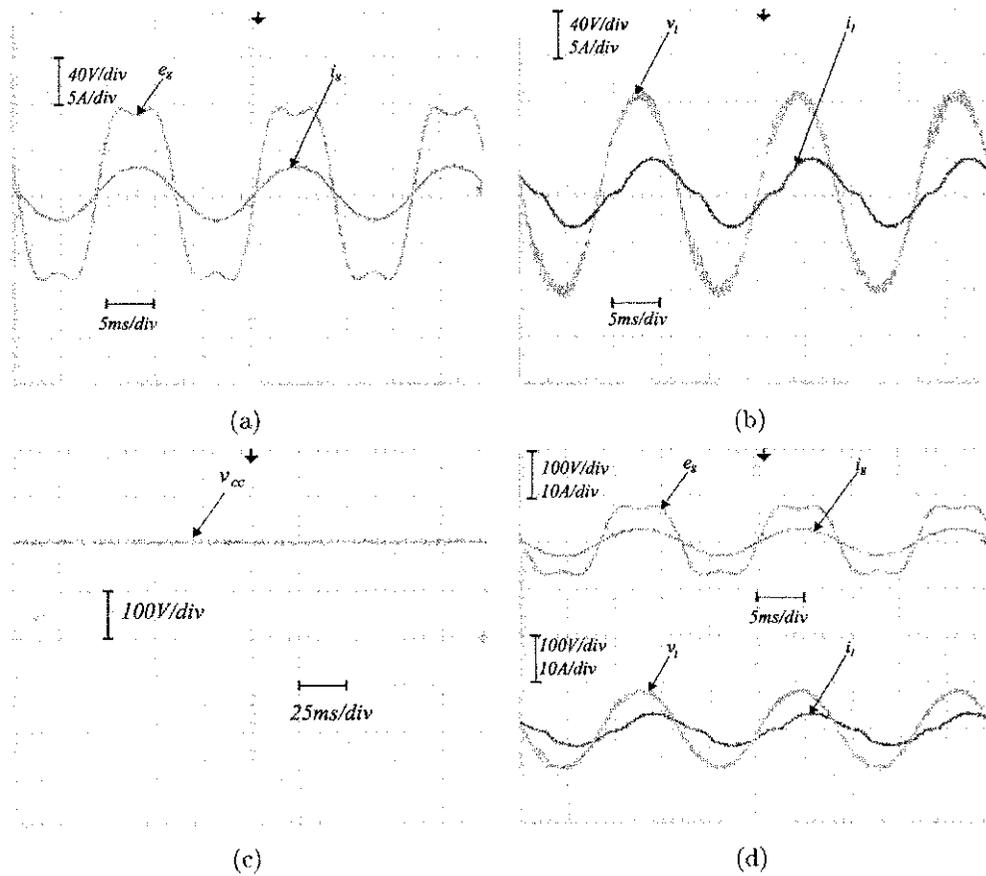


Figura 2.18: Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços. Sendo: e_g e i_g , tensão e corrente na fonte, respectivamente; v_l e i_l , tensão e corrente na carga, respectivamente; e v_{cc} , tensão no barramento c.c..

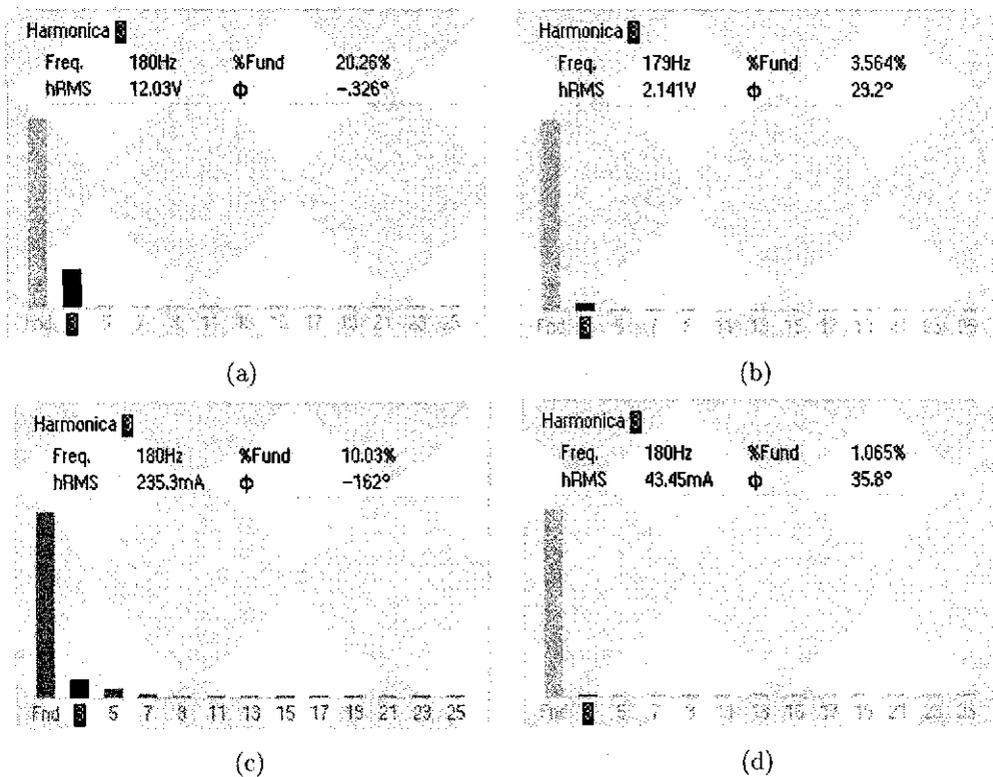


Figura 2.19: Espectros dos resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços. Tem-se: (a) THD da tensão na fonte e_g , (b) THD da corrente na fonte i_g , (c) THD da tensão na carga v_l e (d) THD da corrente na carga i_l .

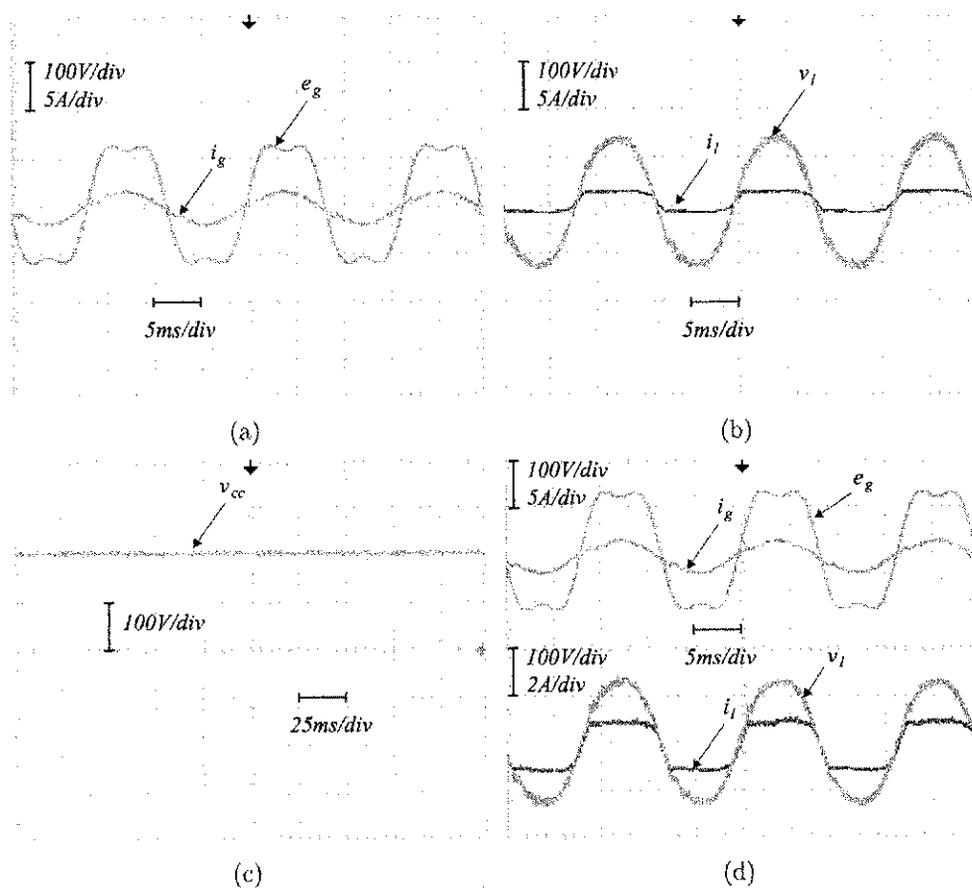


Figura 2.20: Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços. Sendo: e_g e i_g , tensão e corrente na fonte, respectivamente; v_l e i_l , tensão e corrente na carga, respectivamente; e v_{cc} , tensão no barramento c.c..

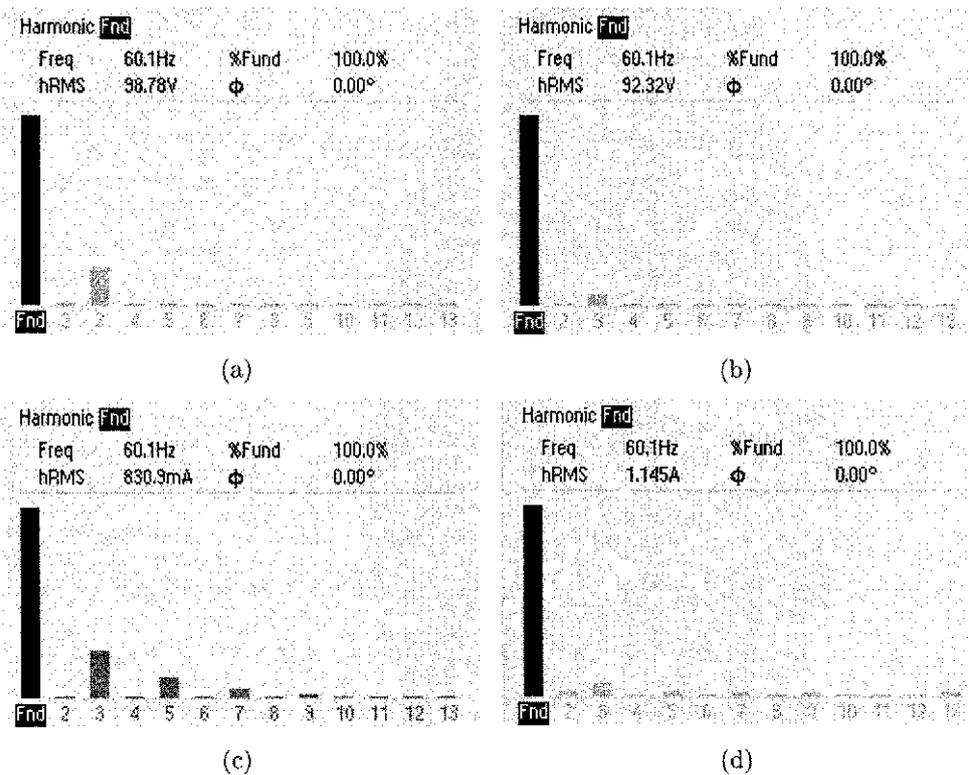


Figura 2.21: Espectros dos resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços. Tem-se: (a) THD da tensão na fonte e_g , (b) THD da corrente na fonte i_g , (c) THD da tensão na carga v_l e (d) THD da corrente na carga i_l .

2.9 Conclusões

Duas configurações de filtros ativos monofásicos universais sem transformador, com quatro e três braços, para compensação de harmônicos e potência reativa foram apresentadas. Essas configurações foram comparadas com as padrões, com transformador no lado série.

Observou-se para a configuração com quatro braços que tanto em condições balanceadas ($L_e = L'_e$ e $L_h = L'_h$) quanto em condições desbalanceadas ($L_e \neq L'_e$ e $L_h \neq L'_h$), pode-se impor uma corrente de circulação praticamente zero. Isto quer dizer que o controlador R_o gera uma tensão ($v_o = v'_{e0} + v_{e0} - v'_{h0} - v_{h0}$) que aplicada ao bloco de controle *PWM* faz com que a amplitude da corrente de circulação entre os conversores S_e e S_h seja reduzida a valores *rms* próximos de zero. Para a configuração com três braços observa-se que não é necessário este controlador adicional, pois não existe corrente circulante. Com relação ao *THD*, as configurações propostas apresentam baixo *THD*, porém um pouco maior que as configurações padrão.

Notou-se que as configurações sem transformador apresentam resultados satisfatórios e podem ser uma opção atrativa, pois a eliminação do transformador proporciona redução de custo, peso e volume ocupado. Deve-se ter um cuidado especial com relação a corrente de circulação, para a configuração com quatro braços, que deve ser compensada. Dentre todas as apresentadas, a com três braços e sem transformador apresenta custo benefício melhor, pois, não necessita de uma malha de controle adicional devido a inexistência de corrente de circulação. Por ter um braço a menos, também se obtém com essa configuração uma economia no custo de total para sua implementação e diminuição de peso, volume ocupado e perdas totais.

3

Filtro ativo universal monofásico com dois braços e transformador

3.1 Introdução

A partir das configurações de conversores constituídos por dois braços propostas por (Jacobina et al., 2005), decidiu-se utilizar as configurações como partes integrantes dos conjuntos de filtros ativos monofásicos com o transformador no lado série ou paralelo apresentados neste capítulo. O conversor opera com um ramo em ponte completa e o outro em meia ponte com o compartilhamento de um braço. Ou seja, um dos ramos que pode ser em ponte completa ou meia ponte pode ser empregado para a compensação série e o outro para a compensação paralelo.

3.2 Estratégia PWM

As configurações de filtros ativos monofásicos apresentadas neste capítulo, Figs. 3.1 e 3.2, são constituídas por conversores com dois braços - ou seja - quatro chaves de potência e um banco de capacitores. As configurações serão denominadas de $2Le$ e $2Lh$ e são constituídas por dois conversores (S_e e S_h) que utilizam um único barramento c.c. (Jacobina et al., 2005). Na configuração $2Le$ o braço h - constituído pelas chaves q_h e \bar{q}_h - é compartilhado entre os conversores S_e e S_h , Fig. 3.1 (a) e Fig. 3.2 (b). Na configuração $2Lh$ o braço compartilhado é o e - Fig. 3.1 (b) e Fig. 3.2 (a). Dessa forma, tem-se para a Fig. 3.1 (a) e Fig. 3.2 (b) o

conversor S_e em ponte completa e o conversor S_h em meia ponte e para a Fig. 3.1 (b) e Fig. 3.2 (a) o conversor S_h em ponte completa e o conversor S_e em meia ponte. A configuração $2L$ - na qual ambos os lados do conversor operam em meia ponte - também será analisada, Fig. 3.3.

O estado de condução de todas as chave pode ser representado pelas variáveis homônimas binárias q_e , \bar{q}_e , q_h e \bar{q}_h . Os pares $q_e - \bar{q}_e$ e $q_h - \bar{q}_h$ são complementares, desta forma, tem-se:

$$q_e = 1 - \bar{q}_e \quad (3.1)$$

$$q_h = 1 - \bar{q}_h \quad (3.2)$$

A largura dos pulsos dos sinais de gatilho são calculadas a partir das informações das tensões de pólo de referência v_{e0}^* e v_{h0}^* , como observado em:

$$\tau_e = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{e0}^* \quad (3.3)$$

$$\tau_h = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{h0}^* \quad (3.4)$$

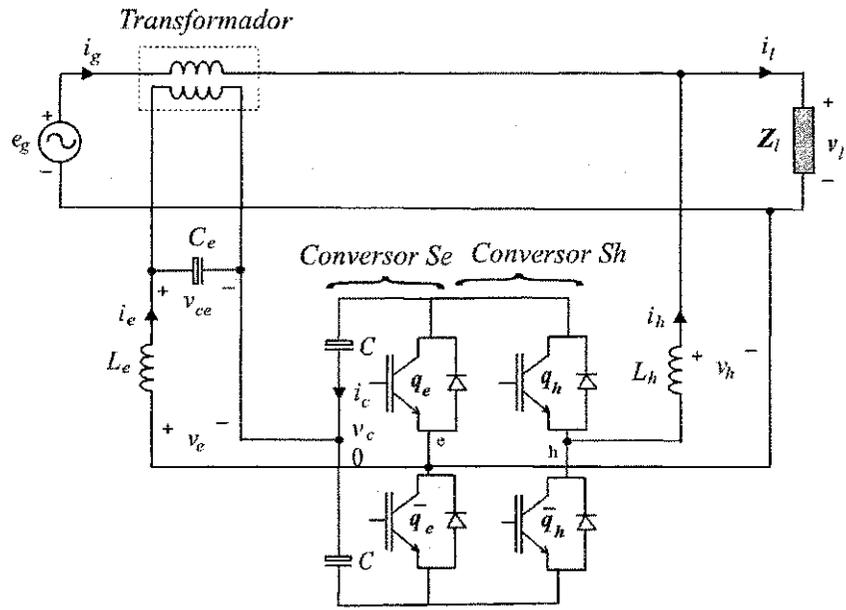
sendo T o período de amostragem para a modulação PWM.

Os sinais de referência para as tensões de polo v_{e0}^* e v_{h0}^* são determinados a partir das referências de tensão v_e^* e v_h^* . Os sinais de referência para as tensões de polo do filtro com os conversores $2Le$ e $2Lh$ serão apresentados nas próximas seções.

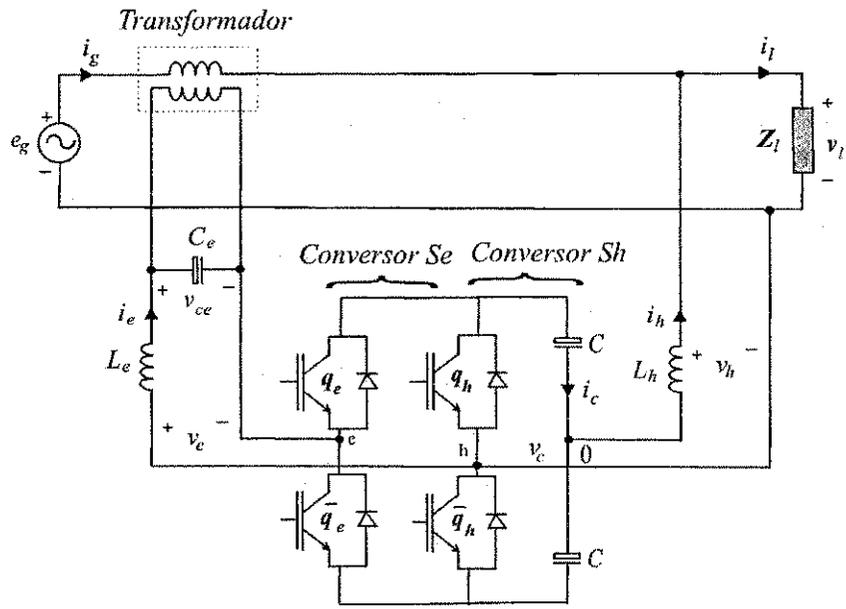
O valor de E utilizado em (3.3) e (3.4) é a tensão para o barramento c.c. ($E = v_c$). No caso em que a tensão do barramento apresenta ondulações, causadas por conexões ao ponto central do barramento c.c. ou devido as próprias características do sistema, haverá um erro entre a tensão desejada e a aplicada no conversor do filtro ativo de potência. Quando estes erros se tornam significativos, podem ser introduzidas técnicas de compensação ao *PWM* como forma de corrigi-los (Blaabjerg et al., 1999). Uma forma de direta de resolver este problema é alterar as larguras dos pulsos τ_e e τ_h em função do valor medido da tensão no barramento v_c . Neste caso, as equações (3.3) e (3.4) podem ser reescritas como

$$\tau_e = \frac{T}{v_c} (v_{e0}^* + v_{c2}) \quad (3.5)$$

$$\tau_h = \frac{T}{v_c} (v_{h0}^* + v_{c2}) \quad (3.6)$$

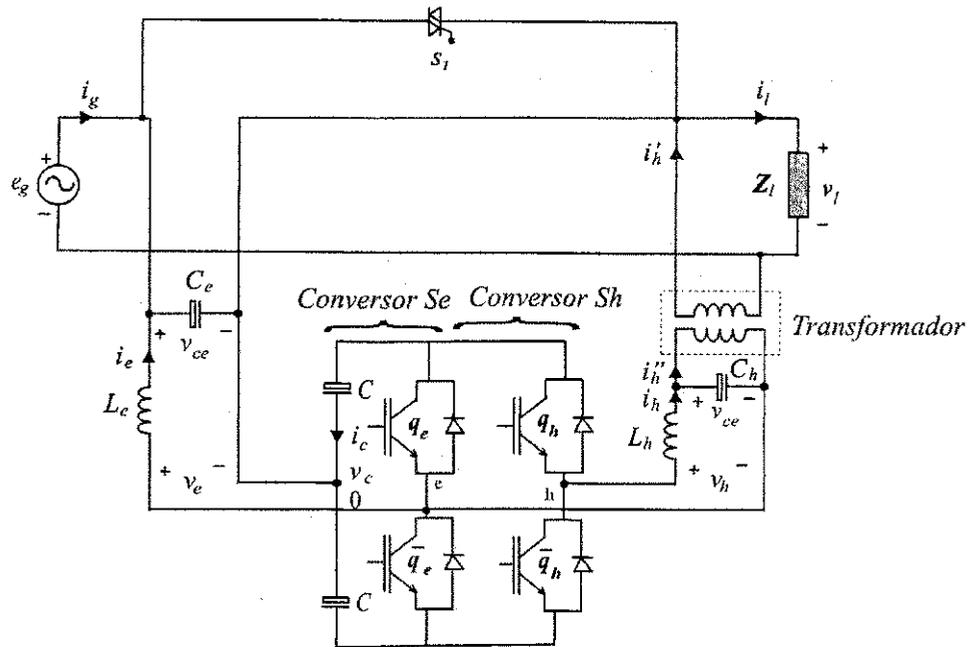


(a)

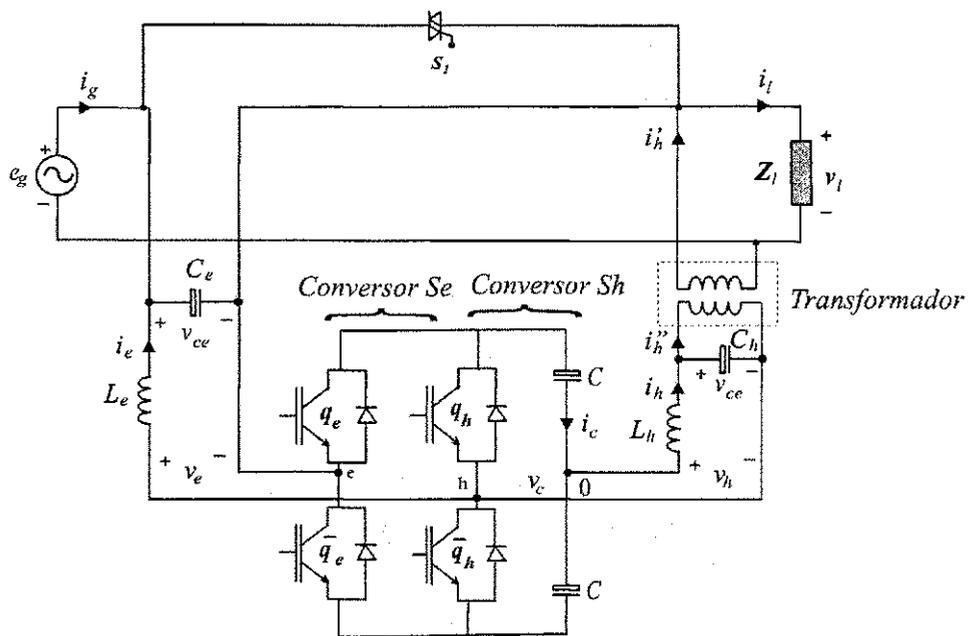


(b)

Figura 3.1: Filtro ativo universal com transformador no lado série (a) configuração 2Lh (b) configuração 2Le.



(a)



(b)

Figura 3.2: Filtro ativo universal com transformador no lado paralelo (a) configuração $2Lh$ (b) configuração $2Le$.

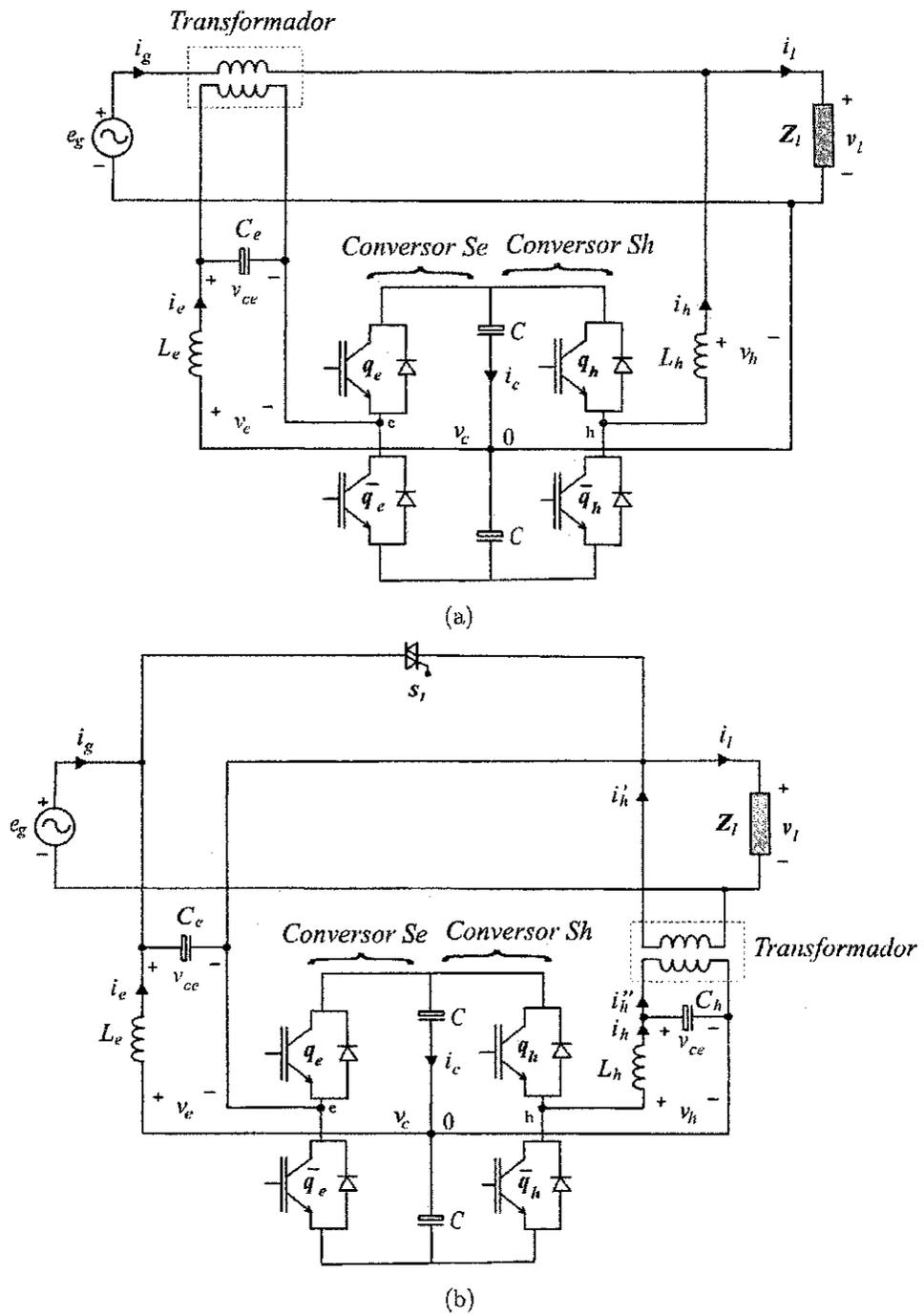


Figura 3.3: Filtro ativo universal (a) com transformador no lado série $2L$ (b) com transformador no lado paralelo $2L$.

As tensões de polo de cada conversor são definidas em função das referências de tensão v_{e0}^* e v_{h0}^* que por sua vez são definidas em pela estratégia de controle do conversor. De forma geral, uma vez definidas as referências para as tensões de polo, as larguras de pulso para cada chave do conversor são calculadas a partir de (3.3) e (3.4) ou (3.5) e (3.6). Em caso de falha no funcionamento do conversor série, é necessário, para as configurações sem transformador no lado série, adicionar ao circuito uma chave para conectar a alimentação c.a. de entrada a carga.

3.2.1 Configuração 2Le

As tensões v_e e v_h podem ser expressas em função das tensões de polo v_{e0} e v_{h0} - que são em função do estado de condução das chaves

$$v_e = v_{e0} - v_{h0} = (q_e - q_h)E \quad (3.7)$$

$$v_h = v_{h0} = q_h v_{c1} - (1 - q_h)v_{c2} \quad (3.8)$$

sendo v_{c1} e v_{c2} as tensões individuais em cada capacitor e $E = v_c = v_{c1} + v_{c2}$ é a tensão total do barramento c.c.. Observa-se que a tensão v_e não depende das tensões individuais dos capacitores v_{c1} e v_{c2} .

Sejam as tensões de referência desejadas v_e^* e v_h^* , a partir de (3.7) - (3.8) as tensões de polo de referência são dadas por

$$v_{e0}^* = v_e^* + v_h^* \quad (3.9)$$

$$v_{h0}^* = v_h^* \quad (3.10)$$

Definidas as referências de tensões de polo, as larguras de pulso para cada chave do conversor do filtro (τ_e e τ_h) podem ser calculadas a partir de (3.3) e (3.4).

Corrente no Capacitor

As correntes nos capacitores para a configuração 2Le podem ser expressas como sendo

$$i_{c1} = q_e i_e - q_h (i_e - i_h) \quad (3.11)$$

$$i_{c2} = i_{c1} - i_h \quad (3.12)$$

Desprezando a componente de alta frequência, o valor médio de (3.11) em um período de amostragem T é então dado por

$$\bar{i}_{c1} = \frac{\tau_e}{T} \bar{i}_e - \frac{\tau_h}{T} (\bar{i}_e - \bar{i}_h) \quad (3.13)$$

Substituindo (3.3) e (3.4) em (3.13) obtém-se

$$\bar{i}_{c1} = \frac{1}{2} \bar{i}_h + \frac{1}{E} (p_e - p_h) \quad (3.14)$$

sendo $p_e = v_e i_e$ e $p_h = v_h i_h$, em regime permanente, desprezando as perdas no conversor, respectivamente, a potências fornecida para o compensador série pelo barramento capacitivo e a potências fornecida para o compensador paralelo pelo barramento capacitivo. Sendo assim, o termo $[\frac{1}{E} (p_e - p_h)]$ corresponde a uma corrente alternada contendo duas componentes de frequência. Este termo é comum para qualquer estrutura monofásica com barramento c.c.. A corrente \bar{i}_{c1} - desprezando as componentes de alta frequência e os ruídos de medição - é dada por

$$\bar{i}_{c1} = \frac{1}{2} \bar{i}_h \quad (3.15)$$

Consequentemente,

$$\bar{i}_{c2} = -\frac{1}{2} \bar{i}_h \quad (3.16)$$

Corrente no braço compartilhado

Nesta configuração, o braço h é compartilhado entre o conversores S_e e S_h . As correntes que circulam pela chave superior q_h e pela chave inferior \bar{q}_h são dadas por:

- para $q_h = 1$ (durante τ_h):

$$i_{qh} = (i_e + i_h) \quad (3.17)$$

$$i_{\bar{q}h} = 0 \quad (3.18)$$

- para $q_h = 0$ (durante $T - \tau_h$):

$$i_{qh} = 0 \quad (3.19)$$

$$i_{\bar{q}h} = -(i_e + i_h) \quad (3.20)$$

podendo ser reescrito da seguinte forma

$$i_{qh} = q_h(i_e - i_h) \quad (3.21)$$

$$i_{\bar{q}h} = -(1 - q_h)(i_e - i_h) \quad (3.22)$$

sendo T o período de amostragem do PWM é possível determinar o valor médio das correntes i_{qh} e $i_{\bar{q}h}$ dentro do período T

$$\bar{i}_{qh} = \frac{1}{T} \int_{\tau} i_{qh} dt \quad (3.23)$$

$$\bar{i}_{\bar{q}h} = \frac{1}{T} \int_{\tau} i_{\bar{q}h} dt \quad (3.24)$$

Desprezando as componentes de alta frequência das corrente devido ao chaveamento e assumindo que o intervalo T seja muito pequeno, obtêm-se:

$$\bar{i}_{qh} = \frac{\tau}{T}(i_e - i_h) \quad (3.25)$$

$$\bar{i}_{\bar{q}h} = \frac{T - \tau}{T}(i_e - i_h) \quad (3.26)$$

Substituindo (3.4) em (3.25) e (3.26), obtêm-se as seguintes equações para os valores médios das correntes em cada chave do braço compartilhado:

$$\bar{i}_{qh} = \left(\frac{v_{h0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) (\bar{i}_e - \bar{i}_h) \quad (3.27)$$

$$\bar{i}_{\bar{q}h} = \left(\frac{v_{h0}^*}{E} - \frac{1}{2} \right) (\bar{i}_e - \bar{i}_h) \quad (3.28)$$

Dessa forma, nota-se que a corrente no braço compartilhado é definida pela soma das amplitudes de i_e e i_h .

3.2.2 Configuração $2Lh$

As tensões v_e e v_h podem ser expressas em função das tensões de polo v_{e0} e v_{h0} - que são em função do estado de condução das chaves de potência

$$v_e = v_{e0} = q_e v_{c1} - (1 - q_e) v_{c2} \quad (3.29)$$

$$v_h = v_{h0} - v_{e0} = (q_h - q_e) E \quad (3.30)$$

sendo v_{c1} e v_{c2} as tensões individuais em cada capacitor e $E = v_c = v_{c1} + v_{c2}$ é a tensão total do barramento c.c.. Observa-se que a tensão v_h não depende das tensões individuais dos capacitores v_{c1} e v_{c2} .

Sejam as tensões de referência desejadas v_e^* e v_h^* , a partir de (3.29) - (3.30) as tensões de polo de referência são dadas por

$$v_{e0}^* = v_e^* \quad (3.31)$$

$$v_{h0}^* = v_h^* + v_e^* \quad (3.32)$$

Definidas as referências de tensões de polo, as larguras de pulso para cada chave do conversor do filtro (τ_e e τ_h) podem ser calculadas a partir de (3.3) e (3.4).

