

Operação em paralelo de filtros ativos de potência shunt

Alvaro de Medeiros Maciel

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Orientador

Euzeli Cipriano dos Santos Junior, D.Sc.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Alvaro de Medeiros Maciel, Agosto de 2009

Operação em paralelo de filtros ativos de potência shunt

Alvaro de Medeiros Maciel

Dissertação de Mestrado apresentada em Agosto de 2009

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Orientador

Euzeli Cipriano dos Santos Junior, D.Sc.

Orientador

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.

Componente da Banca

Alexandre Cunha Oliveira, Dr.

Componente da Banca

Maurício Beltrão de R. Correa, Dr.

Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Agosto de 2009

UFCG - BIBLIOTECA - CAMPUS I	
806	24-05-020

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

M152o

2009 Maciel, Alvaro de Medeiros.

Operação em paralelo de filtros ativos de potência / Alvaro de Medeiros Maciel. — Campina Grande, 2009.
80 f.: il.

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

Referências.

Orientadores: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Euzeli Cipriano dos Santos Junior.

1. Filtros Ativos. 2. Compensação de Harmônicos e Reativos. I.
Título.

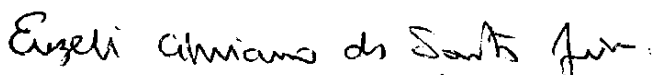
CDU 621.372.544(043)

CONEXÃO EM PARALELO DE FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA SHUNT


ÁLVARO DE MEDEIROS MACIEL

Dissertação Aprovada em 21.08.2009


CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing, UFCG
Orientador


EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, D.Sc., UFCG
Orientador


ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Componente da Banca


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


MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
AGOSTO - 2009

Dedicatória

Dedico este trabalho a Deus, que sempre me Amou mesmo nos momentos que não estive com Ele.

Agradecimentos

Agradeço a meus pais por terem dado o Amor e apoio necessários ao meu desenvolvimento como pessoa. À minha esposa, Layara M. G. Maciel, pelo seu Amor por mim, o qual me ajuda a não cansar no caminho da concretização dos sonhos.

Aos professores Cursino Brandão Jacobina, pelas valiosas orientações e direcionamentos acadêmicos que dele tenho recebido desde que entrei no grupo, à Euzeli Cipriano dos Santos Júnior por ter contribuído fortemente no desenvolvimento deste trabalho como um todo e por ter se tornado um amigo, também agradeço ao professores Alexandre Cunha Oliveira e Edison Roberto Cabral da Silva, que contribuíram para a abordagem mais elaborada de pontos chave do trabalho. Aos meus amigos do LEIAM, Eisenhower, Nady, Glauber Roncally, Welflen, Fabrício, Jacson Lemos, Glauber Maciel, Vinícius Eduardo, Motiê, Lucas, Darlan, Aluísio, Rafael, Luciano Barros, Tiago Loureiro, Artur Dias e a todos que direta ou indiretamente contribuíram para este trabalho. Por fim, agradeço ao CNPq pelo suporte financeiro concedido.

Resumo

Este trabalho aborda os filtros ativos shunt com dois ou mais conversores fonte de tensão operando em paralelo.

Para esta possibilidade de operação, este trabalho pretende propor duas topologias de filtros ativos shunt operando em paralelo: uma que utiliza dois conversores de filtro com dois barramentos distintos e a outra que utiliza dois conversores distintos, mas que compartilham um único barramento.

A primeira topologia pode operar com os dois conversores funcionando com frequências distintas, um conversor de filtro é controlado somente para compensar o reativo fundamental da carga enquanto que o outro é controlado para compensar as componentes de corrente ativas e reativas harmônicas da carga. Além de compensar o conteúdo harmônico da carga, este segundo conversor tem por finalidade corrigir quaisquer distúrbios harmônicos originados pelo filtro de menor frequência. A depender da carga, o filtro de reativos pode processar correntes superiores ao filtro de harmônicos, o que implica numa redução nas perdas de chaveamento se comparada com a configuração padrão de filtro ativo de potência paralelo que utiliza somente um conversor fonte de tensão controlado tanto para compensar reativos quanto para reduzir harmônicos de corrente.

A segunda topologia visa a contribuição na redução do número de componentes, além de permitir que o sistema filtro (composto de dois conversores fonte de tensão compartilhando um único barramento) possa operar com potências de carga superiores aos níveis de tensão e corrente dos dispositivos de mercado, já que é possível dividir a corrente de compensação entre os dois filtros. Neste tipo de topologia surge uma corrente de circulação entre os dois conversores de filtro e, atualmente, esta corrente de circulação é reduzida via indutores acoplados conectados aos reatores de filtro, mas neste trabalho é proposto um esquema de controle que elimina esta corrente de circulação, além da consequente estratégia PWM (Modulação por Largura de Pulso) com esta finalidade.

Abstract

This work addresses the shunt active filters with two or more voltage source converters operating in parallel.

For this possibility of operation, this work intends to propose two topologies of shunt active filters operating in parallel: one using two voltage source converters with two separate dc links and the other using two separate converters, but they share a single dc link.

The first topology can operate with two converters working at different frequencies, a converter filter is controlled only to compensate the fundamental reactive current load while the other is controlled to compensate for the components of current active and reactive harmonic load. In addition to compensating the harmonic content of the load, the second converter is intended to correct any disturbances harmonics generated by the filter less often. Depending on the load, the filter can process reactive currents above the filter of harmonics, which implies a reduction in switching losses if compared to the standard setting of active power filter parallel using only one voltage source converter controlled for both compensate reactive as to reduce harmonic current.

The second topology aims at contribution in reducing the number of components, and allows the filter system (composed of two voltage source converters sharing a single dc bus) can operate with power load levels higher than the voltage and current of the device furnished by the market since it is possible to split the current compensation between the two filters. In this type of topology comes a stream of movement between the two converters and filter, now, this current is reduced circuação via coupled inductors connected to the filter reactors, but this work proposes a control scheme that eliminates this current movement, addition the resulting strategy PWM for this purpose.

Conteúdo

1	Introdução Geral	1
1.1	Revisão Bibliográfica	2
1.1.1	Filtro <i>Shunt</i> para Diferentes Cargas	2
1.1.2	Estratégias de Controle	6
1.1.3	Topologias de Filtros Shunt	12
1.2	Contribuições e Organização do Trabalho	18
2	Filtro Ativo de Potência <i>Shunt</i>	20
2.1	Introdução	20
2.2	Modelo do Filtro <i>Shunt</i>	20
2.3	Estratégia PWM	22
2.4	Estratégia de Controle	23
2.5	Especificações dos Indutores	24
2.5.1	Primeiro método	25
2.5.2	Segundo Método	25
2.6	Especificação da Tensão do Barramento	26
2.7	Resultados de Simulação	27
2.8	Resultados Experimentais	28
2.9	Conclusões	29
3	Conexão em Paralelo de Dois Filtros com Barramentos Individuais	32
3.1	Introdução	32
3.2	Modelo do Filtro <i>Shunt</i>	34
3.3	Estratégia PWM	35
3.4	Estratégia de Controle	37
3.5	Especificações dos Indutores	39
3.6	Especificação da Tensão do Barramento	39
3.6.1	Filtro de baixa frequência	40

3.6.2	Filtro de alta frequência	41
3.7	Comparação de Perdas nos Filtros <i>Shunt</i>	42
3.8	Resultados de simulação	44
3.9	Resultados Experimentais	44
3.10	Conclusões	46
4	Conexão em Paralelo de Dois Filtros com Único Barramento	52
4.1	Introdução	52
4.2	Modelo do Filtro <i>Shunt</i>	54
4.3	Estratégia PWM	55
4.4	Estratégia de Controle	56
4.5	Especificações dos Indutores	57
4.6	Especificação da Tensão do Barramento	57
4.7	Resultados de Simulação	58
4.8	Resultados Experimentais	59
4.9	Conclusões	60
5	Conclusões e Trabalhos Futuros	66
5.1	Conclusões Gerais	66
5.2	Filtro Shunt Com Conversores Operando em Paralelo com Dois Barramentos	67
5.3	Filtro Shunt Operando em Paralelo com Um Barramento	67
5.4	Trabalhos Futuros	68
A	Plataforma de Desenvolvimento Experimental	69
B	Isaías 40,28-31	72

Simbologia

- C Matriz de transformação do referencial 123 para o referencial $\alpha\beta$
- E Tensão do barramento CC
- e_g Tensão da fonte primária monofásica para o sistema filtro ativo de potência monofásico
- e_{gi} Tensão da fonte primária trifásica, $i = 1, 2$ e 3
- FAP Filtro Ativo de Potência Paralelo
- FPA Filtro Passa - Altas
- FPB Filtro Passa - Baixas
- f_g Frequência da fonte primária de tensão
- f_c Frequência de chaveamento do inversor
- f_s Frequência da alimentação
- I_g Valor *rms* da corrente da fonte primária de tensão
- I_g^* Amplitude da corrente de referência da fonte de tensão primária
- i_g^* Corrente de referência da fonte de tensão primária monofásica
- I_{ha} Amplitude da corrente de referência para manutenção da tensão do barramento do filtro ativo de harmônicos
- I_{ra} Amplitude da corrente de referência para manutenção da tensão do barramento do filtro ativo de reativos
- i_{ha123}^* Correntes trifásicas de referência para manutenção da tensão do barramento do filtro ativo de harmônicos

- i_{h123} Correntes trifásicas do filtro ativo de harmônicos
- i_{h123}^* Correntes trifásicas de referência totais do filtro ativo de harmônicos
- i_{ra123}^* Correntes trifásicas de referência para manutenção da tensão do barramento do filtro ativo de reativos
- i_{hb123}^* Correntes harmônicas trifásicas de referência do filtro ativo de harmônicos
- i_{rb123}^* Correntes trifásicas reativas de referência do filtro ativo de reativos
- i_{r123} Correntes trifásicas do filtro ativo de reativos
- i_{r123}^* Correntes trifásicas de referência totais do filtro ativo de reativos
- i_0 Corrente de circulação entre os conversores de filtro
- i_0^* Corrente de circulação de referência entre os conversores de filtro
- i_{hd}^* Corrente de referência do eixo direto para o filtro de harmônicos
- i_{hq}^* Corrente de referência do eixo em quadratura do filtro de harmônicos
- i_{ld} Componente de eixo direto da corrente da carga
- i_{lq} Componente de eixo em quadratura da corrente da carga
- i_{rd}^* Corrente de referência do eixo direto do filtro de reativos
- i_{rq}^* Corrente de referência do eixo em quadratura do filtro de reativos
- i_{h123} Correntes trifásicas do filtro ativo de harmônicos
- i_{r123} Correntes trifásicas do filtro ativo de reativos
- i_{l1} Corrente na fase 1 da carga trifásica
- i_{l2} Corrente na fase 2 da carga trifásica
- i_{l3} Corrente na fase 3 da carga trifásica
- i_{ld} Corrente na fase d da carga trifásica
- i_{lq} Corrente na fase q da carga trifásica
- j Unidade imaginária, $(\sqrt{-1})$

- K_c Ganho do controlador PI modificado
- K_i Ganho integral do controlador PI convencional
- K_p Ganho proporcional do controlador PI convencional
- L_h Indutância do filtro de harmônicos do modelo de circuito linear
- l_h Indutância do filtro de harmônicos do modelo dinâmico
- L_r Indutância do filtro de reativos do modelo de circuito linear
- l_f Indutância de filtro do filtro ativo de potência paralelo convencional na equação do modelo dinâmico
- L_g Indutância da fonte primária de alimentação monofásica ou trifásica
- l_r Indutância de filtro do filtro ativo de reativos do modelo dinâmico
- l_h Indutância de filtro do filtro ativo de harmônicos do modelo dinâmico
- m Índice de modulação
- q_i Chave do conversor, $i = 1, 2, 3, \dots, a, g, r1, r2, r3, r4, h1, h2, h3, h4, f1, f2, f3, f4, a1, c2, b3, d4$
- \bar{q}_i Chave complementar do conversor, $i = 1, 2, 3, \dots, a, g, r1, r2, r3, r4, h1, h2, h3, h4, f1, f2, f3, f4, a$
- R_c Controlador de tensão do barramento capacitivo para o filtro ativo de potência paralelo convencional
- R_{ch} Controlador de tensão do barramento capacitivo para o filtro ativo de potência de harmônicos
- R_{cr} Controlador de tensão do barramento capacitivo para o filtro ativo de potência de reativos
- R_i Controlador das correntes do filtro ativo de potência paralelo convencional
- R_{ia} Controlador de corrente do filtro de harmônicos
- R_{ir} Controlador de corrente do filtro de reativos
- R_{i123} Controlador da corrente do filtro ativo 123
- R_{iabc} Controlador da corrente do filtro ativo abc
- r_f Resistência do indutor de filtro

- R_{adq} Controlador das correntes dq da máquina A
- R_{ao} Controlador das correntes o da máquina A
- R_{bdq} Controlador das correntes dq da máquina B
- R_{bo} Controlador das correntes o da máquina B
- R_{co} Controlador das correntes o da máquina C
- R_{cdq} Controlador das correntes dq da máquina C
- r_r Resistência da indutância de filtro do filtro ativo de reativos
- r_h Resistência da indutância de filtro do filtro ativo de harmônicos
- T Período do PWM
- T_e Torque eletromagnético
- t_o Período em que as tensões de pólo são iguais
- THD Distorção harmônica total
- $v_{\mu h}^*$ Tensão homopolar de referência para o filtro de harmônicos
- $v_{\mu r}^*$ Tensão homopolar de referência para o filtro de reativos
- v_c Tensão do barramento capacitivo do filtro ativo de potência paralelo convencional
- v_c^* Tensão de referência do barramento capacitivo do filtro ativo de potência paralelo convencional
- v_{ch} Tensão do barramento capacitivo do filtro ativo de harmônicos
- v_{ch}^* Tensão de referência do barramento capacitivo do filtro ativo de harmônicos
- v_{cr} Tensão do barramento capacitivo do filtro ativo de reativos
- v_{cr}^* Tensão de referência do barramento capacitivo do filtro ativo de reativos
- $v_{h_1 0_h}$ Tensão de pólo do conversor do filtro de harmônicos (fase 1)
- $v_{h_2 0_h}$ Tensão de pólo do conversor do filtro de harmônicos (fase 2)
- $v_{h_3 0_h}$ Tensão de pólo do conversor do filtro de harmônicos (fase 3)

- v_{h10h}^* Tensão de pólo de referência do conversor do filtro de harmônicos (fase 1)
- v_{h20h}^* Tensão de pólo de referência do conversor do filtro de harmônicos (fase 2)
- v_{h30h}^* Tensão de pólo de referência do conversor do filtro de harmônicos (fase 3)
- v_{r10r} Tensão de pólo do conversor do filtro de reativos (fase 1)
- v_{r20r} Tensão de pólo do conversor do filtro de reativos (fase 2)
- v_{r30r} Tensão de pólo do conversor do filtro de reativos (fase 3)
- v_{r10r}^* Tensão de pólo de referência do conversor do filtro de reativos (fase 1)
- v_{r20r}^* Tensão de pólo de referência do conversor do filtro de reativos (fase 2)
- v_{r30r}^* Tensão de pólo de referência do conversor do filtro de reativos (fase 3)
- v_{h123}^* Tensões de referência demandadas pelos controladores de corrente do filtro de harmônicos
- v_{h123}^* Tensões de referência demandadas pelos controladores de corrente do filtro de reativos
- V_h Vetor de tensão do filtro de harmônicos
- V_r Vetor de tensão do filtro de reativos
- ω_c Frequência de corte
- θ Ângulo de fase das tensões da rede obtido via *PLL*
- $\mu_{r,h}$ Fator de distribuição de roda livre (h filtro de harmônicos e r filtro de reativos)
- τ_{h,r_i} Intervalo de condução das chaves do braço dos conversores de harmônicos e reativos, $i = 1, 2, 3$
- $\tau_{f_1 f_{ai}}$ Intervalo de condução das chaves do braço dos conversores de filtro123 e *abc*, $i = 1, 2, 3$

Lista de Figuras

1.1	Configuração típica de um filtro shunt ativo para cargas monofásicas, em ponte monofásica completa.	3
1.2	Filtro ativo paralelo utilizado para carga com três fios. O conversor apresenta seis chaves, normalmente do tipo IGBT.	4
1.3	Tipos de topologias dos filtros ativos paralelos utilizados em cargas de quatro fios: a) filtro com três braços b) filtro com um braço adicional para limitar a corrente do neutro.	5
1.4	Tipos de topologias dos filtros ativos de potência paralelo operando com mais de um conversor de filtro a) Filtro Proposto no trabalho de Lucian Asiminoaei utilizando dois conversores e dois barramentos distintos b) Filtro proposto no trabalho de Lucian Asiminoaei utilizando dois conversores com um único barramento	18
2.1	Filtro ativo de potência <i>shunt</i>	21
2.2	Circuito equivalente ideal do filtro <i>shunt</i>	21
2.3	Diagrama de blocos de controle do filtro ativo paralelo convencional. . .	23
2.4	Representação fasorial para especificação da tensão do barramento capacitivo.	26
2.5	Resultados de simulação para carga de 2000W: a) i_{f1}^* e i_{f1} b) i_{g1}^* e i_{g1} c) v_{g1} e i_{g1} d) i_{g1} , i_{f1} e i_{L1}	27
2.6	Resultados de simulação para carga de 2000W: a) i_{f1}^* e i_{f1} b) i_{g1}^* e i_{g1} c) v_{g1} e i_{g1} d) i_{g1} , i_{f1} e i_{L1}	30
2.7	Resultados experimentais: a) i_{f1}^* e i_{f1} b) i_{g1}^* e i_{g1} c) v_{g1} e i_{g1} assim como v_{cf} d) i_{g1} , i_{f1} e i_{L1}	31
3.1	Filtro ativo de potência <i>shunt</i> . (a) Solução convencional. (b) Solução proposta.	33
3.2	Circuito equivalente ideal do filtro <i>shunt</i>	35

3.3	Diagrama de blocos de controle do filtro ativo shunt com barramento individual. (a) Controle do filtro de baixa frequência (compensação de reativos). (b) Controle do filtro de alta frequência (compensação de harmônicos).	38
3.4	Representação fasorial para especificação da tensão do barramento capacitivo para o filtro de baixa frequência.	40
3.5	Representação fasorial para especificação da tensão do barramento capacitivo para o filtro de alta frequência.	41
3.6	Perdas do filtro em função da potência da carga.	43
3.7	Resultados de simulação para $P_l = 2000W$. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão dos barramentos (v_{cr} e v_{ch} - abaixo). b) Corrente de referência do filtro de baixa frequência (i_{r1}^* - acima) e corrente lida no filtro de baixa frequência (i_{r1} - abaixo). c) Corrente de referência do filtro de alta frequência (i_{h1}^* - acima) e corrente lida no filtro de alta frequência (i_{h1} - abaixo). d) Todas as correntes do sistema para a fase 1.	47
3.8	Resultados de simulação para $P_l = 3000W$. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão dos barramentos (v_{cr} e v_{ch} - abaixo). b) Corrente de referência do filtro de baixa frequência (i_{r1}^* - acima) e corrente lida no filtro de baixa frequência (i_{r1} - abaixo). c) Corrente de referência do filtro de alta frequência (i_{h1}^* - acima) e corrente lida no filtro de alta frequência (i_{h1} - abaixo). d) Todas as correntes do sistema para a fase 1.	48
3.9	Resultados de simulação com transitório de carga em $t = 2s$. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão dos barramentos (v_{cr} e v_{ch} - abaixo). b) Corrente de referência do filtro de baixa frequência (i_{r1}^* - acima) e corrente lida no filtro de baixa frequência (i_{r1} - abaixo). c) Corrente de referência do filtro de alta frequência (i_{h1}^* - acima) e corrente lida no filtro de alta frequência (i_{h1} - abaixo). d) Todas as correntes do sistema para a fase 1.	49
3.10	Resultados experimentais. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão dos barramentos (v_{cr} e v_{ch} - abaixo). b) Corrente de referência do filtro de baixa frequência (i_{r1}^* - acima) e corrente lida no filtro de baixa frequência (i_{r1} - abaixo). c) Corrente de referência do filtro de alta frequência (i_{h1}^* - acima) e corrente lida no filtro de alta frequência (i_{h1} - abaixo). d) Todas as correntes do sistema para a fase 1.	50

3.11	Resultados experimentais. a) Todas as correntes do sistema: a corrente da rede (i_{g1}), a da carga (i_{L1}), a do filtro de harmônicos (i_{h1}) e a do filtro de reativos (i_{r1}). b) Corrente de referência do filtro de alta frequência (i_{h1}^* - acima) e corrente lida no filtro de alta frequência (i_{h1} - abaixo). c) Corrente de referência do filtro de baixa frequência (i_{r1}^* - acima) e corrente lida no filtro de baixa frequência (i_{r1} - abaixo). d) Tensão do barramento do filtro de harmônicos, ou de alta frequência (v_{ch} - acima) e do filtro de reativos ou de baixa frequência (v_{cr} - abaixo).	51
4.1	Filtro ativo de potência <i>shunt</i> . (a) Solução convencional. (b) Solução proposta.	53
4.2	Circuito equivalente ideal dos filtros <i>shunt</i> em paralelo com um único barramento.	54
4.3	Diagrama de controle para a topologia de filtro proposta	57
4.4	Resultados de simulação para $P_l = 2000W$. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão do barramento (v_c - abaixo). b) Corrente de referência dos filtros de baixa frequência (i_{f1}^* e i_{fa}^* - acima) e correntes lidas nos filtros (i_{f1} e i_{fa} - abaixo). c) Todas as correntes do sistema para a fase 1, a saber i_{g1} , i_{f1} , i_{fa} e i_{L1}	61
4.5	Resultados de simulação para $P_l = 3000W$. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão do barramento (v_c). b) Corrente de referência dos filtros de baixa frequência (i_{f1}^* e i_{fa}^* - acima) e correntes lidas nos filtros (i_{f1} e i_{fa} - abaixo). c) Todas as correntes do sistema para a fase 1, a saber i_{g1} , i_{f1} , i_{fa} e i_{L1}	62
4.6	Resultados de simulação com transitório de carga em $t = 2s$. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão do barramento (v_c). b) Corrente de referência dos filtros de baixa frequência (i_{f1}^* e i_{fa}^* - acima) e correntes lidas nos filtros (i_{f1} e i_{fa} - abaixo). c) Todas as correntes do sistema para a fase 1, a saber i_{g1} , i_{f1} , i_{fa} e i_{L1}	63
4.7	Resultados experimentais. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão do barramento único (v_c - abaixo). b) Correntes da rede (i_{g1} - acima), corrente de circulação (i_o - meio). c) Corrente de referência dos filtros $f1$ e fa e as correntes medidas dos dois filtros (i_{f1}^* , i_{fa}^* , i_{f1} , i_{fa} - abaixo). d) Um período dos sinais da forma de onda da tensão de entrada e da corrente da rede (Todos os valores são para fase 1 do sistema) . . .	64

4.8	Resultados experimentais. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão do barramento único (v_c - abaixo). b) Correntes da carga (i_{L1} - acima), corrente do filtro 1 (i_{f1}), corrente do filtro 2 (i_{fa}) e corrente da rede.	65
A.1	Diagrama elétrico da plataforma de desenvolvimento experimental . . .	70
A.2	Plataforma de desenvolvimento experimental	71

Capítulo 1

Introdução Geral

A presença de harmônicos em tensão e corrente aumenta as perdas em linhas de transmissão, diminui o fator de potência visto pela rede e pode aumentar a ressonância com capacitores conectados em paralelo com o sistema [1]. Para diminuir os problemas relacionados com os harmônicos, impõem-se normas mais severas para seus consumidores. Estas normas limitam a amplitude das componentes harmônicas de corrente e o limite máximo de distorção harmônica total para as formas de onda de tensão distribuídas pelas concessionárias. Além disto, também é normatizado o fator de potência proveniente de cargas reativas.

Filtros passivos têm sido tradicionalmente usados para absorver os harmônicos gerados por cargas não-lineares e para correção do fator de potência [2]. No entanto, é de conhecimento estabelecido que a compensação dos filtros passivos influencia a impedância equivalente do sistema de potência, pode gerar ressonância paralela ou série com a rede elétrica, além de ser uma solução que apresenta desvantagens do ponto de vista de peso e volume.