Corrente no Capacitor

As correntes nos capacitores para a configuração $2Lh$ podem ser expressas como sendo

$$i_{c1} = -q_h i_h + q_e (i_h - i_e) \quad (3.33)$$

$$i_{c2} = i_{c1} + i_e \quad (3.34)$$

Desprezando a componente de alta frequência, o valor médio de (3.33) em um período de amostragem T é então dado por

$$\bar{i}_{c1} = -\frac{T_h}{T} \bar{i}_h + \frac{T_e}{T} (\bar{i}_h - \bar{i}_e) \quad (3.35)$$

Substituindo (3.3) e (3.4) em (3.35) obtém-se

$$\bar{i}_{c1} = -\frac{1}{2} \bar{i}_e + \frac{1}{E} (p_h - p_e) \quad (3.36)$$

sendo $p_e = v_e i_e$ e $p_h = v_h i_h$, em regime permanente, desprezando as perdas no conversor, respectivamente, a potências fornecida para o compensador série pelo barramento capacitivo e a potências fornecida para o compensador paralelo pelo barramento capacitivo. Sendo assim, o termo $[\frac{1}{E}(p_e - p_h)]$ corresponde a uma corrente alternada contendo duas componentes de frequência. Este termo é comum para qualquer estrutura monofásica com barramento c.c.. A corrente \bar{i}_{c1} - desprezando as componentes de alta frequência e os ruídos de medição - é dada por

$$\bar{i}_{c1} = -\frac{1}{2} \bar{i}_e \quad (3.37)$$

Consequentemente,

$$\bar{i}_{c2} = \frac{1}{2} \bar{i}_e \quad (3.38)$$

Corrente no braço compartilhado

Nesta configuração, o braço e é compartilhado entre os conversores S_e e S_h . As correntes que circulam pela chave superior q_e e pela chave inferior \bar{q}_e são dadas por:

- para $q_e = 1$ (durante τ_e):

$$i_{q_e} = -(i_e + i_h) \quad (3.39)$$

$$i_{\bar{q}_e} = 0 \quad (3.40)$$

- para $q_e = 0$ (durante $T - \tau_e$):

$$i_{q_e} = 0 \quad (3.41)$$

$$i_{\bar{q}_e} = (i_e + i_h) \quad (3.42)$$

podendo ser reescrito da seguinte forma

$$i_{q_e} = -q_e(i_e - i_h) \quad (3.43)$$

$$i_{\bar{q}_e} = (1 - q_e)(i_e - i_h) \quad (3.44)$$

sendo T o período de amostragem do PWM é possível determinar o valor médio das correntes i_{q_e} e $i_{\bar{q}_e}$ dentro do período T

$$\bar{i}_{q_e} = \frac{1}{T} \int_{\tau} i_{q_e} dt \quad (3.45)$$

$$\bar{i}_{\bar{q}_e} = \frac{1}{T} \int_{\tau} i_{\bar{q}_e} dt \quad (3.46)$$

Desprezando as componentes de alta frequência das corrente devido ao chaveamento e assumindo que o intervalo T seja muito pequeno, obtêm-se:

$$\bar{i}_{q_e} = -\frac{\tau}{T}(i_e - i_h) \quad (3.47)$$

$$\bar{i}_{\bar{q}_e} = -\frac{T - \tau}{T}(i_e - i_h) \quad (3.48)$$

Substituindo (3.3) em (3.47) e (3.48), obtêm-se as seguintes equações para os valores médios das correntes em cada chave do braço compartilhado:

$$\bar{i}_{qe} = - \left(\frac{v_{e0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) (\bar{i}_e - \bar{i}_h) \quad (3.49)$$

$$\bar{i}_{q\bar{e}} = - \left(\frac{v_{e0}^*}{E} - \frac{1}{2} \right) (\bar{i}_e - \bar{i}_h) \quad (3.50)$$

Dessa forma, nota-se que a corrente no braço compartilhado é definida pela soma das amplitudes de i_e e i_h .

3.2.3 Configuração 2L

Observa-se que para configuração 2L - na qual ambos os estágios do conversor operam em meia ponte - que as correntes médias nos capacitores, desprezando-se as componentes de alta frequência, são dadas por

$$\bar{i}_{c1} = \frac{\bar{i}_e - \bar{i}_h}{2} \quad (3.51)$$

$$\bar{i}_{c2} = \frac{\bar{i}_h - \bar{i}_e}{2} \quad (3.52)$$

De maneira geral, pode-se dizer que as correntes nos capacitores da configuração 2L são maiores que os das configurações 2Le e 2Lh. A análise de corrente para a configuração 2L foi apresentada para que se possa fazer uma comparação com as configurações 2Le e 2Lh, já que todas utilizam o mesmo número de componentes.

3.3 Modelamento das configurações

As configurações com transformador no lado série consistem de uma fonte de alimentação na entrada (e_g, i_g), indutâncias internas de entrada (r_g, l_g), transformador com indutâncias primária (r_p, l_p), secundária (r_s, l_s) e mútua (m_{ps}), carga Z_l (v_l, i_l) que pode ser linear ou não-linear, conversores S_e e S_h com um banco capacitor c.c. e filtros Z_e (r_e, l_e e C_e) e Z_h (r_h, l_h). As equações referentes ao modelo foram obtidas a partir da Figs. 3.1 e 3.3(a) e são dadas por:

$$\frac{di_e}{dt} = \frac{(v_e - v_{ce} - r_s i_e)}{l_s} \quad (3.53)$$

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{(v_{ce} - r_p i_p - m_{ps} \frac{di_g}{dt})}{l_p} \quad (3.54)$$

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{[v_h - r_h i_g - (r_h + r_l) i_l - l_h \frac{di_g}{dt}]}{(l_h + l_l)} \quad (3.55)$$

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{\left\{ e_g - (r_g + r_s - r_l) i_l - \frac{m_{ps}}{l_p} (v_{ce} - r_p i_e) - \frac{l_l}{(l_h + l_l)} [v_h - r_h i_g - (r_h + r_l) i_l] \right\}}{M} \quad (3.56)$$

sendo:

$$M = \left[l_g + l_s - \frac{m_{ps}^2}{l_p} + \frac{l_h l_l}{(l_h + l_l)} \right] \quad (3.57)$$

Considerando-se a carga como sendo não-linear (modelada como fonte de corrente), a equação (3.56) pode ser reescrita como:

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{\left[e_g - v_h - (r_g + r_s + r_h) i_g - \frac{m_{ps}}{l_p} (v_{ce} - r_p i_e) + r_h i_l + l_h \frac{di_l}{dt} \right]}{M_1} \quad (3.58)$$

sendo:

$$M_1 = \left[l_g + l_s + l_h - \frac{m_{ps}^2}{l_p} \right] \quad (3.59)$$

sendo: a corrente i_l é definida pela carga.

As configurações com transformador no lado paralelo consistem de uma fonte de alimentação na entrada (e_g, i_g), transformador com indutâncias primária (r_p, l_p), secundária (r_s, l_s) e mútua (l_m), impedâncias de filtro Z_e (r_e, l_e) e Z_h (r_h, l_h) e impedâncias de carga Z_l (r_l, l_l). Os Capacitores C_{ce} e C_{ch} serve para filtrar as componentes de alta frequência. Para esta configuração, as equações que descrevem o comportamento do sistema foram obtidas a partir das Figs. 3.2 e 3.3(b) e são dadas por:

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{(e_g + v_{ce} - r_g i_g - v_l)}{l_g} \quad (3.60)$$

$$\frac{di_e}{dt} = \frac{(v_e - v_{ce} - r_e i_e)}{l_e} \quad (3.61)$$

$$\frac{di_h}{dt} = \frac{(v_h - v_{ch} - r_h i_h)}{l_h} \quad (3.62)$$

$$\frac{di_h''}{dt} = \frac{(v_{ch} - r_h'' i_h'' - l_m \frac{di_h'}{dt})}{l_h''} \quad (3.63)$$

$$\frac{di_h'}{dt} = \frac{\left(v_h' - r_h' i_h' - l_m \frac{di_h'}{dt}\right)}{l_h'} \quad (3.64)$$

sendo: $i_{ch} = i_h - i_h'$, $i_{ce} = i_g - i_e$ e $i_l = i_g - i_h'$.

A tensão na carga, v_l , é determinada a partir da corrente i_l e da derivada $\frac{di_l}{dt}$, obtendo-se:

$$v_l = r_l i_l + l_l \frac{di_l}{dt} \quad (3.65)$$

Para a condição de carga não-linear (modelada como fonte de corrente), tem-se uma modificação em $\frac{di_g}{dt}$, tornando-se:

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{\left[e_g + v_{ce} - (r_h' - r_g) i_g - r_h' i_l - l_h' \frac{di_l}{dt} - l_m \frac{di_h'}{dt}\right]}{l_g + l_h'} \quad (3.66)$$

Dessa forma, a corrente i_l é definida pela carga.

As tensões v_{ce} e v_{ch} são obtidas por:

$$v_{ce} = \frac{1}{C_e} \int_t i_{ce} dt \quad (3.67)$$

$$v_{ch} = \frac{1}{C_h} \int_t i_{ch} dt \quad (3.68)$$

3.4 Análise de regime permanente

As análises de regime permanente das configurações propostas se baseiam nos modelos apresentados na Fig. 3.4. O estudo em regime permanente tem como objetivo a análise mais detalhada do funcionamento da filtro universal, bem como a análise comparativa entre as configurações apresentadas. A resolução do conjunto de equações que descrevem as características em regime permanente podem ser vistas no apêndice C. As tabelas 3.1 e 3.2 contêm os parâmetros utilizados para a simulação em regime permanente do filtro ativo monofásico com transformador no lado série e do filtro com transformador no lado paralelo, respectivamente. Para as configurações assumiu-se a carga como sendo um circuito RL - com um fator de potência nominal igual a 0.85. Para uma carga modelada como fonte de corrente (não-linear), pode-se determinar o valor *rms* do sinal de corrente com o seu respectivo defasamento (corrente da carga), na forma fasorial, para que o ponto ótimo de operação seja determinado.

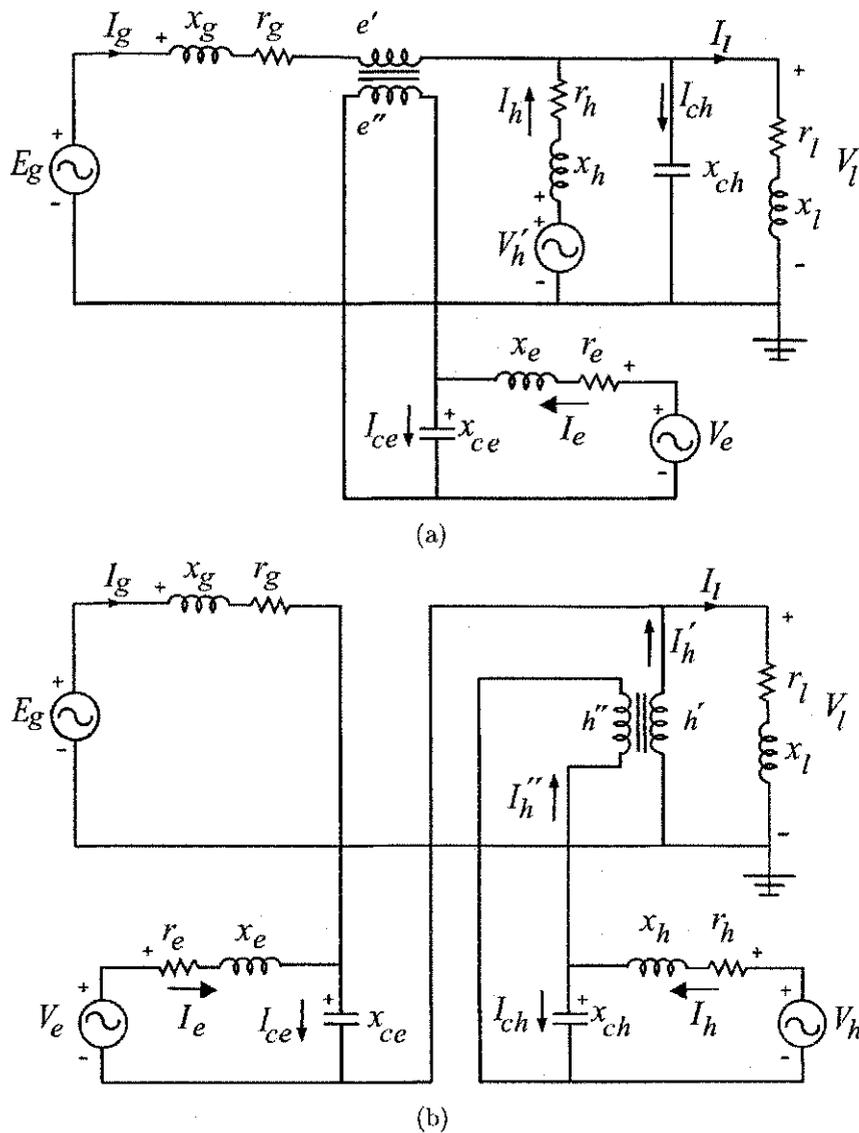


Figura 3.4: Filtro ativo universal (a) com transformador no lado série (b) configuração com transformador no lado paralelo.

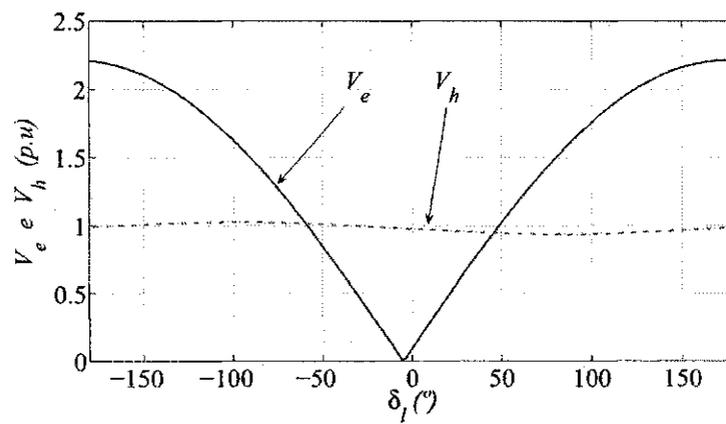
3.4.1 Filtro com transformador no lado série

A análise de regime permanente para a configuração com transformador no lado série se baseia no modelo apresentado na Fig. 3.4(a). A obtenção e resolução das equações para esta configuração podem ser vistas no apêndice C - seções C.2 (parte série do circuito) e C.3 (parte paralelo do circuito). A tabela 3.1 contém os parâmetros de simulação em p.u do filtro ativo.

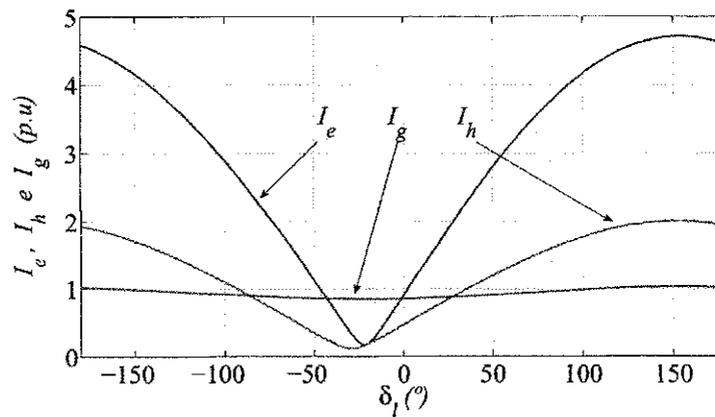
Na Fig. 3.5(a) é observado o comportamento da amplitude da tensão dos dois conver-

Tabela 3.1: Parâmetros do filtro universal monofásico com transformador no lado série - regime permanente - valores em p.u.

$ e_g $	$ v_l $	S_l	r_g	r_e	r_h	r'_e	r''_e
1.0	1.0	0.85 ind	0.001	0.005	0.005	0.003	0.003
x_g	x_e	x'_e	x''_e	x_m	x_h	x_{ce}	x_{ch}
0.01	0.33	0.33	0.33	0.9	0.33	1.0	1.0



(a)



(b)

Figura 3.5: Análise de regime permanente do filtro com transformador no lado série: (a) tensões dos conversores (b) correntes dos conversores e da fonte de alimentação.

sores em função do ângulo δ_l . Nota-se que a amplitude da tensão do conversor paralelo V_h praticamente não varia em sua amplitude, ficando em torno de $1p.u.$ Por outro lado, a amplitude do conversor série aumenta de maneira considerável à medida que o ângulo δ_l se distancia de $\delta_l \approx -5.4^\circ$. A escolha da região de operação do ponto de vista da tensão do barramento c.c., deve ser de tal maneira que assuma os menores valores e que atenda a maior tensão de um dos conversores. Na Fig. 3.5(b), têm-se as amplitudes das correntes dos conversores série, paralelo e da fonte de alimentação. Nota-se que I_e e I_h variam consideravelmente e assumem os menores valores em $\delta_l \approx -22^\circ$ e $\delta_l \approx -30^\circ$, respectivamente; enquanto, I_g praticamente não varia.

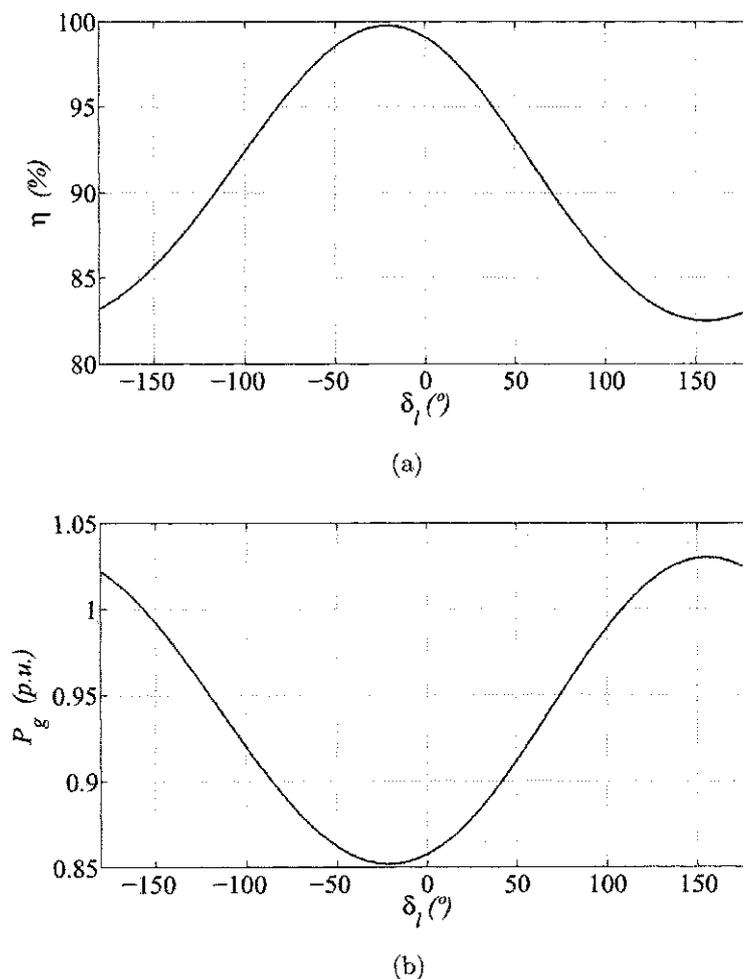


Figura 3.6: Análise de regime permanente do filtro com transformador no lado série: (a) rendimento (b) potência da fonte de alimentação.

O comportamento do rendimento pode ser analisado a partir dos valores das amplitudes

de corrente do sistema. O sistema apresenta melhor rendimento nas regiões onde a amplitude das correntes são menores. Para a Fig. 3.6(a), verifica-se que o sistema apresenta melhor rendimento no intervalo de $-30^\circ < \delta_l < -10^\circ$. Esse ponto de operação corresponde ao intervalo em que as amplitudes das correntes I_e e I_h são menores e, conseqüentemente, as perdas nos conversores também serão. Observa-se, também, que o ponto de maior rendimento ocorre onde gráfico da potência na fonte apresenta menor amplitude, Fig. 3.6(b).

3.4.2 Filtro com transformador no lado paralelo

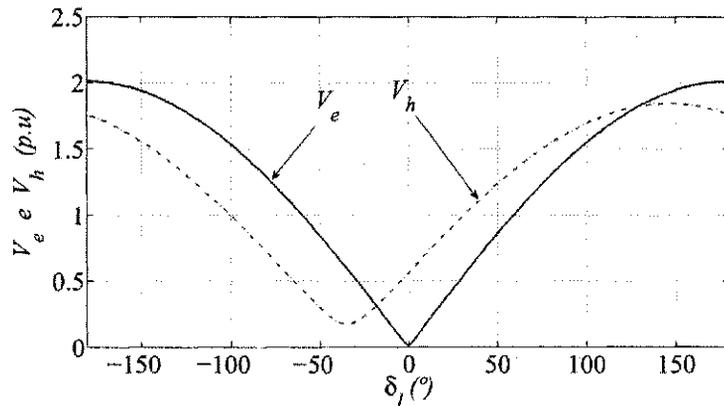
A análise de regime permanente para a configuração com transformador no lado paralelo se baseia no modelo apresentado na Fig. 3.4(b). A obtenção e resolução das equações para esta configuração podem ser vistas no apêndice C - seções C.1 (parte série do circuito) e C.4 (parte paralelo do circuito). A tabela 3.2 contém os parâmetros de simulação em p.u do filtro ativo.

Tabela 3.2: Parâmetros do filtro universal monofásico com transformador no lado paralelo - regime permanente - valores em p.u.

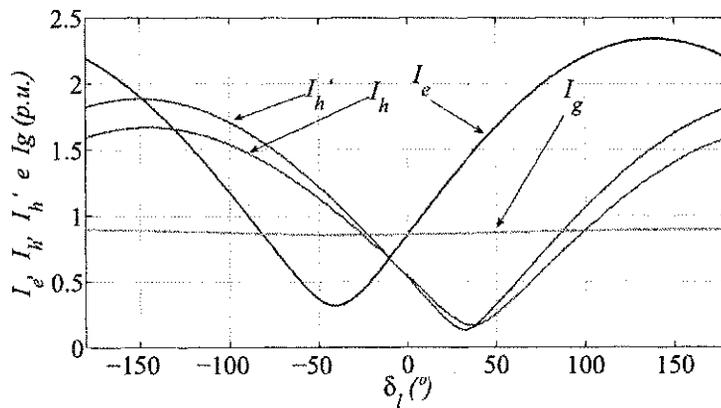
$ e_g $	$ v_l $	S_l	r_g	r_e	r_h	r'_h	r''_h
1.0	1.0	0.85 ind	0.001	0.005	0.005	0.003	0.003
x_g	x_e	x'_h	x''_h	x_m	x_h	x_{ce}	x_{ch}
0.01	0.33	0.33	0.33	0.9	0.33	1.0	0.5

Observa-se na Fig. 3.7(a) o comportamento da amplitude da tensão dos dois conversores em função do ângulo δ_l . A amplitude de tensão do conversor série aumenta consideravelmente à medida que δ_l se distancia de $\delta_l \approx -3.5^\circ$, que é a fase onde se encontra o menor valor de tensão V_e . Na Fig. 3.7(b), têm-se as amplitudes das correntes dos conversores série, paralelo e da fonte de alimentação. Nota-se que I_e e I_h variam consideravelmente e assumem os menores valores em $\delta_l \approx -40^\circ$ e $\delta_l \approx 36^\circ$, respectivamente; enquanto, I_g praticamente não varia. I_h é a corrente de compensação no primário do transformador que possui menor amplitude em $\delta_l \approx 32^\circ$.

O comportamento do rendimento pode ser analisado a partir dos valores das amplitudes de corrente do sistema. O sistema apresenta melhor rendimento nas regiões onde a amplitude das correntes são menores. Para a Fig. 3.8(a), verifica-se que o sistema apresenta melhor



(a)



(b)

Figura 3.7: Análise de regime permanente do filtro com transformador no lado paralelo: (a) tensões dos conversores (b) correntes dos conversores e da fonte de alimentação.

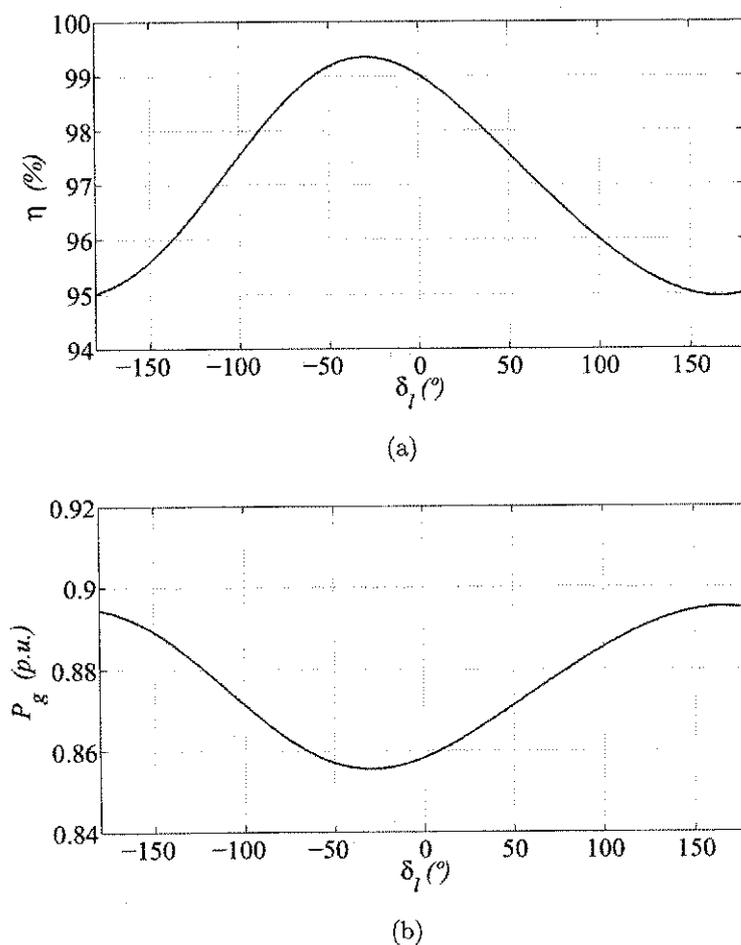


Figura 3.8: Análise de regime permanente do filtro com transformador no lado paralelo: (a) rendimento (b) potência da fonte de alimentação.

rendimento próximo de $\delta_l \approx -30^\circ$. Esse ponto de operação corresponde ao intervalo em que as amplitudes das correntes I_e e I_h são menores e, conseqüentemente, as perdas nos conversores também serão. Observa-se, também, que o ponto de maior rendimento ocorre onde gráfico da potência na fonte apresenta menor amplitude, Fig. 3.8(b).

3.5 Estratégia de controle

O diagrama de bloco das configurações propostas pode ser observado na Fig. 3.9. Nota-se que a tensão do capacitor v_c é comparada com um valor tensão de referência v_c^* e o resultado desta comparação é aplicado ao controlador PI padrão representado pelo bloco R_c . A saída desse controlador define a amplitude do sinal de referência de corrente que é sincronizada com a tensão de alimentação e_g para que o controle do fator de potência seja realizado, isso é feito via bloco $GEN-g$. Esse sincronismo é realizado por um PLL inserido no bloco SYN . O erro de corrente ($i_g^* - i_g$) é então aplicado ao controlador PI modificado representado por R_i . A tensão de saída v_h , desse controlador, é usada para determinar o estado de condução das chaves.

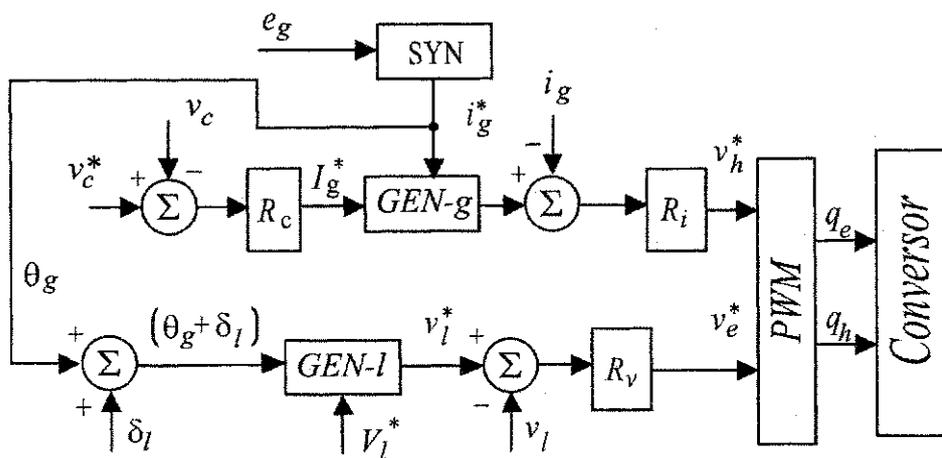


Figura 3.9: Diagrama em blocos do sistema de controle.

A regulação de tensão aplicada à carga é determinada a partir da obtenção do sinal de tensão de referência v_l^* que é obtido pela amplitude de tensão V_l^* e pelos ângulos θ_g e δ_l via bloco $GEN-l$, onde: θ_g é o ângulo instantâneo de e_g e δ_l é o ângulo de carga. O ângulo δ_l é utilizado para determinar o melhor ponto de operação do sistema. Essas informações são aplicadas ao bloco R_v , que é um PI modificado. A saída desse controlador gera a tensão de

referência para a determinação da modulação PWM.

3.6 Comparação de Perdas nos Filtros

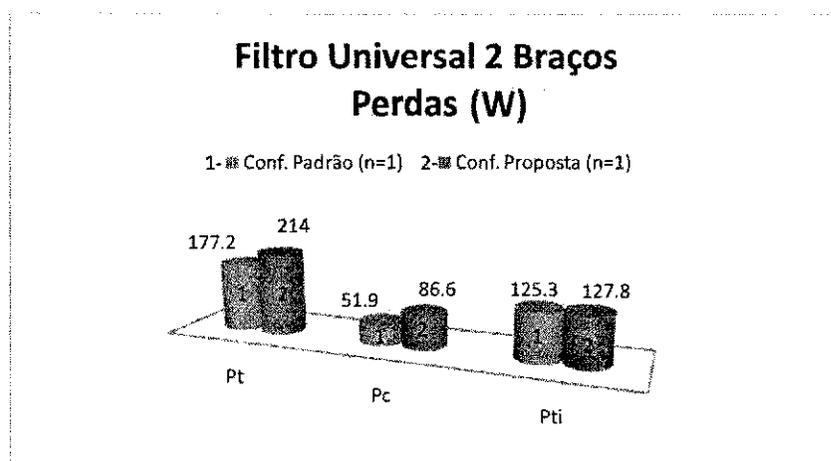
Para as configurações padrão e proposta, com dois braços, foram utilizados os seguintes parâmetros:

- a Frequência de chaveamento: 10kHz;
- b Tensão de barramento cc: $600V_{cc}$;
- c Especificação dos indutores de filtro: 15mH.
- d Especificação dos capacitores de filtro: 70uF.
- e Potência: 1.2kVA.
- f Tensão de entrada: $110V_{rms} \pm 20\%$.
- g Tensão de saída: $110V_{rms} \pm 5\%$.
- h Carga não-linear (Ponte retificadora a diodos): $R = 10\Omega$, $L = 6mH$ e $C = 2.6mF$.

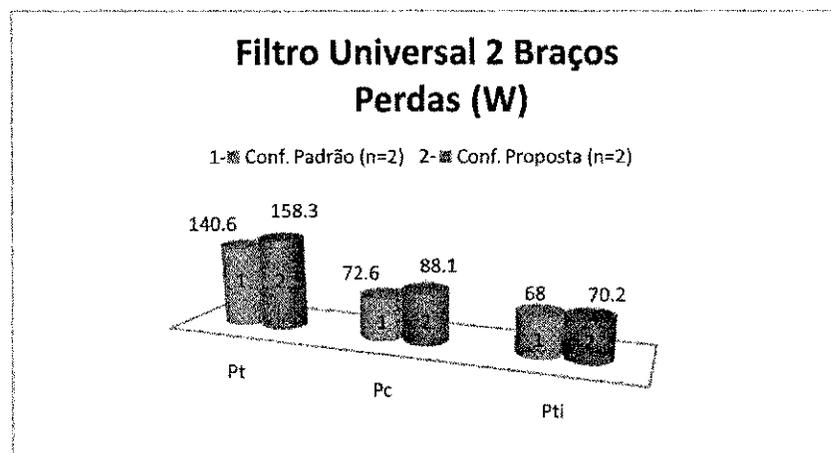
Algumas simulações foram realizadas para se determinar as perdas nas configurações com dois braços com transformador no lado série padrão ($2L$) e proposta ($2Lh$), respectivamente, Fig. 3.3(a) e Fig. 3.1(a). Os resultados obtidos para a configuração ($2Le$) são próximos dos da configuração escolhida. Assim, objetiva-se determinar as perdas entre as estruturas, com as relações de espiras iguais a 1 ($n = 1$) e 2 ($n = 2$) para que se obtenha uma análise comparativa das mesmas. Os resultados foram obtidos para um valor de ângulo de carga igual a zero ($\delta_l = 0$).

Nota-se na Fig. 3.10 que as configurações propostas ($2Lh$) apresentam um nível de perda total maior em comparação com a configuração padrão ($2L$).

O primário do transformador é conectado com o conversor. Dessa forma, quando se aumenta o número de espiras do primário tem-se uma redução da sua corrente e, conseqüentemente, há uma redução das perdas no conversor e no primário do transformador. Reduzindo, assim, as perdas totais do sistema.

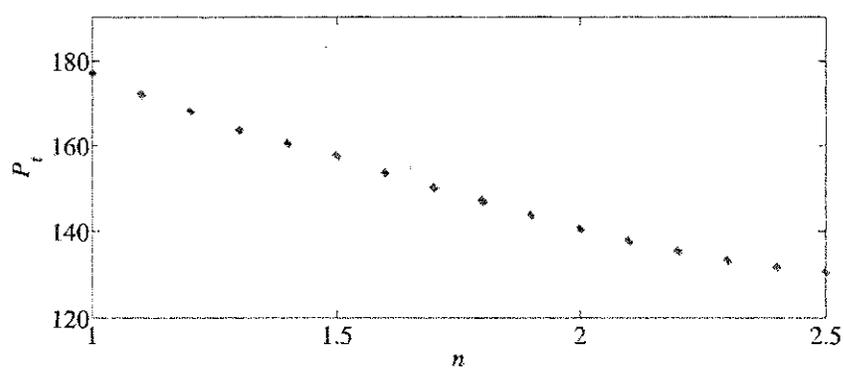


(a)

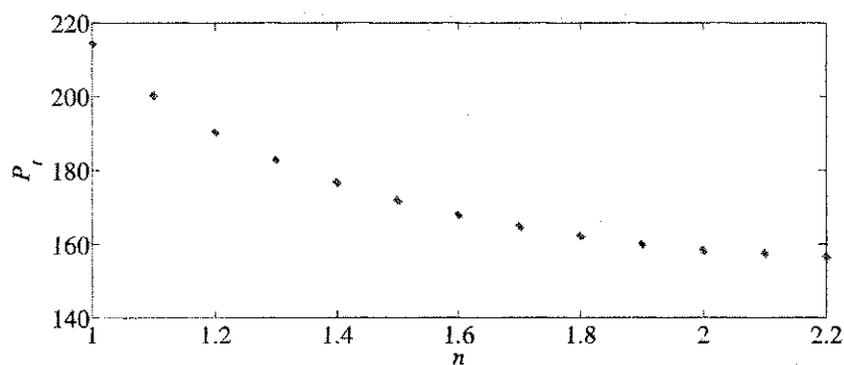


(b)

Figura 3.10: Análise de perdas entre os filtros ativo universais com (2) dois braços. Configuração com dois braços padrão - Fig. 3.3(a) e configuração com dois braços proposta - Fig. 3.1(a). Sendo: P_t , perda total; P_c , perda no conversor; P_{ti} , perda no transformador e nas indutâncias de filtro.

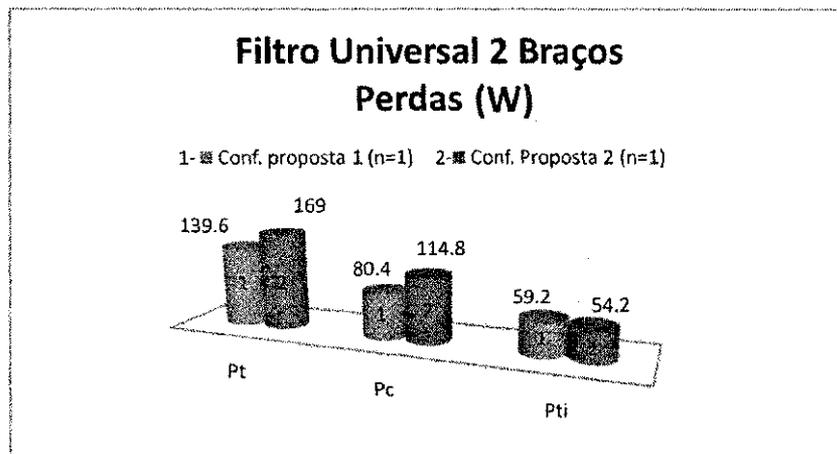


(a)

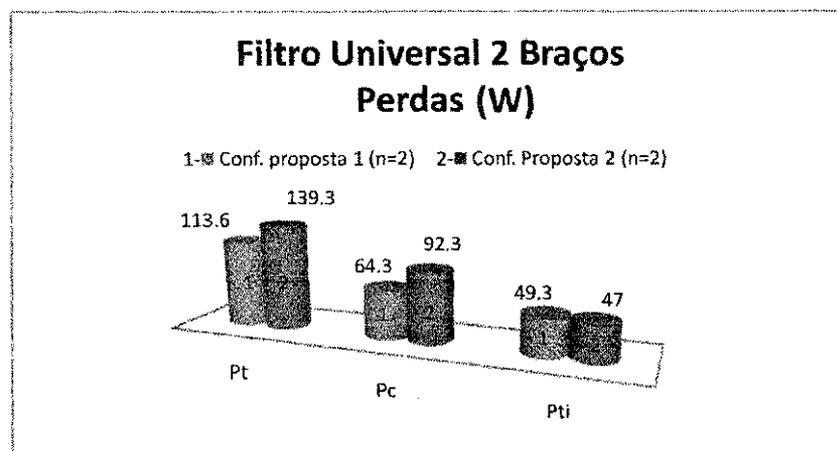


(b)

Figura 3.11: Variação das perda total (P_t) em função da relação de espiras (n). (a) configuração com dois braços padrão - Fig. 3.3(a) e (b) configuração com dois braços proposta - Fig. 3.1(a).



(a)



(b)

Figura 3.12: Análise de perdas entre os filtros ativo universais com (2) dois braços. Configuração com dois braços proposta 1 - Fig. 3.3(b) e configuração com dois braços proposta 2 - Fig. 3.2(a). Sendo: P_t , perda total; P_c , perda no conversor; P_{ti} , perda no transformador e nas indutâncias de filtro.

A Fig. 3.11 ilustra a variação das perdas totais (P_t) em função da relação de espiras (n). Observa-se que essa variação não é linear. O passo incremental utilizado nas relações de espiras para se obter a correspondente potência total ou perda total foi de 0.1.

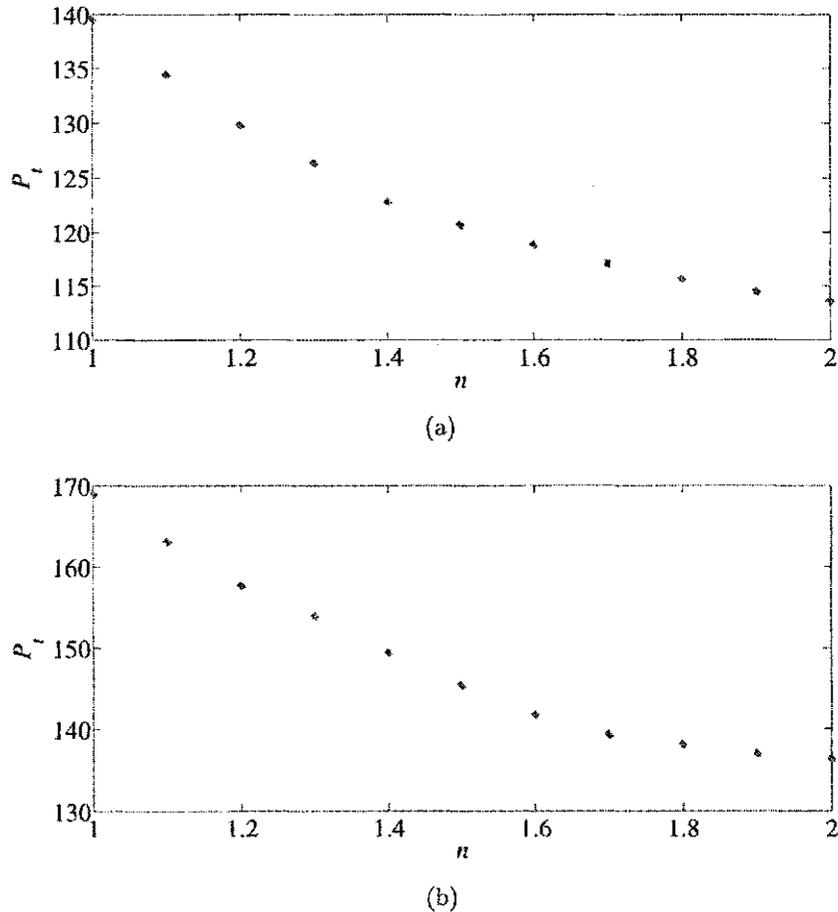
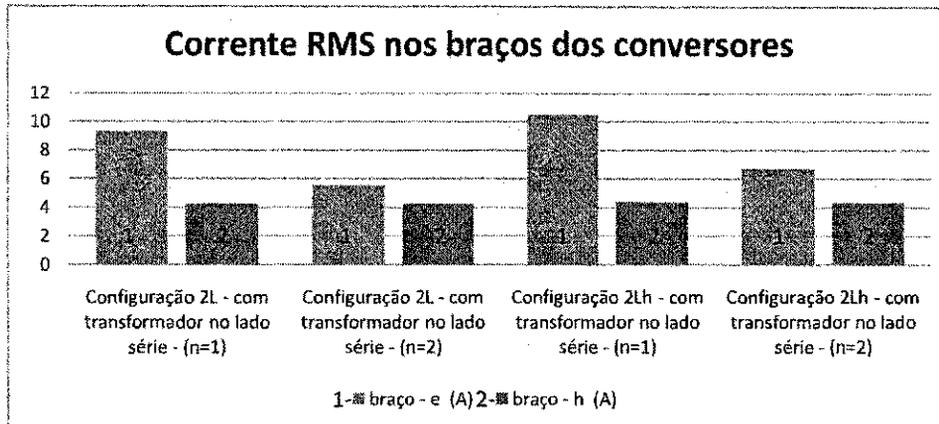


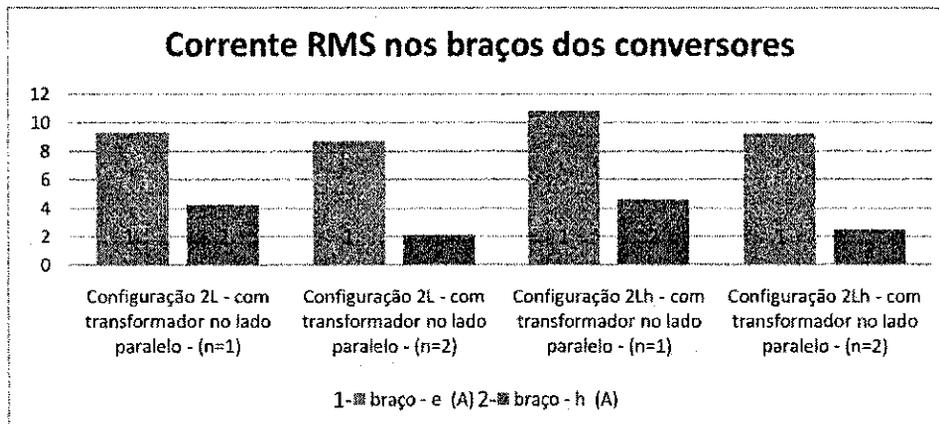
Figura 3.13: Variação das perdas totais (P_t) em função da relação de espiras (n). (a) configuração com dois braços (proposta 1) - Fig. 3.3(b) e (b) configuração com dois braços (proposta 2) - Fig. 3.2(a).

A partir da Fig. 3.14 pode-se observar as correntes *rms* em cada braço do conversor para as configurações padrão e proposta com dois braços. Verifica-se para configurações com dois braços que o braço compartilhado apresenta maior corrente.

Também foram realizadas algumas simulações para se determinar as perdas nas configurações com dois braços com transformador no lado paralelo proposta ($2L$) e propostas ($2Lh$), respectivamente, Fig. 3.3(b) e Fig. 3.2(a). Essas configurações são parecidas com a proposta no capítulo 2, porém a diferença é a presença do transformador no lado paralelo



(a)



(b)

Figura 3.14: Correntes *rms* nos braços dos conversores. (a) configuração com dois braços 2L e 2Lh com o transformador no lado série (b) configuração com dois braços 2L e 2Lh com o transformador no lado paralelo.

do filtro. Esse transformador é necessário porque ele proporciona isolamento magnética entre os circuitos e evita o aparecimento da corrente de circulação.

Observa-se, então, para as configurações propostas ($2L$ e $2Lh$) com o transformador no lado paralelo do filtro as mesmas sequências de resultados anteriormente apresentadas para as outras configurações.

Como demonstrado na seção 3.4, variando-se o ângulo de carga (δ_l) pode-se reduzir as perdas totais dos sistemas apresentados. Decidiu-se, inicialmente, fazer as análises com um ângulo de carga igual a zero ($\delta_l = 0^\circ$). Comparando-se as configurações com transformador na lado série, observa-se que as configurações $2Lh$ apresentam perdas totais maiores que a configuração $2L$. Além de variar as relações de espiras pode-se variar o também o ângulo de carga δ_l . Para um valor de ângulo de carga $\delta_l = -40^\circ$ e relação de espiras $n = 1$ obtém-se um valor de perda total para as configurações $2Lh$ igual $182.8W$. Já para $n = 2$ e $\delta_l = -40^\circ$ tem-se a perda total igual a $128.5W$. A configuração $2L$ apresenta perda a igual $150W$ para $n = 1$ e $\delta_l = -40^\circ$, pode-se diminuir as perdas aumentando-se a relação de espiras de tal forma que para $n = 2$ e $\delta_l = -40^\circ$ tem-se o valor da perda igual a $113.2W$. Resultados semelhantes podem ser obtidos para as configurações com transformador no lado paralelo. Fazendo-se as mesmas análises, nota-se que as configurações $2Lh$ para $n = 1$ e $\delta_l = -30^\circ$ apresenta um valor de perda igual a $146.6W$. Mantendo-se o ângulo de carga e variando-se a relação de espiras para $n = 2$ tem-se a perda igual a $120.5W$. Para a configuração $2L$ com as condições de $n = 1$ e $\delta_l = -30^\circ$ tem-se um valor de perda igual a $118.5W$. Variando-se a relação de espiras para $n = 2$, obtém-se perda total igual a $95.6W$.

Nota-se a partir da tabela 3.3 que os custos das configurações com o transformador no lado série ou com o transformador no lado paralelo são praticamente iguais. Os dados dessa tabela foram normalizados pelos custos de implementação da configuração padrão, vide Tabela 2.2, apresentada no Capítulo 2 Seção 2.5. Para as configurações aqui apresentadas é possível se obter uma economia de aproximadamente 34% a 36%.

A configuração com transformador no lado paralelo pode ser ligeiramente mais viável quando se varia a relação de espiras n objetivando-se diminuir o valor da tensão no barramento c.c.. Porém, isso faz com que ocorra aumento da perda total sistema, pois, reduzindo-se a relação de espiras do enrolamento do transformador conectado ao conversor faz-se com

Tabela 3.3: Tabela de custo das configurações com dois braços normalizada pela Tabela 2.2, configuração da Fig. 2.1(a).

Componentes	Conf. com transformador no lado série			Conf. com transformador no lado paralelo.		
	Quant.	Preço Unid. (%)	Preço Total (%)	Quant.	Preço Unid. (%)	Preço Total (%)
IGBT	4	2.856	11.42	4	2.856	11.42
Indutor	2	1.804	3.608	2	1.804	3.608
Transformador	1	13.53	13.53	1	13.53	13.53
Capacitor do barramento c.c.	2	2.706	5.412	2	2.706	5.412
Drives IGBT	2	15.03	30.06	2	15.03	30.06
TRIAC	-	-	-	1	0.481	0.481
Drives TRIAC	-	-	-	1	1.127	1.127
Custo Total			64.03			65.64
Economia			35.97			34.36

que a tensão gerada pelo conversor diminua e a corrente, nesse seguimento, aumente. A redução de custo se restringe, nesse caso, no custo dos IGBTs que individualmente custam \$38.00 para chaves com tensão de 800V e 1200V e corrente de 50A. Diminuindo-se a tensão do barramento c.c. pode-se escolher chaves com menor tensão. Devido a conexão com o ponto central do barramento capacitivo, é necessário um barramento c.c. para essas configurações com maior capacitancia se comparada com as configurações que não utilizam essa conexão. Por isso, os capacitores são mais caros.

Os valores mínimos de tensão do barramento c.c. para as configurações de filtros ativos apresentadas neste capítulo foram feitos para uma relação de espira $n = 1$. Deve-se modificar o valor da tensão do barramento c.c. caso seja necessário alterar a relação de espiras n . O valores mínimos são:

- a) **configurações com transformador no lado série:** 2.0 a 2.5 vezes o valor de pico da tensão de alimentação de entrada.
- b) **configurações com transformador no lado paralelo:** 2.0 a 2.5 vezes o valor de pico da tensão de alimentação de entrada. Esse valor pode ser consideravelmente reduzido variando-se a relação de espiras n . Porém, as perdas aumentam bastante.

3.7 Distorção Harmônica Total

As distorções harmônicas para as tensões na fonte e na carga foram calculadas utilizando-se a expressão

$$THD(p) = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p (a_i)^2} \quad (3.69)$$

onde a_1 é a amplitude componente da tensão fundamental, a_i é a amplitude do i -ésimo harmônico e p é a ordem da maior componente harmônicas considerada.

Uma comparação entre as tensões de polo das configurações $2L$ e $2Lh$, foi feita usando o THD e os resultados são apresentados nas tabelas 3.4, 3.5, 3.6 e 3.7.

Tabela 3.4: THD da configuração $2L$ com transformador - no lado série.

Configuração $2L$ com transformador - lado série		
n	THD_e	THD_h
1	4.221	2.602
2	8.317	2.756

Tabela 3.5: THD da configuração $2Lh$ com transformador - no lado série.

Configuração $2Lh$ com transformador - lado série		
n	THD_e	THD_h
1	5.701	2.221
2	11.392	2.237

Tabela 3.6: THD da configuração $2L$ com transformador - no lado paralelo.

Configuração $2L$ com transformador - paralelo		
n	THD_e	THD_h
1	5.620	2.916
2	5.2657	1.5319

Nota-se que a configurações com transformador no lado paralelo apresentam um valor do THD menor se comparada com as configurações no lado série. Quando a relação de espiras n é aumentada tem-se um aumento no THD_e para a configuração com transformador no lado série. Já para a configuração com transformador no lado paralelo para um aumento na relação de espiras n tem-se uma diminuição no THD_h .

Tabela 3.7: THD da configuração $2Lh$ com transformador - no lado paralelo.

Configuração $2Lh$ com transformador - paralelo		
n	THD _e	THD _h
1	5.628	2.048
2	5.049	1.348

3.8 Resultados Experimentais

Os sistemas apresentados nas Figs. 3.1, 3.2 e 3.3(b) foram simulados e implementados numa plataforma experimental que possui um computador para implementar as técnicas de controle do sistema, apêndice D.

Nos testes experimentais, o valor do capacitor do barramento c.c. foi de $C = 2200\mu F$ e a frequência de chaveamento empregada foi de $10kHz$. Para gerar o perfil de tensão desejado, utilizou-se um gerador de distúrbios modelo 3001 LX (CALIFORNIA INSTRUMENTS).

Alguns resultados foram coletados para as configurações de filtros ativos com dois braços com transformador no lado série [vide Fig. 3.1] e outra com transformador no lado paralelo [vide Fig. 3.2].

Para a configuração de filtro ativo com transformador no lado série, apresentado na Fig. 3.1(a), tem-se que a tensão de entrada - alimentação - foi obtida a partir de uma fonte geradora de distúrbios. Inseriu-se 20% de terceiro harmônico na tensão de entrada como observado na Fig. 3.15(a). Nota-se também nessa mesma figura que a corrente de entrada encontra-se compensada e com o fator de potência próximo do unitário. Utilizou-se uma carga com características não-lineares. O perfil da corrente da carga juntamente com a compensação da tensão da mesma podem ser visualizadas na Fig. 3.15(b). Dessa forma, os resultados demonstram que mesmo na presença de distúrbio harmônico na tensão de entrada (devido ao gerador de distúrbios) e na corrente da carga (devido à carga não-linear), a corrente de entrada e a tensão da carga apresentam uma característica sinusoidais. Na Fig. 3.17(c), tem-se o valor da tensão no barramento c.c..

Na Fig. 3.16 pode-se observar os THD (Distorção Harmônica Total) das tensões de entrada e da carga, e das correntes de entrada e da carga dos resultados anteriormente apresentados. Na tensão de entrada, inseriu-se, 20% de terceiro harmônico, Fig. 3.16(a). Porém, mesmo sobre essa condição, nota-se que a corrente de entrada e a tensão da carga,

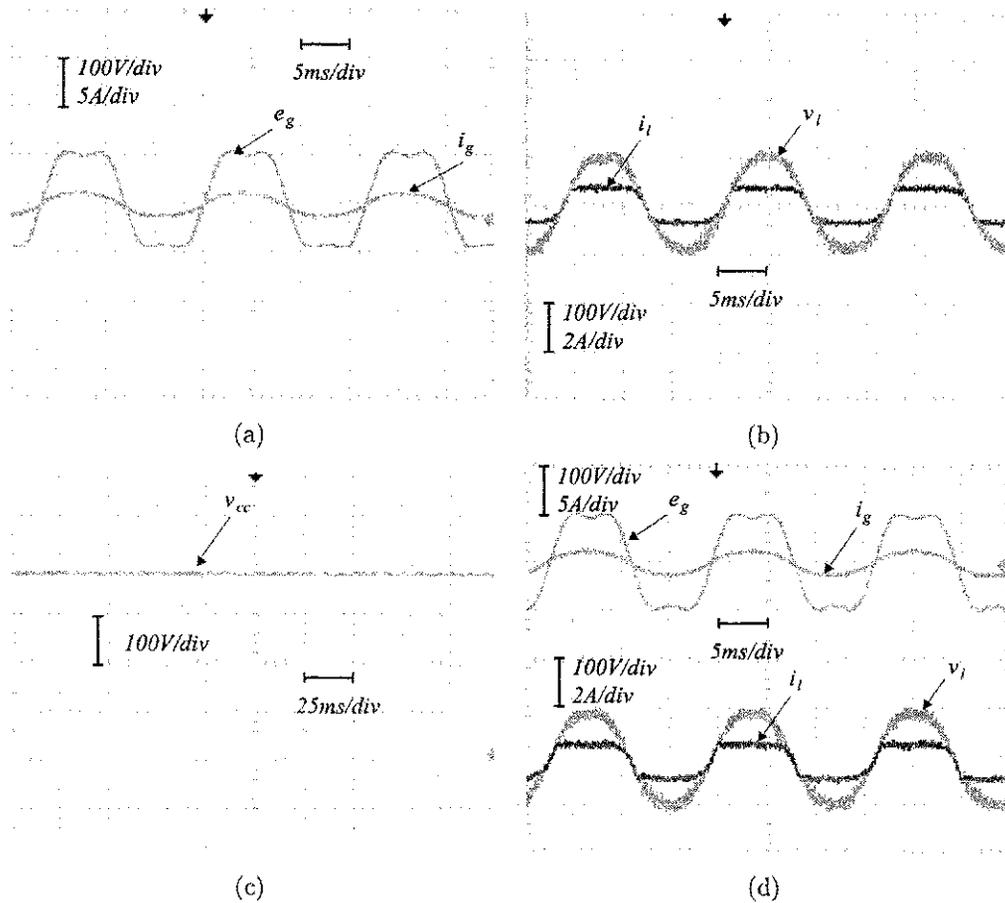


Figura 3.15: Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal com dois braços com transformador no lado série. Sendo: e_g e i_g , tensão e corrente na fonte, respectivamente; v_l e i_l , tensão e corrente na carga, respectivamente; e v_{cc} , tensão no barramento c.c..

ambas, apresentam baixas distorções harmônicas, Fig. 3.16(b) e 3.16(d). Na Fig. 3.16(c), observa-se o espectro da corrente da carga.

Para a configuração de filtro ativo com transformador no lado paralelo, apresentado na Fig. 3.2(a), tem-se os resultados apresentados nas Fig. 3.17 e 3.17. Estes resultados foram obtidos para a mesma condição de distorção na entrada (alimentação) e para o mesmo perfil de corrente apresentado para a configuração com transformador no lado série. Devido a similaridade dos resultados apresentados, a explicação apresentada para o caso anterior serve para este.

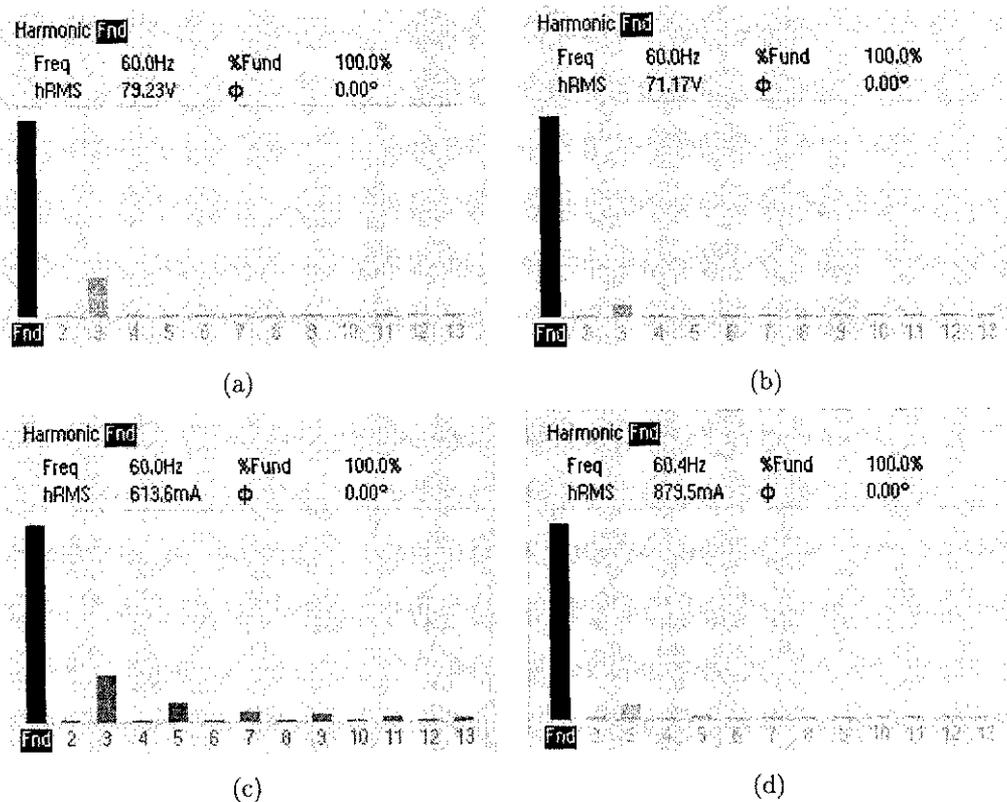


Figura 3.16: Espectros dos resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal com dois braços com transformador no lado série. Tem-se: (a) THD da tensão na fonte e_g , (b) THD da corrente na fonte i_g , (c) THD da tensão na carga v_l e (d) THD da corrente na carga i_l .

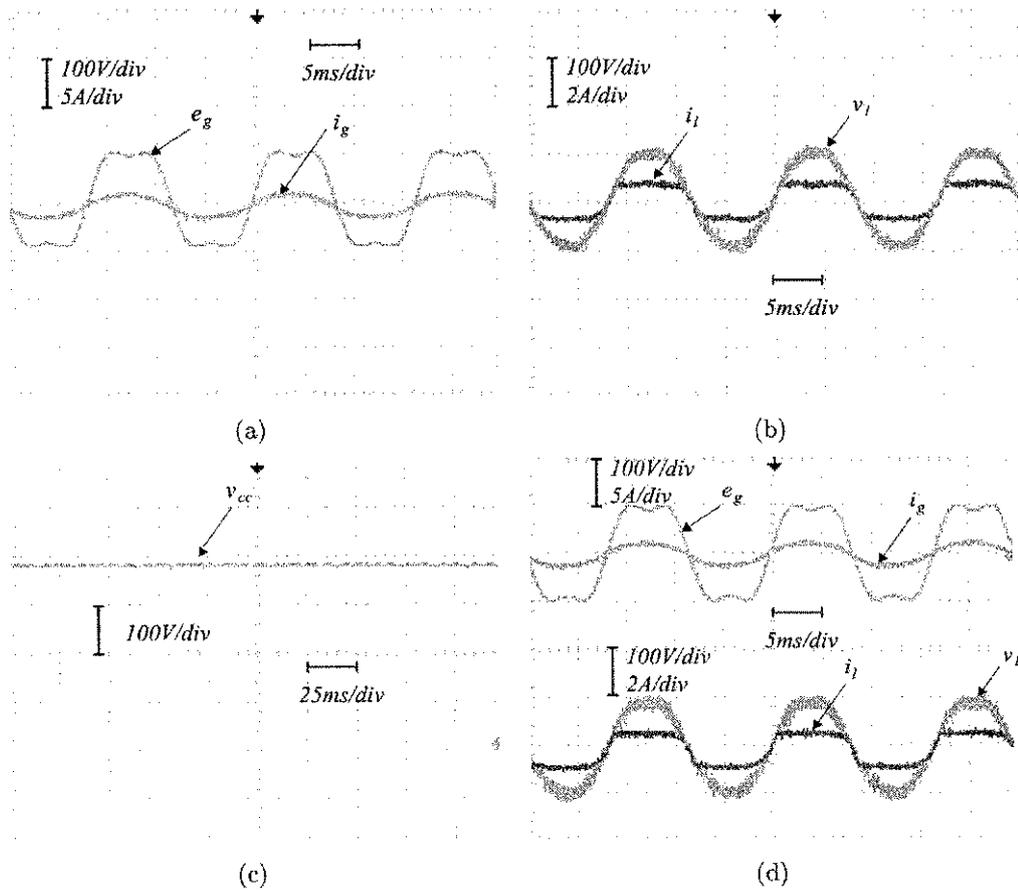


Figura 3.17: Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal com dois braços com transformador no lado paralelo. Sendo: e_g e i_g , tensão e corrente na fonte, respectivamente; v_l e i_l , tensão e corrente na carga, respectivamente; e v_{cc} , tensão no barramento c.c..

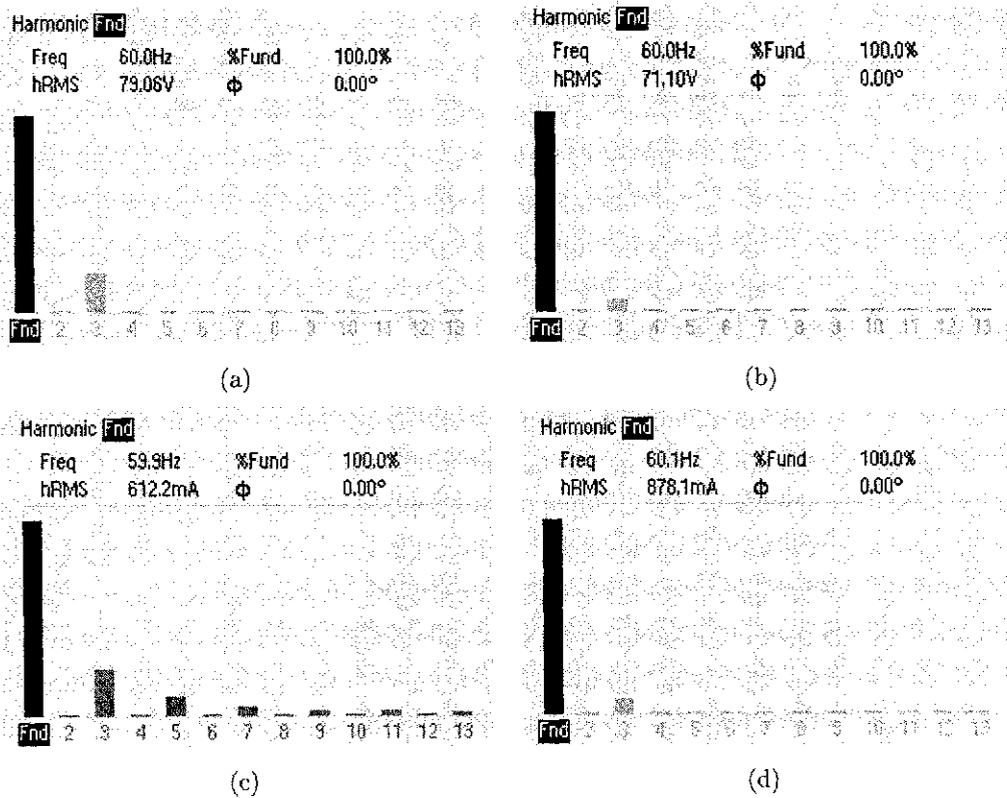


Figura 3.18: Espectros dos resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal com dois braços com transformador no lado paralelo. Tem-se: (a) THD da tensão na fonte e_g , (b) THD da corrente na fonte i_g , (c) THD da tensão na carga v_l e (d) THD da corrente na carga i_l .

3.9 Conclusões

Foram apresentadas configurações de filtros ativos com dois braços. Essa configurações apresentam transformador no lado série ou transformador no lado paralelo para compensação de harmônicos e potência reativa.

Um estudo comparativo de perdas entre as estruturas com transformador no lado série e com transformador no lado paralelo foi desenvolvido para diferentes valores de relações de espiras (n). Notou-se que as configurações compostas pelos conversores $2Lh$ apresentam perdas totais maiores que as compostas pelo conversor $2L$. Isso é devido a corrente no braço compartilhado - para as configurações $2Lh$ e $2Le$ - ser definida pela soma das correntes i_e e i_h . Em contra partida, para a configuração $2L$ - na qual ambos os estágios dos conversores operam em meia ponte - a corrente nos capacitores dessa configuração são maiores que os das configurações $2Lh$ e $2Le$. Dentre as apresentadas, as configurações com transformador no lado paralelo apresentam menores perdas. Essa configuração pode ter a tensão do barramento c.c. diminuída em função da redução do número de espiras do enrolamento do transformador conectado ao conversor paralelo, porém, elevam-se as perdas. Observou-se, também, que quando a relação de espiras n é aumentada, tem-se um aumento no THD_e para a configuração com transformador no lado série. Já para a configuração com transformador no lado paralelo, tem-se diminuição no THD_h .

4

Sistemas UPS com número reduzido de componentes

4.1 Introdução

A redução do número de chaves estáticas proporciona uma economia significativa dos custos. Outra forma de redução de custos é substituir as chaves estáticas, tais como IGBTs, MOSFETs e tiristores por diodos. Os diodos - dependendo da aplicação requerida -, além de serem mais baratos, não necessitam de um sistema para acioná-los, o que diminui ainda mais o custo do sistema, pois é eliminada uma parte do sistema de acionamento. Outra maneira de eliminação de custo é o desenvolvimento de topologias que utilizam chaves com baixo estresse de tensão e baixo *rating* de corrente, o que implica numa menor quantidade de silício, menores perdas de comutação, resultando em menor custo e maior eficiência. Finalmente, a redução dos custos de uma dada topologia pode ser alcançada eliminando-se os componentes passivos como indutores, capacitores e transformadores.

Reduzir o número de chaves e elementos passivos em topologias UPS reduz o custo e o volume de todo o sistema. A eliminação ou substituição de algumas chaves estáticas, geralmente reduz o grau de liberdade no âmbito da estratégia de controle; como resultado, deve-se ter uma atenção especial na implementação da estratégia de controle, pois ela deve e necessita ser mais sofisticada.