Outra solução empregada é a utilização de filtros ativos de potência, ou mesmo filtros híbridos, que emprega tanto o filtro passivo quanto o ativo, e desta forma, utiliza-se as características positivas destas duas categorias de filtros.

Dentre os filtros ativos de potência observa-se nos artigos da literatura técnica que existem diversas possibilidades de configurações para compensação de harmônicos de corrente na carga, distorções na tensão da fonte e correção do fator de potência. Por exemplo, o filtro ativo série compensa distorções na tensão da fonte de energia primária, o filtro paralelo (ou filtro *shunt*) compensa energia reativa e harmônicos de corrente na carga, e com o filtro universal pode-se corrigir tanto energia reativa e harmônicos de corrente na carga quanto distorções na tensão da fonte. O filtro paralelo pode ainda compensar harmônicos na fonte de tensão quando esta fonte possui impedância interna

grande.

Neste trabalho será estudado o filtro *shunt*, especificamente a conexão de filtros operando em paralelo com dois objetivos distintos: *a*) separação de correntes reativa e harmônica processadas por cada filtro e *b*) divisão das correntes processadas pelos filtros (os dois filtros irão processar a metade da corrente necessária para compensação). O primeiro objetivo é implementado com a conexão em paralelo de dois filtros com barramentos capacitivos individuais (dois barramentos) e o segundo objetivo é implementado com a conexão em paralelo de dois filtros com mesmo barramento capacitivo (um único barramento). As principais vantagens dos métodos de operação dos filtros em paralelo são: diminuição de perdas no conversor estático de potência e aumento da faixa de potência total processada pelos filtros.

Na revisão bibliográfica que segue serão abordados três aspectos diretamente relacionados com este trabalho, a fim de identificar as contribuições aqui propostas frente aqueles encontrados na literatura.

1.1 Revisão Bibliográfica

A revisão bibliográfica será dividida em três tópicos: *i*) diferentes filtros *shunt* para cargas específicas (carga monofásica, carga trifásica de três fios e carga trifásica de quatro fios); *ii*) estratégias de controle (identificação da componente fundamental e harmônicos, controle de corrente e controle da tensão do barramento cc) e *iii*) topologias de filtros *shunt* (filtro híbrido, filtro múltível e conexão em paralelo de filtros *shunt*).

1.1.1 Filtro *Shunt* para Diferentes Cargas

A escolha do tipo de filtro *shunt* que se deseja, depende fundamentalmente do tipo de carga a ser compensada. A seguir será apresentado uma revisão bibliográfica enfocando os principais tipos de cargas encontradas.

Carga Monofásica

O filtro *shunt* monofásico tem por objetivo compensar o fator de potência e eliminar harmônicos de corrente oriundos de cargas monofásicas, como observado na Fig. 1.1. Na literatura atual, são encontrados trabalhos em duas frentes de estudo: redução do número de chaves e o aperfeiçoamento das técnicas de controle. A seguir, serão descritos

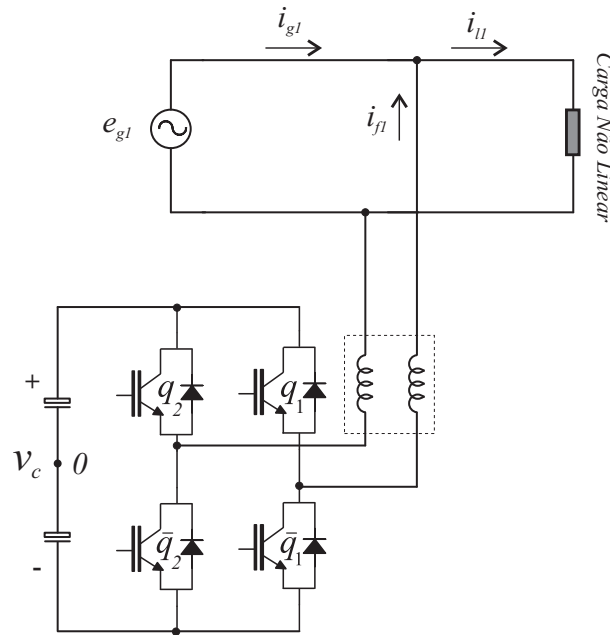


Figura 1.1: Configuração típica de um filtro shunt ativo para cargas monofásicas, em ponte monofásica completa.

sucintamente os trabalhos da revisão bibliográfica para o filtro ativo de potência *shunt* monofásico.

No trabalho [3] é feita a aplicação da linearização do controle de malha fechada do filtro aplicado em cargas monofásicas. A linearização começa sendo aplicada ao próprio modelo do filtro. A partir daí, o esquema de controle linear é proposto e a principal vantagem, face aos demais, é a sua robustez à variação de parâmetros bem como a sua simplicidade de implementação, além de poder utilizar DSPs de baixo custo.

Em [4] é apresentado um novo esquema de controle do filtro utilizando a teoria de estabilidade de Lyapunov. A vantagem apresentada no trabalho é que tanto o controle de corrente quanto o do barramento exibem uma rápida resposta dinâmica à variações de carga.

Uma outra estratégia de controle proposta em [5] é baseada na filtragem adaptativa neural. A filtragem adaptativa é quem fornece a corrente de referência para o conversor do filtro. A técnica apresenta como principais vantagens a baixa complexidade de implementação e esforço computacional, sob qualquer variação da frequência da rede, pois o filtro neural automaticamente ajusta os seus coeficientes no caso de ocorrerem tais mudanças.

O trabalho apresentado em [6] mostra também um método adaptativo, porém baseado no filtro de Kalman, para a obtenção da corrente de compensação do filtro ativo. A principal finalidade deste trabalho é exibir a melhora do desempenho dinâmico do fil-

tro, além de compensar os erros de fase nas referências de corrente devido à amostragem dos sinais medidos.

Já em [7] o conversor boost atua como filtro ativo monofásico, a vantagem deste trabalho é a utilização de uma única chave de potência para a eliminação de harmônicos o que, conseqüentemente, minimiza os custos e as perdas.

Em [8] apresenta-se um esquema de controle indireto de corrente que minimiza o número de chaves necessárias para o conversor do filtro, além de reduzir o *ripple* de corrente da alimentação.

Em [9] a lógica fuzzy é utilizada no controle do barramento do filtro monofásico constituído por um conversor em meia ponte, cuja vantagem está no aumento da velocidade da dinâmica do sistema se for comparado à solução convencional de controle, a qual utiliza controladores do tipo *PI*. Os autores demonstram que não há redução da performance do filtro para a compensação de harmônicos e correção do fator de potência - face aos filtros em ponte completa.

Na referência [10] um esquema de compensação seletiva de harmônicos de corrente é utilizado, reduzindo o terceiro, quinto e sétimo harmônicos. É um controle em malha aberta e sua principal vantagem é na redução do número de sensores do sistema.

Carga Trifásica de 3 Fios

Para este tipo de carga, convencionalmente é utilizado um conversor com três braços, conforme mostrado na Fig. 1.2.

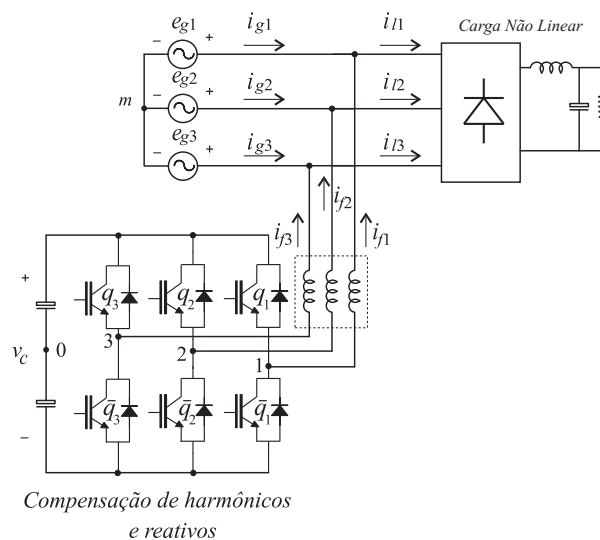


Figura 1.2: Filtro ativo paralelo utilizado para carga com três fios. O conversor apresenta seis chaves, normalmente do tipo IGBT.

Para este tipo de configuração as sessões referêntes a filtros híbridos, multiníveis e operação de conversores de filtro em paralelo apresentarão uma revisão sobre o tema, pois o que lá será apresentado aplica-se integralmente a este tópico, visto que as referências em sua grande maioria são de filtros destinados a compensar este tipo de carga.

Carga Trifásica de 4 Fios

Para atender a cargas com conexão ao neutro, filtros ativos a quatro fios são utilizados tais como os vistos na Fig. 1.3.

O conversor da Fig. 1.3 (a) possui três braços com conexão no ponto central do barramento. A tensão de saída desse conversor possui uma forma de onda bipolar.

Já o conversor da Fig. 1.3 (b) possui um braço adicional, cuja principal finalidade é a produção de uma tensão bipolar com o intuito de reduzir a corrente do neutro, os demais braços têm por função corrigir o fator de potência e reduzir o conteúdo harmônico da corrente da carga.

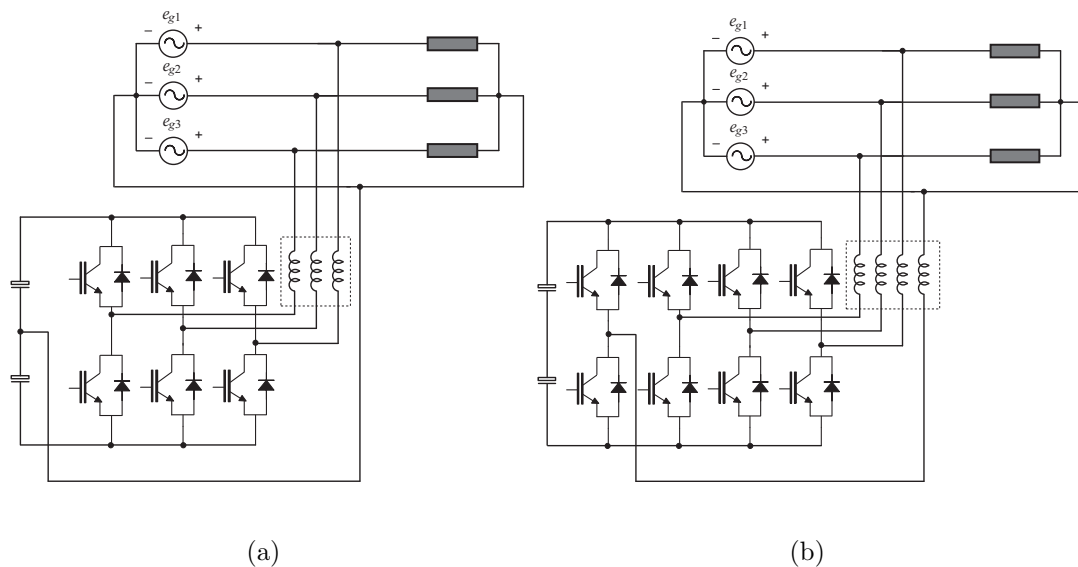


Figura 1.3: Tipos de topologias dos filtros ativos paralelos utilizados em cargas de quatro fios: a) filtro com três braços b) filtro com um braço adicional para limitar a corrente do neutro.

Para este tipo de carga (quatro fios) constata-se uma excessiva corrente no condutor do neutro devido a cargas não lineares desbalanceadas, tais como fontes de computadores, lâmpadas fluorescentes, etc. Existem diversas frentes de estudos para a solução desse problema tais como, redução ou eliminação da corrente do neutro, melhora da compensação harmônica, balanceamento da carga, etc.

Em [11] uma topologia baseada no grampeamento do neutro do conversor (ponto central do barramento) é proposta para melhorar a eliminação de harmônicos, a compensação da potência reativa e reduzir a corrente de neutro. São utilizadas nove chaves com capacidade de tensão diferenciadas (seis suportam a tensão total do barramento e três apenas a metade), a vantagem do esquema está na possibilidade de obter uma modulação de largura de pulso com três níveis.

Em [12] apresenta-se um esquema de controle que utiliza a teoria da potência instantânea para controlar as duas topologias apresentadas na Fig. 1.3, a qual considera a potência homopolar para reduzir a corrente do neutro.