4.2 Classificação dos Sistemas UPS Estáticos

Os sistemas UPS estáticos são os mais utilizados. Eles têm uma ampla variedade de aplicações, como por exemplo: computadores pessoais, sistemas de telecomunicação, sistemas médicos de média potência, sistemas de distribuição de alta potência etc. As suas principais vantagens são: alta eficiência, confiabilidade, e baixo THD. Os problemas relacionados com os sistemas UPS estáticos são o baixo desempenho com cargas não-lineares e não-balanceadas e custo elevado para atingir alta confiabilidade. O sistema do tipo UPS estático pode ser classificado em: *on-line*, *off-line* e *line-interactive* (Ho et al., 1997), (Kamran e Habetler, 1998) e (Bekiarov e Emadi, 2002).

UPS on-line ou rede conectada ou dupla conversão

O sistema *on-line* ou *rede conectada* contém um retificador, um banco de bateria, um inversor e uma chave estática (*bypass*), vide Fig. 4.1. O fluxo de potência no UPS *rede conectada* é da rede através do retificador e do inversor para a carga (Karve, 2000). No caso de uma falha na rede, a potência flui da bateria para a carga através do inversor. Este sistema protege os equipamentos a ele conectados pelo fato de não existir tempo de transferência associada com a transição do modo normal para o modo de armazenamento de energia (bateria) e porque a energia é sempre processada pelo UPS. Quando existir qualquer falha na operação do sistema, como por exemplo, falha no funcionamento do UPS ou sobrecarga, a chave estática é acionada. Porém, deve-se tomar o cuidado de manter a tensão de alimentação c.a. em fase com a tensão da carga, o que pode ser facilmente conseguido via PLL (sistema de fase travada) (Gurrero et al., 2007).

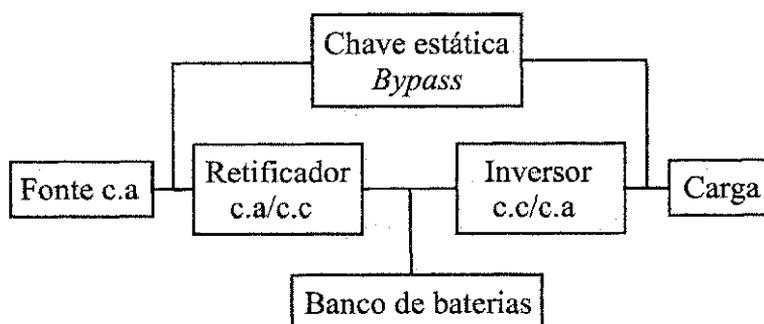


Figura 4.1: Diagrama em blocos de um sistema UPS rede conectada.

UPS off-line ou rede desconectada

Esta configuração também é conhecida como *standby* UPS ou *line-preferred* UPS (Kamran e Habetler, 1998) e (Gurrero et al., 2007), conforme Fig. 4.2. O sistema *rede desconectada* consiste de um retificador, um banco de baterias, um inversor e uma chave estática. Um filtro pode ser usado na saída do UPS ou do inversor para melhorar a qualidade da tensão de saída (Karve, 2000). Durante o modo normal de operação, a chave estática fica ligada. Nesta situação, o fornecimento de potência para a carga é oriundo da fonte de alimentação c.a., sem qualquer condicionamento. O conversor c.a./c.c. carrega o banco de baterias e é projetado para consumir uma potência muito inferior se comparado com o circuito retificador/armazenamento de uma UPS rede-conectada, fazendo com que os sistemas *rede desconectada* sejam mais preferido que os sistemas *rede conectada* (Bekiarov e Emadi, 2002) e (Gurrero et al., 2007).

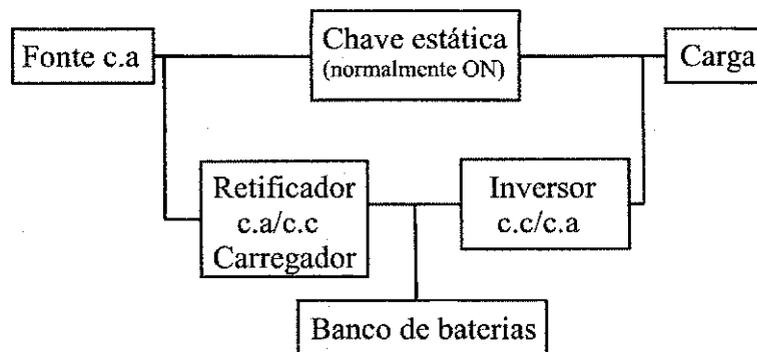


Figura 4.2: Diagrama em blocos de um sistema UPS rede desconectada.

UPS line-interactive ou rede interativa

O sistema UPS *line-interactive* ou *rede interativa* observado na Fig. 4.3 pode operar tanto no modo *rede conectada* como no *rede desconectada*. No entanto, a maior parte dos sistemas *rede interativa* operam no modo *rede conectada* objetivando melhorar o fator de potência da carga ou regular a tensão de saída aplicada à mesma (Yamato et al., 1988), (Rathmann e Warner, 1996), (Kamran e Habetler, 1998), (Kwon et al., 2001), (Kim et al., 2004).

A principal vantagem do sistema *rede interativa* é o seu um projeto simples, que proporciona como consequência, alta confiabilidade e baixo custo em comparação ao sistema UPS *rede conectada*. Também apresenta uma boa compensação de harmônicos para a corrente

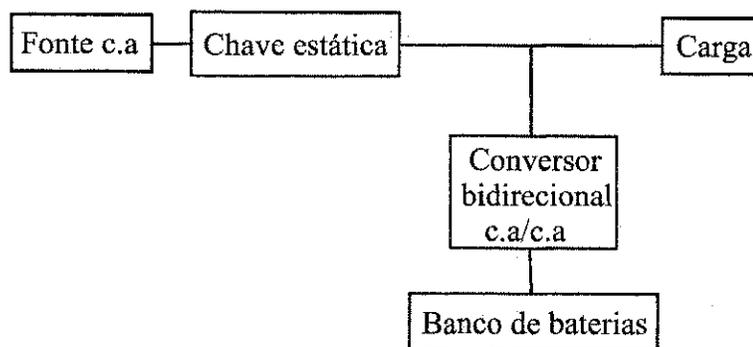


Figura 4.3: Diagrama em blocos de um sistema UPS line-interactive.

de entrada. A sua principal desvantagem é a falta de isolamento da carga com a alimentação c.a. (fonte de entrada). O emprego do transformador na saída pode eliminar esse problema, mas ocasionará aumento no custo, tamanho e peso do sistema UPS. Além disso, a saída do condicionador de tensão não é boa porque o inversor não está ligado em série com a carga. Em adição, desde que a alimentação c.a. alimenta diretamente a carga durante o modo normal de operação, não há possibilidade de regular ou alterar a frequência da tensão de saída.

A configuração série-paralelo *rede interativa* - conhecida como conversão UPS em delta - pode simultaneamente compensar o fator de potência e regular/compensar a corrente de entrada e a tensão de saída, o que não é possível com uma UPS *rede interativa* convencional (da Silva et al., 2001). Esta configuração é observada na Fig. 4.4. Ela consiste de dois conversores bidirecionais conectados a um banco de baterias, uma chave estática e um transformador conectado em série com a carga. O conversor série bidirecional é avaliado ou projetado em 20% da potência de saída da UPS e é ligado através de um transformador em série com a alimentação c.a. (Akagi et al., 2007). O segundo conversor bidirecional é um inversor *rede interativa* usual conectado em paralelo com a carga e projetado em 100% da potência de saída. O conversor série compensa qualquer diferença entre a saída e a tensão de entrada. O conversor paralelo regula a corrente de entrada controlando o fator de potência e ao mesmo tempo controla o carregamento do banco de baterias. Quando a tensão de alimentação está dentro dos limites de tolerâncias predefinidos, a maior parte da potência é fornecida diretamente da alimentação c.a. para a carga. Apenas uma pequena parte da potência, geralmente até 15%, flui através dos conversores série e paralelo. Uma vez que uma parcela importante da potência (cerca de 85%) flui sem qualquer conversão da

alimentação c.a. para a carga, a eficiência desse UPS é relativamente elevada. Portanto, o UPS na conversão delta é usado em aplicações de alta potência, onde a eficiência é um fator importante.

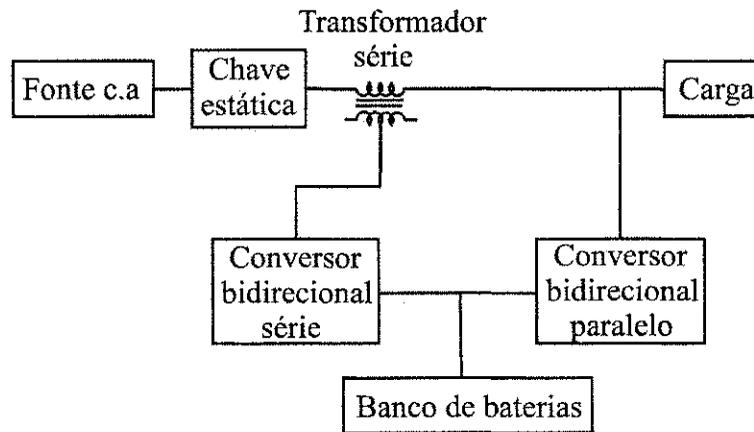


Figura 4.4: Diagrama em blocos de um sistema série-paralelo UPS line-interactive.

4.3 Baterias para aplicações em sistemas UPS

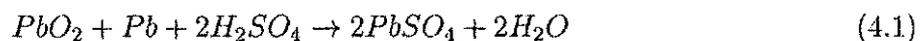
As principais características dos sistemas UPS são disponibilidades e confiabilidade. O componente que influencia bastante essas características é a bateria. Na bateria deve conter a energia para a carga quando a fonte de alimentação c.a. falhar. Se o banco de baterias não for capaz de suprir potência para a carga - todo sistema UPS está sujeito a falha - independentemente de quão bem projetado esteja o circuito eletrônico de potência. O banco de baterias geralmente determina onde o sistema UPS é colocado, pois ele requer mais espaço e pesa mais que qualquer outro componente do sistema. Em alguns casos, as baterias equivalem a uma das partes mais caras do conjunto como um todo.

Os primeiros sistemas UPS foram empregados em grandes instalações centralizadas para abastecer cargas críticas em hospitais e serviços de telecomunicações. As baterias nessas grandes instalações eram colocadas em separado, em construções especiais, providas de boa ventilação e de fácil acesso para que contínuas manutenções fossem possíveis. O tipo de bateria usada era de chumbo mergulhado numa solução ácida, que tem uma elevada vida útil e taxas de descargas de curta duração, geralmente entorno de alguns minutos a poucas horas.

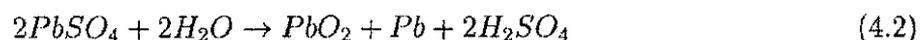
Atualmente, vem surgindo uma outra abordagem para promover o abastecimento de energia para determinadas cargas críticas - conhecida com abordagem distribuída (Nabae e Yamaguchi, 1993). Nesse caso, pequenas unidades ou sistemas UPS são utilizados para suprir um determinado número de pequenas cargas. Essa tendência fez com que os sistemas UPS, que até então eram pura e exclusivamente situado em salas especiais, pudessem ser colocados em salas de escritórios e hospitais. Isso foi possível devido aos avanços obtidos no desenvolvimento de baterias mais robustas e de menor porte. Como resultado, surgiu a bateria de chumbo-ácido selada ou valve-regulated lead-acid (VRLA).

4.3.1 Bateria de chumbo-ácido selada em sistemas UPS

A bateria de chumbo-ácido selada é constituída de um conjunto de eletrodos positivos e negativos cuja composição é o chumbo ou uma liga de grades de chumbo revestida com uma massa de material ativo composto por diferentes compostos. Os eletrodos positivos são separados dos negativos por uma lona de retenção de fibra de vidro, que geralmente envolve a placa positiva. A bateria é constituída por uma solução úmida eletrolítica de ácido sulfúrico. A reação de descarga é



a reação de recarga é o inverso da equação anterior e é dada por



Como resultado da recarga, o sulfato de chumbo retorna dióxido de chumbo para a placa positiva e absorve chumbo da placa negativa (Knight e King, 2003). A eficiência da reação de recarga pode ser de 100%. Mas isso depende do estado de carga da bateria. Quando a eficiência da reação é inferior a 100%, ocorre a eletrólise da água. Como resultado, tem-se o surgimento de hidrogênio na placa negativa e oxigênio na placa positiva, obtendo-se



Carregar as baterias com níveis superiores ao recomendado pelo fabricante ou carregá-la nos níveis determinados, porém, em elevadas temperaturas podem causar uma evolução adicional de hidrogênio e oxigênio na reação (Nelson, 1998). Em um sistema eletrólito inundado, o

hidrogênio e o oxigênio são expelidos da célula e, devido a isso, as perdas de água devem ser compensadas. Nas baterias VRLA ou bateria de chumbo-ácido selada, a compensação de água é impossível, pois as baterias trabalham sobre o processo de recombinação de oxigênio, ou seja, a evolução de hidrogênio é suprimida e o oxigênio devolvido é recombinados sob pressão (Brody, 1991).

Existem dois tipos básicos de baterias VRLA: eletrólito absorvido e eletrólito gelificado. Na concepção do eletrólito absorvido, o eletrólito líquido está contido em um separador altamente absorventes, que isola as placas positivas das placas negativas. Este tipo de bateria é projetado especificamente para aplicações em sistemas UPS (Zanei et al., 2007). O projeto das baterias de gel eletrólito VRLA são semelhantes ao da inundada, mas o eletrólito é sob a forma de uma massa gelatinosa. Além disso, a pressão interna é regulada de modo a permitir a recombinação de oxigênio. Também podem fornecer uma alta taxa de correntes de curta-duração; mas, em geral, são mais adequados para aplicações de descarga longa, como nos sistemas de telecomunicações (Brody, 1991).

4.3.2 Característica das baterias para sistemas UPS

O principal requisito para o projeto das baterias do tipo VRLA para aplicações UPS é fornecer um elevado valor de corrente de curta-duração, porque a duração do tempo de *backup* para os sistemas UPS, geralmente, é curto - de alguns minutos a uma poucas horas. Existem basicamente duas diferenças entre uma bateria VRLA típica e uma bateria VRLA projetada para aplicações UPS. A primeira diferença consiste em fornecer um elevado valor de corrente de curta-duração visto que as baterias para aplicações UPS necessitam de uma área de superfície ativa maior se comparadas com as baterias de uma VRLA típica projetadas para sistemas fotovoltaicos e centrais telefônicas - é por isso que essas baterias possuem uma grande quantidade de finas placas. A segunda é que as baterias para aplicações UPS devem ter uma menor resistência interna para conduzirem altíssimas correntes.

As falhas nas baterias podem ser classificadas em três tipos: alta impedância, baixa impedância e deterioração da capacidade de carga. As falhas resultantes de problemas relacionados com alta impedância são causadas devidos a corrosão das placas, perda de contato do material ativo sobre as placas e baixa densidade de ácido. As falhas devido a

baixa impedância são causadas por curto-circuitos entre as placas. Já as falhas causadas por deterioração da capacidade de carga estão relacionadas a descarga profunda, ciclo de uso, alta temperatura e secagem do eletrólito (Suntio e Glad, 1990), (Waltari e Suntio, 1999), (Pierce et al., 2000).

4.4 Redução de componentes do UPS série-paralelo rede interativa

As estruturas UPQC funcionam como UPS quando possuem um banco de baterias conectado ao barramento c.c.. Os sistemas USP protegem cargas críticas contra possíveis distúrbios presentes na fonte de alimentação c.a. As aplicações dos sistemas UPS podem está inseridas em equipamentos de emergências, sistemas de telecomunicação, sistemas de processamento industrial, etc.

As grandes vantagens do UPS *rede desconectada* são: projeto simples, baixo custo e tamanho reduzido. As suas desvantagens são: não possuir regulação da tensão de saída, baixo desempenho com cargas não-lineares.

Contudo, sabe-se que o sistema que apresenta maior desempenho é o *rede conectada*, pois apresenta ótimo condicionamento de potência; porém, a sua baixa eficiência é devido a sua dupla natureza de conversão c.c./c.c. (Karve, 2000). Pelo fato da potência fluir pelo retificador e pelo inversor durante o modo normal de operação, o sistema apresenta perdas elevadas e baixa eficiência se comparado com os sistemas *rede desconectada* e *rede interativa*.

O sistema *rede interativa*, com seu simples projeto, alta confiabilidade, e baixo custo se apresenta como um sistema atrativo em aplicações para sistemas de UPS. O grande inconveniente dessa estrutura é que o condicionamento da tensão de saída não é tão bom quanto os dos sistemas UPS *rede conectada* porque o inversor não está conectado em série com a carga.

A configuração UPS série-paralelo *rede interativa* combina as principais características de ambos os sistemas *rede conectada* e *rede interativa*. Pois, essa configuração pode, simultaneamente, realizar a regulação da corrente de entrada, compensar o fator de potência, regular de forma precisa a tensão de saída e fornecer alta eficiência, vide Fig. 4.4.

Uma das características mais importantes dos sistemas UPS são a sua confiabilidade e disponibilidade. O componente que mais evidencia essas características é a bateria. Existem duas opções para se ligar as baterias em sistemas UPS. A primeira é conectar o banco de bateria diretamente em paralelo com o barramento c.c., o que ocasiona diversos problemas, tais como: espaço, custo, confiabilidade e segurança. A segunda é utilizar um conversor bidirecional c.c./c.c. para carregar o banco de baterias num determinado estágio e num outro elevar a tensão do banco de baterias para alimentar o conversor que será responsável por fazer a regulação da tensão aplicada à carga no caso de falta ou falha na rede c.a. de entrada.

Os sistemas UPS possuem dois modos de operação: modo normal de operação e de operação de energia armazenada. Durante o modo normal de operação, quando a alimentação c.a. está dentro dos seus limites tolerâncias pré-definidos, a maior parte energia é fornecida diretamente da alimentação c.a. para a carga. Apenas uma pequena parte da potência total da carga - normalmente menos de 20% - flui através do conversor série (Akagi et al., 2007). No conversor paralelo, conectado em paralelo com a carga, tem-se uma potência de saída de 100% para a carga. Estas potências são necessárias para compensar uma eventual diferença entre as tensões de entrada e saída e para a correção do fator de potência. Ao mesmo tempo, quando a tensão no banco de baterias estiver num limite de carga baixo, o conversor *buck* carregará o banco de baterias. Porém, quando o banco de baterias se encontra completamente carregado, não há necessidade de se drenar corrente ativa da fonte de alimentação pelo conversor paralelo - ou seja - o banco de baterias só é carregado quando o seu valor de tensão estiver abaixo do valor permitido.

Durante o modo de operação de energia armazenada - situação em que a bateria está carregada - quando a alimentação c.a. está fora dos seus limites tolerâncias pré-definidos a chave estática desconecta a alimentação c.a. e o conversor - que antes compensava corrente - passa a receber energia do banco de baterias funcionando com um conversor c.c./c.a. convencional fornecendo à carga a tensão desejada de forma ininterrupta.

Quando a tensão da fonte se recupera, um PLL sincroniza a tensão da carga com a tensão da rede c.a. Após a conclusão do processo de sincronização, a chave estática conecta os circuitos, e o conversor série passa a operar regulando e/ou compensando a tensão aplicada à carga e o conversor paralelo passa a executar a sua função anterior - ou seja - compensar

e regular a corrente possibilitando o controle do fator de potência.

Uma vez que uma parcela importante do fluxo de energia flui sem qualquer conversão da fonte de alimentação c.a. para a carga, a eficiência da UPS *rede interativa* é consideravelmente maior o da UPS *rede conectada*. Visto que, ao mesmo tempo, proporciona excelente condicionamento de potência e compensação do fator de potência da entrada.

As configurações com o braço compartilhado ou com conexão com o ponto central do barramento c.c. têm atraído a atenção dos pesquisadores nos últimos anos e têm sido aplicada a muitos sistemas para alcançar baixos custos e ao mesmo tempo alto desempenho dinâmico (Bekiarov e Emadi, 2003), (Nasiri et al., 2003a), (Su e Ohno, 1997b), (Khoor e Machmoum, 2007), (Nasiri et al., 2003b), (Nasiri et al., 2003c) e (Ando et al., 1997). Reduzir a quantidade de dispositivos eletrônicos e/ou passivos numa topologia de filtro ativo de potência faz com que o custo total do sistema seja reduzido. Adicionalmente, sabe-se que a redução do número de chaves piora a utilização da tensão e prejudica o desempenho do sistema. Dessa forma, tem-se que aprimorar a estratégia de controle e em alguns casos aumentar a tensão do barramento c.c..

O trabalho tem como objetivo apresentar configurações de sistemas UPS com características de filtro ativo de potência e com redução de componentes. A configuração escolhida foi a *line-interactive* ou *rede interativa*. Propõe-se, então, configurações com conversores com quatro e três braços e com redução de componentes passivos e chaves estáticas de potência. Algumas das estruturas serão reconfiguradas para deixar uns dos braços dos conversores para que o carregamento do banco de baterias seja realizado.

4.4.1 Configuração monofásica com dois conversores bidirecionais em ponte completa

Neste tipo de configuração, o conversor série compensa a diferença de tensão existem entre a entrada c.a. e a tensão terminal aplicada à carga. O conversor tem a capacidade de cancelar distúrbios de tensão, como: harmônicos, afundamentos, elevação, etc. Para realizar a compensação devido a afundamento, o conversor fornece potência ativa para compensar o afundamento. Quando ocorre elevação, o conversor deve absorver potência ativa. Para compensar tensões harmônicas, o conversor cede potência ao sistema. O conversor paralelo

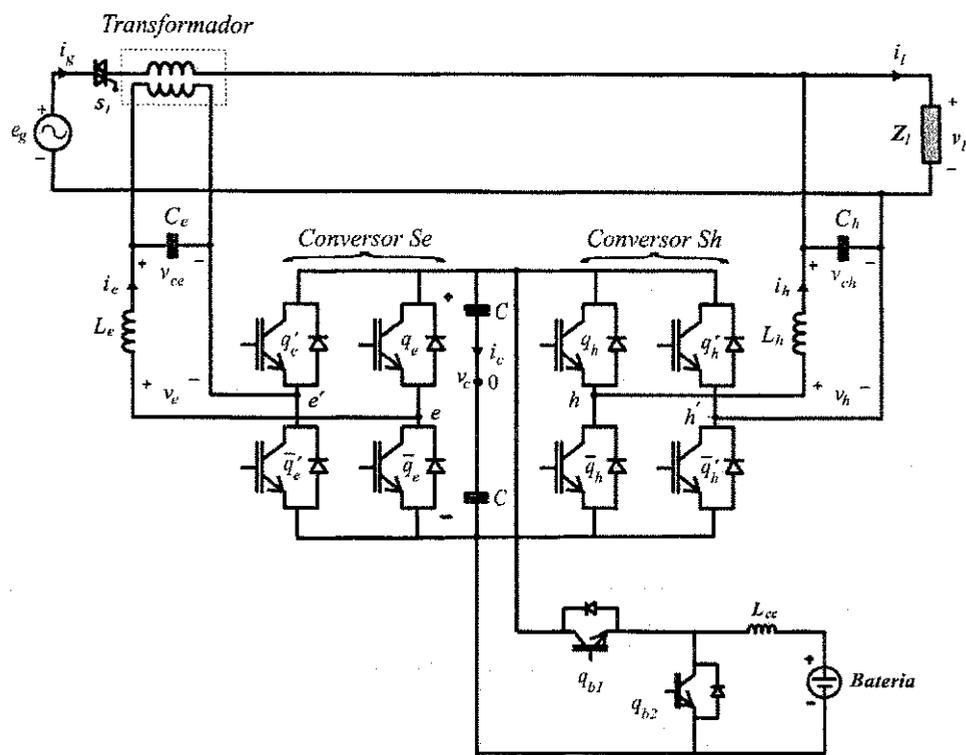
realiza três funções simultâneas:

- Compensar harmônicos de correntes produzidas pela carga;
- Compensar de reativos oriundos da carga e melhorar o fator de potência do sistema
- Utilizar uma pequena parte da componente fundamental de corrente para recarregar o banco de baterias conectado ao barramento c.c..

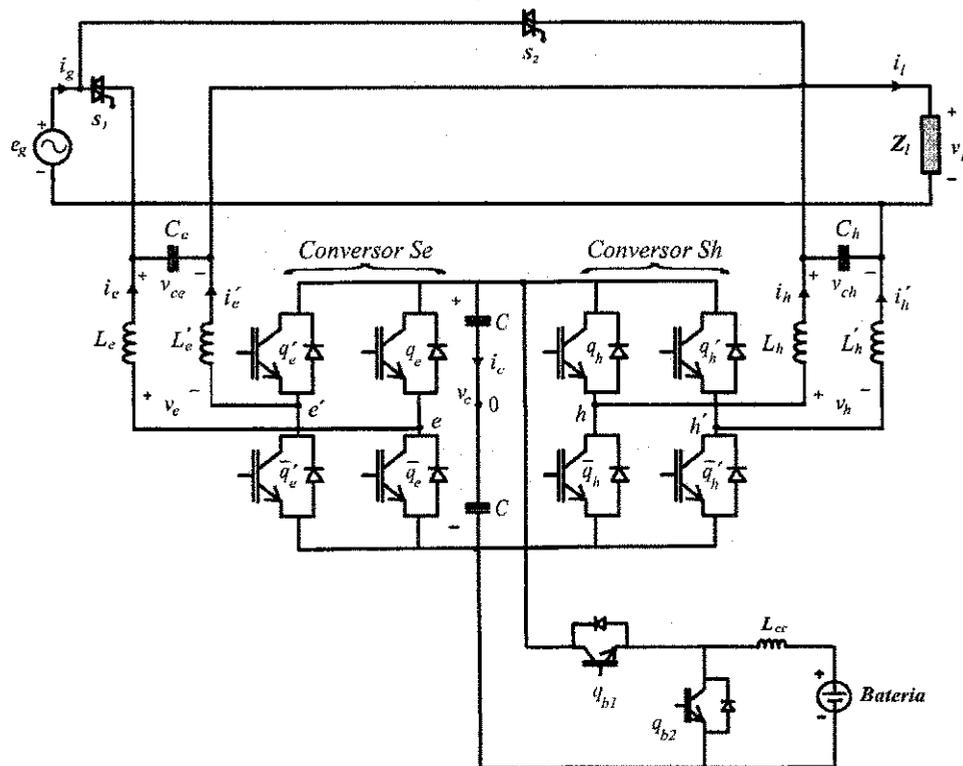
Na Fig. 4.5, observam-se as estruturas padrão e proposta com quatro braços apresentadas no capítulo 2 com um banco de baterias conectado ao barramento c.c. a partir do conversor *buck-boost* convencional. Durante o modo normal de operação, quando o nível do banco de baterias estiver abaixo do valor pré-determinado, o conversor *buck* carrega o banco de baterias. Durante esse instante, a chave q_{b2} fica desabilitada. Quando o sistema estiver no modo de operação de energia armazenada, a chave S_1 desconecta a alimentação c.a. e o inversor c.c./c.a. em conjunto com o banco de baterias fornecem continuamente potência à carga. Nessa situação, as chaves q_e , \bar{q}_e , q'_e e \bar{q}'_e do conversor S_e e q_{b1} do conversor *buck-boost* ficam desabilitadas.

O conversor *buck* é composto pela chave q_{b1} e pelo indutor L_{cc} . A chave q_{b1} faz com que a tensão do barramento c.c. V_{cc} seja diminuída em seu valor médio para alimentar o banco de baterias em $V_{bat} = DV_{cc}$, sendo D a relação cíclica. O conversor *boost* é composto pela chave q_{b2} e pelo indutor L_{cc} . Quando a chave q_{b2} fica habilitada ou fechada, energiza-se o indutor L_{cc} . Quando a chave q_{b2} é aberta, a energia armazenada no indutor L_{cc} é transferida para a saída elevando o baixo valor da tensão no banco de baterias V_{bat} para o valor de tensão do barramento c.c. dado por $V_{cc} = V_{bat}/(1 - D)$.

Na Fig. 4.6 tem-se uma proposta de um sistema UPS série-paralelo *line-interactive* ou *rede-interativa* com transformador e com os conversores S_e e S_h em ponte completa, semelhante ao apresentado na Fig. 4.5(a). A diferença daquela sobre esta é que se pode eliminar as chaves estáticas dos conversores *buck-boost*. Dessa forma, utiliza-se o braço e para implementar este conversor. Durante a operação como filtro ativo de potência, os conversores S_e e S_h atuam compensando tensão, corrente e regulando o fator de potência. No modo de carregamento da bateria, quando a tensão do banco de baterias estiver abaixo do limite de tensão pré-determinado, pode-se utilizar o braço e para carregá-lo. Isso pode



(a)



(b)

Figura 4.5: Sistema UPS série-paralelo line-interactive com quatro braços com um conversor *buck-boost* conectado ao barramento c.c.. Convencional (a) e proposto (b).

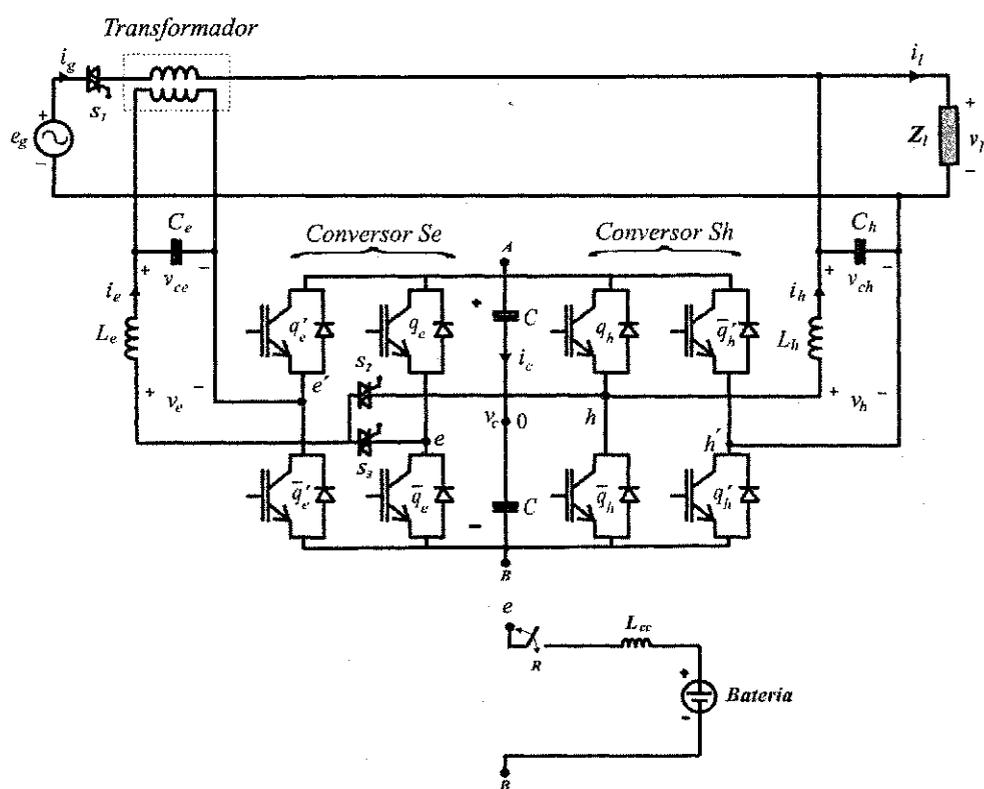


Figura 4.6: Sistema UPS série-paralelo com transformador line-interactive com quatro braços com os conversores *buck* e *boost* conectados ao barramento c.c. através do compartilhamento do braço *e*. Conexão com o compartilhamento do braço *h*.

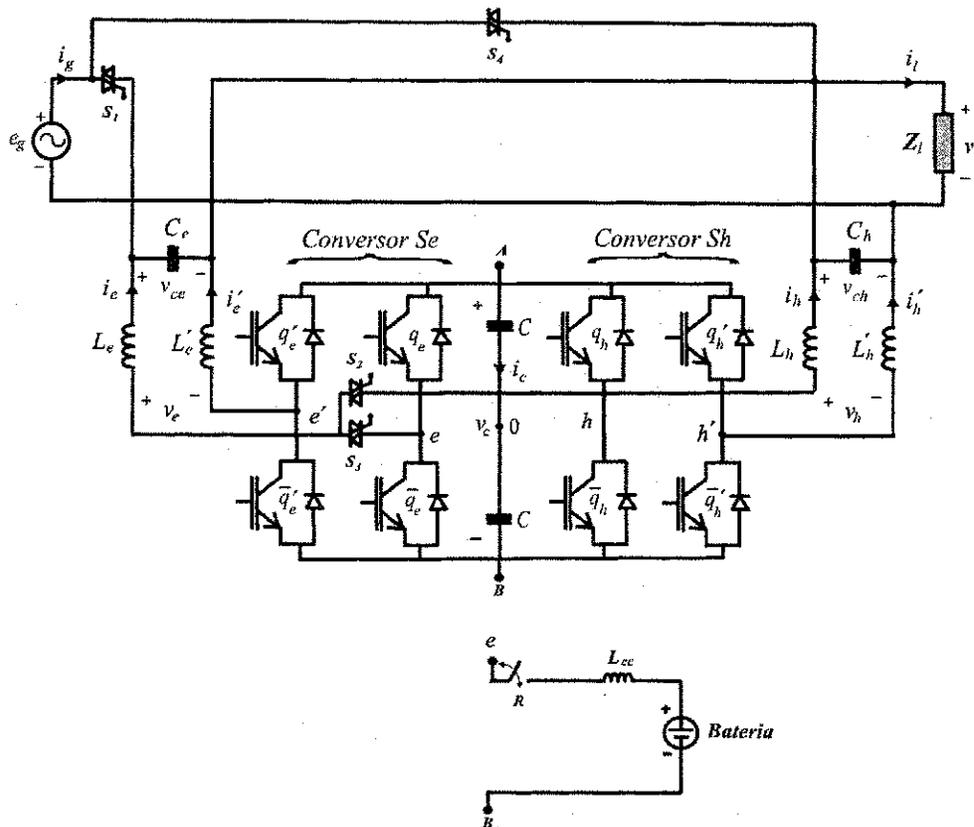


Figura 4.7: Sistema UPS série-paralelo sem transformador line-interactive com quatro braços com os conversores *buck* e *boost* conectados ao barramento c.c. através do compartilhamento do braço *e*. Conexão com o compartilhamento do braço *h* (b)

ser feito a partir das chaves S_2 e S_3 . Quando a chave S_3 estiver habilitada e a chave S_2 estiver desabilitada o conversor S_e operará em ponte-completa. Porém, quando a chave S_2 estiver habilitada ele funcionará com o compartilhamento de um dos braços. Dessa forma, a chave S_2 pode ser conectada com o braço h . Quando o braço e estiver disponível, deve-se deixar a chave \bar{q}_e desabilitada e a chave q_e modulando para que o banco de baterias seja carregado ($V_{bat} = DV_{cc}$). Porém, o carregamento do banco de baterias só é realizado quando o relé R permitir; pois, ele só permitirá a conexão do banco de baterias ao sistema quando o braço e estiver disponível. Com a comutação entre as configuração, ponte-completa para meia-ponte, é necessário estabelecer um valor para a tensão do barramento c.c. compatível com a operação com o conversor com três braços que é de 1.5 vezes a tensão de pico da alimentação c.a..