No trabalho de [13] apresenta-se uma nova estrutura e esquema de controle para filtros shunt a quatro fios. A principal diferença da estrutura está na conexão do fio neutro ao pólo negativo do barramento. O filtro de acoplamento LC e uma forma particular de controlar o barramento permitem utilizar uma tensão de referência baixa para o barramento, além de possibilitar uma tensão simétrica na saída do controlador de corrente.

Em [14] é proposto um controlador de estados que possibilita a eliminação seletiva de harmônicos e que também reduz a corrente do neutro. Enquanto que em [15] apresenta-se um esquema de controle simples para a compensação da potência reativa, do conteúdo harmônico, desbalanceamento da carga e corrente do neutro. O filtro ativo deste trabalho constitui-se de três pontes completas monofásicas com o mesmo barramento, com isto cada fase do filtro ativo pode ser vista de forma independente melhorando a controlabilidade geral do sistema, também é demonstrado que a proposta reduz a tensão do barramento (consequentemente a potência do conversor).

O trabalho proposto em [16] apresenta uma nova topologia de comutação suave para o conversor como o da Fig. 1.3 (b) para a redução das perdas. A topologia utiliza um barramento do tipo ressonante, apresentando três vantagens: a não elevação da tensão do barramento quando comparado com conversores de comutação forçada, a condição para tensão zero pode ocorrer a qualquer tempo e os dispositivos de potência padrão podem ser utilizados.

1.1.2 Estratégias de Controle

De uma forma geral, existem três objetivos principais de controle em um filtro ativo de potência do tipo shunt: a) identificar o conteúdo harmônico e formar uma referência sincronizada com a rede elétrica, b) realizar o controle de corrente no conversor estático de potência e c) regular a tensão do barramento capacitivo face as perdas de chaveamento. A revisão bibliográfica referente ao controle filtro shunt apresentada a seguir é

balizada nos três objetivos de controle apresentados anteriormente.

Identificação da Componente Fundamental e Harmônicos

Muitos trabalhos na literatura técnica têm se concentrado no primeiro objetivo descrito anteriormente (identificar o conteúdo harmônico e formar uma referência sincronizada com a rede), como pode ser observado em [17], [18] e [19], para técnicas de filtragem no domínio do tempo, em [20] para técnicas de filtragem no domínio da frequência, em [21] e [22], para a teoria de potência reativa instantânea, e em [23] e [24] para o método de detecção de harmônicos através de filtros adaptativos.

O trabalho apresentado em [20] propõe uma técnica para estimar a componente fundamental do sinal de corrente de um retificador trifásico não controlado através de redes neurais. O identificador de harmônicos proposto em [20] apresenta bom desempenho em regime permanente e um excelente desempenho em transitórios, o que representa vantagens frente à solução convencional de filtragem no domínio do tempo ou no domínio da frequência. Outros trabalhos com redes neurais para identificação são apresentados em [25] e [26].

Em [27] é proposto uma nova arquitetura de controle para um filtro shunt operando com frequência PWM fixa. Esta nova arquitetura é baseada em hardware digital e nos recursos de um microprocessador computacional, e apresenta a vantagem de aumentar a largura de banda do controle de corrente comparado com a implementação convencional usando DSP (Digital Signal Processor), e sem necessitar mudar a frequência de chaveamento.

Controle de Corrente

Na literatura técnica são encontradas muitas formas de controle de corrente do filtro ativo paralelo [28], [29], [30], [31], [32], [33], [34], [35], [36], [37], [38], [39], [40], [41]. Esta subseção pretende resumir os principais métodos de controle de corrente.

a) Estratégia utilizando a teoria das potências $P - Q$ instantâneas Esta estratégia foi proposta, inicialmente, por [42] e baseia-se na transformação de Clarke dos sinais de tensão e corrente no referencial 123 para o referencial $\alpha\beta 0$ (que em vez de serem defasados entre si de 120 graus são em 90 graus). A matriz de transformação do referencial 123 para $\alpha\beta 0$ é mostrada na equação 1.1, as potências instantâneas p e q

nas coordenadas $\alpha\beta 0$ são mostradas, respectivamente, pelas equações 1.2 e 1.3.

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (1.2)$$

$$q = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \\ v_\beta & v_0 \\ i_\beta & i_0 \\ v_0 & v_\alpha \\ i_0 & i_\alpha \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

As componentes p e q da potência instantânea possuem uma parcela referente às tensões e correntes de seqüência positiva e outra referente às tensões e correntes de seqüência negativa. Cada uma destas parcelas possuem, por sua vez, uma componente contínua e uma componente alternada. Onde $v_{\alpha\beta 0}$ e $i_{\alpha\beta 0}$ são as tensões e correntes na referência $\alpha\beta 0$ na fonte e na carga.

O objetivo da estratégia $p - q$ é fazer com que a fonte forneça somente a potência ativa média demandada pela carga, ou seja, somente as componentes contínuas das parcelas de seqüência negativa e positiva da potência instantânea p . Além disso, a fonte não poderá fornecer potência ativa de seqüência zero, ou seja, $i_{g0ref} = 0$. Levando em consideração as equações (1.2) e (1.3) e sabendo que as tensões v e a potência reativa q são ortogonais, podemos obter

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_0 & 0 & v_\beta & -v_\alpha \\ v_\alpha & -v_\beta & 0 & v_0 \\ v_\beta & v_\alpha & -v_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix}$$

como já sabemos qual é o objetivo da estratégia pq podemos escrever

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & v_\beta & -v_\alpha \\ v_\alpha & -v_\beta & 0 & v_0 \\ v_\beta & v_\alpha & -v_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{P}_{L\alpha\beta} + \bar{P}_{L0} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

ao efetuar as multiplicações das matrizes, obtém-se

$$\begin{bmatrix} i_{s0}^* \\ i_{s\alpha}^* \\ i_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{\bar{p}_{L\alpha\beta} + \bar{p}_{L0}}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} 0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Onde $\bar{p}_{L\alpha\beta}$, \bar{p}_{L0} , i_{s0}^* , $i_{s\alpha}^*$ e $i_{s\beta}^*$ são, respectivamente, componente contínua de sequência positiva da potência ativa instantânea, componente contínua da sequência zero da potência ativa instantânea e as três componentes de referência da corrente da rede.

b) **Método i_d - i_q** Também conhecido como método da referência síncrona [43], é o método no qual o eixo direto (eixo d) está defasado do eixo α de um ângulo θ . A matriz de transformação entre os eixos $d - q$ e o $\alpha - \beta$ é expressa através da equação

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Cada componente de corrente i_d e i_q (corrente da carga) possui um valor médio e um valor oscilante (valores DC e AC, respectivamente). A estratégia de compensação para redução de harmônicos e correção do fator de potência assume que a fonte deve fornecer unicamente o valor médio da corrente do eixo d da carga. As componentes de eixo q e 0 assumem zero como referência, [33]

Se o eixo d está na direção do vetor das tensões da rede, e uma vez que a componente de sequência zero é invariante, a transformação expressa em na equação (1.5)

é dada por

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

como interessa somente o valor médio da componente d , temos, a partir da equação (1.6)

$$i_{Ld} = \frac{v_\alpha i_{L\alpha} + v_\beta i_{L\beta}}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} = \frac{p_{L\alpha\beta}}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} = \overline{i_{Ld}} + \widetilde{i_{Ld}} \quad (1.7)$$

onde $\overline{i_{Ld}}$ é o valor médio dessa componente de corrente. Nesta estratégia de controle a corrente de referência da fonte deve estar em fase com a tensão no ponto de acoplamento comum

e pode-se demonstrar [33] que

$$i_s^* = \left(\frac{p_{L\alpha\beta}}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \right)_{dc} \frac{1}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \begin{bmatrix} 0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$$

com i_s^* sendo a corrente de referência da fonte.

c) **Método do Fator de Potência Unitário** Esta estratégia de controle, também conhecida por método da sincronização de tensão (ou controle por tensão), tem por objetivo fazer com que a carga mais o filtro sejam vistos pela fonte como uma resistência [44]. A corrente da fonte deve ser diretamente proporcional à tensão da fonte, ou seja

$$i_s^* = K.u \quad (1.8)$$

Onde u representa o vetor de todas as tensões de fase no ponto de acoplamento comum. A constante K possui um valor que depende da tensão no ponto de acoplamento comum e da carga. A potência fornecida pela fonte será, então,

$$p_s = u.i_s = u^T.K.u = K.(u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2) \quad (1.9)$$

A constante K pode ser determinada com o critério de que a fonte fornecerá somente a componente contínua da potência ativa da carga

$$K = \frac{\overline{p_{L\alpha\beta}} + \overline{p_{L0}}}{(u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2)_{dc}} \quad (1.10)$$

logo, as correntes da fonte serão

$$\begin{bmatrix} i_{s0ref} \\ i_{s\alpha ref} \\ i_{s\beta ref} \end{bmatrix} = \frac{\overline{p_{L\alpha\beta}} + \overline{p_{L0}}}{(u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2)_{dc}} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$$

d) **Método do Cancelamento Harmônico Perfeito** Este é um método que modifica todos os anteriores e seu objetivo é compensar todas as harmônicas de corrente e a potência reativa fundamental demandada pela carga, a fim de eliminar quaisquer distorções [44]. A corrente da fonte estará, desta forma, em fase com a componente de seqüência positiva da tensão da rede, ou seja

$$i_s^* = K u^+ \quad (1.11)$$

Desta forma a corrente da fonte será senoidal e em fase com a tensão fundamental da rede, independentemente de a mesma estar ou não contaminada por harmônicos.

A demonstração segue os mesmos passos exibidos no subitem anterior, somente considerando agora as componentes de sequência positiva das tensões da rede.

e) Método do Cancelamento Seletivo de Harmônicos Atualmente existem trabalhos mostrando a possibilidade de cancelamento de harmônicas individuais de corrente. Para isto, um controlador é sintonizado na harmônica que se quer eliminar e a sua saída é somada à saída do controlador que tenta impor o valor de referência para a corrente da fonte. Cada controlador é responsável por eliminar um harmônico de corrente específico e deve ser do tipo PI modificado, ou seja, permitindo que o filtro ativo possa alcançar erro nulo de regime permanente para a frequência do(s) harmônico(s) que se queira eliminar [45].

f) Uso de Algoritmos Genéticos Os algoritmos genéticos utilizam o princípio da seleção natural e da genética dos sistemas biológicos naturais na forma de algoritmos computacionais para simular evoluções. A grosso modo, o algoritmo genético pode avaliar amplamente mais de uma solução para um mesmo problema e depois selecionar a solução mais apta a ser empregada. A sua utilização em filtros ativos paralelos se dá na definição dos parâmetros dos controladores, selecionando as melhores soluções a serem aplicadas para os ganhos e a ordem do mesmo. Entretanto, o usuário deve configurar limites de valores obtidos nas soluções encontradas pelo algoritmo. A estrutura do controlador inclui um ganho, um integrador puro e um regulador PI [41].

g) Uso de Controle Preditivo No projeto de filtros ativos paralelos há duas partes importantes de controle. A primeira é a técnica utilizada na extração das harmônicas e a segunda é a técnica de controle de corrente. Entre as três técnicas de controle de corrente do conversor - histerese, comparação com rampa e preditivo - o controle preditivo têm apresentado grande utilização inclusive com implementação em DSP's porque proporciona um controle mais preciso, possui menos distorção e apresenta bons desempenhos dinâmicos e estáticos (em contrapartida exigem mais esforço computacional). Nesta técnica de controle as referências são as correntes da fonte, em vez de ser a corrente injetada pelo filtro, o que possibilita a melhora do controle, pois as correntes injetadas pelo filtro possuem uma relativa quantidade de harmônicos, enquanto que as correntes da fonte são (idealmente falando) senoidais.

No controle preditivo as correntes medidas da fonte e as tensões do ponto de acoplamento comum são utilizadas a fim de predizer a referência de tensão de saída do inversor do FAP (filtro ativo paralelo) para que a corrente da fonte atinja o valor de referência. As tensões de saída preditas são utilizadas para determinar a condução e o corte das

chaves. Verificou-se também que o controle preditivo foi utilizado em inversores multiníveis, o que proporciona menos distorção harmônica no sistema fonte, filtro e carga [23], [24].

Regulação de Tensão

A regulação da tensão do barramento do filtro é necessária porque os esquemas de controle de corrente dependem fortemente do nível de tensão disponível no barramento. De forma geral, nas referências consultadas durante a realização do trabalho, o controle da tensão no barramento é efetuado via controladores PI simples e a saída leva em consideração sempre uma pequena parcela de corrente ativa necessária para suprir as perdas no conversor mantendo a tensão no barramento, [34], [35], [36], [37], [38], [39], [40].