Quando houver falta na alimentação c.a., a chave estática S_1 desconecta a alimentação c.a. e o conversor, que antes compensava corrente e regulava o fator de potência, passa

a receber tensão do banco de baterias. Essa tensão é elevada a partir de um conversor *boost* ($V_{cc} = V_{bat}/(1 - D)$) e utilizada pelo conversor c.c./c.a. que fornece à carga de forma ininterrupta a tensão desejada para o seu correto funcionamento.

Tabela 4.1: Tabela de custo para as configurações UPS com quatro braços, vide Fig. 4.5.

Componentes	Configuração Proposta Fig. 4.5(b)			Configuração Convencional Fig. 4.5(a)		
	Quant.	Preço Unid. (%)	Preço Total (%)	Quant.	Preço/Unid.	Preço total
IGBT	10	1.150	11.50	10	\$ 32.50	\$ 325.00
TRIAC	2	0.230	0.446	1	\$ 6.40	\$ 6.40
Indutor filtro	4	0.531	2.122	2	\$ 24.00	\$ 48.00
Indutor c.c.	1	0.354	0.354	1	\$ 10.00	\$ 10.00
Transformador	-	-	-	1	\$ 180.00	\$ 180.00
Capacitor do barramento c.c.	2	0.753	1.510	2	\$ 21.30	\$ 42.60
Bateria	4	10.61	42.45	4	\$ 300.00	\$ 1200.00
Drives IGBT 2 canais	5	7.075	35.37	5	\$ 200.00	\$ 1000.00
Drives TRIAC	2	0.531	1.061	1	\$ 15.00	\$ 15.00
Custo Total			94.81			\$ 2827.00
Economia			5.19			

A explicação do circuito presente na Fig. 4.7 é semelhante ao apresentado pelo circuito da Fig. 4.6, a diferença entre aquele circuito sobre este é o fato de não ser necessário o transformador. O que pode ser uma grande vantagem em termos econômicos, espaço ocupado e peso.

Na tabela 4.1, observam-se os custos das configurações convencional e proposta com um conversor *buck-boost* conectado ao barramento c.c., vide Fig. 4.5. Os resultados apresentados para esta Tabela e outras foram normalizados e tomou-se como valores base as informações de custo da configuração convencional vista na Fig. 4.5(a). A diferença entre essas configurações é o emprego do transformador que ocupa um volume considerável e pesa aproximadamente 10Kg. Além disso, pode-se ter uma economia de 5% pela opção da configuração proposta. Na tabela 4.2, têm-se os custos dos circuitos com as configurações com os conversores *buck* e *boost* acoplado ao circuito a partir do aproveitamento de um dos braços dos conversores S_e ou S_h para implementar este conversor, como apresentado nas Figs. 4.6 e 4.7, respectivamente,

Tabela 4.2: Tabela de custo para as configurações UPS com quatro braços, vide Figs. 4.7 e 4.6, normalizada pela Tabela 4.1 da Configuração da Fig. 4.5(a).

Componentes	Configuração Proposta Fig. 4.7			Configuração Proposta Fig. 4.6		
	Quant.	Preço Unid. (%)	Preço Total (%)	Quant.	Preço Unid. (%)	Preço Total (%)
IGBT	8	1.150	9.197	8	1.150	9.197
TRIAC	3	0.226	0.679	4	0.226	0.904
Relé	1	0.354	0.354	1	0.354	0.354
Indutor filtro	4	0.531	2.122	2	0.849	1.698
Indutor c.c.	1	0.354	0.354	1	0.354	0.354
Transformador	-	-	-	1	6.367	6.367
Capacitor do barramento c.c.	2	0.753	1.510	2	0.753	1.510
Bateria	4	10.61	41.45	4	10.61	42.45
Drives IGBT 2 canais	4	7.075	28.30	4	7.075	28.30
Drives TRIAC	3	0.531	1.591	4	0.531	2.122
Custo Total			86.55			92.72
Economia			13.45			7.28

com e sem o transformador. Nota-se nas tabelas apresentadas que a bateria corresponde a uma parcela considerável do custo total para a implementação dos sistemas. As baterias, que pesam aproximadamente 40Kg cada, ocupam uma determinada área e devem ser colocadas em locais especiais com boa ventilação e fácil acesso para que contínuas manutenções possam ser feitas. Pesquisou-se as baterias de alguns fabricantes, como por exemplo: Moura Clean, FISRT POWER e UNIPOWER com 12V e 150AH. Nota-se também que se pode obter uma economia de aproximadamente 5% entre as configurações tratadas na tabela 4.1. Se forem feitas comparações entre as configurações apresentadas nas Figs 4.5(a) e 4.7, observa-se que com a configuração sem transformador pode-se ter uma economia de aproximadamente 13% do custo total do sistema.

Resultados de simulação

Os resultados de simulação foram feitos a partir do uso do software de simulação PSIM. Os parâmetros de simulação dos sistemas UPS apresentados nesta seção são:

- Tensão de entrada rms: $110V_{ca} \pm 20\%$.
- Tensão do banco de baterias: $48V_{cc}$.
- Tensão do barramento c.c.: $300V_{cc}$.
- Tensão de saída rms: $110V_{ca}$.
- Potência do sistema: $1.2kVA$.
- Frequência de chaveamento: $10kHz$.
- Carga não-linear (Ponte retificadora a diodos): $R = 10\Omega$, $L = 6mH$ e $C = 2.6mF$.

As configurações apresentadas foram simuladas e devido à similaridade dos resultados serão apresentados os resultados de apenas uma das configurações, assim, apresenta-se-á os resultados da configuração Fig. 4.7. Essa configuração não utiliza o transformador e é composta por quatro braços, porém ela pode ser configurada para funcionar com três braços - quando estiver no modo de carregamento do banco de baterias - como anteriormente explicado.

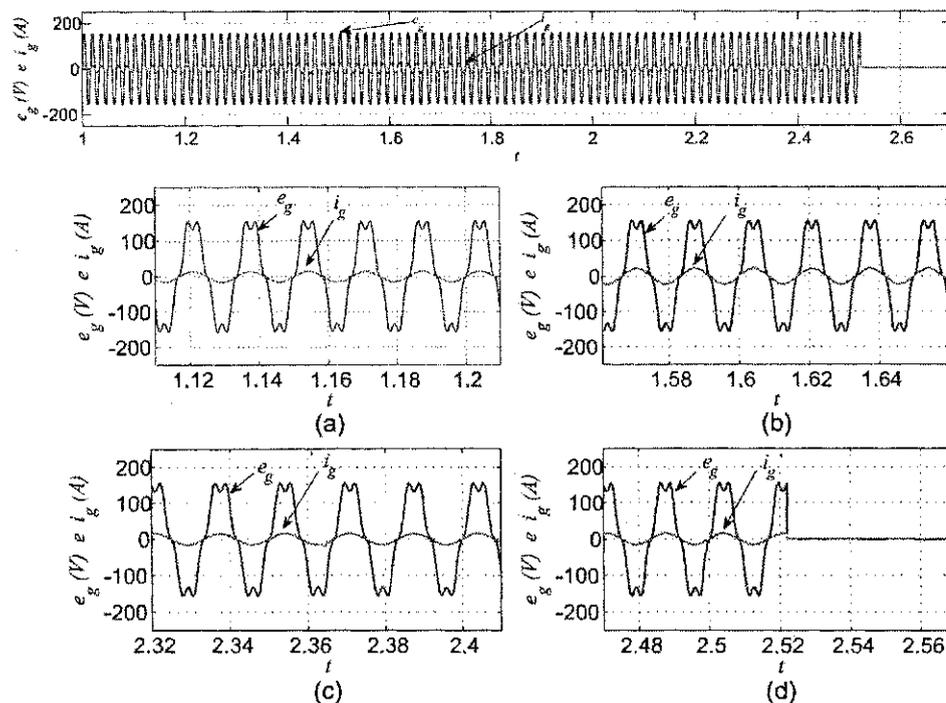


Figura 4.8: Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: Tensão (e_g) e corrente (i_g) de entrada.

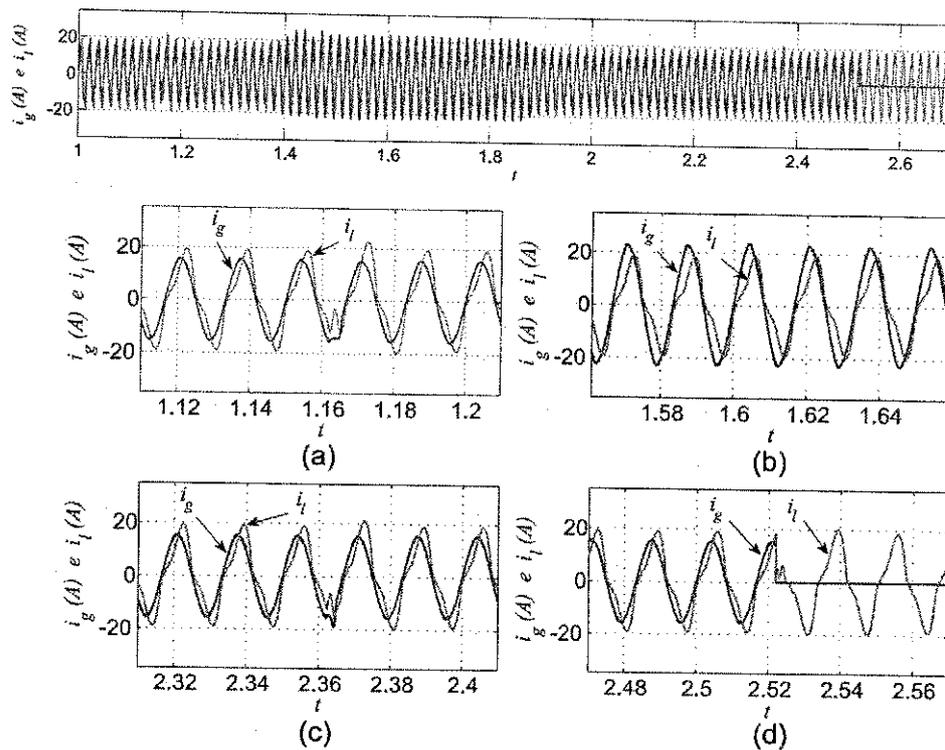


Figura 4.9: Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: Corrente de entrada (i_g) e na carga (i_l).

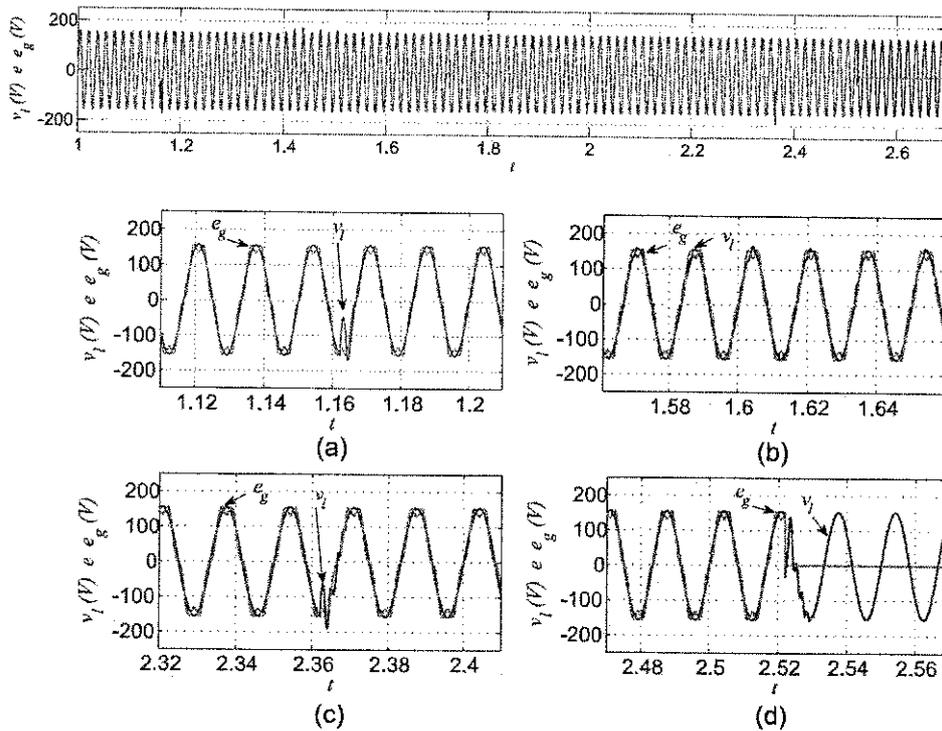


Figura 4.10: Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: Tensão na carga (v_l) e de alimentação (e_g).

Observam-se nas Figs. 4.8, 4.9 e 4.10 alguns os resultados de simulação da configuração presente na Fig. 4.7. Nota-se que existem quatro sub-figuras que descrevem o comportamento do sistema em determinados intervalos. Assim, têm-se em: (a) mudança de operação do conversor de quatro para três braços a partir das chaves S_2 (habilitada) e S_3 (desabilitada), (b) modo de carregamento do banco de baterias, (c) mudança de operação do conversor de três para quatro braços a partir das chaves S_2 (desabilitada) e S_3 (habilitada) e (d) falta da alimentação de entrada com desconexão a partir da chave S_1 (desabilitada). Na Fig. 4.8 têm-se a tensão e a corrente de entrada com o fator de potência próximo do unitário. Notam-se na 4.9 as correntes de entrada e na carga. No modo de carregamento do banco de baterias, observa-se que existe um aumento na amplitude da corrente i_g devido à necessidade de se carregar o banco de baterias. Os comportamentos das tensões na carga e na fonte de alimentação podem ser vistas na Fig. 4.10. Na quarta sub-figura tem-se o instante em que acontece a falta na alimentação c.a. de entrada e o fornecimento de tensão do sistema UPS para a carga a partir do banco de baterias e inversor.

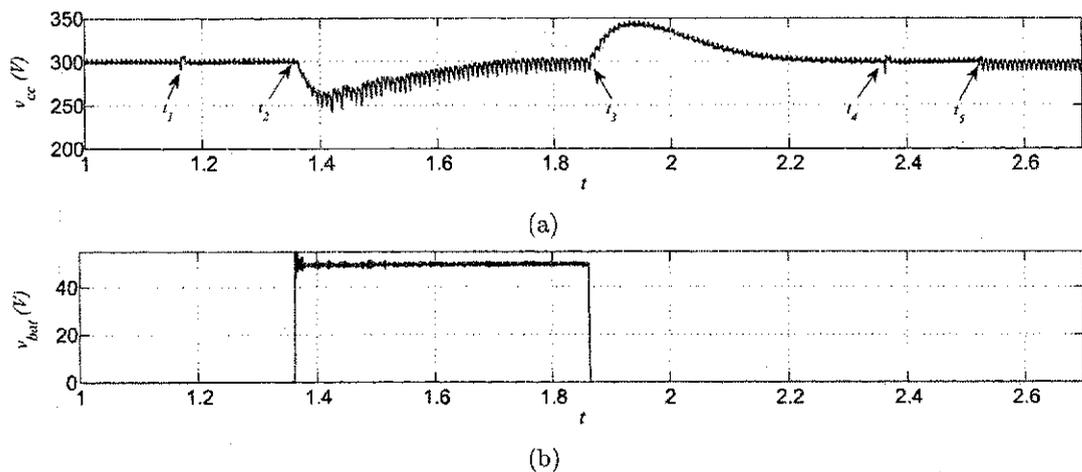


Figura 4.11: Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: a) Tensão no barramento c.c.. b) Tensão no banco de baterias - modo de carregamento (vista do ponto de acoplamento eB).

A tensão no barramento c.c. pode ser vista na Fig. 4.11(a). No instante t_1 , tem-se o momento em que ocorre a comutação para o modo de operação do conversor de quatro para três braços. No intervalo $t_2 - t_3$, tem-se o modo de operação de carregamento do banco de baterias. A tensão de carregamento do banco de baterias é de $48V_{cc}$, conforme Fig. 4.11(b), o resultado apresentado ilustra apenas o intervalo que o banco de baterias é

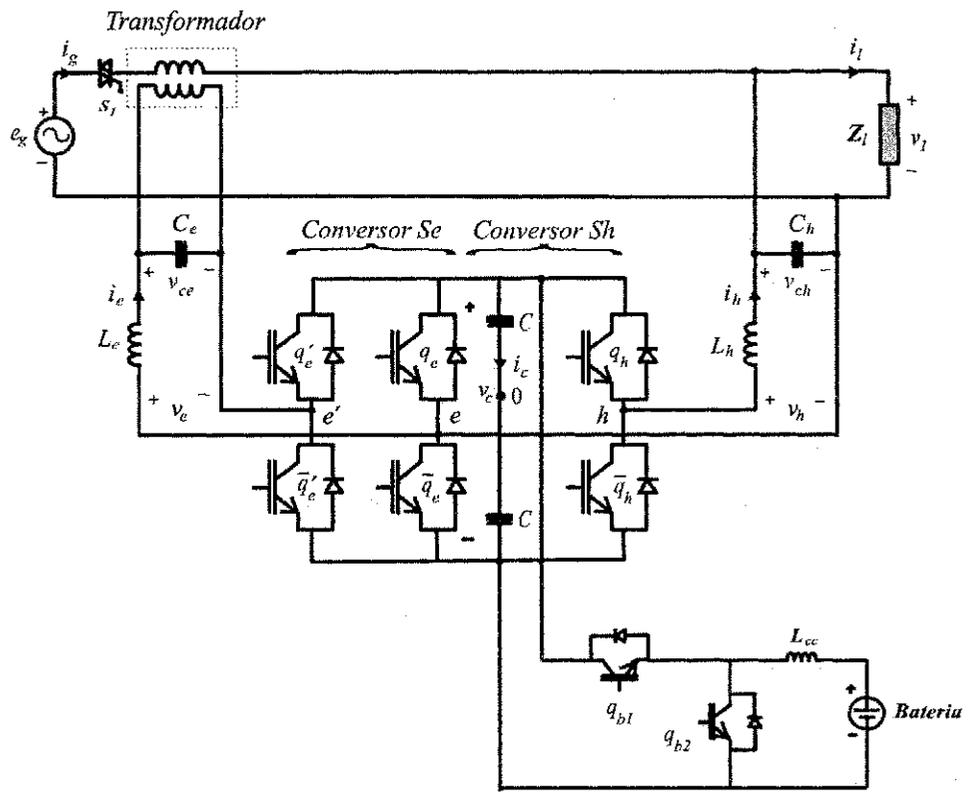
carregado tomando-se como referência a conexão eB da Fig. 4.7. No instante t_4 , tem-se a comutação do conversor de três para quatro braços. Em t_5 , tem-se o instante em que o sistema UPS fornece tensão à carga devido a falta na alimentação c.a..

4.4.2 Configuração monofásica com conversor com três braços (braço compartilhado)

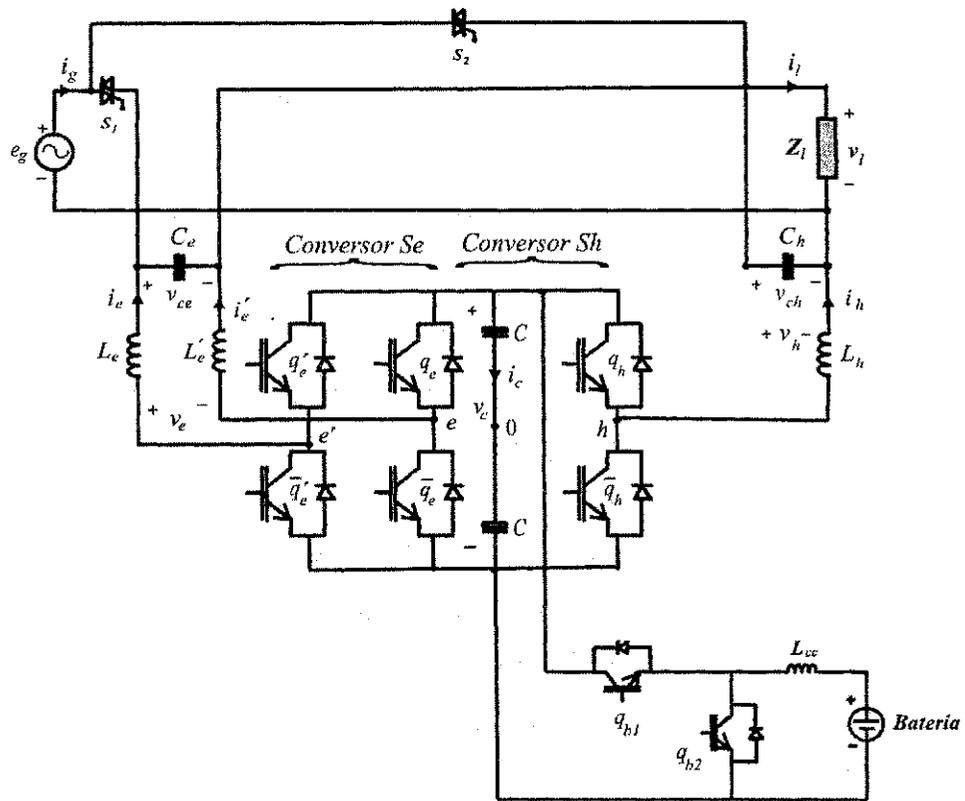
Nestas configurações, o conversor bidirecional é composto por três braços, vide Figs. 4.12 e 4.13. Para a parte série, têm-se as chaves q'_e e \bar{q}'_e que trabalham com aproximadamente 20% da potência de saída de um sistema UPS. No lado paralelo, têm-se as chaves q_h e \bar{q}_h que trabalham com 100% da potência do conversor. O braço compartilhado, constituído pelas chaves q_e e \bar{q}_e , é comum para ambos os conversores série e paralelo. O conversor série é o mais importante, pois a regulação de tensão para a carga é a principal prioridade de um sistema UPS. Dessa forma, o conversor paralelo - dependendo da prioridade do sistema - pode apresentar algumas limitações, pois a operação do conversor paralelo pode depender do funcionamento do conversor série. Assim, nota-se que a chave q_h só poderá ser ligada quando a chave \bar{q}_e também estiver e \bar{q}_h só poderá ser acionada quando q_e estiver ligada. Isso deve ser bem programado, pois o conversor paralelo tem a função de compensar a corrente de entrada, regular o fator de potência, carregar a tensão do barramento e quando estiver no modo de carregamento da bateria é necessário que o conversor trate mais energia para promover o carregamento do banco de baterias conectado em paralelo com o barramento c.c..

Operando como filtro ativo de potência, a tensão do barramento c.c. deve ser de pelo menos 1.5 vezes a tensão de pico da alimentação c.a.. A análise de custo para as configurações padrão e proposta com três braços e com um conversor *buck-boost* conectado ao barramento c.c. da Fig. 4.12 pode ser vista na tabela 4.3, normalizada pela Tabela 4.1 da configuração da Fig. 4.5(a). A diferença entre as configurações é o emprego do transformador. Pela análise de custo, nota-se que pode-se ter uma economia de \$180.00 pela escolha da configuração proposta. Essa economia corresponde ao valor de mercado do transformador monofásico para a potência de 1.5kVA.

Como foi feito na subseção 4.4.1, pode-ser eliminar uma chave estática do conversor e componentes passivos do sistema apresentado na Fig. 4.12(a). Quando a houver falta na



(a)



(b)

Figura 4.12: Sistema UPS série-paralelo line-interactive com três braços com um conversor *buck-boost* conectado ao barramento c.c.. Convencional (a) e proposto (b).

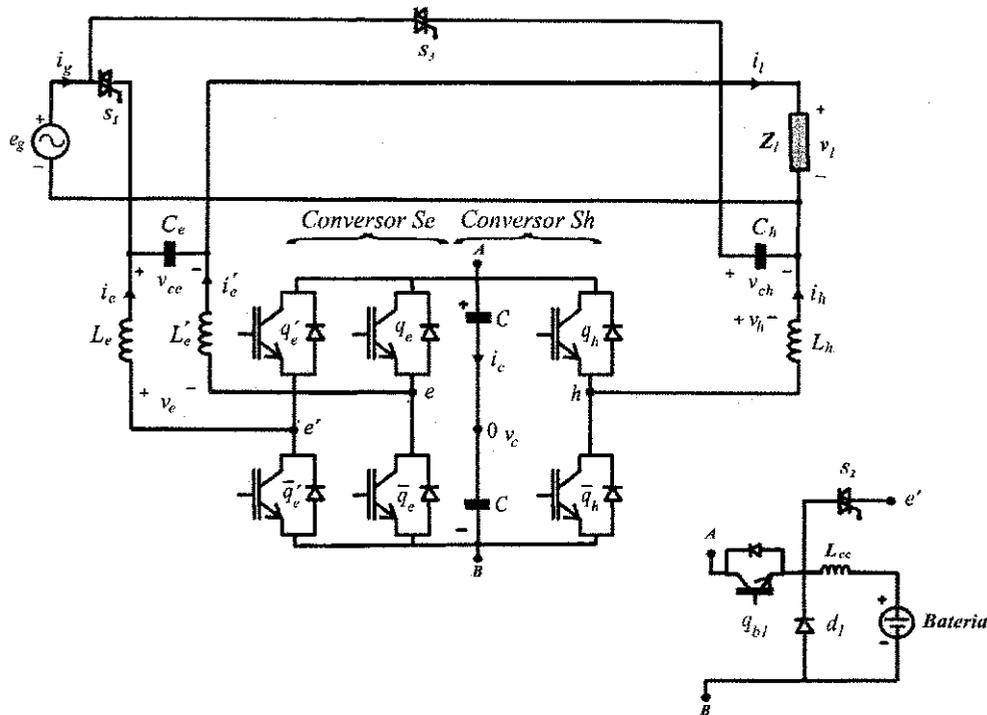


Figura 4.13: Sistema UPS série-paralelo line-interactive com três braços sem transformador e com os conversores buck e boost conectados ao barramento c.c..

Tabela 4.3: Tabela de custo para as configurações UPS com três braços, vide Fig. 4.12, normalizada pela Tabela 4.1 da Configuração da Fig. 4.5(a).

Componentes	Configuração Proposta Fig. 4.12(b)			Configuração Convencional Fig. 4.12(a)		
	Quantidade	Preço/Uni.	Preço total	Quantidade	Preço/Uni.	Preço total
IGBT	8	1.150	9.200	8	1.150	9.200
TRIAC	1	0.226	0.226	2	0.226	0.453
Indutor filtro	3	0.531	1.592	2	0.849	1.700
Indutor c.c.	1	0.354	0.354	1	0.354	0.354
Transformador	-	-	-	1	6.367	6.367
Capacitor do barramento c.c.	2	0.753	1.510	2	0.753	1.510
Bateria	4	10.61	42.45	4	10.61	42.45
Drives IGBT 2 canais	4	7.075	28.30	4	7.075	28.30
Drives TRIAC	1	0.531	0.531	2	0.531	1.061
Custo Total			84.15			91.38
Economia			15.85			8.62

Tabela 4.4: Tabela de custo para as configurações UPS com três braços, vide Fig. 4.13, normalizada pela Tabela 4.1 da Configuração da Fig. 4.5(a).

Componentes	Configuração Proposta Fig. 4.13		
	Quantidade	Preço/Uní.	Preço total
IGBT	7	1.150	\$ 8.050
TRIAC	3	\$ 0.226	0.679
Indutor filtro	3	0.531	1.592
Indutor c.c.	1	0.354	0.354
Transformador	-	-	-
Capacitor do barramento c.c.	2	0.753	1.510
Bateria	4	10.61	42.45
Drives IGBT 2 canais	3	7.075	21.22
Drives IGBT 1 canal	1	4.600	4.600
Drives TRIAC	3	0.531	1.591
Custo Total			82.04
Economia			17.95

alimentação c.a., desconecta-se essa alimentação c.a. a partir da chave S_1 . Nesse momento, o inversor c.c./c.a. em conjunto com o banco de baterias fornecem continuamente potência à carga. O braço e' funciona, nessa situação, como um conversor *boost* elevando a tensão do banco de baterias, conforme Fig. 4.13, quando a chave S_2 for acionada. Para este circuito, a tensão do barramento c.c. pode ser de 1.5 vezes a tensão de pico da alimentação c.a..

Na tabela 4.4, observa-se os custos das configuração proposta na Fig. 4.13, normalizada pela Tabela 4.1 da Configuração da Fig. 4.5(a). Nota-se que se pode ter uma economia de aproximadamente 10% pela opção das configuração apresentadas na Fig. 4.13 em comparação com a configuração convencional vista na Fig. 4.12(a). Se comparada com a configuração convencional com transformador com quatro braços, pode-se ter uma economia de aproximadamente 18%.

Resultados de simulação

Os resultados de simulação foram feitos a partir do uso do software de simulação PSIM. Os parâmetros de simulação dos sistemas UPS apresentados nesta seção são:

- Tensão de entrada rms: $110V_{ca} \pm 20\%$.
- Tensão do banco de baterias: $48V_{cc}$.
- Tensão do barramento c.c.: $300V_{cc}$.
- Tensão de saída rms: $110V_{ca}$.
- Potência do sistema: $1.2kVA$.
- Frequencia de chaveamento: $10kHz$.
- Carga não-linear (Ponte retificadora a diodos): $R = 10\Omega$, $L = 6mH$ e $C = 2.6mF$.

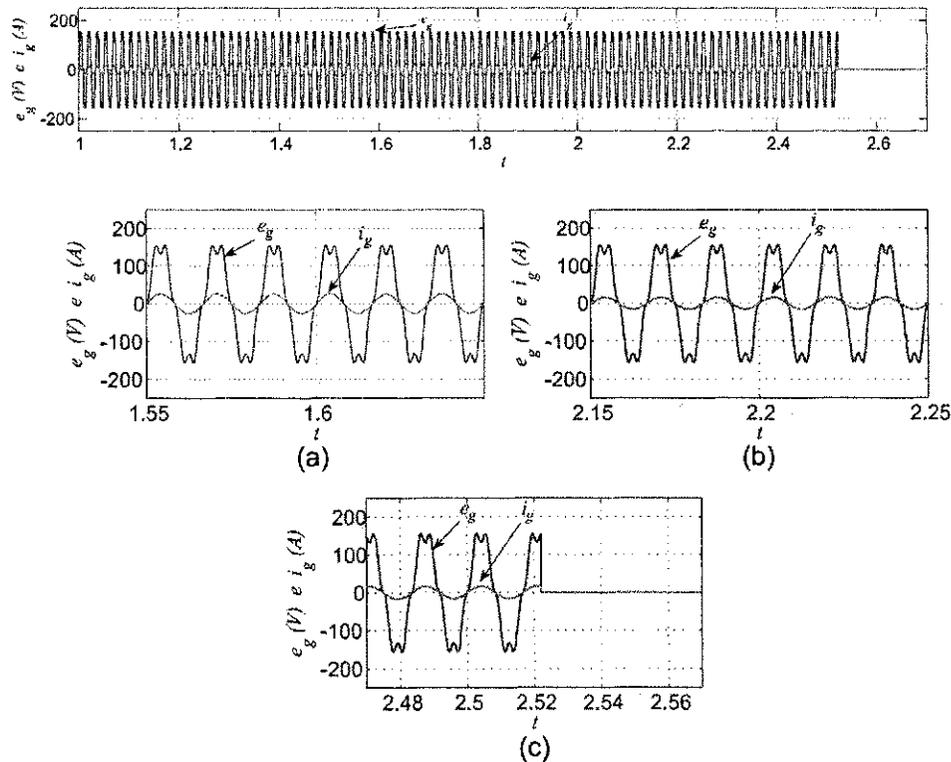


Figura 4.14: Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: Tensão (e_g) e corrente (i_g) de entrada.

Observam-se nas Figs. 4.14, os resultados de simulação da configuração apresentada na Fig. 4.13. Verifica-se que existem três sub-figuras que descrevem o comportamento do sistema. Assim, têm-se em: (a) modo de carregamento do banco de baterias, (b) operação normal (bateria carregada) e (c) falta da alimentação c.a. de entrada com desconexão a partir da chave S_1 . Na Fig. 4.14 têm-se a tensão e a corrente de entrada com o fator de

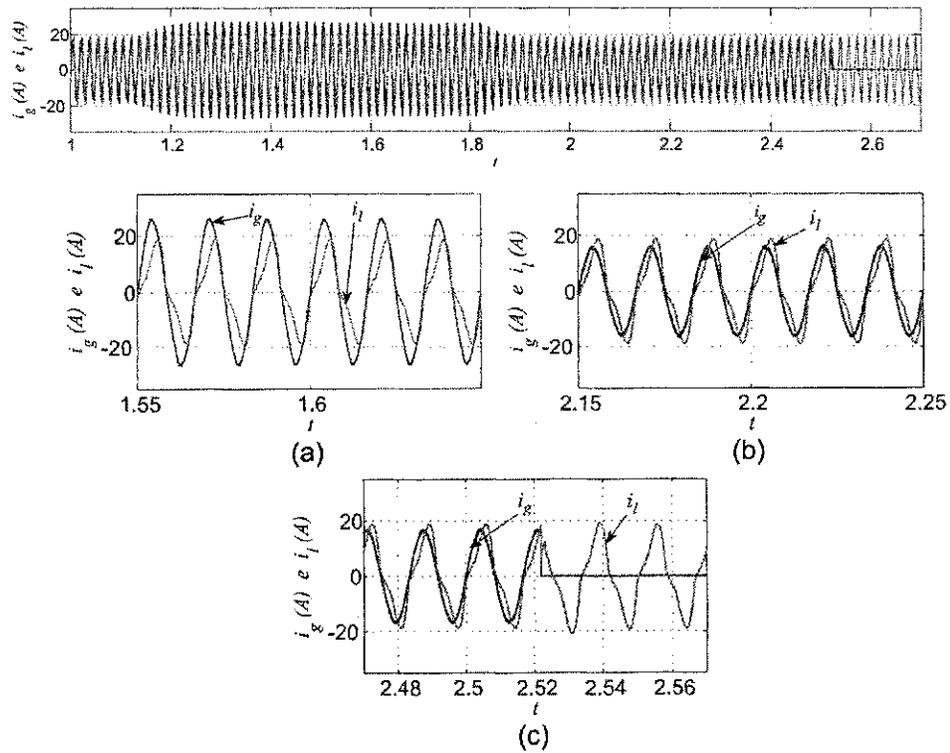


Figura 4.15: Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: Corrente de entrada (i_g) e na carga (i_l).

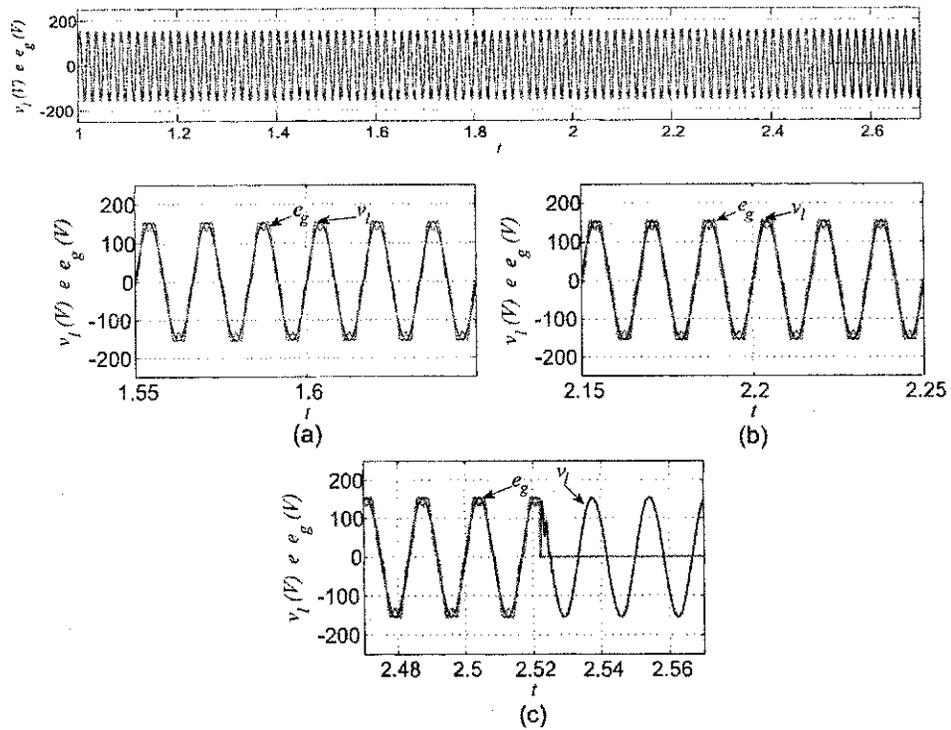


Figura 4.16: Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.7: Tensão na carga (v_l) e de alimentação (e_g).

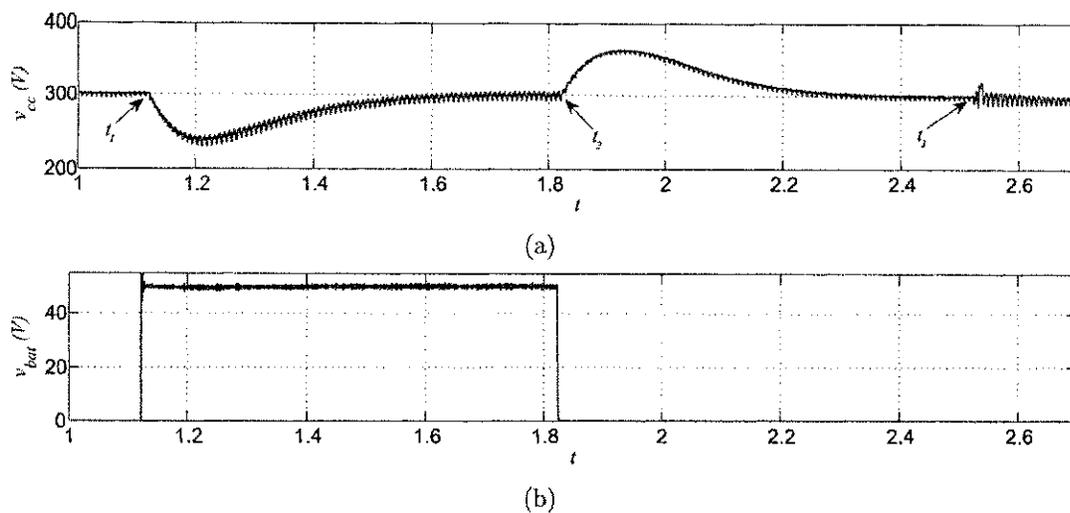


Figura 4.17: Resultados de simulação do sistema UPS série-paralelo rede-interativa, vide Fig. 4.13: a) Tensão no barramento c.c.. b) Tensão no banco de baterias - modo de carregamento (vista do ponto de acoplamento AB).

potência próximo do unitário. No modo de carregamento do banco de baterias, nota-se que existe um aumento na amplitude da corrente i_g , pois quando se carrega o banco de baterias é necessário um fluxo de potência maior da fonte de alimentação para carregá-la e manter a tensão do barramento no valor desejado, conforme 4.15. Os comportamentos das tensões na carga e na fonte de alimentação podem ser vistas na Fig. 4.16. Nessa sub-figura, têm-se os instantes de compensação da tensão aplicada à carga e falta na alimentação c.a. de entrada com o fornecimento de tensão do sistema UPS para a carga a partir do banco de baterias e inversor.

A tensão no barramento c.c. pode ser vista na Fig. 4.17(a). No intervalo $t_1 - t_2$, tem-se o momento em que ocorre o modo de operação de carregamento do banco de baterias. Em t_3 , tem-se o instante em que o sistema UPS fornece tensão à carga devido a falta na alimentação c.a. Em Fig. 4.17(b), tem-se o intervalo que o banco de baterias é carregado tomando-se como referência a conexão AB da Fig. 4.13.

4.5 Resultados Experimentais

Foram coletados alguns resultados experimentais do sistema UPS operando no modo de carregamento do banco de baterias, realizando as compensações harmônicas de tensão aplicada

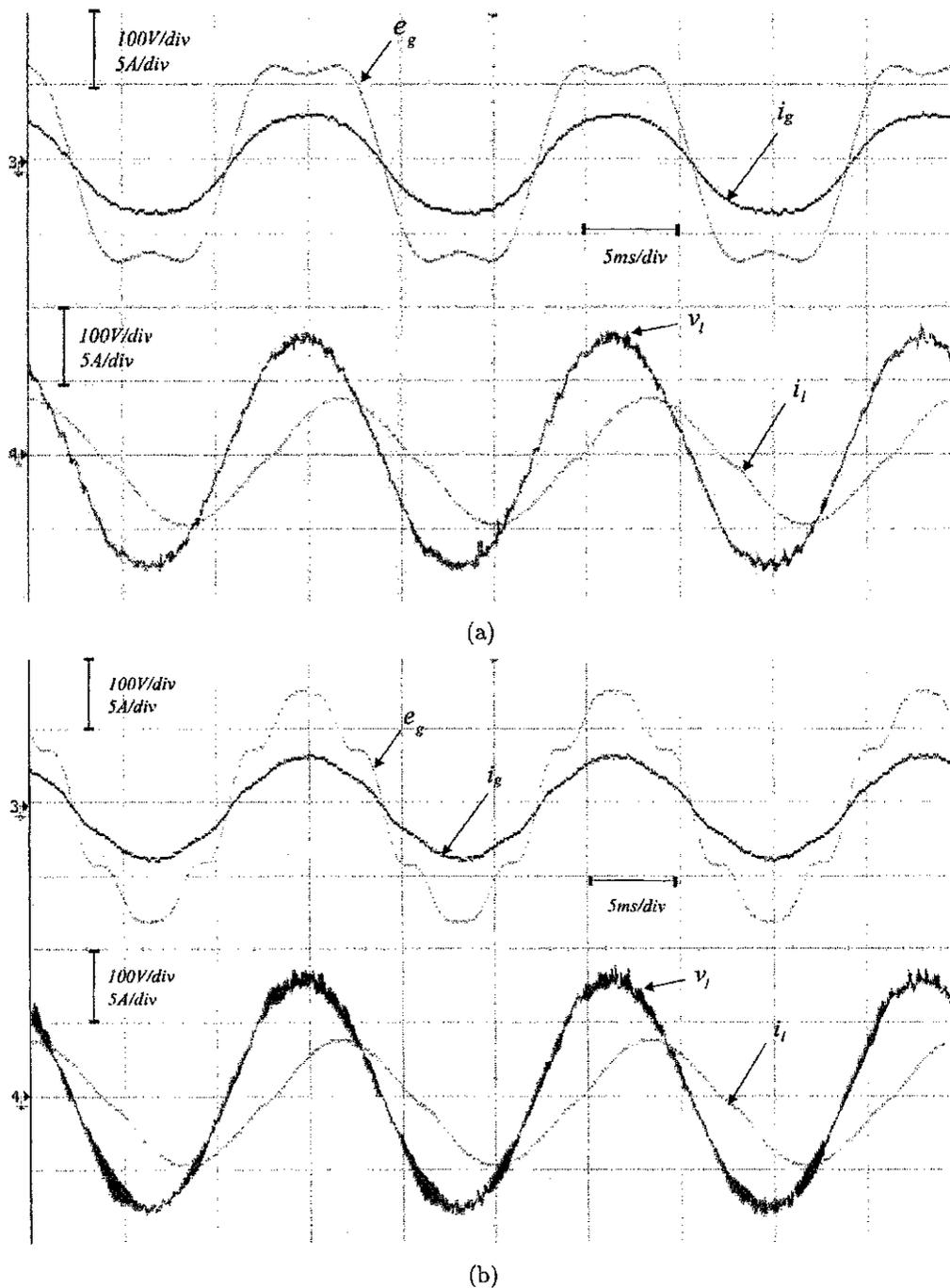


Figura 4.18: Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços com um conversor *buck-boost* conectado ao barramento c.e. [vide Fig. 4.12(b)]. Sendo: e_g e i_g , tensão e corrente na fonte, respectivamente; v_l e i_l , tensão e corrente na carga, respectivamente.

à carga e de corrente da fonte de alimentação c.a. com o controle do fator de potência, e após a falta de tensão na alimentação c.a. de entrada. Nessa situação, o fornecimento de tensão destinado à carga se dá via banco de baterias e inversor.

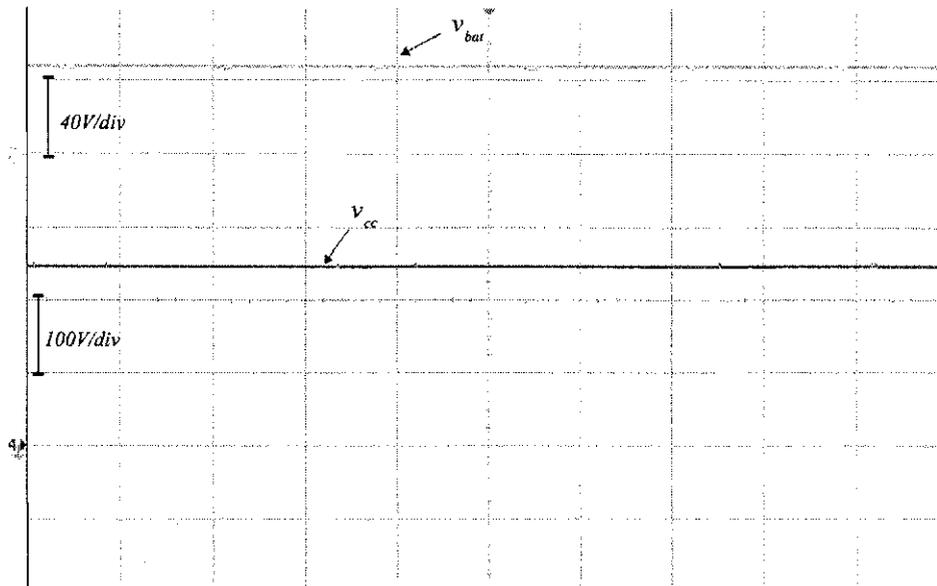


Figura 4.19: Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços com um conversor *buck-boost* conectado ao barramento c.c. [vide Fig. 4.12(b)]. Sendo: v_{bat} e v_{cc} , tensões no banco de baterias e no barramento c.c., respectivamente.

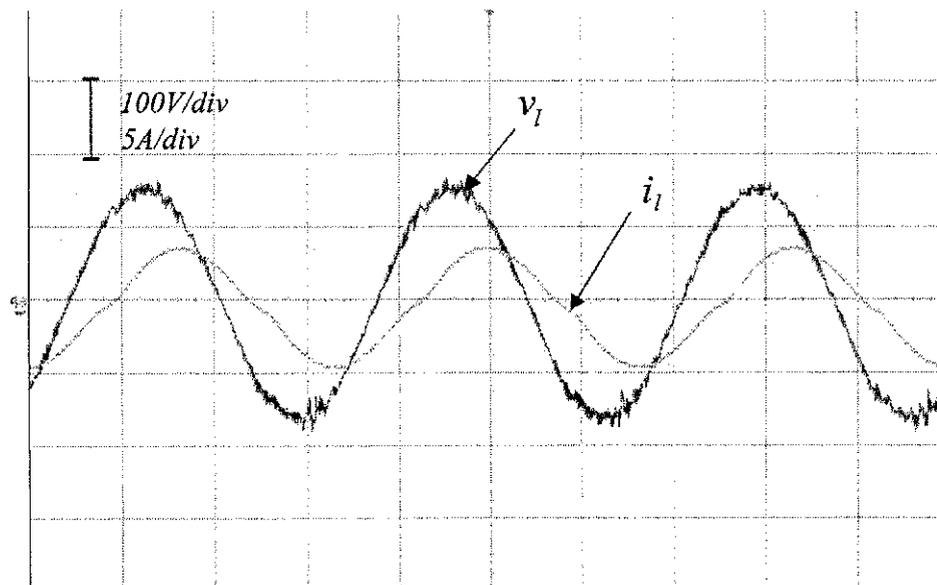


Figura 4.20: Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços com um conversor *buck-boost* conectado ao barramento c.c. [vide Fig. 4.12(b)]. Sendo: v_l e i_l , tensão e corrente na carga, respectivamente.

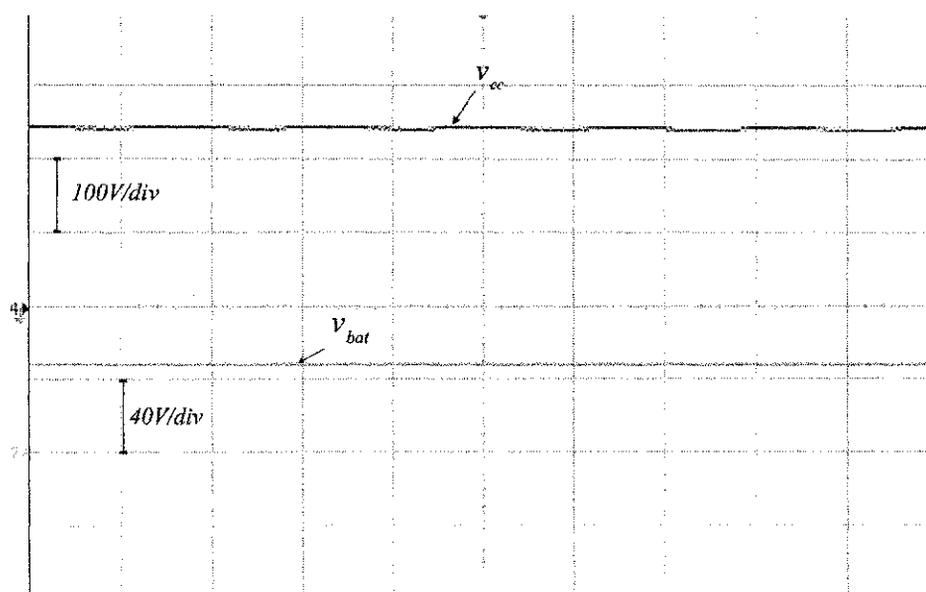


Figura 4.21: Resultados experimentais do filtro ativo monofásico universal sem transformador com 3 braços com um conversor *buck-boost* conectado ao barramento c.c. [vide Fig. 4.12(b)]. Sendo: v_{bat} e v_{cc} , tensões no banco de baterias e no barramento c.c., respectivamente.

Na Fig. 4.18 tem-se os resultados experimentais do sistema UPS proposto apresentado na Fig. 4.12(b) operando no modo carregamento do banco de baterias e ao mesmo tempo realizando as compensações harmônicas de tensão e de corrente, com o controle do fator de potência próximo do unitário.

Nas partes superiores das Figs. 4.18(a) e 4.18(b) têm-se as tensões da fonte de alimentação c.a. com conteúdos harmônicos e a corrente de entrada compensada com o controle de corrente que a mantém em fase com a tensão c.a. de entrada. A tensão compensada aplicada à carga e a corrente da carga com harmônicos e reativos podem ser vistas nas partes inferiores das figuras. Os conteúdos harmônicos presentes nas tensões de entrada foram gerados por uma fonte geradora de distúrbios modelo 3001 LX (CALIFORNIA INSTRUMENTS). Os níveis de harmônicos gerados por esse gerador de distúrbios foram 20% de 3º harmônico para a Fig. 4.18(a) e 20% e 10% de 3º e 7º harmônicos, respectivamente, para a Fig. 4.18(b).

A tensão do barramento c.c. e a aplicada ao banco de baterias podem ser observadas na Fig. 4.19. Para o controle do banco de baterias adotou-se um valor de tensão igual a $48V_{cc}$, sendo a tensão do barramento c.c. igual a $250V_{cc}$. Para alimentar o banco de baterias utilizou-se um conversor *buck-boost*.

Nas Figs. 4.20 e 4.21 têm-se os resultados gerados após a falta de tensão na fonte de alimentação c.a. de entrada. Nessa situação, tem-se o fornecimento de tensão do sistema UPS para a carga a partir do banco de baterias e inversor. Esse fornecimento é conseguido via conversor *buck-boost* que eleva a tensão do banco baterias para que o inversor gere a tensão desejada à carga.

4.6 Conclusões

Algumas configurações de filtros ativos de potência conectados a partir de um banco de baterias através do barramento c.c. foram apresentadas. As configurações de filtros ativos de potência com e sem o transformador e com os conversores com quatro e três braços - apresentadas nos capítulos anteriores - foram analisadas com uma conexão a um banco de baterias via conversores *buck*, *boost* e *buck-boost*. Comparando-se com as topologias convencionais com as propostas, notou-se que essas além dos bons resultados, também possibilitam redução no número de componentes - gerando diminuição de custo. Algumas das configurações propostas são reconfiguráveis para deixar um dos braços dos conversores S_e ou S_h livres para carregar o banco de baterias. A proposta é interessante, pois, eliminam-se as chaves estáticas dos conversores *buck-boost* destinados para essa função.

5

Conclusões e sugestão para trabalhos futuros

5.1 Conclusões

Este trabalho teve como objetivo estudar as topologias de filtros ativos universais monofásicos com redução de componentes. Sabe-se que no cenário atual dentro do universo da eletrônica de potência os estudos de configurações de filtros ativos, de uma maneira geral, buscam corrigir problemas na qualidade da energia, evitando-se desperdícios e objetivando sempre aumentar a estabilidade do sistema elétrico, sempre que possível com redução de custo.

As configurações sem transformador proporcionam redução de custo, peso e volume ocupado. Para a configuração com quatro braços, deve-se ter um cuidado especial com relação a corrente de circulação que deve ser compensada. Demonstrou-se pelas equações que descrevem o comportamento dinâmico do sistema que tanto em condições balanceadas ($L_e = L'_e$ e $L_h = L'_h$) quanto em condições desbalanceadas ($L_e \neq L'_e$ e $L_h \neq L'_h$) pode-se impor uma corrente de circulação com valor próximo de zero. Isso é conseguido via estratégia de controle. Para a configuração com três braços foi observado pelas equações que não existe corrente circulante. As análises de *THD* demonstraram que as configurações sem transformador apresentam baixo *THD*, porém maiores que as com transformador. Nas análises de custos foram observadas que a economia foi basicamente devido ao custo do transformador. Dentre as configurações apresentadas, a sem transformador com três braços

foi a que apresentou menor custo. Porém, devido a natureza do braço compartilhado, a tensão no barramento c.c. deve ser um pouco maior que a da configuração em ponte completa.

As configurações de filtros ativos com conversor com dois braços podem funcionar com ambos os lados do conversor operando em meia-ponte ou um lado em meia-ponte e outro em ponte-completa, com o compartilhamento de um dos braços. Em qualquer das configurações pode-se utilizar a conexão do transformador no lado série ou no paralelo. Um estudo comparativo de perdas entre as estruturas foi desenvolvido para diferentes valores de relações de espiras n . Nas análises, notou-se que as configurações $2Lh$ e $2Le$ apresentam perdas maiores que as $2L$. Observou-se que as configurações com o transformador no lado paralelo apresentarem perdas menores, elas podem ter a tensão do barramento c.c. diminuída em função da redução do número de espiras do enrolamento do transformador conectado ao conversor paralelo, porém elevam-se as perdas. Em termos de custos, as configurações com o transformador no lado série e com no lado paralelo apresentam custos semelhantes.

As configurações de sistemas UPS com características de filtros ativos de potência com e sem o transformador foram analisadas com uma conexão a um banco de baterias via conversores *buck* e *boost*. Comparado-se com as topologias convencionais, as configurações propostas com conversores *buck* e *boost* apresentam redução no número de componentes e, também, redução de custo. Algumas das configurações propostas são reconfiguráveis para deixar um dos braços dos conversores S_e ou S_h livres para carregar o banco de baterias. A proposta é interessante, pois, eliminam-se as chaves estáticas dos conversores *buck-boost*, destinados para essa função, das topologias convencionais. Dessa forma, uma configuração constituída por um conversor com quatro braços pode ser reconfigurada para funcionar com três braços, deixando um braço livre para carregar o banco de baterias. Quando o banco de baterias estiver carregado, a configuração retornará a sua composição inicial, ou seja, com quatro braços.

5.2 Sugestão para trabalhos futuros

Como sugestão para trabalhos futuros, tem-se:

- Utilização de filtros ativos de potência e sistemas UPS monofásicos com o emprego de conversores em paralelo.

- Propor sistemas de tolerância a falhas, de tal forma que haja uma reconfiguração da estruturas para operarem com número reduzido de chaves quando ocorrer falha em algum braço do conversor.
- Desenvolvimento de um procedimento de projeto para as indutâncias de filtro e transformador, adicionando o projeto magnético adequado do núcleo dos indutores, objetivando reduzir as perdas geradas e volume ocupado.
- Realizar testes utilizando o perfil de carga padrão designado pelo **IEC 61000-3**.
- Investigar as limitações das estruturas propostas.

A

Corrente de circulação

Para se determinar a corrente de circulação, i_o , é necessário trabalhar com as equações de regime dinâmico (A.1) - (A.4), que foram apresentadas na seção 2.2 do capítulo 2.

$$v_{e0} - v'_{e0} = v_g - v_l + \left(\frac{r_e}{2} + \frac{l_e}{2}p \right) i_e - \left(\frac{r'_e}{2} + \frac{l'_e}{2}p \right) i'_e \quad (\text{A.1})$$

$$v_{h0} - v'_{h0} = \left(\frac{r_h}{2} + \frac{l_h}{2}p \right) i_h - \left(\frac{r'_h}{2} + \frac{l'_h}{2}p \right) i'_h + v_l \quad (\text{A.2})$$

$$v'_{e0} - v'_{h0} = \left(\frac{r'_e}{2} + \frac{l'_e}{2}p \right) i'_e - \left(\frac{r'_h}{2} + \frac{l'_h}{2}p \right) i'_h + v_l \quad (\text{A.3})$$

$$v_{e0} - v_{h0} = v_g - v_l + \left(\frac{r_e}{2} + \frac{l_e}{2}p \right) i_e - \left(\frac{r_h}{2} + \frac{l_h}{2}p \right) i_h \quad (\text{A.4})$$

Somando (A.1) - (A.4), obtem-se:

$$v_{e0} - v'_{h0} = v_g + \left(\frac{r_e}{2} + \frac{l_e}{2}p \right) i_e - \left(\frac{r'_h}{2} + \frac{l'_h}{2}p \right) i'_h \quad (\text{A.5})$$

Subtraindo (A.2) e (A.3), obtem-se:

$$v_{h0} - v'_{e0} = v_g + \left(\frac{r_h}{2} + \frac{l_h}{2}p \right) i_h - \left(\frac{r'_e}{2} + \frac{l'_e}{2}p \right) i'_e \quad (\text{A.6})$$

Subtraindo (A.5) e (A.6), obtem-se:

$$v_{e0} + v'_{e0} - (v_{h0} + v'_{h0}) = v_g - \left(\frac{r_e}{2} + \frac{l_e}{2}p\right) i_e + \left(\frac{r'_e}{2} + \frac{l'_e}{2}p\right) i'_e - \left[\left(\frac{r_h}{2} + \frac{l_h}{2}p\right) i_h + \left(\frac{r'_h}{2} + \frac{l'_h}{2}p\right) i'_h\right] \quad (\text{A.7})$$

Admitindo ($v_o = v'_{e0} + v_{e0} - v'_{h0} - v_{h0}$) e considerando as impedâncias ($Z_e = Z'_e$) e ($Z_h = Z'_h$), a equação anterior pode ser simplificada, obtendo:

$$v_o = v_g + \left(\frac{r_e}{2} + \frac{l_e}{2}p\right) (i_e + i'_e) - \left(\frac{r_h}{2} + \frac{l_h}{2}p\right) (i_h + i'_h) \quad (\text{A.8})$$

sendo, v_o , tensão de circulação.

Fazendo ($v_g = v_o$), tem-se:

$$0 = \left(\frac{r_e}{2} + \frac{l_e}{2}p\right) (i_e + i'_e) - \left(\frac{r_h}{2} + \frac{l_h}{2}p\right) (i_h + i'_h) \quad (\text{A.9})$$

A partir de (A.9), nota-se que essa relação será verdadeira se ($i_e + i'_e = 0$) e ($-(i_h + i'_h) = 0$). Dessa forma, pode-se definir a corrente de circulação como sendo ($i_o = i_e + i'_e = -(i_h + i'_h)$).

B

PLL (Phase Locked Loop - Malha de Fase Travada)

A malha de fase travada (PLL) é um sistema de controle com uma realimentação em malha fechada que tem uma relação fixa com a fase de um sinal de referência. O circuito PLL replica às informações de frequência e fase do sinal de entrada, elevando ou abaixando automaticamente a frequência de um oscilador controlado até que ele fique emparelhado ou travado em frequência e fase com o respectivo sinal de entrada (Ou e Caggiano, 2003), (Hsieh e Hung, 1996) e (Almáida e Piedade, 2003). As malhas de fase travada são largamente usadas em sistemas de telecomunicação, computadores dentre outras aplicações.

Os mecanismos PLLs podem ser implementados a partir de circuitos analógicos ou digitais (Almáida e Piedade, 2003). Ambas as implementações usam a mesma estrutura básica, Fig. B.1.

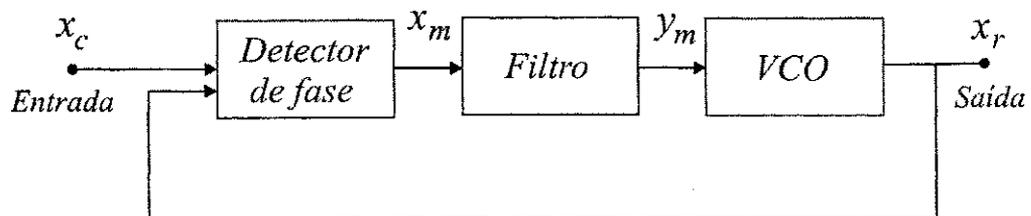


Figura B.1: Estrutura em blocos do PLL

Os circuitos PLLs incluem três elementos básicos:

Detector de fase (PD - Phase Detector) : O detector de fase é um dispositivo não-

linear que gera um nível de tensão que vai depender da diferença das frequências do sinal de entrada com o sinal realimentado da saída. As duas entradas do detector de fase (PD) são o sinal de referência e o sinal oriundo da realimentação do sistema, que é a saída do oscilador de tensão (VCO). A saída do PD controla o VCO tal que a diferença de fase entre os dois sinais seja mantida constante, ou seja, se houver uma diferença nas frequências dos dois sinais, o erro de fase será crescente e a saída do detector de fase reflectirá isso. O PD gera uma saída que é o produto dos dois valores instantâneos das tensões, entrada e saída. É necessária a utilização de filtros, geralmente passa-baixa, para atenuar a soma de frequência proveniente dessa operação.

Filtro (LF - Loop Filter) : Esse é outro dispositivo não linear que produz uma oscilação cuja frequência é controlada por um nível de tensão de entrada em mais baixa frequência. O projeto do filtro é a parte mais crítica do PLL, pois define o seu comportamento transiente ou dinâmico, ou seja, tempo de resposta, estabilidade, faixa de captura, fator de amortecimento, frequência natural, ruído de fase e outros. Geralmente, projeta-se um filtro passa-baixa como LF cuja função é eliminar a(s) componente(s) de alta frequência na saída do detector de fase, e extrair somente a componente contínua que serve de tensão de controle do VCO, agindo como integrador.

Oscilador controlado por tensão (VCO - Voltage Controlled Oscillator) : VCO é um oscilador projetado para ser controlado numa frequência de oscilação que é determinada pelo sinal de tensão de entrada. O VCO irá acompanhar as variações de frequência da entrada, desde que o filtro passa-baixo esteja corretamente projetado.

As equações que ditam o comportamento dinâmico do PLL podem ser obtidas inicialmente a partir dos dois sinais de entrada do detector de fase (FD) que são: o sinal de referência x_c , que é a entrada do sistema PLL e o sinal, x_r , oriundo da saída do oscilador de tensão (VCO) como uma frequência ω_o , definidos por:

$$x_c(t) = A \sin(\omega_i t + \theta_i) \quad (\text{B.1})$$

$$x_r(t) = B \cos(\omega_o t + \theta_o) \quad (\text{B.2})$$

A saída do FD, x_m , é dada por:

$$x_m(t) = x_c(t)x_r(t) \quad (\text{B.3})$$

obtendo-se:

$$x_m(t) = ABK_m \sin(\omega_i t + \theta_i) \cos(\omega_o t + \theta_o) \quad (\text{B.4})$$

sendo: K_m um ajuste de ganho interno do FD. Usando a identidade trigonométrica:

$$2 \sin(\omega_i t + \theta_i) \cos(\omega_o t + \theta_o) = \sin((\omega_i - \omega_o)t + \theta_i + \theta_o) + \cos((\omega_i - \omega_o)t + (\theta_i - \theta_o)) \quad (\text{B.5})$$

em (B.4), obtém-se:

$$x_m(t) = \frac{ABK_m}{2} [\sin((\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \theta_o) + \cos((\omega_i - \omega_o)t + (\theta_i - \theta_o))] \quad (\text{B.6})$$

Pode-se fazer algumas considerações importantes a partir da análise da equação (B.6). A primeira diz respeito ao primeiro termo dessa equação que pode ser eliminado devido a presença de uma componente de alta frequência. Essa componente é eliminada pelo bloco LF, geralmente um filtro passa-baixo, que deve ser bem projetado para que o sistema funcione de forma harmoniosa, dessa forma, a saída do filtro LF é representada por:

$$y_m(t) = \frac{ABK_m}{2} [\cos((\omega_i - \omega_o)t + (\theta_i - \theta_o))] \quad (\text{B.7})$$

A segunda consideração é admitir que os sinais, $x_c(t)$ e $x_r(t)$, possuam a mesma frequência ($\omega_i \approx \omega_o$) e que depois de um determinado instante de tempo o sinal $x_r(t)$ se encontre em sincronismo com o sinal $x_c(t)$, então, pode-se redefini-lo por:

$$x_r(t) = B \cos(\omega_i t + \phi_o) \quad (\text{B.8})$$

comparando (B.2) com (B.8), tem-se:

$$\theta_o = (\omega_i - \omega_o)t + \phi_o \quad (\text{B.9})$$

substituindo-se (B.9) em (B.11), tem-se:

$$y_m(t) = \frac{ABK_m}{2} [\cos(\theta_i - \phi_o)] \quad (\text{B.10})$$

$$y_m(t) = K_d \cos(\theta_i - \phi_o) \quad (\text{B.11})$$

sendo: $K_d = \frac{ABK_m}{2}$.