1.1.3 Topologias de Filtros Shunt

A compensação ativa de harmônicos para aplicações de alta potência é usualmente limitada pela não disponibilidade no mercado de dispositivos semicondutores com os níveis de potência necessários, devido à máxima faixa de corrente e tensão permitidas para os dispositivos semicondutores de potência. Para atender as exigências de alta potência, várias soluções são encontradas na literatura técnica, tais como: topologias híbridas, estruturas multiníveis e vários inversores operando em paralelo. A seguir será apresentado uma revisão bibliográfica referente a estas possibilidades de soluções quando necessita-se operar em alta potência.

Filtro Híbrido

Em [46], são estabelecidos os conceitos e funcionalidades dos filtros híbridos. Geralmente, tais filtros foram e são concebidos com o intuito de diminuir a potência do conversor e unir as características positivas tanto da compensação dos filtros passivos quanto dos filtros ativos. Em [46], o controle de corrente é feito de duas formas, uma em malha aberta (compensando o sétimo harmônico de corrente da carga) e o outro em malha fechada para compensação do quinto harmônico em diante da corrente da rede, proporcionando uma melhora significativa da performance do filtro.

Já em [30] é proposta uma técnica de controle não linear para o filtro paralelo de potência híbrido, que melhora a resposta dinâmica do filtro quando o mesmo é utilizado para a correção do fator de potência e a compensação de harmônicos de corrente. O modelo dinâmico do filtro híbrido – cuja topologia é a mesma mostrada

na Fig 1 – é primeiramente elaborado no sistema de coordenadas estacionário 123 e depois transformado para o sistema dq síncrono. A partir daí são obtidos os modelos de controle para a corrente e o barramento do filtro. No fim, controladores do tipo PI são utilizados para controlar a corrente e o barramento do conversor do filtro. Para o controle de corrente o modelo dq do filtro é decomposto em duas equações, as quais são utilizadas para gerar as tensões de referência do mesmo a partir da saída dos controladores PI de corrente no referencial síncrono. A não linearidade do sistema de controle é devido ao modelo utilizado no filtro, o qual contempla o filtro passivo conectado em série. Também é mostrado que o controle de corrente do filtro consegue seguir de forma bastante satisfatória as referências de corrente impostas pela carga, além de corrigir o fator de potência.

No trabalho de [47] é proposto um esquema de controle indireto de corrente de filtros paralelos de potência híbridos conectados aos sistemas de potência, a fim de eliminar harmônicos de corrente advindos de conversores estáticos. O filtro híbrido, mais uma vez, consiste num filtro ativo paralelo de potência conectado em paralelo com um filtro passivo e, por sua vez, conectados ao ponto de acoplamento comum da rede e das cargas. O principal objetivo do esquema de controle é controlar o filtro ativo de tal forma que correntes harmônicas encontrem um caminho de impedância zero no filtro passivo e as correntes fundamentais um caminho de impedância infinita, forçando as correntes harmônicas da carga a passar pelo filtro híbrido. O controle de corrente é feito por histerese no filtro ativo. As correntes de referência da rede são obtidas por meio de transformações do referencial 123 para o dq síncrono. Na referência síncrona, as componentes fundamentais de corrente da rede são extraídas por meio de filtros passa-baixas e transformadas novamente para o referencial 123.

É abordado em [48] o problema da presença de potência reativa e de harmônicos de corrente em redes de distribuição de média potência. Propõe-se uma solução simples e barata quando uma conexão particular com a rede de transmissão em alta potência é necessária (conexão radial). Além disso, é apresentado o projeto de uma topologia de filtro ativo híbrido conectado a uma rede de distribuição de média potência e a principal função do filtro é regular um nível de tensão de 132 kV em redes com a conexão citada. O filtro proposto é conectado diretamente a um nível de tensão de 13,8 kV, sem a necessidade de transformador, e apresenta uma boa performance para diferentes demandas de carga. O trabalho [49] propõe um filtro ativo híbrido trifásico em série com um circuito ressonante (série) sintonizado na frequência fundamental para, simultaneamente, suprimir corrente harmônicas e potência reativa em sistemas de média ou alta potência. Para reduzir a potência do filtro, faz-se uma conexão em

paralelo do mesmo – e por meio de transformador – a um circuito ressonante série reduzindo as tensões e correntes nominais das chaves do conversor. O filtro passivo é utilizado para a compensação invariável de potência reativa. O controle do filtro é feito de tal forma que o mesmo se comporta como se fosse uma grande impedância para as correntes harmônicas que a rede necessite enviar devido à carga não linear, isto faz com que o filtro proposto tenha uma boa performance na compensação de harmônicos de corrente, além disso, a conexão híbrida faz com que sejam evitadas ressonâncias paralelas entre os filtros passivos e a rede de potência.

Em [50] estuda-se o problema da limitação de potência fornecida a sistemas elétricos de transporte locomotivo por causa da pobre qualidade de energia advindas de locomotivas baseadas a tiristores. É proposto um sistema de compensação paralela híbrida que consiste de um conversor multinível (três níveis) trabalhando como filtro ativo e um filtro passivo com baixa potência. O filtro ativo é controlado por uma estratégia de regulação de corrente por histerese, proporcionando redução de harmônicos de tensão de baixa ordem enquanto que o filtro passivo atenua harmônicos ressonantes típicos nesses sistemas que operam com 25-kV para tração, além de permitir o uso de chaves de baixa frequência para o filtro ativo sem que o mesmo tenha a performance diminuída. Os resultados dessa referência mostram que o sistema híbrido proposto pode aumentar significativamente a transferência de potência necessária à tração das locomotivas.

É proposto em [51] um novo esquema de controle para a conexão direta de um filtro ativo híbrido sem transformador a um sistema de distribuição de 6,6-kV. O filtro híbrido com controle de corrente é baseado na detecção de tensão. A compensação de corrente do filtro híbrido é composta de uma componente fundamental e por componentes harmônicas, sendo que a componente fundamental é determinada pela impedância LC (filtro passivo) em série com o filtro ativo enquanto que as componentes harmônicas são controladas pelo filtro ativo, as tensões e correntes trifásicas são medidas no ponto de acoplamento. As tensões harmônicas de cada fase são extraídas e multiplicadas por um ganho, gerando as correntes de compensação de referência para o filtro, este procedimento faz com que o filtro se comporte como se fosse um resistor que atenua os harmônicos de corrente no sistema. A conexão direta ao sistema de 6,6-kV é feita por meio de um capacitor, o que acaba barateando o sistema proposto visto que capacitores são vendidos no mercado, em muitos casos, com preços menores que os transformadores.

No trabalho apresentado em [52] é proposto um esquema interessante de filtro shunt híbrido, o qual é composto de um filtro ativo paralelo e um filtro passivo (LC) em série diretamente com a carga não linear. A utilidade do filtro passivo é bloquear harmônicos entre a rede e a carga, conseqüentemente o filtro ativo paralelo compensa

somente reativos e correntes desbalanceadas, implicando na redução da potência do conversor do filtro.

Para maiores detalhes sobre as diversas possibilidades de conexão de filtros ativos e híbridos, sem uma maior ênfase nas estratégias de controle, recomenda-se recorrer à referência [53].

Filtro Multinível

Os trabalhos que envolvem conversores multiníveis operando como filtros ativos visam, principalmente, melhorar o desempenho do mesmo no que se refere à reprodução da corrente de compensação com baixas frequências, possibilitando que os filtros possam atuar em redes de média e alta potência. A seguir serão mostrados alguns trabalhos encontrados na literatura - vale salientar que ainda são poucos.

Em [54] é utilizado um conversor de sete níveis trabalhando como filtro ativo paralelo para explorar as vantagens dos inversores multiníveis nesse cenário. A técnica de controle do barramento capacitivo, a qual é utilizada principalmente em inversores de dois níveis, é estendida para este filtro ativo paralelo de sete níveis. O controle de corrente é do tipo preditivo e utilizado na corrente da rede, a vantagem dessa configuração é a possibilidade do filtro trabalhar em redes de média tensão.

Na publicação [55] um filtro ativo paralelo de cinco níveis é implementado. É destacado que o filtro pode ser conectado diretamente a redes de tensão elevada sem a necessidade de transformadores, podendo trabalhar com uma frequência de chaveamento baixa, mas que exhibe os resultados e características de conversores trabalhando com frequências altas. Conclui que a solução multinível aplicada aos filtros ativos os tornam competitivos para trabalhar em potências altas.

Já em [56] implementa-se duas técnicas de modulação, modulação vetorial com portadora deslocada e modulação vetorial híbrida, num conversor de cinco níveis utilizado como filtro ativo paralelo. A vantagem aqui é a implementação dessas modulações medindo apenas as tensões de três capacitores do barramento ao invés dos seis, que seriam necessários em situações semelhantes.

Em [57] um conversor multinível (nove níveis) assimétrico é posto a operar como filtro ativo paralelo. A vantagem da proposta é o esquema de controle que vence a desvantagem - para os conversores multiníveis assimétricos - da utilização de fontes cc externas para que o barramento permaneça constante.

Explora-se em [58] as vantagens (melhor distorção harmônica, redução da tensão de operação das chaves e a redução das perdas de chaveamento) da implementação de um filtro ativo paralelo com um conversor de três níveis.

No trabalho apresentado em [59] um SAPF (*shunt active power filter* - filtro ativo paralelo) é implementado com um conversor de três níveis com a possibilidade de o mesmo operar a três ou quatro fios, além de propor um método para selecionar os harmônicos a serem compensados, com a vantagem da diminuição da variação da corrente de compensação.

Conexão em Paralelo

A conexão em paralelo de vários conversores estáticos de potência representa uma solução interessante quando se deseja: a) estender a faixa de potência processada pelo filtro ativo de potência paralelo apenas acrescentado novos módulos, b) sistema tolerante a falhas – devido à redundância obtida com a conexão dos filtros em paralelo, c) redução de perdas, d) redução da distorção harmônica total da corrente da rede elétrica, e) maior flexibilidade, f) maior facilidade de manutenção, etc. Alguns trabalhos na literatura exploram os aspectos supracitados, como será mostrado em seguida.

O trabalho proposto em [60] realiza a implementação de um filtro ativo de potência paralelo, composto de três conversores trifásicos conectados em paralelo e compartilhando o mesmo barramento capacitivo. Cada conversor opera com frequência diferente, permitindo, desta forma, a compensação de harmônicos específicos para cada conversor, de uma maneira que o conversor de menor frequência processa uma maior potência, e o de maior frequência processa uma potência menor. A diferença deste trabalho face ao que é proposto nesta dissertação está na compensação de reativos, pois os autores de [60] enfocaram os estudos na compensação de harmônicos enquanto que o realizado no presente trabalho enfocou seus estudos na compensação de harmônicos e reativos.

Em [1] é proposto um *FAP* (Filtro Ativo de Potência) implementado com dois conversores trifásicos do tipo fonte de tensão conectados em paralelo. O uso dos dois filtros em paralelo melhora o desempenho do sistema quando comparado com a configuração convencional, que utiliza um único conversor trifásico. Um dos conversores da configuração proposta em [1] opera com baixa frequência (400Hz), para compensação de fator de potência e harmônicos de baixa frequência, enquanto o outro conversor opera com frequência mais elevada (1.5kHz) para compensação de harmônicos de alta frequência. Neste trabalho, o conversor de menor frequência é conectado no lado da carga, processa uma potência maior e é implementado com GTO, enquanto o conversor de maior frequência é conectado no lado da fonte, processa uma potência menor e é implementado com IGBT. A baixa frequência de chaveamento dos dois conversores (400 e 1.5kHz), exige indutores de filtro com valores de indutâncias elevados (180mH

e 90mH, respectivamente) para manter um THD da corrente na fonte abaixo de 5%.

Em [61] é proposto um trabalho semelhante ao apresentado em [1] e em [60]. Adicionalmente, é apresentada uma estratégia para aumentar a capacidade de potência do filtro paralelo, através da conexão de N filtros shunt conectados em paralelo, como vantagens desta estratégia podemos citar: a) maior flexibilidade por estender a capacidade do sistema, b) maior confiabilidade devido a não interconexão de controle, c) redução da capacidade de potência demandada do filtro paralelo, d) alta modularidade e e) custo benefício devido a modularização.