A frequência angular instantânea $\omega_{inst}(t)$ que é uma função linear do sinal controlado $y_m(t)$ ao redor ou na periferia da frequência angular central ω_o que é definida por:

$$\begin{aligned} \omega_{inst}(t) &= \frac{d(\omega_o t + \theta_o)}{dt} \\ \omega_{inst}(t) &= \omega_o + K_{vco} y_m(t) \end{aligned} \quad (\text{B.12})$$

sendo:

$$\frac{d(\theta_o)}{dt} = K_{vco} y_m(t) \quad (\text{B.13})$$

O ganho K_{vco} é o grau de sensibilidade do VCO. A partir de (B.9), (B.11) e (B.13), tem-se:

$$\omega_i - \omega_o = K_d K_{vco} \cos(\theta_i - \phi_o) \quad (\text{B.14})$$

colocando em evidência, ϕ_o , tem-se:

$$\phi_o = \theta_i - \arccos\left(\frac{\omega_i - \omega_o}{K_d K_{vco}}\right) \quad (\text{B.15})$$

Se a diferença de frequência angular ($\omega_i - \omega_o$) for muito menor que o produto ($K_d K_{vco}$), então, tem-se: $\theta_i - \phi_o \approx \arccos 0 \approx \frac{\pi}{2}$. O que indica que o sinal do VCO fica em quadratura com o sinal de entrada quando a malha é travada. Então, tem-se:

$$\alpha_o = \phi_o + \frac{\pi}{2} \quad (\text{B.16})$$

a equação (B.11) pode ser reescrita como:

$$y_m(t) = K_d \sin(\theta_i - \alpha_o) = K_d \sin(\theta_d) \quad (\text{B.17})$$

sendo: $\theta_d = \theta_i - \alpha_o$. Quando θ_d for suficientemente pequeno, pode-se aproximar (B.17) por:

$$y_m(t) \approx K_d(\theta_d) \quad (\text{B.18})$$

Substituindo (B.15) em (B.11), obtém-se:

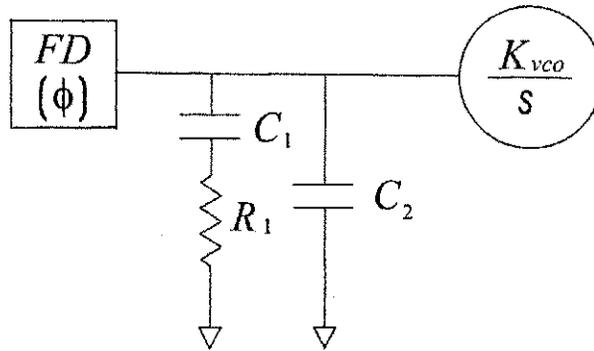
$$\omega_{inst}(t) = \omega_o + K_{vco}y_m(t) = \omega_i(t) \quad (\text{B.19})$$

Essa equação revela que a frequência instantânea é fixada numa frequência central, ω_o , e que depende de alguns parâmetros que são o K_{vco} e o $y_m(t)$. A partir dessas informações a saída do VCO irá sincronizar-se com o sinal de entrada de referência travando a malha.

O Loop Filter tem como objetivo suprir os ruídos, rejeitar as componentes de alta frequência oriundas do PD e extrair a componente contínua, que serve como informação de controle para o VCO (Hsieh e Hung, 1996) e (Kaura e Blasko, 1997). Existem uma gama de filtros que podem ser usados como LF. Pode-se utilizar filtros passa-baixa, passa-alta, passa-faixa, etc. Geralmente são empregados filtros passa-baixa para tal função. A ordem do filtro é um fator importante a ser considerado, pois é necessário buscar um compromisso entre esse fator que envolve uma queda mais acentuada na banda passante do filtro com o cálculo computacional necessário para projetar e implementar o filtro.

No projeto do filtro pode-se utilizar tanto o modelo de filtro passivo como filtro ativo (com amplificadores operacionais) para se determinar as equações que originarão a função de transferência do sistema responsável por filtrar a informação que sai do PD. Os métodos de projetos para a implementação dos filtros podem ser encontrados em (Banerjee, 2003). Com dito, pode-se encontrar várias configurações de filtros e cada qual com suas próprias características e formas de implementação. No projeto do LF do PLL implementado foi utilizado um filtro passivo de segunda ordem, Fig. B.2.

A função de transferência do filtro passa-baixo de segunda ordem apresentado na Fig. B.2 é dada por:



Filtro de 2º ordem

Figura B.2: Loop Filter

$$Z(s) = \frac{1 + s \cdot C_1 \cdot R_1}{s \cdot (C_1 + C_2) \cdot (1 + s \cdot \frac{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1}{C_1 + C_2})} = \frac{1 + s \cdot \tau_2}{s \cdot A_0 \cdot (1 + s \cdot \tau_1)} \quad (\text{B.20})$$

sendo:

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{R_1 \cdot C_1 \cdot C_2}{A_0} \\ \tau_2 &= R_1 \cdot C_1 \\ A_0 &= C_1 + C_2 \end{aligned} \quad (\text{B.21})$$

se $C_1 \gg C_2$, a função de transferência pode ser reduzida numa função de primeira ordem. A função de transferência em malha fechada do LP, obtida a partir de (B.20), é dada por:

$$FT_{mf}(s) = \frac{1 + s \cdot \tau_2}{s^2 \cdot (\tau_1 A_0) + s \cdot (A_0 + \tau_2) + 1} \quad (\text{B.22})$$

O projeto do filtro (LF) foi implementado considerando a função de transferência de malha fechada para uma frequência de corte próxima de 60Hz ($\approx 377\text{rad/seg}$). As respostas do sistema podem ser observadas na Fig. B.3. Na Fig. B.3(a) tem-se a resposta do LF em malha fechada, B.3(b) tem-se a resposta do LF em malha aberta, B.3(c) tem-se a resposta do sistema completo em malha fechada e em B.3(d) tem-se a resposta do sistema completo quando submetido a uma resposta ao degrau, nessa figura, observa-se que o tempo que o sistema entra em regime ou estabiliza que é em torno de 0.06 a 0.08 segundos.

Na Fig. B.4 tem-se os sinais de entrada e saída do PLL, respectivamente, x_c e x_r . Em B.4(a) tem os dois sinais defasados de $\frac{\pi}{2}$, que é o defasamento imposto na saída do VCO,

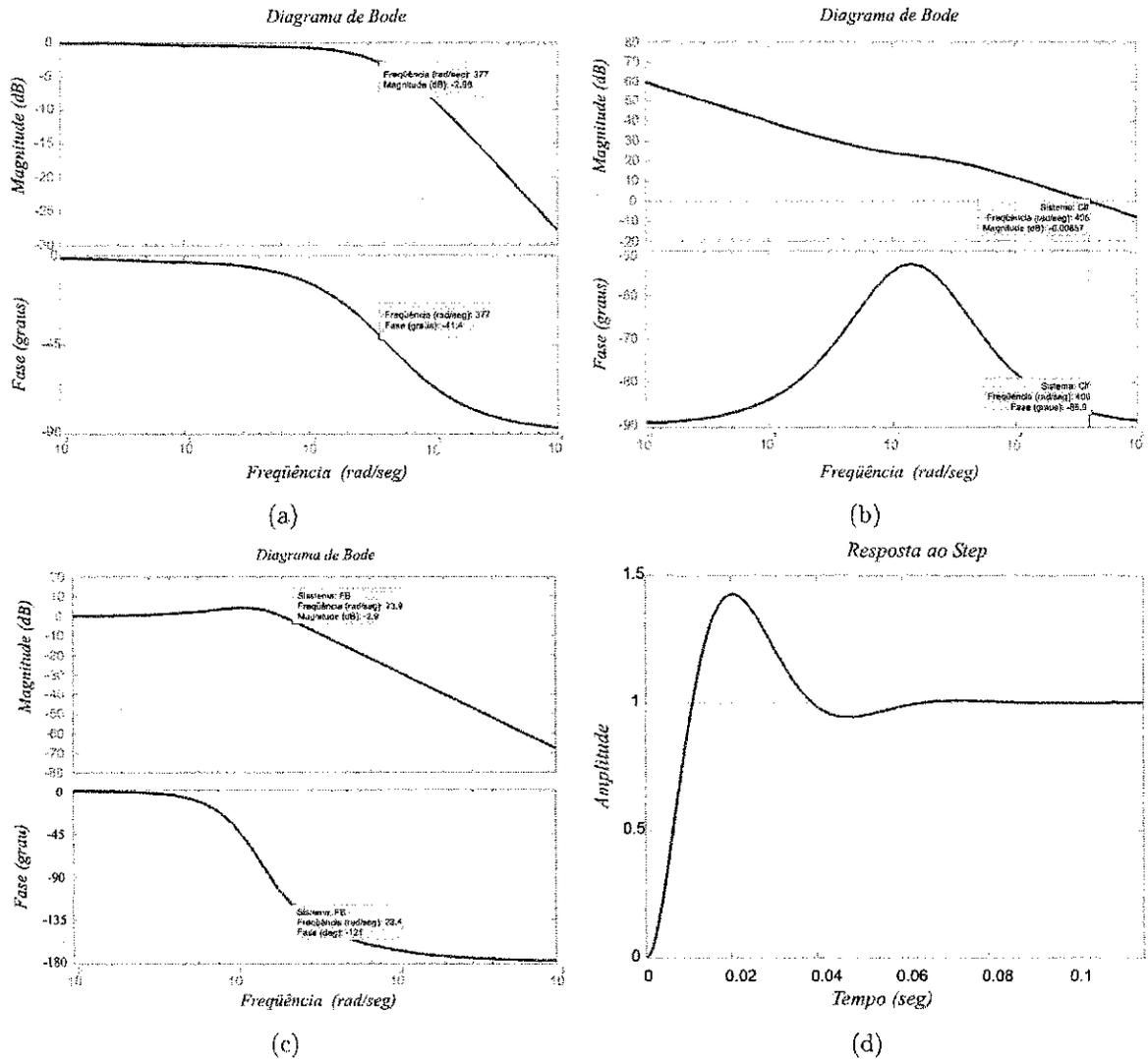


Figura B.3: Diagrama de Bode do LF em malha fechada (a), do LF em malha aberta (b), do sistema completo em malha fechada (c) e da resposta a um degrau do sistema completo em malha fechada.

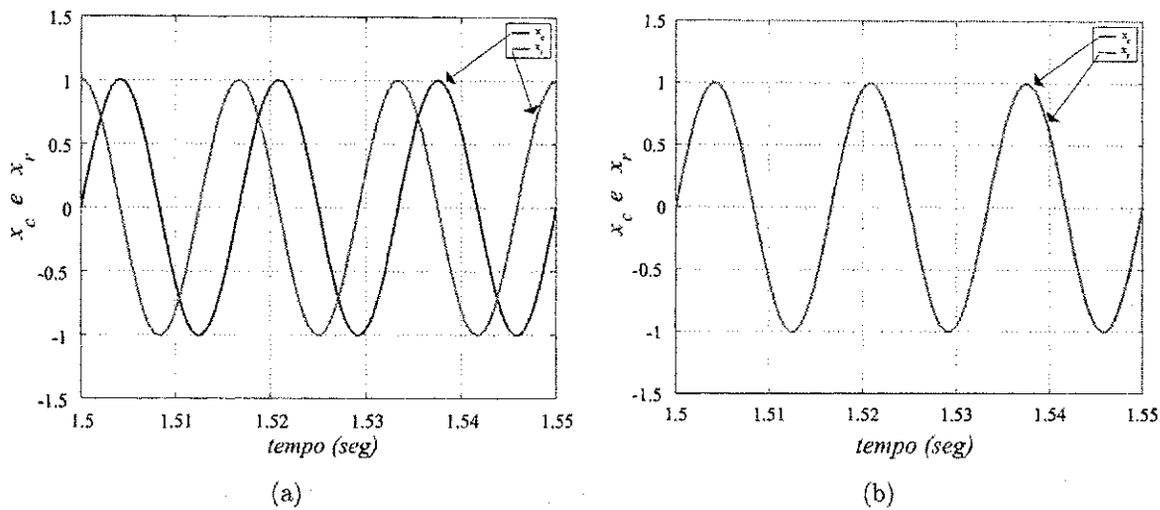


Figura B.4: Sinal de entrada e saída sincronizados: (a) Sem correção $\pi/2$ e (b) Com correção $\pi/2$.

ou seja, a saída do PLL sincroniza com a entrada com um ângulo igual a $\frac{\pi}{2}$ (rad/seg). Em B.4(b) observa-se o mesmo resultado, porém com a correção da defasagem imposta pela saída do VCO em $\frac{\pi}{2}$, então, tem-se os dois sinais sobrepostos.

O grande mérito do PLL é que ele consegue gerar uma réplica limpa e quase sem ruído de um sinal misturado com ruído, interferências, com tremor de fase e até mesmo com cortes de curta duração. Portanto, o PLL permite reconstituir ou recondicionar sinais deteriorados pelo ruído, ou ainda, separar um determinado sinal no meio de muitos outros (Kaura e Blasko, 1997) e (Hsieh e Hung, 1996).

C

Resolução das equações para as análises de regime permanente

Neste apêndice são mostradas as deduções das soluções de regime permanente para os filtros ativos universais, para controle do fator de potência e para a regulação de tensão da carga. Para a obtenção da solução de regime permanente, obtêm-se as equações complexas e aplicam-se condições de contorno que determinam o comportamento do modelo do sistema. Nas análises, são consideradas as componentes fundamentais de tensão e corrente. As análises dos circuitos de regime permanente foram feitas em módulos, ou seja, analisou-se os circuitos em partes. Cada uma das seções seguintes trata do filtro ativo universal - com ou sem transformador - lado série ou paralelo.

A resolução consistirá em determinar as potências P_e e P_h em função de I_g , somar estas duas expressões e igualá-las a zero. O valor da tensão na carga é conhecido, uma vez que o valor da amplitude de tensão da carga é mantido constante em um valor desejado. A fase da tensão na carga δ_l é variada, visando-se conhecer o comportamento do circuito em função desta. As equações são escritas na forma fasorial, diretamente das leis de Kirchoff. Estas equações devem ser resolvidas segundo as condições de contorno do filtro ativo universal, que são as seguintes:

$$e_{gd} = V_g \quad (\text{C.1})$$

$$e_{gq} = 0 \quad (\text{C.2})$$

$$I_{gd} = I_g \cos(\theta_g) \quad (\text{C.3})$$

$$I_{gq} = I_g \sin(\theta_g) \quad (\text{C.4})$$

$$0 = P_e + P_h \quad (\text{C.5})$$

C.1 Filtro ativo universal - sem transformador - lado série

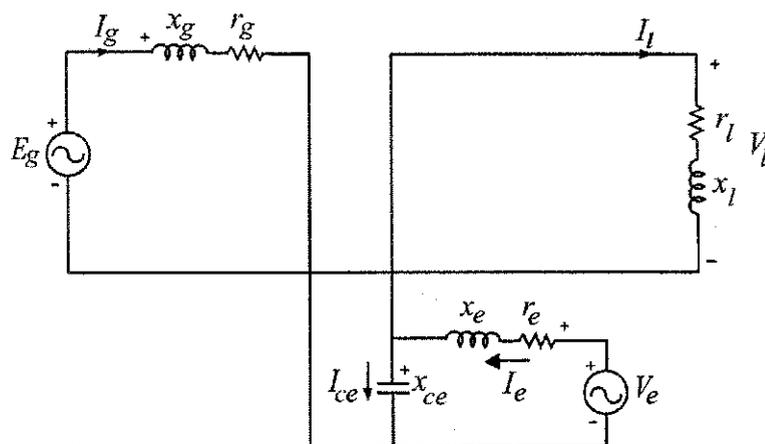


Figura C.1: Circuito de regime permanente do filtro ativo universal - sem transformador - lado série.

A partir do modelo Fig. C.1, pode-se verificar o comportamento do filtro universal - sem transformador - lado série mediante a análise das equações do circuito, tais equações são obtidas diretamente das Leis de Kirchoff e são dadas por:

$$\mathbf{E}_g = \mathbf{Z}_g \mathbf{I}_g + \mathbf{Z}_{ce} \mathbf{I}_{ce} + \mathbf{V}_l \quad (\text{C.6})$$

$$\mathbf{V}_e = \mathbf{Z}_e \mathbf{I}_e + \mathbf{V}_{ce} \quad (\text{C.7})$$

$$\mathbf{I}_e = \mathbf{I}_{ce} + \mathbf{I}_g \quad (\text{C.8})$$

Reescrevendo as equação (C.6), tem-se:

$$e_{gd} + je_{gq} = (r_g + jx_g)(i_{gd} + ji_{gq}) - j\frac{1}{x_{ce}} [(i_{ced} + ji_{ceq})] + v_{ld} + jv_{lq} \quad (C.9)$$

resolvendo essa equação separando sua parte real e imaginária e evidenciando-a em i_{ced} e i_{ceq} , obtêm-se:

$$i_{ced} = k_{e1}I_g + A_e \quad (C.10)$$

$$i_{ceq} = k_{e2}I_g + B_e \quad (C.11)$$

sendo:

$$k_{e1} = -r_g x_{ce} \cos(\theta_g) + x_g x_{ce} \sin(\theta_g) \quad (C.12)$$

$$k_{e2} = r_g x_{ce} \sin(\theta_g) + x_g x_{ce} \cos(\theta_g) \quad (C.13)$$

e

$$A_e = x_{ce}V_g - x_{ce}v_{ld} \quad (C.14)$$

$$B_e = x_{ce}v_{lq} \quad (C.15)$$

Para a equação (C.8), têm-se as partes real e imaginária dadas por:

$$i_{ed} = i_{ced} + i_{gd} \quad (C.16)$$

$$i_{eq} = i_{ceq} + i_{gq} \quad (C.17)$$

substituindo (C.10) e(C.1) em (C.16) e (C.11) e (C.2) em (C.17), obtêm-se:

$$i_{ed} = k_{e3}I_g + B_e \quad (C.18)$$

$$i_{eq} = k_{e4}I_g + A_e \quad (C.19)$$

sendo:

$$k_{e3} = k_{e2} + \cos(\theta_g) \quad (C.20)$$

$$k_{e4} = k_{e1} + \sin(\theta_g) \quad (C.21)$$

Reescrevendo as equação (C.7), obtêm-se:

$$v_{ed} + jv_{eq} = (r_e + jx_e)(i_{ed} + ji_{eq}) + j\frac{1}{x_{ce}} ((i_{ced} + ji_{ceq})) + v_{ld} + jv_{lq} \quad (C.22)$$

separando as partes reais e imaginárias e evidenciando v_{ed} e v_{eq} , obtêm-se:

$$v_{ed} = r_e i_{ed} - x_e i_{eq} - \frac{1}{x_{ce}} i_{ceq} \quad (C.23)$$

$$v_{eq} = r_e i_{eq} + x_e i_{ed} + \frac{1}{x_{ce}} i_{ced} \quad (C.24)$$

substituindo (C.18), (C.19) e (C.11) em (C.23) e (C.19), (C.18) e (C.10) em (C.24), têm-se:

$$v_{ed} = k_{e5} I_g + C_e \quad (C.25)$$

$$v_{eq} = k_{e6} I_g + D_e \quad (C.26)$$

sendo:

$$k_{e5} = k_{e3} r_e - k_{e4} x_e - \frac{1}{x_{ce}} k_{e1} \quad (C.27)$$

$$k_{e6} = k_{e4} r_e + k_{e3} x_e + \frac{1}{x_{ce}} k_{e2} \quad (C.28)$$

e

$$C = B_e r_e - A_e x_e - \frac{1}{x_{ce}} A_e \quad (C.29)$$

$$D = A_e r_e + B_e x_e + \frac{1}{x_{ce}} B_e \quad (C.30)$$

Pode-se achar o valor da potência ativa do filtro série em função do módulo da corrente da fonte I_g . Por definição a potência ativa é dada por:

$$P_e = v_{ed} i_{ed} + v_{eq} i_{eq} \quad (C.31)$$

substituindo (C.18), (C.19), (C.23) e (C.24) em (C.31), obtêm-se:

$$P_e = k_{ee1} I_g^2 + k_{ee2} I_g + k_{ee3} \quad (C.32)$$

sendo:

$$k_{ee1} = k_{e5} k_{e3} + k_{e6} k_{e4} \quad (C.33)$$

$$k_{ee2} = k_{e5} B_e + k_{e3} C_e + k_{e6} A_e + k_{e4} D_e \quad (C.34)$$

$$k_{ee3} = B_e C_e + A_e D_e \quad (C.35)$$

C.2 Filtro ativo universal - com transformador - lado série

Pode-se verificar o comportamento do filtro universal - com transformador - lado série a partir da análise das equações do circuito apresentado na Fig. C.2, tais equações são obtidas diretamente das Leis de Kirchoff e são dadas por:

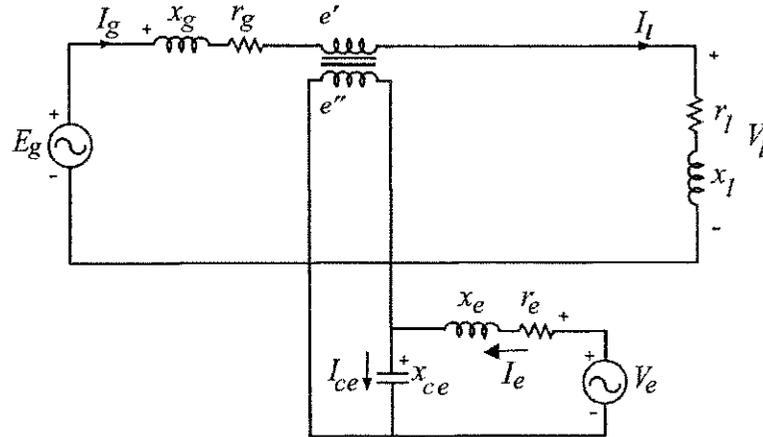


Figura C.2: Circuito de regime permanente do filtro ativo universal - com transformador - lado série.

$$\mathbf{E}_g = \mathbf{Z}_g \mathbf{I}_g + \mathbf{Z}'_e \mathbf{I}_g + \mathbf{Z}_m \mathbf{I}''_e + \mathbf{V}_l \quad (\text{C.36})$$

$$\mathbf{V}'_e = \mathbf{Z}'_e \mathbf{I}_g + \mathbf{Z}_m \mathbf{I}''_e \quad (\text{C.37})$$

$$\mathbf{V}_e = \mathbf{Z}_e \mathbf{I}_e + \mathbf{V}''_e \quad (\text{C.38})$$

$$\mathbf{I}_e = \mathbf{I}_{ce} + \mathbf{I}''_e \quad (\text{C.39})$$

Reescrevendo as equação (C.36) na forma fasorial, tem-se:

$$e_{gd} + j e_{gq} = (r_g + j x_g)(i_{gd} + j i_{gq}) + (r'_e + j x'_e)(i_{gd} + j i_{gq}) - j x_m(i''_{ed} + j i''_{eq}) + v_{ld} + j v_{lq} \quad (\text{C.40})$$

resolvendo essa equação separando a parte real e imaginária e evidenciando os termos i''_{ed} e i''_{eq} , obtêm-se:

$$i''_{ed} = k_{e1} I_g + A_e \quad (\text{C.41})$$

$$i''_{eq} = k_{e2} I_g + B_e \quad (\text{C.42})$$

sendo:

$$k_{e1} = -\frac{1}{x_m} [(x'_e + x_g) \cos(\theta_g) + (r'_e + r_g) \sin(\theta_g)] \quad (C.43)$$

$$k_{e2} = \frac{1}{x_m} [(r'_e + r_g) \cos(\theta_g) - (x'_e + x_g) \sin(\theta_g)] \quad (C.44)$$

e

$$A_e = -\frac{1}{x_m} v_{lq} \quad (C.45)$$

$$B_e = \frac{1}{x_m} (v_{ld} - V_g) \quad (C.46)$$

A tensão V_e'' é dada por:

$$v_{ed}'' + jv_{eq}'' = (r_e'' + jx_e'')(i_{ed}'' + ji_{eq}'') + jx_m(i_{gd} + ji_{gq}) \quad (C.47)$$

separando as partes reais e imaginárias para se determinar v_{ed} e v_{eq} , obtêm-se:

$$v_{ed}'' = r_e'' i_{ed}'' - x_e'' i_{eq}'' - x_m i_{gq} \quad (C.48)$$

$$v_{eq}'' = x_e'' i_{ed}'' + r_e'' i_{eq}'' + x_m i_{gd} \quad (C.49)$$

substituindo (C.41), (C.42) e (C.4) em (C.48) e (C.41), (C.41) e (C.3) em (C.49), têm-se:

$$v_{ed}'' = k_{e3} I_g + C_e \quad (C.50)$$

$$v_{eq}'' = k_{e4} I_g + D_e \quad (C.51)$$

sendo:

$$k_{e3} = k_{e1} r_e'' + k_{e2} x_e'' - x_m \sin(\theta_g) \quad (C.52)$$

$$k_{e4} = k_{e1} x_e'' + k_{e2} r_e'' + x_m \cos(\theta_g) \quad (C.53)$$

e

$$C_e = A_e r_e'' - B_e x_e'' \quad (C.54)$$

$$D_e = A_e x_e'' + B_e r_e'' \quad (C.55)$$

Da expressão da corrente em (C.39), obtêm-se:

$$i_e = i_e'' + i_{ce} \quad (C.56)$$

$$i_e = i_e'' + \frac{v_e''}{z_{ce}} \quad (C.57)$$

ou

$$i_e = i_e'' - jy_{ce}v_e'' \quad (C.58)$$

separando a parte real e imaginária, têm-se:

$$i_{ed} = i_{ed}'' - y_{ce}v_{eq}'' \quad (C.59)$$

$$i_{eq} = i_{eq}'' + y_{ce}v_{ed}'' \quad (C.60)$$

substituindo (C.41) e (C.51) em (C.59) e (C.42) e (C.51) em (C.60), têm-se:

$$i_{ed} = k_{e5}I_g + E_e \quad (C.61)$$

$$i_{eq} = k_{e6}I_g + F_e \quad (C.62)$$

sendo:

$$k_{e5} = k_{e1} - y_{ce}k_{e4} \quad (C.63)$$

$$k_{e6} = k_{e2} + y_{ce}k_{e3} \quad (C.64)$$

e

$$E_e = A_e - y_{ce}D_e \quad (C.65)$$

$$F_e = B_e + y_{ce}C_e \quad (C.66)$$

A tensão gerada pelo conversor série é obtida a partir da equação (C.38). Na forma fasorial, tem-se:

$$v_{ed} + jv_{eq} = (r_e + jx_e)(i_{ed} + ji_{eq}) + v_{ed}'' + jv_{eq}'' \quad (C.67)$$

separando a parte real e imaginária, têm-se:

$$v_{ed} = r_e i_{ed} - x_e i_{eq} + v_{ed}'' \quad (C.68)$$

$$v_{eq} = r_e i_{eq} + x_e i_{ed} + v_{eq}'' \quad (C.69)$$

substituindo (C.61), (C.62) e (C.50) em (C.68) e (C.61), (C.62) e (C.51) em (C.69), têm-se:

$$v_{ed} = k_{e7}I_g + G_e \quad (C.70)$$

$$v_{eq} = k_{e8}I_g + H_e \quad (C.71)$$

sendo:

$$k_{e7} = k_{e5}r_e - k_{e6}x_e + k_{e3} \quad (\text{C.72})$$

$$k_{e4} = k_{e6}r_e + k_{e5}x_e + k_{e4} \quad (\text{C.73})$$

e

$$G_e = E_e r_e - F_e x_e + C_e \quad (\text{C.74})$$

$$H_e = F_e r_e + E_e x_e + D_e \quad (\text{C.75})$$

Pode-se achar o valor da potência ativa do filtro série com transformador em função do módulo da corrente da fonte I_g . Por definição a potência ativa é dada por:

$$P_e = v_{ed}i_{ed} + v_{eq}i_{eq} \quad (\text{C.76})$$

substituindo (C.61), (C.62), (C.70) e (C.70) em (C.76), obtêm-se:

$$P_e = k_{ee1}I_g^2 + k_{ee2}I_g + k_{ee3} \quad (\text{C.77})$$

sendo:

$$k_{ee1} = k_{e7}k_{e5} + k_{e8}k_{e6} \quad (\text{C.78})$$

$$k_{ee2} = k_{e7}E_e + k_{e5}G_e + k_{e8}F_e + k_{e8}H_e \quad (\text{C.79})$$

$$k_{ee3} = G_e F_e + H_e F_e \quad (\text{C.80})$$

C.3 Filtro ativo universal - sem transformador - lado paralelo

A partir do modelo Fig. C.3, pode-se verificar o comportamento do filtro universal - sem transformador - lado paralelo mediante a análise das equações do circuito, tais equações são obtidas diretamente das Leis de Kirchoff e são dadas por:

$$\mathbf{V}_h = \mathbf{Z}_h \mathbf{I}_h + \mathbf{V}_l \quad (\text{C.81})$$

$$\mathbf{I}_h = \mathbf{I}_l + \mathbf{I}_{ch} - \mathbf{I}_g \quad (\text{C.82})$$

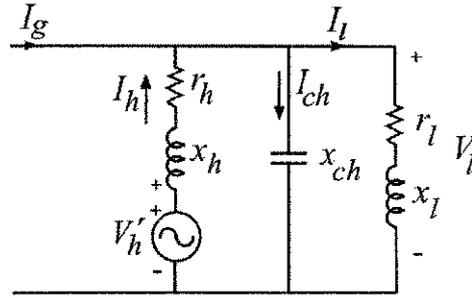


Figura C.3: Circuito de regime permanente do filtro ativo universal - sem transformador - lado paralelo.

Reescrevendo a equação (C.82) na forma fasorial, tem-se:

$$i_{hd} + ji_{hq} = -(i_{gd} + ji_{gq}) + jy_{ch}(v_{ld} + jv_{lq}) + (a_l + jb_l)(v_{ld} + jv_{lq}) \quad (C.83)$$

separando as partes reais e imaginárias, obtêm-se:

$$i_{hd} = -i_{gd} + a_l v_{ld} + (-y_{ch} - b_l)v_{lq} \quad (C.84)$$

$$i_{hq} = -i_{gq} + a_l v_{lq} + (y_{ch} + b_l)v_{ld} \quad (C.85)$$

sendo:

$$a_l = \frac{r_l}{r_l^2 + x_l^2} \quad (C.86)$$

$$b_l = \frac{x_l}{r_l^2 + x_l^2} \quad (C.87)$$

$$y_{ch} = \frac{1}{z_{ch}} \quad (C.88)$$

reescrevendo (C.84) e (C.85), têm-se:

$$i_{hd} = -I_g \cos(\theta_g) + A_h \quad (C.89)$$

$$i_{hq} = -I_g \sin(\theta_g) + B_h \quad (C.90)$$

sendo:

$$A_h = a_l v_{ld} + (-y_{ch} - b_l)v_{lq} \quad (C.91)$$

$$B_h = a_l v_{lq} + (y_{ch} + b_l)v_{ld} \quad (C.92)$$

Para uma carga modelada como fonte de corrente, a equação (C.83) é modificada para:

$$i_{hd} + ji_{hq} = -(i_{gd} + ji_{gq}) + jy_{ch}(v_{ld} + jv_{lq}) + (i_{ld} + ji_{lq}) \quad (C.93)$$

separando as partes reais e imaginárias, obtêm-se:

$$i_{hd} = -i_{gd} + i_{ld} - y_{ch}v_{lq} \quad (\text{C.94})$$

$$i_{hq} = -i_{gq} + i_{lq} + y_{ch}v_{ld} \quad (\text{C.95})$$

reescrevendo, têm-se:

$$i_{hd} = -I_g \cos(\theta_g) + A_h \quad (\text{C.96})$$

$$i_{hq} = -I_g \sin(\theta_g) + B_h \quad (\text{C.97})$$

sendo:

$$A_h = i_{ld} - y_{ch}v_{lq} \quad (\text{C.98})$$

$$B_h = i_{lq} + y_{ch}v_{ld} \quad (\text{C.99})$$

A tensão gerada pelo conversor série é obtida a partir da equação (C.81). Na forma fasorial, tem-se:

$$v_{hd} + jv_{hq} = (r_h + jx_h)(i_{hd} + ji_{hq}) + v_{ld} + jv_{lq} \quad (\text{C.100})$$

separando a parte real e imaginária, têm-se:

$$v_{hd} = r_h i_{hd} - x_h i_{hq} + v_{ld} \quad (\text{C.101})$$

$$v_{hq} = r_h i_{hq} + x_h i_{hd} + v_{lq} \quad (\text{C.102})$$

substituindo (C.89) e (C.91) em (C.101) e (C.102) ou (C.96) e (C.98) em (C.101) e (C.102), obtêm-se:

$$v_{hd} = k_{h1}I_g + C_h \quad (\text{C.103})$$

$$v_{hq} = k_{h2}I_g + D_h \quad (\text{C.104})$$

sendo:

$$k_{h1} = -r_h \cos(\theta_g) + x_h \sin(\theta_g) \quad (\text{C.105})$$

$$k_{h2} = -r_h \sin(\theta_g) - x_h \cos(\theta_g) \quad (\text{C.106})$$

e

$$C_h = A_h r_h - B_h x_h + v_{ld} \quad (\text{C.107})$$

$$D_h = B_h r_h + A_h x_h + v_{lq} \quad (\text{C.108})$$

O cálculo da potência para o conversor paralelo é dado por:

$$P_h = v_{hd}i_{hd} + v_{hq}i_{hq} \quad (\text{C.109})$$

substituindo (C.89), (C.91), (C.103) e (C.104) em (C.109), obtêm-se:

$$P_h = k_{hh1}I_g^2 + k_{hh2}I_g + k_{hh3} \quad (\text{C.110})$$

sendo:

$$k_{hh1} = -k_{h1} \cos(\theta_g) - k_{h2} \sin(\theta_g) \quad (\text{C.111})$$

$$k_{hh2} = k_{h1}A_h - C_h \cos(\theta_g) + k_{h2}B_h - D_h \sin(\theta_g) \quad (\text{C.112})$$

$$k_{hh3} = A_h C_h + B_h D_h \quad (\text{C.113})$$

C.4 Filtro ativo universal - com transformador - lado paralelo

Pode-se verificar o comportamento do filtro universal - com transformador - lado paralelo a partir da análise das equações do circuito apresentado na Fig. C.4, tais equações são obtidas diretamente das Leis de Kirchoff e são dadas por:

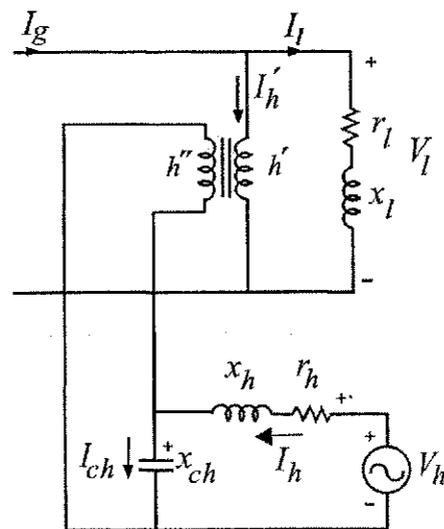


Figura C.4: Circuito de regime permanente do filtro ativo universal - com transformador - lado paralelo.