Outro trabalho na literatura que explora a utilização de dois conversores operando em paralelo com função de filtro ativo shunt é o proposto por [62]. No entanto, em [62] os dois conversores operam com a mesma frequência e são apresentados os seguintes critérios referenciados como vantagens desta solução frente a configuração convencional (um único conversor trifásico): a) os harmônicos podem ser divididos entre os dois conversores, b) em termos de controle um dos filtros trabalha em malha aberta (aproveitando as vantagens da melhor dinâmica do sistema controlado em malha aberta) e o outro em malha fechada (aproveitando as vantagens de um melhor desempenho de regime permanente para sistemas controlados em malha fechada), c) o filtro de malha aberta compensa harmônicos de frequência maior enquanto o filtro de em malha fechada compensa harmônicos de frequência menor e d) pode-se usar a estratégia de *interleaved* (a portadora dos conversores de filtro são defasadas de 180) para diminuir perdas e melhorar THD de corrente.

Em [63] analisa-se a aplicação de dois inversores intercalados (*interleaved inverters*) para compensação de harmônicos de corrente. A estratégia é semelhante à apresentada em [62] já que se utiliza a mesma frequência para os dois conversores, no entanto, em [63] usa-se apenas um barramento capacitivo. Em [63] foi proposto uma estrutura semelhante mas com a utilização de transformador de potência para garantir a isolação galvânica e eliminar a corrente de circulação. Os problemas associados com o transformador de potência, tais como, preço, volume, peso e perdas são mencionados em [63] como desvantagens da solução proposta em [63]. Para minimização da corrente de circulação, utiliza-se em [63] um método de baixo custo com uso de indutores de modo comum (*common-mode inductors*) em série com os indutores de filtro (indutores de linha dos conversores), logo, para sinais diferenciais (entenda-se aqui como as correntes trifásicas de linha) o fluxo magnético líquido no núcleo desses transformadores é virtualmente zero, implicando em indutâncias muito pequenas. Para sinais de modo comum, como a corrente de circulação, a indutância dos indutores acoplados (modo comum) torna-se elevada pois os sinais tem a mesma polaridade, determinando um

fluxo magnético diferente de zero nos núcleos desses indutores. Entretanto, a solução adotada em [63] parece não levar em consideração uma questão prática importante: o custo dos indutores de modo comum. As figuras 1.4 a) 1.4 b) e mostram as configurações trabalhadas em [62] e [63] e que foram o ponto de partida para o trabalho desenvolvido nesta dissertação.

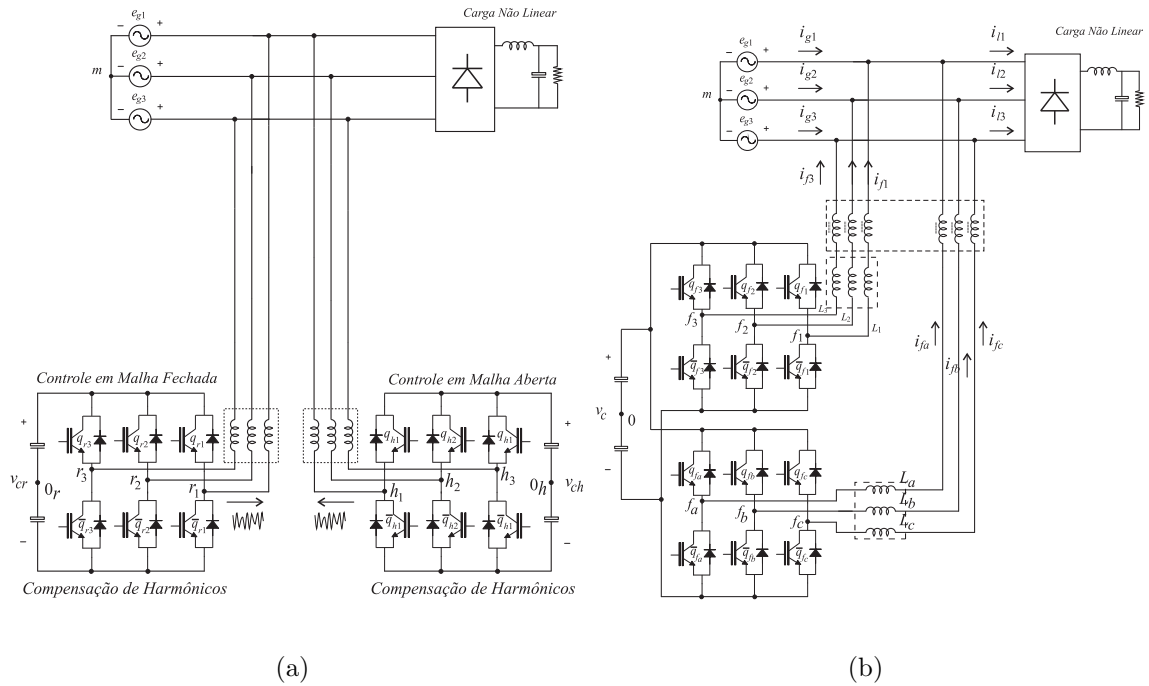


Figura 1.4: Tipos de topologias dos filtros ativos de potência paralelo operando com mais de um conversor de filtro a) Filtro Proposto no trabalho de Lucian Asiminoaei utilizando dois conversores e dois barramentos distintos b) Filtro proposto no trabalho de Lucian Asiminoaei utilizando dois conversores com um único barramento

1.2 Contribuições e Organização do Trabalho

A principal contribuição deste trabalho está no estudo, implementação e proposição de técnicas para melhorar o desempenho do filtro *shunt* operando em paralelo com outro filtro de mesma categoria, seja no cenário de diminuição de perdas no conversor, ou no cenário onde os níveis de corrente exigidos do filtro são maiores que a faixa de potência disponíveis para os dispositivos empregados no mesmo.

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

No Capítulo 1 apresenta-se uma revisão bibliográfica dos diferentes aspectos iner-

entes ao estudo do filtro ativo *shunt*, tais como: estratégias de separação de harmônicos, estratégias de controle de corrente, filtros trifásicos para cargas de três e quatro fios, filtros híbridos, multi-níveis e operando em paralelo entre si.

No Capítulo 2 motra-se o filtro ativo *shunt* trifásico na sua versão convencional, ou seja, composto por três braços. O objetivo deste capítulo é apresentar uma forma alternativa para o controle de corrente do filtro, além de introduzir a nomenclatura usada ao longo deste texto.

No Capítulo 3 é proposto uma estratégia de controle para o comando de dois filtros *shunt* operando em paralelo. O objetivo desta estratégia é separar as componentes reativa e harmônica das correntes processadas pelos filtros, afim de diminuir as perdas totais dos conversores, se comparado com a solução direta dada no Capítulo 2.

No Capítulo 4, apesar de usar o mesmo número de componentes semicondutores de potência que a configuração estudada no Capítulo 3, a topologia estudada neste capítulo usa apenas um banco capacitivo. Além disto, a filosofia deste capítulo é diferente no sentido de dividir a potência processada pelos filtros exatamente pela metade, e não dividir as partes reativa e de harmônicos, como proposto no capítulo 3.

Finalmente, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões gerais deste trabalho.

Capítulo 2

Filtro Ativo de Potência *Shunt*

2.1 Introdução

A qualidade da energia elétrica se tornou uma questão técnica importante e estimulou o uso de esquemas ativos de compensação de potência. Existem diversas classes de equipamentos para melhorar a qualidade de energia [64, 65, 66, 67, 68, 69] tais como supressores de transitórios, reguladores de tensão de linha, UPS, filtros ativos e filtros híbridos. Diferentes configurações são consideradas para a implementação de filtros ativos de potência, mas quando se faz necessário compensar harmônicos de corrente e potência reativa os filtros ativos paralelos podem ser utilizados [70, 71, 72]. Em filtros ativos paralelos convencionais, o processamento dos harmônicos de corrente e da potência reativa da carga é feito pelo mesmo conversor de potência, tal como observado na Fig. 2.1.

Neste capítulo será apresentado: *i*) características importantes dos filtros, tais como especificações de dos componentes passivos do conversor; *ii*) técnica de modulação por largura de pulso; *iii*) estratégia de controle para a compensação dos reativos e dos harmônicos; e *iv*) resultados de simulação e experimentais.

2.2 Modelo do Filtro *Shunt*

O modelo do filtro ativo paralelo pode ser obtido por meio de um circuito ideal, tal como observado na Fig. 2.2. A partir desta figura, pode-se escrever as equações do filtro como segue:

$$e_{g123} - r_f i_{f123} - l_f \frac{di_{f123}}{dt} - v_{f123} + v_{0m} = 0 \quad (2.1)$$

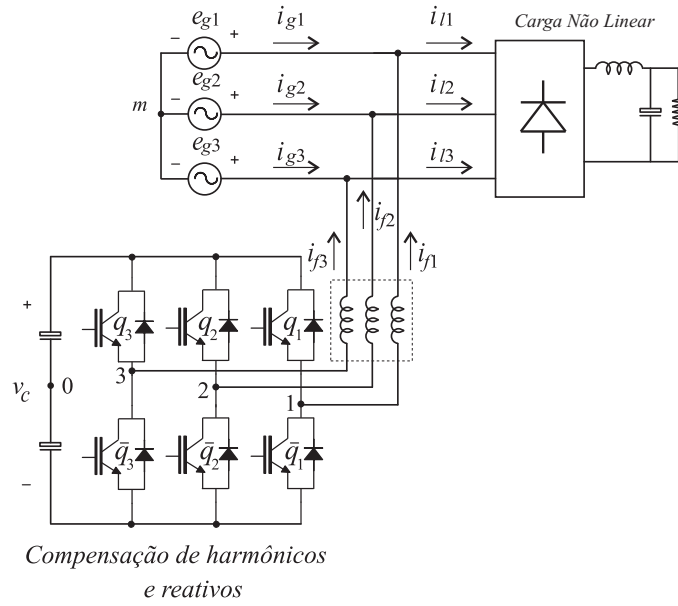


Figura 2.1: Filtro ativo de potência *shunt*.

$$i_{g123} + i_{f123} = i_{l123} \quad (2.2)$$

onde os termos r_f , l_f são as resistências e indutâncias dos filtros presentes na impedância Z_f , como observado na Fig. 2.2.

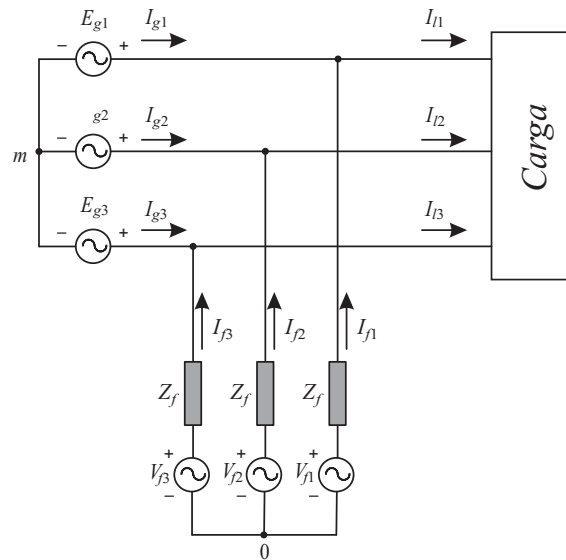


Figura 2.2: Circuito equivalente ideal do filtro *shunt*.

2.3 Estratégia PWM

As tensões de pólo do conversor dependem do estado de condução das chaves, como segue

$$v_{f10} = (2q_{f1} - 1) \frac{v_{cf}}{2} \quad (2.3)$$

$$v_{f20} = (2q_{f2} - 1) \frac{v_{cf}}{2} \quad (2.4)$$

$$v_{f30} = (2q_{f3} - 1) \frac{v_{cf}}{2} \quad (2.5)$$

onde v_{cf} é a tensão do barramento do filtro, q_{f1} , q_{f2} , q_{f3} , são os estados de condução das chaves do conversor, para $q = 1$ significa chave conduzindo e $q = 0$ chave aberta. Considerando que v_{f123}^* denota as tensões de referência demandadas pelos controladores de corrente do filtro, teremos

$$v_{f10}^* = v_{f1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.6)$$

$$v_{f20}^* = v_{f2}^* + v_{\mu}^* \quad (2.7)$$

$$v_{f30}^* = v_{f3}^* + v_{\mu}^* \quad (2.8)$$

Estas equações não são suficientes para determinar as tensões de pólo v_{f10}^* , v_{f20}^* , v_{f30}^* , desta forma, a tensão v_{μ}^* deve ser especificada, sendo possível utilizar a mesma abordagem empregada nos inversores trifásicos [73], [74].

A tensão v_{μ}^* pode ser calculada levando em consideração o fator de distribuição de roda livre μ , como segue

$$v_{\mu}^* = E \left(\mu - \frac{1}{2} \right) - \mu v_{f \max}^* + (\mu - 1) v_{f \min}^* \quad (2.9)$$

onde $v_{f \max}^* = \max V_f$, $v_{f \min}^* = \min V_f$ com $V_f = \{v_{f1}^*, v_{f2}^*, v_{f3}^*\}$.

A fator de distribuição global μ ($0 \leq \mu \leq 1$) é dado por

$$\mu = t_{oi}/t_o \quad (2.10)$$

e indica a distribuição do período de roda livre global t_o (período no qual as tensões v_{f10} , v_{f20} e v_{f30} são iguais) entre o início ($t_{oi} = \mu t_o$) e o fim ($t_{of} = (1 - \mu)t_o$) do período de chaveamento - $t_o = t_{oi} + t_{of}$ [74], [73].

Neste caso é proposto o seguinte algoritmo para o cálculo das larguras de pulso:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição global μ e calcule v_{m0}^* a partir de (2.9).

Passo 2. Determine v_{f10r}^* , v_{f20r}^* e v_{f30r}^* a partir de (2.6)-(2.8).

Passo 3. Finalmente, uma vez determinada as tensões de pólo, calcule as larguras de pulso , τ_{f1} , τ_{f2} , e τ_{f3} usando

$$\tau_{f1} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{f10}^* \quad (2.11)$$

$$\tau_{f2} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{f20}^* \quad (2.12)$$

$$\tau_{f3} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{f30}^* \quad (2.13)$$

os valores das larguras de pulsos são usados no sistema de controle digital para gerar os sinais de gatilho das chaves de potência. Alternativamente, os sinais de gatilho podem ser gerados comparando os sinais de referência v_{f1}^* , v_{f2}^* , v_{f3}^* , com o sinal triangular de alta frequência do conversor.

2.4 Estratégia de Controle

O diagrama de blocos na Fig. 2.3 mostra uma das formas de controle do filtro ativo paralelo e com a qual foi implementado um filtro ativo na bancada experimental.

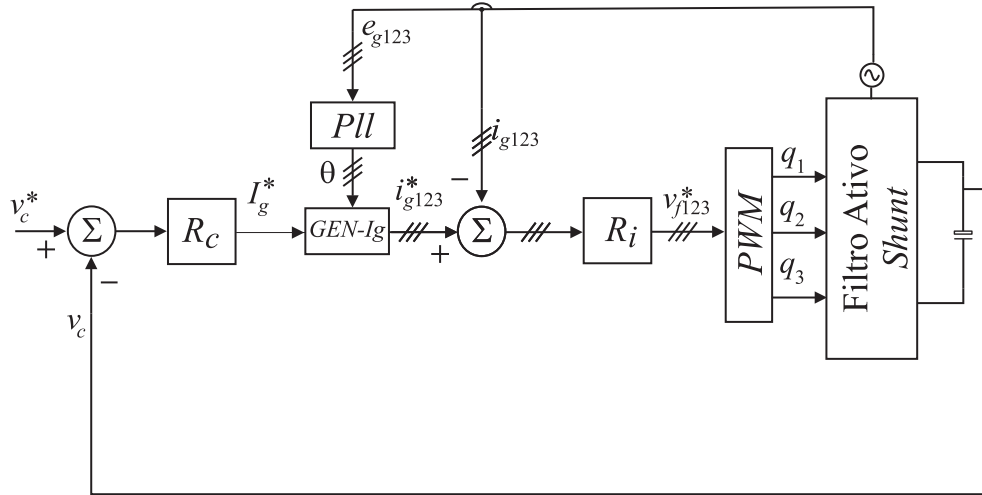


Figura 2.3: Diagrama de blocos de controle do filtro ativo paralelo convencional.

O controlador do barramento, R_c , gera a amplitude, I_g^* , de referência da corrente da rede, duas informações estão imbutidas nesse valor de amplitude: o valor necessário de corrente para suprir as perdas do conversor e manter o barramento constante bem como o valor da amplitude da corrente do filtro ativo. Essa amplitude gerada por R_c é multiplicada por um sinal sincronizado com a tensão fase-neutro da rede e o resultado são as correntes de referência, i_{g123}^* , que a mesma deve fornecer ao sistema, ou seja, uma corrente em fase com a tensão de alimentação. As correntes i_{g123}^* são, então,

comparadas com os valores medidos de corrente nas três fases da alimentação, i_{g123} . O sinal de erro dessa comparação é utilizado pelo controlador de corrente, R_i , para que o mesmo imponha as tensões de referência de pólo do conversor do filtro.

Muitas estratégias de controle do *FAP* (Filtro Ativo Paralelo) necessitam ler as correntes da carga e do filtro (além da tensão do barramento). Esta, porém, necessita apenas ler as da rede e a tensão do barramento (apenas de duas, se for o caso de um sistema a três fios), sendo portanto, mais simples que as demais para o caso de implementação experimental.

Ainda há um outro método de controlar as correntes do filtro: o controle de corrente sintonizado. Trata-se de vários controladores de corrente trabalhando em paralelo e sintonizados, individualmente, nas harmônicas de corrente que se queira eliminar. O controlador de corrente, R_i , da Fig 2.3 é substituído por vários controladores, digamos R_{ih} , onde $h = \{5, 7, 9, 11, \dots\}$, sintonizados (de forma individual) nas harmônicas de corrente da carga que se queira eliminar. As saídas de todos os controladores são somadas para que sejam geradas as tensões v_{f123}^* . A vantagem do esquema citado é diminuir o nível de distorção harmônica da corrente da rede face ao esquema utilizado na bancada experimental deste trabalho.

2.5 Especificações dos Indutores

A especificação dos indutores é um importante tópico do *FAP* (*Filtro Ativo de Potência*), uma vez que a dinâmica do mesmo deve ser capaz de acompanhar as variações de corrente harmônicas da carga. Quanto menor o indutor, mais rápido o filtro pode acompanhar essas variações (já que $di/dt = v_L/L$), e também será menor a tensão do barramento capacitivo. Entretanto, começam a surgir problemas relacionados com o *ripple* de corrente do filtro ao tentar seguir a referência harmônica desejada.

Na literatura [75], [76], [77], [78], [79], [80] são encontrados diversas formas de projetar os indutores para serem acoplados nas saídas dos conversores dos filtros ativos. Esta sessão pretende resumir as duas formas de projeto mais referenciadas pelos autores da revisão bibliográfica. São três os compromissos que devem ser assumidos no projeto dos indutores de filtro:

- A capacidade de não atenuar os harmônicos necessários ao controle;
- Capacidade de promover a compensação dos reativos, se for o caso;
- Garantir a filtragem de *ripple* adicional de corrente na saída do conversor.

2.5.1 Primeiro método

O valor máximo de variação de corrente é a base deste método. Para este cálculo de projeto, nenhuma carga é considerada e o efeito da resistência parasita do indutor também é desconsiderada. Sob estas condições, a referência de tensão do conversor é igual à tensão de alimentação da rede e a indutância necessária é dada por

$$L_f = \frac{V_s}{2\sqrt{6}f_s\Delta I_{f(p-p)max}} \quad (2.14)$$

onde L_f é a indutância de saída do conversor, f_s é a frequência de chaveamento do mesmo, V_s é o valor de pico da tensão fase-neutro da rede e $\Delta I_{f(p-p)max}$ deve ser a variação máxima em porcentagem da corrente de compensação, tal variação deve ficar na faixa entre 5 a 15% do valor de corrente do filtro que, para propósitos de projeto, pode ser considerada como sendo igual à da carga.

2.5.2 Segundo Método

Neste método o valor de L_f deve ser limitado entre dois extremos. Para o valor mínimo de L_f , o valor máximo de corrente que o filtro deve fornecer para compensar uma carga totalmente indutiva é considerado. Como trata-se de um indutor para um filtro ativo, o seu valor deve ser tal que ele possa permitir as variações de correntes necessárias para a compensação de harmônicos e sob este ponto de vista o valor máximo do indutor deve levar em consideração esta necessidade. O valor mínimo do indutor pode ser calculado segundo a equação (2.15)

$$L_{f \min} = \frac{V_{dc}}{8f_s\Delta I_{f(p-p)max}} \quad (2.15)$$

onde V_{dc} é a tensão de referência do barramento, enquanto que o valor máximo de indutância é obtido por (2.16)

$$L_{f \max} = \frac{V_{dc} - 2\sqrt{2}V_s}{2\sum_3^{\infty} \omega h I_h \sqrt{2}} \quad (2.16)$$

onde V_s é o valor de pico da tensão de fase da rede, ω é a frequência fundamental do sistema, h é um múltiplo inteiro numericamente igual à harmônica de corrente e I_h é a amplitude da corrente harmônica.

A escolha do método de projeto das indutâncias será justificada no capítulo três deste trabalho.

2.6 Especificação da Tensão do Barramento

A tensão do barramento também é um importante tópico de projeto de um *FAP*. Pois o sucesso da estratégia de controle depende da capacidade do filtro manter o nível de tensão do barramento constante, e da capacidade de fornecer os harmônicos de corrente necessários, o que está intimamente relacionado com a tensão do barramento capacitivo, como observado nas expressões (2.16) e (3.29).

Considera-se inicialmente que a carga é indutiva, como observado em Fig. 2.4(a). Com a compensação do fator de potência da fonte primária garantido pelo filtro ativo *shunt*, e sabendo-se que $I_l = I_g + I_f$, podemos decompor a corrente I_l em duas componentes, como observado na Fig. 2.4(b). Desprezando a parte resistiva do filtro L_f , podemos escrever o diagrama fasorial como na Fig. 2.4(c), e aplicando a lei das malhas obtemos

$$V_f = E_g + jX_f I_f \quad (2.17)$$

como observado na Fig. 2.4(d).

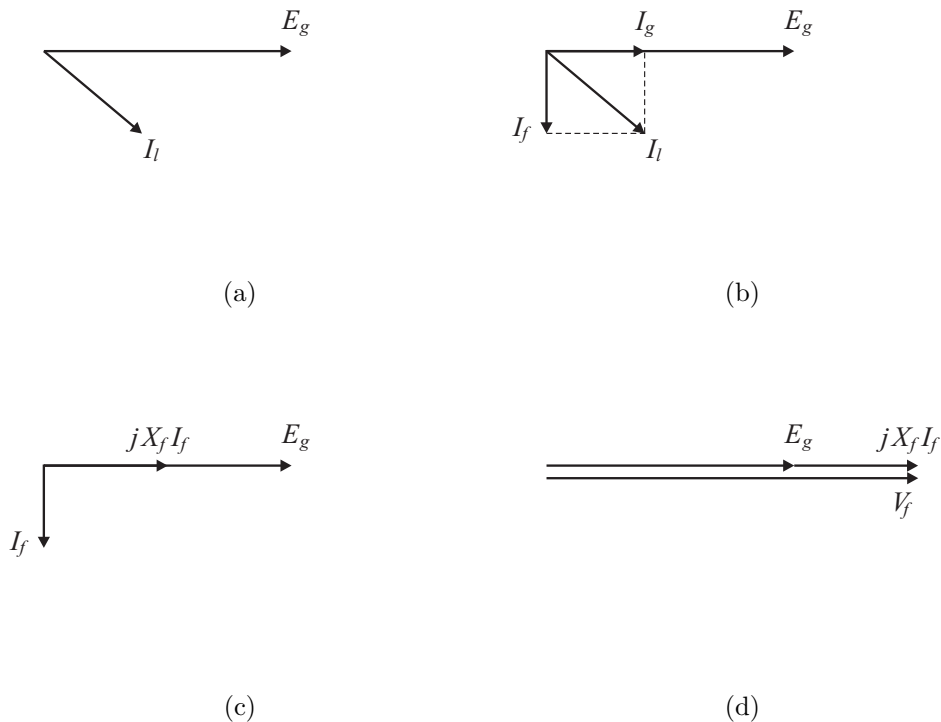


Figura 2.4: Representação fasorial para especificação da tensão do barramento capacitivo.