$$\mathbf{I}'_h = \mathbf{I}_l - \mathbf{I}_g \quad (\text{C.114})$$

$$\mathbf{V}_l = \mathbf{Z}'_h \mathbf{I}'_h - \mathbf{Z}_m \mathbf{I}_h \quad (\text{C.115})$$

$$\mathbf{V}''_h = \mathbf{Z}''_h \mathbf{I}''_h - \mathbf{Z}_m \mathbf{I}'_h \quad (\text{C.116})$$

$$\mathbf{I}_h = \mathbf{I}''_h + \mathbf{I}_{ch} \quad (\text{C.117})$$

$$\mathbf{V}_h = \mathbf{Z}_h \mathbf{I}_h + \mathbf{V}''_h \quad (\text{C.118})$$

Reescrevendo a equação (C.114) na forma fasorial, tem-se:

$$i'_{hd} + j i'_{hq} = -(i_{gd} + j i_{gq}) + (a_l + j b_l)(v_{ld} + j v_{lq}) \quad (\text{C.119})$$

separando as partes reais e imaginárias, obtêm-se:

$$i'_{hd} = -i_{gd} + a_l v_{ld} - b_l v_{lq} \quad (\text{C.120})$$

$$i'_{hq} = -i_{gq} + a_l v_{lq} + b_l v_{ld} \quad (\text{C.121})$$

sendo:

$$a_l = \frac{r_l}{r_l^2 + x_l^2} \quad (\text{C.122})$$

$$b_l = \frac{x_l}{r_l^2 + x_l^2} \quad (\text{C.123})$$

reescrevendo (C.87) e (C.88), têm-se:

$$i'_{hd} = -I_g \cos(\theta_g) + A_h \quad (\text{C.124})$$

$$i'_{hq} = -I_g \sin(\theta_g) + B_h \quad (\text{C.125})$$

sendo:

$$A_h = a_l v_{ld} - b_l v_{lq} \quad (\text{C.126})$$

$$B_h = a_l v_{lq} + b_l v_{ld} \quad (\text{C.127})$$

Para uma carga modelada como fonte de corrente, a equação (C.83) é modificada para:

$$i'_{hd} + j i'_{hq} = -(i_{gd} + j i_{gq}) + (i_{ld} + j i_{lq}) \quad (\text{C.128})$$

separando as partes reais e imaginárias, obtêm-se:

$$i'_{hd} = -i_{gd} + i_{ld} \quad (\text{C.129})$$

$$i'_{hq} = -i_{gq} + i_{lq} \quad (\text{C.130})$$

reescrevendo, têm-se:

$$i'_{hd} = -I_g \cos(\theta_g) + A_h \quad (\text{C.131})$$

$$i'_{hq} = -I_g \sin(\theta_g) + B_h \quad (\text{C.132})$$

sendo:

$$A_h = i_{ld} \quad (\text{C.133})$$

$$B_h = i_{lq} \quad (\text{C.134})$$

Reescrevendo a expressão (C.115), têm-se:

$$v_{ld} + jv_{lq} = (r'_h + jx'_h)(i'_{hd} + ji'_{hq}) - jx_m(i''_{hd} + ji''_{hq}) \quad (\text{C.135})$$

separando a parte real e imaginária, obtêm-se:

$$v_{ld} = r'_h i'_{hd} - x'_h i'_{hq} - x'_m i''_{hq} \quad (\text{C.136})$$

$$v_{lq} = r'_h i'_{hq} + x'_h i'_{hd} + x'_m i''_{hd} \quad (\text{C.137})$$

substituindo (C.124) e (C.125) em (C.136) e (C.137) ou (C.131) e (C.132) em (C.136) e (C.137), e colocando i''_{hd} e i''_{hq} , têm-se:

$$i''_{hd} = k_{h1} I_g + C_h \quad (\text{C.138})$$

$$i''_{hq} = k_{h2} I_g + D_h \quad (\text{C.139})$$

sendo:

$$k_{h1} = -\frac{r'_h}{x_m} \cos(\theta_g) + \frac{x'_h}{x_m} \sin(\theta_g) \quad (\text{C.140})$$

$$k_{h2} = \frac{r'_h}{x_m} \sin(\theta_g) + \frac{x'_h}{x_m} \cos(\theta_g) \quad (\text{C.141})$$

e

$$C_h = A_h \frac{r'_h}{x_m} - B_h \frac{x'_h}{x_m} - \frac{1}{x_m} v_{ld} \quad (\text{C.142})$$

$$D_h = -B_h \frac{r'_h}{x_m} - A_h \frac{x'_h}{x_m} + \frac{1}{x_m} v_{lq} \quad (\text{C.143})$$

Reescrevendo a equação (C.116), tem-se:

$$v''_{hd} + jv''_{hq} = (r''_h + jx''_h)(i''_{hd} + ji''_{hq}) - jx_m(i'_h + ji'_h) \quad (C.144)$$

separando a parte real e imaginária, obtêm-se:

$$v''_{hd} = r''_h i''_{hd} - x''_h i''_{hq} + x_m i'_{hq} \quad (C.145)$$

$$v''_{hq} = r''_h i''_{hq} + x''_h i''_{hd} - x_m i'_{hd} \quad (C.146)$$

substituindo (C.138), (C.139) e (C.125) em (C.145) e (C.138), (C.139) e (C.124) em (C.146), têm-se:

$$v''_{hd} = k_{h3} I_g + E_h \quad (C.147)$$

$$v''_{hq} = k_{h4} I_g + F_h \quad (C.148)$$

sendo:

$$k_{h3} = k_{h1} r''_h - k_{h2} x''_h - x_m \sin(\theta_g) \quad (C.149)$$

$$k_{h4} = k_{h2} r''_h + k_{h1} x''_h + x_m \cos(\theta_g) \quad (C.150)$$

e

$$E_h = C_h r''_h - D_h x''_h + B_h x_m \quad (C.151)$$

$$F_h = D_h r''_h + C_h x''_h - A_h x_m \quad (C.152)$$

Da expressão da corrente em (C.117), obtêm-se:

$$i_h = i''_h + i_{ch} \quad (C.153)$$

$$i_h = i''_h + \frac{v''_h}{z_{ch}} \quad (C.154)$$

ou

$$i_h = i''_h - jy_{ch} v''_h \quad (C.155)$$

separando a parte real e imaginária, têm-se:

$$i_{hd} = i''_{hd} - y_{ch} v''_{hq} \quad (C.156)$$

$$i_{hq} = i''_{hq} + y_{ch} v''_{hd} \quad (C.157)$$

substituindo (C.138) e (C.148) em (C.156) e (C.139) e (C.147) em (C.157), têm-se:

$$i_{hd} = k_{h5}I_g + G_h \quad (\text{C.158})$$

$$i_{hq} = k_{h6}I_g + H_h \quad (\text{C.159})$$

sendo:

$$k_{h5} = k_{h1} - y_{ch}k_{h4} \quad (\text{C.160})$$

$$k_{h6} = k_{h2} + y_{ch}k_{h3} \quad (\text{C.161})$$

e

$$G_h = C_h - y_{ch}F_h \quad (\text{C.162})$$

$$H_h = B_h + y_{ch}E_h \quad (\text{C.163})$$

A tensão gerada pelo conversor série é obtida a partir da equação (C.85). Dessa forma, têm-se:

$$v_{hd} + jv_{hq} = (r_h + jx_h)(i_{hd} + ji_{hq}) + v''_{hd} + jv''_{hq} \quad (\text{C.164})$$

separando a parte real e imaginária, têm-se:

$$v_{hd} = r_h i_{hd} - x_h i_{hq} + v''_{hd} \quad (\text{C.165})$$

$$v_{hq} = r_h i_{hq} + x_h i_{hd} + v''_{hq} \quad (\text{C.166})$$

substituindo (C.158), (C.159) e (C.147) em (C.165) e (C.158), (C.159) e (C.148) em (C.166), obtêm-se:

$$v_{hd} = k_{h7}I_g + I_h \quad (\text{C.167})$$

$$v_{hq} = k_{h8}I_g + J_h \quad (\text{C.168})$$

sendo:

$$k_{h7} = k_{h5}r_h - k_{h6}x_h + k_{h3} \quad (\text{C.169})$$

$$k_{h8} = k_{h6}r_h + k_{h6}x_h + k_{h4} \quad (\text{C.170})$$

e

$$I_h = G_h r_h - H_h x_h + E_h \quad (\text{C.171})$$

$$J_h = H_h r_h + G_h x_h + F_h \quad (\text{C.172})$$

O cálculo da potência para o conversor paralelo é dado por:

$$P_h = v_{hd}i_{hd} + v_{hq}i_{hq} \quad (\text{C.173})$$

substituindo (C.158), (C.159), (C.167) e (C.168) em (C.173), obtêm-se:

$$P_h = k_{hh1}I_g^2 + k_{hh2}I_g + k_{hh3} \quad (\text{C.174})$$

sendo:

$$k_{hh1} = k_{h7}k_{h5} + k_{h8}k_{h6} \quad (\text{C.175})$$

$$k_{hh2} = k_{h7}G_h + k_{h5}I_h + k_{h8}H_h + k_{h6}J_h \quad (\text{C.176})$$

$$k_{hh3} = G_hI_h + H_hJ_h \quad (\text{C.177})$$

A obtenção da equação final para a resolução da condição de contorno dos sistemas apresentados é feita a partir da determinação das potências P_e e P_h em função de I_g . Depois de determinar essas duas expressões deve-se somá-las e igualá-las a zero. Dessa forma, obtém-se uma equação de segunda ordem cuja resolução analítica é alcançada de forma simples, tendo-se:

$$P_e + P_h = 0 \quad (\text{C.178})$$

Sabendo-se que a variável de resolução do problema é uma grandeza absoluta, a resposta válida será conseguida no subespaço \Re^+ .

D

Plataforma de desenvolvimento experimental

A plataforma de desenvolvimento experimental utilizada para a obtenção dos resultados experimentais apresentados ao longo deste texto foi desenvolvida no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM-DEE-UFCG).

A montagem é constituída pelos seguintes itens:

- Um microcomputador equipado com placas dedicadas, afim de se gerar os sinais de controle;
- Doze sensores, sendo seis de corrente e seis sensores de tensão;
- Placa de aquisição de dados;
- Dois conversores estáticos de três braços cada um;
- Placas de interface entre o microcomputador e os *drives*;
- Um variador de tensão de 4.5kVA.

O esquema elétrico visto na Fig. D.1 mostra as ligações entre as partes que formam a plataforma desenvolvida para o trabalho proposto.

A descrição detalhada de cada item mencionado acima é enumerado em seguida:

1. As placas utilizadas para a geração dos sinais de controle são denominadas placas multi-função, e além de possuir três A/D's, compreende dois temporizadores (CI: 8254) e duas PPI's - *Interface Paralela Programável* (CI: 8255).
2. Tanto a medição de corrente quanto a medição de tensão são realizados utilizando sensores de efeito Hall (LA 25-P). A medição da tensão é realizada com o uso de um resistor de potência utilizado para limitar a corrente na entrada do sensor. Os sensores usados neste trabalho, além de fornecer medições precisas, têm a capacidade de medir sinais em uma ampla faixa de frequência, indo de corrente ou tensão CC até sinais de 300KHz. O sensor possui isolamento galvânica entre os circuitos de alta e baixa potência.
3. A placa de aquisição de dados é composta por doze conversores A/D (AD 1674), com palavra de dados de 12 BIT's. O tempo de conversão utilizado foi de $8\mu s$. Configurou-se as placas de aquisição de dados para operar com sinal bipolar de $\pm 10V$.
4. São utilizados dois conversores estáticos compostos por seis chaves do tipo IGBT e três *drives* (SKHI23 - Semikron) cada um, além de quatro capacitores de $2200\mu F$ que constituem o barramento capacitivo. Os *drives* recebem os sinais de comando das chaves, a partir das placas de interface, como será mencionado em seguida. Com o *drive* é possível selecionar, através de resistores, o tempo morto desejado, para os resultados obtidos neste trabalho utilizou-se um tempo morto de $1,3\mu s$.
5. As placas de interface entre o microcomputador e os *drives* foram desenvolvidas especificamente para esta plataforma. A placa de interface recebe os sinais *PWM* da placa multi-função, a partir do qual se implementa o sinal *PWM* simétrico (pulso-centrado)

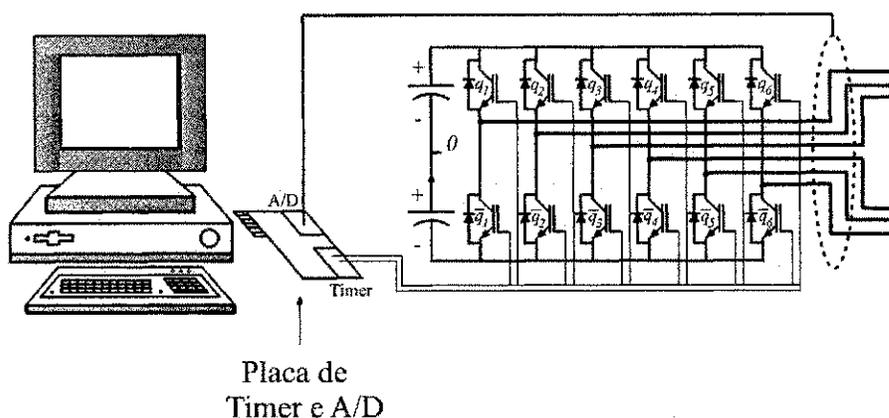


Figura D.1: Diagrama elétrico da plataforma de desenvolvimento experimental

através de uma lógica utilizando FLIP-FLOP's (74LS74). Além da geração do sinal com pulso-centrado, a placa de interface realiza outras funções, como está descrito abaixo:

- Elevação da tensão de 5V para 15V;
- Desabilita a saída da placa de interface para o *drive* sob a presença do sinal de erro gerado pelo *drive*, proveniente de: curto-circuito entre chaves;
- Desabilita a saída da placa de interface para o *drive* através de chave;
- Pode desabilitar qualquer chave de forma independente, através de sinais da PPI.

Na foto mostrada na Fig. D.2, tem-se uma visão geral da plataforma de desenvolvimento experimental.

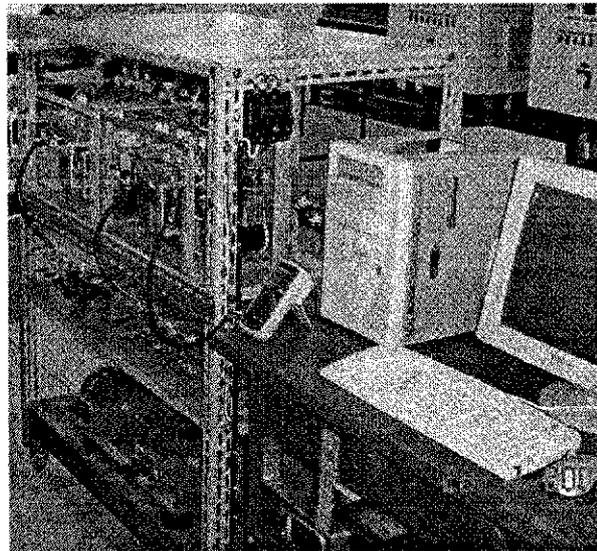


Figura D.2: Plataforma de desenvolvimento experimental

Referências Bibliográficas

- Akagi, H. (1996) New trends in active filters for power conditioning, *IEEE Transactions on Industry Application*, **32**(6):1312–1322.
- Akagi, H.; Kanazawa, Y. e Nabae, A. (1983) Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits, *Proceedings of the IPEC - Int. Power Electronic Conf.*, pp. 1375–1386.
- Akagi, H.; Watanabe, E. D. e Aredes, M. (2007) *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, John Wiley, New Jersey.
- Almada, T. M. e Piedade, M. S. (2003) High performance analog and digital pll design, *Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1999. ISCAS '99*, **4**:394–397.
- Alves, M. F. e Ribeiro, T. N. (1999) Voltage sag : An overview of iec and ieee standards and application criteria, *IEEE Transmission and Distribution Conference*, **2**:585–589.
- Ando, I.; Takahashi, I.; Tanaka, Y. e Ikchara, M. (1997) Development of a high efficiency ups having active filter ability composed of a three arms bridge, *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on*, **2**:804 – 809.
- Banerjee, D. (2003) Equations for a passive second order loop filter, in: *PLL Performance, Simulation and Design 3rd Edition*, pp. 149–152.
- Barros, J. e Perez, E. (2003) An adaptive method for determining the reference compensating current in single-phase shunt active power filters, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **4**(18):1578–1580.
- Basu, M.; Das, S. e Dubey, G. (2001) Experimental investigation of performance of a single phase upqc for voltage sensitive and non-linear loads, in: *Power Electronics and Drive*

- Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on*, vol. 1, pp. 218 – 222 vol.1.
- Bekiarov, S. B. e Emadi, A. (2002) Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, 1:597 –604 vol.1.
- Bekiarov, S. B. e Emadi, A. (2003) A new on-line single-phase to three-phase ups topology with reduced number of switches, Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, 1:451 – 456.
- Bhattacharya, S. e Divan, D. (1995a) Design and implementation of a hybrid series active filter system, in: *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE*, vol. 1, pp. 189 –195 vol.1.
- Bhattacharya, S. e Divan, D. (1995b) Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system, Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE, 3:2531–2540.
- Blaabjerg, F.; Neacsu, D. O. e Pedersen, J. K. (1999) Adaptive SVM to compensate dc-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverters, *IEEE Trans. Power Electron.*, 14(4):743–752.
- Blasko, V. (1996) Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 3(16):756–764.
- Bonatto, D. B.; Mertens, J. E. A. e Fernandes, F. A. (1997) Diagnóstico da qualidade de energia no sistema de distribuição, Congresso Latino Americano de Energia Elétrica.
- Bonatto, D. B.; Niinura, T. e Dommel, W. H. (1998) A fuzzy logic application to represent load sensitivity to voltage sag, 8th Internacional Conference on Harmonic and Quality of Power, 1:60–64.
- Bonatto, D. B.; Mertens, J. E. A. e Fernandes, F. A. (1999) Diagnóstico da qualidade de energia em clientes industriais - estudo de caso, III Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica, pp. 108 – 113.
- Borges, L. E.; Takanti, E. H.; Torres, G.; da Silva, V. F.; Haddad, J. e de Oliveira, L. E. (2003) Desenvolvimento e implementação de um filtro de potência, *Anais do II CITENEL*, pp. 879–884.

- Brody, S. L. (1991) Applications of batteries for ups systems, Battery Conference on Applications and Advances, 1991. Proceedings of the Sixth Annual, pp. 75 –85.
- Cavalcante, M. C. (2003) Estudo de Perdas em Inversores Alimentados por Tensão Pulsada no Barramento de Corrente Contínua, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, Departamento de Engenharia Elétrica, Campina Grande - Pb.
- Cirrincone, M.; Pucci, M. e Vitale, G. (2008) A single-phase dc generation unit with shunt active power filter capability by adaptive neural filtering, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **55**(5):2093 – 2110.
- Cirrincone, M.; Puccia, M.; Vitale, G. e Miraoui, A. (2009) Current harmonic compensation by a single-phase shunt active power filter controlled by adaptive neural filtering, *IEEE Transactions on Industry Electronic.*, **8**(56):3128–3143.
- Correa, J.; Chakraborty, S.; Simoes, M. e Farret, F. (2003) A single phase high frequency ac microgrid with an unified power quality conditioner, in: *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, vol. 2, pp. 956 – 962 vol.2.
- Dai, W.; Huang, T. e Lin, N. (2007) Single-phase shunt hybrid active power filter based on ann, in: *Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, 2007. FSKD 2007. Fourth International Conference on*, vol. 2, pp. 40 –44.
- Dayi, L.; Qiaofu, C.; Zhengchun, J.; Jianxing, K. e Yali, X. (2004) A novel series hybrid single-phase active power filter, in: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, vol. 1, pp. 242 –245 Vol.1.
- Dell'Aquila, A.; Lecci, A. e Liserre, M. (2003a) A comparison between two predictive controllers for single-phase active filter, in: *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, vol. 3, pp. 2294 – 2299 Vol.3.
- Dell'Aquila, A.; Lecci, A. e Liserre, M. (2003b) A technique to balance a half-bridge single-phase active filter, in: *Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE International Symposium on*, vol. 2, pp. 787 – 792 vol. 2.
- Depenbrock, M. (1993) The fbd-method, a generally applicable tool for analysing power relations, *IEEE Transactions on Power Systems*, **8**(2):381–387.

- Divan, D. (1989) A new topology for single phase ups systems, Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE, pp. 931 –936 vol.1.
- Dixon, J. W.; Venegas, G. e Morán, L. A. (1997) A series active power filter based on a sinusoidal current-controlled voltage-source inverter, IEEE Transactions on Industry Applications, **24**(5):612 – 620.
- Dobrucky, B.; Kim, H.; Racek, V.; Roch, M. e Pokorny, M. (2002) Single-phase power active filter and compensator using instantaneous reactive power method, Proceedings of the Power Conversion Conference, **1**:167–171.
- Eakburanawat, J.; Darapong, P.; Yangyuen, U. e Po-ngam, S. (2004) A simple control scheme of single phase universal active filter for power quality improvement, in: *TENCON 2004. 2004 IEEE Region 10 Conference*, vol. C, pp. 248 – 251 Vol. 3.
- Escobar, G.; Martinez-Rodriguez, P.; Hernandez-Gomez, M. e Yanez-Campos, S. (2006) A repetitive-based controller for a single-phase shunt active filter, in: *International Power Electronics Congress, 10th IEEE*, pp. 1 –6.
- Fuchs, E. F.; Roesler, D. J. e Masoum, M. A. S. (2004) Are harmonic recommendations according to ieee and iec too restrictive?, IEEE Transactions on Power Delivery, **19**(4):1775 – 1786.
- Fuentes, R. e Pinheiro, H. (2000) Non-isolated single phase ups based on step-up converters, Power Electronics Congress, 2000. CIEP 2000. VII IEEE International, pp. 353 –358.
- Fujita, H. (2009) A single-phase active filter using an h-bridge pwm converter with a sampling frequency quadruple of the switching frequency, Power Electronics, IEEE Transactions on, **24**(4):934 –941.
- Gunes, I.; Ustuntepe, B. e Hava, A. M. (2009) Modern transformerless uninterruptible power supply (ups) systems, Electrical and Electronics Engineering, 2009. ELECO 2009. International Conference on, pp. I-316 –I-320.
- Gurrero, J. M.; Vicuna, L. G. D. e Uceda, J. (2007) Uninterruptible power supply systems provide protection, Industrial Electronics Magazine, IEEE, **1**(1):28 –38.
- Halpin, S. M. (2005) Comparison of ieee and iec harmonic standards, IEEE Power Engineering Society General Meeting, **3**:2214 – 2216.

- Han, B.; Bae, B.; Baek, S. e Jang, G. (2006) New configuration of upqc for medium-voltage application, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **21**(3):1438 – 1444.
- Hirachi, K.; Sakane, M.; Niwa, S. e Matsui, T. (1994) Development of ups using new type of circuits, *Telecommunications Energy Conference, 1994. INTELEC '94., 16th International*, pp. 635 –642.
- Ho, W.-J.; Lio, J.-B. e Feng, W.-S. (1997) Economic ups structure with phase-controlled battery charger and input-power-factor improvement, *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, **144**(4):221 –226.
- Hsieh, G.-C. e Hung, J. C. (1996) Phase-locked loop techniques-a survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **43**(6):609–615.
- Jacobina, C. B.; da Silva, E. R. C.; Lima, A. M. N. e Seixas, P. F. (2001) Digital modulation scalar pulse width modulation: A single approach to introduce non-sinusoidal modulation waveform, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **16**(3):351–359.
- Jacobina, C. B.; de Freitas, I. S.; da Silva, E. R. C.; Lima, A. M. N. e de Oliveira, T. M. (2005) Ac-ac single-phase to single-phase two-legs converter, *IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 2388–2394.
- Jacobina, C. B.; Santos, W. R. N.; Oliveira, A. C.; da Silva, E. R. C. e dos Santos, E. C. (2007) Single-phase universal active filter without transformer, in: *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, pp. 698 –703.
- Kamran, F. e Habetler, T. G. (1998) A novel on-line ups with universal filtering capabilities, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **13**(3):410 –418.
- Karve, S. (2000) Three of a kind [ups topologies, iec standard], *IEE Review*, **46**(2):27 –31.
- Kaura, V. e Blasko, V. (1997) Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **2**:703–708.
- Khoor, M. S. e Machmoum, M. (2007) A novel single-phase reduced parts on-line ups with power quality conditioning capability, *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pp. 1170 –1175.
- Kim, H.; Ji, J.-K.; Kim, J.-H.; Sul, S.-K. e Kim, K.-H. (2004) Novel topology of a line interactive ups using pqr instantaneous power theory, *Industry Applications Conference*,

2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, 4:2232 – 2238 vol.4.
- Knight, W. e King, A. (2003) Uninterruptible Power Supplies and Standby Power Systems, Jonh Wiley, New Jersey.
- Kolhatkar, Y. Y. e Das, S. P. (2007) Experimental investigation of a single-phase upqc with minimum va loading, IEEE Transactions on Power Delivery, 22(1):373 – 380.
- Komurcugil, H. e Kukrer, O. (2005) A new control strategy for single-phase shunt active power filters using a lyapunov function, IEEE Transactions on Industry Electronic., 1(53):305–312.
- Krishnan, R. e Srinivasan, S. (1993) Topologies for uninterruptible power supplies, Industrial Electronics, 1993. Conference Proceedings, ISIE'93 - Budapest., IEEE International Symposium on, pp. 122 –127.
- Kunjumammed, L. P. e Mishra, M. K. (2006) A control algorithm for single-phase active power filter under non-stiff voltage source, IEEE Trans. Power Electron., 21(3):822 – 825.
- Kwon, B.-H.; Choi, J.-H. e Kim, T.-W. (2001) Improved single-phase line-interactive ups, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 48(4):804 –811.
- Lee, B.; Fahimi, B. e Ehsani, M. (2001) Overview of reduced parts converter topologies for ac motor drives, Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, 4:2019 –2024 vol. 4.
- Lu, W.-L.; Yeh, S.; Hwang, J.-C. e Hsieh, H.-P. (2000) Development of a single-phase half-bridge active power filter with the function of uninterruptible power supplies, Electric Power Applications, IEE Proceedings -, 147(4):313 –319.
- Matakas, L.; Jardin, J. A.; Komatsu, W.; Masuda, M.; Silva, F. A. T.; Galassi, M.; Camargo, J.; Zanetti, E. R. e Martinz, F. O. (2003) Dispositivo restaurador de tensão com funções de compensação de reativos e filtros harmônicos, Anais do II CITENEL, pp. 885–890.
- Mazumdar, J. e Harley, R. (2007) Determining ieee 519 compliance of a customer in a power system, IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 2758 – 2764.
- McGranaghan, M. e Beaulieu, G. (2006) Update on iec 61000-3-6: Harmonic emission limits

- for customers connected to mv, hv, and ehv, IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution, pp. 1158 – 1161.
- Na, H.; Jian, W. e Dianguo, X. (2006) A novel shunt hybrid power filter for suppressing harmonics, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, **2**:1155 – 1160.
- Nabae, A. e Yamaguchi, M. (1993) Suppression of flickers in an arc-furnace supply system by an active capacitance-a novel voltage stabilizer in power systems, pp. 653 –658.
- Nasiri, A. e Emadi, A. (2004) Full digital control of a single-phase series-parallel uninterruptible power supply, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE, **1**:443 – 449 Vol.1.
- Nasiri, A.; Bekiarov, S. B. e Emadi, A. (2003a) A new reduced parts on-line single-phase ups system, Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, **1**:688 – 693.
- Nasiri, A.; Bekiarov, S. B. e Emadi, A. (2003b) Reduced parts single-phase series-parallel ups systems with active filter capabilities, Telecommunications Energy Conference, 2003. INTELEC '03. The 25th International, pp. 366 – 372.
- Nasiri, A.; Bekiarov, S. B. e Emadi, A. (2003c) Reduced parts three-phase series-parallel ups system with active filter capabilities, Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, **2**:963 – 969 vol.2.
- Nelson, B. (1998) Charging strategies for vrla batteries in standby applications, Battery Conference on Applications and Advances, 1998., The Thirteenth Annual, pp. 291 –295.
- Oliveira, A. H.; Morgon, V.; Bianchin, C. G.; Chueiri, I. J.; Pasqualin, J. R. e Möeller, B. R. (2003) Aplicação de tecnologia de filtragem ativa para melhoria da qualidade de energia elétrica em baixa tensão, Anais do II CITENEL, pp. 853-856.
- Ou, J. e Caggiano, M. F. (2003) Loop filter design considerations for clock and data recovery circuits [pll], Southwest Symposium on Mixed-Signal Design, 2003, pp. 81–86.
- Pan, Z.; Peng, F. Z. e Wang, S. (2005) Power factor correction using a series active filter, IEEE Trans. Power Electron., **20**(1):148–153.
- Park, H.-W.; Park, S.-J.; Park, J.-G. e Kim, C.-U. (2001) A novel high-performance voltage regulator for single-phase ac sources, IEEE Transactions on Industrial Electronics, **48**(3):554 –562.

- Peng, F. Z.; Akagi, H. e Nabae, A. (1990a) A new approach to harmonic compensation in power systems—a combined system of shunt passive and series active filters, *IEEE Trans. Ind. Applications*, **26**(6):983–990.
- Peng, F. Z.; Akagi, H. e Nabae, A. (1990b) A study of active power filters using quad-series voltage-source pwm converters for harmonic compensation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **5**(1):9–15.
- Pierce, D. C.; Sasabe, S.; Sato, K. e Matsuyama, Y. (2000) Development of improved small vrla batteries for the telecommunications industry, pp. 34 –36.
- Pinheiro, H.; Blume, R. e Jain, P. (2000) Comparison of sv modulation methods for single phase on-line three-leg ups, *Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE*, **2**:1328 –1333 vol.2.
- Prieto, J.; Salmeron, P. e Herrera, R. (2005) A unified power quality conditioner for wide load range: Practical design and experimental results, in: *Power Tech, 2005 IEEE Russia*, pp. 1 –7.
- Rahmani, S.; Al-Haddad, K. e Kanaan, H. Y. (2005) Experimental design and simulation of a modified pwm with an indirect current control technique applied to a single-phase shunt active power filter, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, **2**:519 – 524.
- Rathmann, S. e Warner, H. A. (1996) New generation ups technology, the delta conversion principle, *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96.*, *Conference Record of the 1996 IEEE*, **4**:2389 –2395 vol.4.
- Ribeiro, E. e Barbi, I. (2001) A series active power filter for harmonic voltage suppression, in: *Telecommunications Energy Conference, 2001. INTELEC 2001. Twenty-Third International*, pp. 514 –519.
- Saiton, M.; Matsui, N. e Shimizu, T. (2003) A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation, *IEEE Industry Applications Conference*, **2**:1222–1227.
- Salehifar, M.; Mohammadpour, H. A.; Moghadasi, A. H. e Shoulaie, A. (2010) Harmonic elimination in single phase systems by means of a hybrid series active filter (hsaf), in: *Power Electronic Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC), 2010 1st*, pp. 423 –428.

- dos Santos, E.; Jacobina, C.; Guedes, D. e Oliveira, A. (2008) Single-phase to three-phase universal active power filter, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 3801 –3806.
- da Silva, S.; Modesto, R. A.; Neto, A. F. e de Souza Cervantes, S. G. (2009) A single-phase ups system with harmonic suppression and reactive power compensation, *Power Electronics Conference, 2009. COBEP 09. Brazilian*, pp. 558 –563.
- da Silva, S. A. O.; Donoso-Garcia, P.; Cortizo, P. C. e Seixas, P. F. (2001) A three-phase line-interactive ups system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities, *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, 4:2389 –2396 vol.4.
- Singh, B.; Al-Haddad, K. e Chandra, A. (1999) A review of active filters for power quality improvement, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 46(5):960–971.
- Soares, V.; Verdelho, P. e Marques, G. D. (2000) An instantaneous active and reactive current component method for active filters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(4):120 – 124.
- Su, G.-J. (2001) Design and analysis of a low cost, high performance single phase ups system, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*, 2:900 –906 vol.2.
- Su, G.-J. e Ohno, T. (1997a) A new topology for single phase ups systems, *Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the*, 2:913 –918 vol.2.
- Su, G.-J. e Ohno, T. (1997b) A new topology for single phase ups systems, *Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the*, 2(3):913 – 918.
- Su, G.-J. e Ohno, T. (1997c) A novel topology for single phase ups systems, *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*, 2:1376 –1382 vol.2.
- Suntio, T. e Glad, A. (1990) The batteries as a principal component in dc ups systems, pp. 400 –411.
- Torrey, D. e Al-Zamel, A. (1995) Single-phase active power filters for multiple nonlinear loads, *IEEE Trans. Power Electron.*, 10(3):263–272.

- Uematsu, H.; Ikeda, T.; Hirao, N.; Totsuka, S.; Ninomiya, T. e Kawamoto, H. (1998) A study of high performance single phase UPS, in: *Proc. IEEE PESC*, vol. 2, pp. 1872–1878.
- Waltari, P. e Suntio, T. (1999) Survey and evaluation of battery monitoring methods and results from user's viewpoint, p. 7 pp.
- WeiYu; Xu, D. e Zhou, C. (2008) Parallel control of the ups inverters, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, pp. 939 –944.
- Whittington, B. W. (1998) Ieee/ias-ansi-and the iec, IEEE Industry Applications Conference, **3**:2367 – 2371.
- Wu, J.-C. e Jou, H.-L. (1996) Simplified control method for the single-phase active power filter, IEE Proc Electric Power Appl., **143**(3):219–224.
- Xie, B.; Chen, Q.; Wu, W. e Zhang, L. (2008) Research on a new three phase series hybrid active power filter, in: *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, pp. 1185 –1189.
- Yamato, I.; Tokunaga, N.; Matsuda, Y.; Amano, H. e Suzuki, Y. (1988) New conversion system for ups using high frequency link, Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE, pp. 658 –663 vol.2.
- Zanei, G.; Cevenini, E.; Ruff, H. e Ulibas, O. (2007) Integrated systems for ups: New solutions in the power quality chain, pp. 582 –586.
- Zhang, C.; Qiaofu, C.; Youbin, Z.; Dayi, L. e Yali, X. (2007) A novel active power filter for high-voltage power distribution systems application, IEEE Trans. Power Deliv., **22**(2):911 – 918.
- Zhou, L. e Zicheng, L. (2000) A novel active power filter based on the least compensation current control method, IEEE Transactions on Power Electronic, **15**:655–659.