Como a tensão do barramento capacitivo é definido como a diferença entre duas

tensões de pólo, obtemos

$$V_{dc} = m_a \sqrt{3} V_f \quad (2.18)$$

onde m_a é o índice de modulação de amplitude, que para a região de modulação linear é dado por $0 \leq m_a \leq 1$.

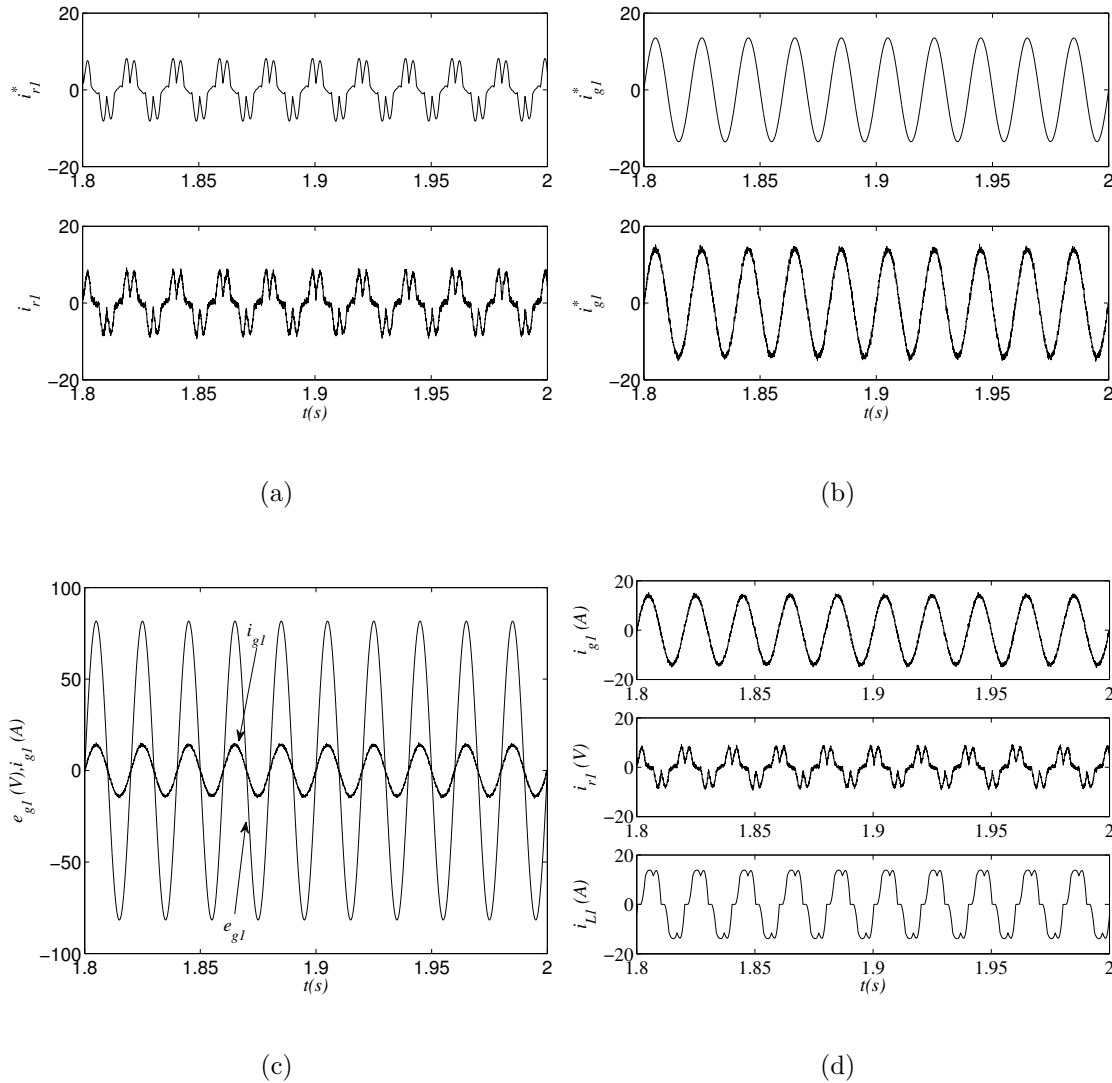


Figura 2.5: Resultados de simulação para carga de 2000W: a) i_{f1}^* e i_{f1} b) i_{g1}^* e i_{g1} c) v_{g1} e i_{g1} d) i_{g1} , i_{f1} e i_{L1}

2.7 Resultados de Simulação

A seguir serão apresentados resultados de simulação de um sistema filtro ativo de potência paralelo convencional, a fim de que seja observada a atuação do filtro ativo na compensação do fator de potência e na eliminação de harmônicos.

Nos resultados de simulação serão apresentados dois conjuntos de resultados equivalentes com diferentes potências.

Nas Figs. 2.5 e 2.6 são apresentados os resultados de simulação da configuração de filtro ativo estudada neste capítulo com potências de carga de, respectivamente, $P_l = 2000W$ e $P_l = 3000W$. Os parâmetros globais foram:

- Frequência de chaveamento do filtro: $10kHz$;
- Tensão de barramento do filtro: $410V$;
- Especificação do indutor do filtro de reativos: $2.1mH$;

Na Fig. 2.5(a) pode ser constatado que a corrente do filtro acompanhou a sua referência, muito embora a estratégia de controle não necessite do seu valor medido sendo, portanto, uma forma indireta de controlar a corrente na saída do conversor. O valor de i_{f1}^* foi obtido subtraindo o valor de i_{g1}^* de i_{L1} . De forma análoga, na Fig.2.5(b) mostra-se a atuação do sistema de controle sobre a variável de controle direta, i_{g1} . Já na Fig 2.5(c) verifica-se que houve a compensação de reativos, objetivo que é também desejado e contemplado na estratégia de controle de forma bastante direta conforme já explicitado em sessão anterior. Por fim, na Fig 2.5(d) são exibidas todas as correntes da fase 1 do sistema simulado.

Comentários análogos aos da figuras anteriores podem ser aplicados ao conjunto simulado de resultados para uma potência de $3100W$, como observado nas Figs. 2.6(a), 2.6(b), 2.6(c) e 2.6(d).

2.8 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos com os seguintes parâmetros e condições:

- Frequência de chaveamento do filtro: $10kHz$;
- Tensão de barramento do filtro: $100V$;
- Especificação do indutor do filtro: $8.27mH$;

Na Fig. 2.7(a) observa-se as correntes de referência e medida do filtro de reativos, notar que o controle atuou de forma satisfatória. As pequenas distorções que podem ser observadas na corrente do filtro medida, i_{f1} , devem-se a não linearidade não modeladas nas simulações e a ruídos de medição. A corrente controlada diretamente, i_{g1} , e sua

referência, i_{g1}^* , podem ser observadas na Fig. 2.7 b), apesar dos problemas citados no comentário da corrente do filtro, nota-se que o controle atuou de forma aceitável pois a mesma apresenta-se senoidal. Já na Fig. 2.7 c) pode-se constatar que o controle conseguiu corrigir o fator de potência, pois a corrente da fase 1 da rede encontra-se em fase com a tensão de fase $eg1$, além de evidenciar que o barramento foi controlado também a contento sustentando o seu valor na referência desejada. Por fim, na Fig. 2.7 d), foram mostradas todas as correntes do sistema incluindo a corrente da carga para se ter uma idéia de como poderia ser a corrente da rede caso o controle para eliminar harmônicos não estivesse presente. A carga utilizada foi um conjunto em paralelo de motor trifásico e retificador trifásico (o qual alimentava uma carga RL). Os valores de tensão, corrente e barramento do experimento não foram como os da simulação em virtude da saturação dos sensores de corrente da bancada.

2.9 Conclusões

Neste capítulo foi estudado a forma convencional de implementação de um filtro ativo paralelo. Também foram mostradas a estratégia PWM e a malha de controle utilizadas no meso, além de ser feito um breve comentário do controle de sintonizado de corrente. Adicionalmente resultados de simulação e experimentais foram exibidos, a fim de mostrar a atuação do controle de corrente indireto empregado neste capítulo.

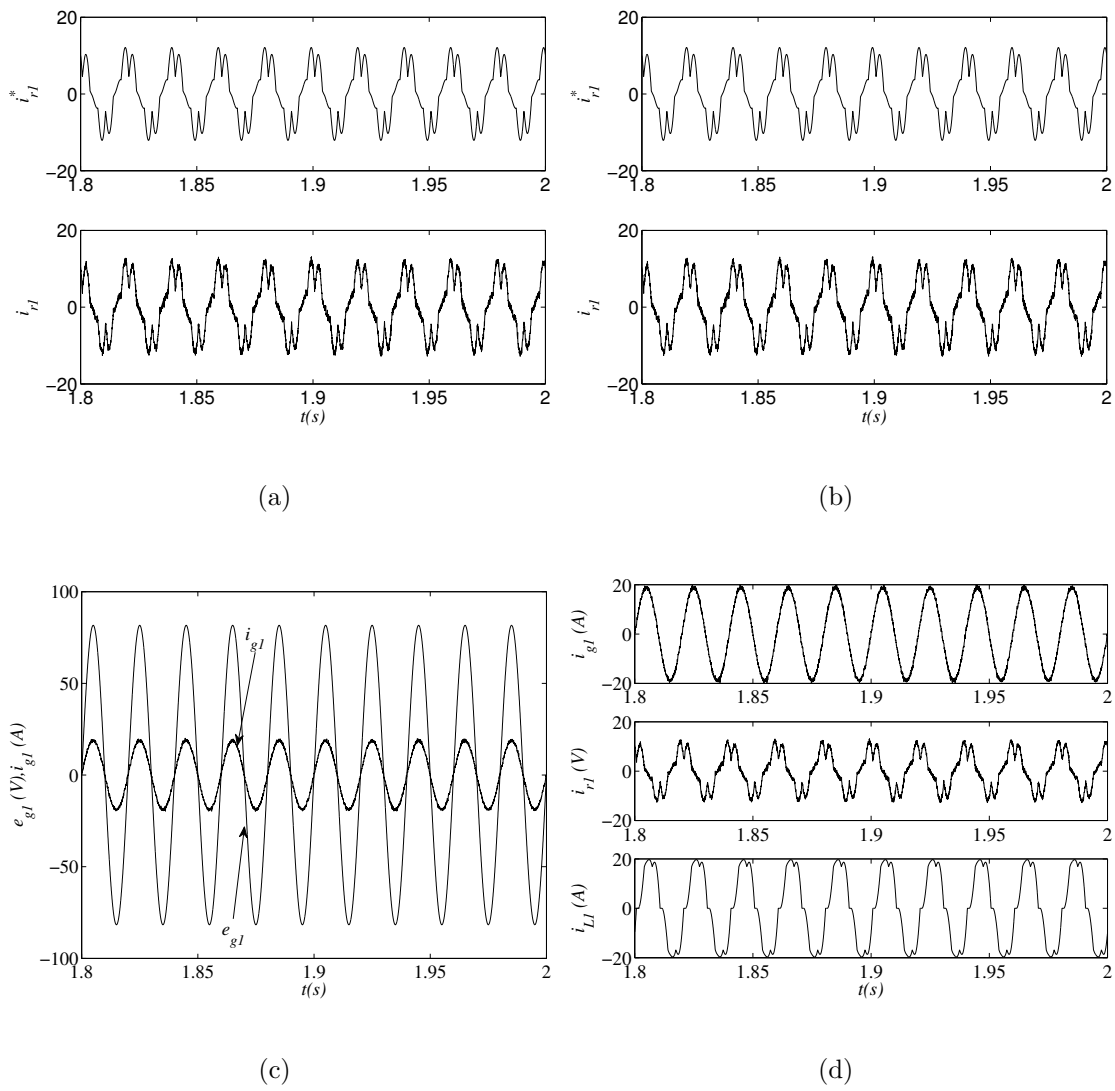


Figura 2.6: Resultados de simulação para carga de 2000W: a) i_{f1}^* e i_{f1} b) i_{g1}^* e i_{g1} c) v_{g1} e i_{g1} d) i_{g1} , i_{f1} e i_{L1}

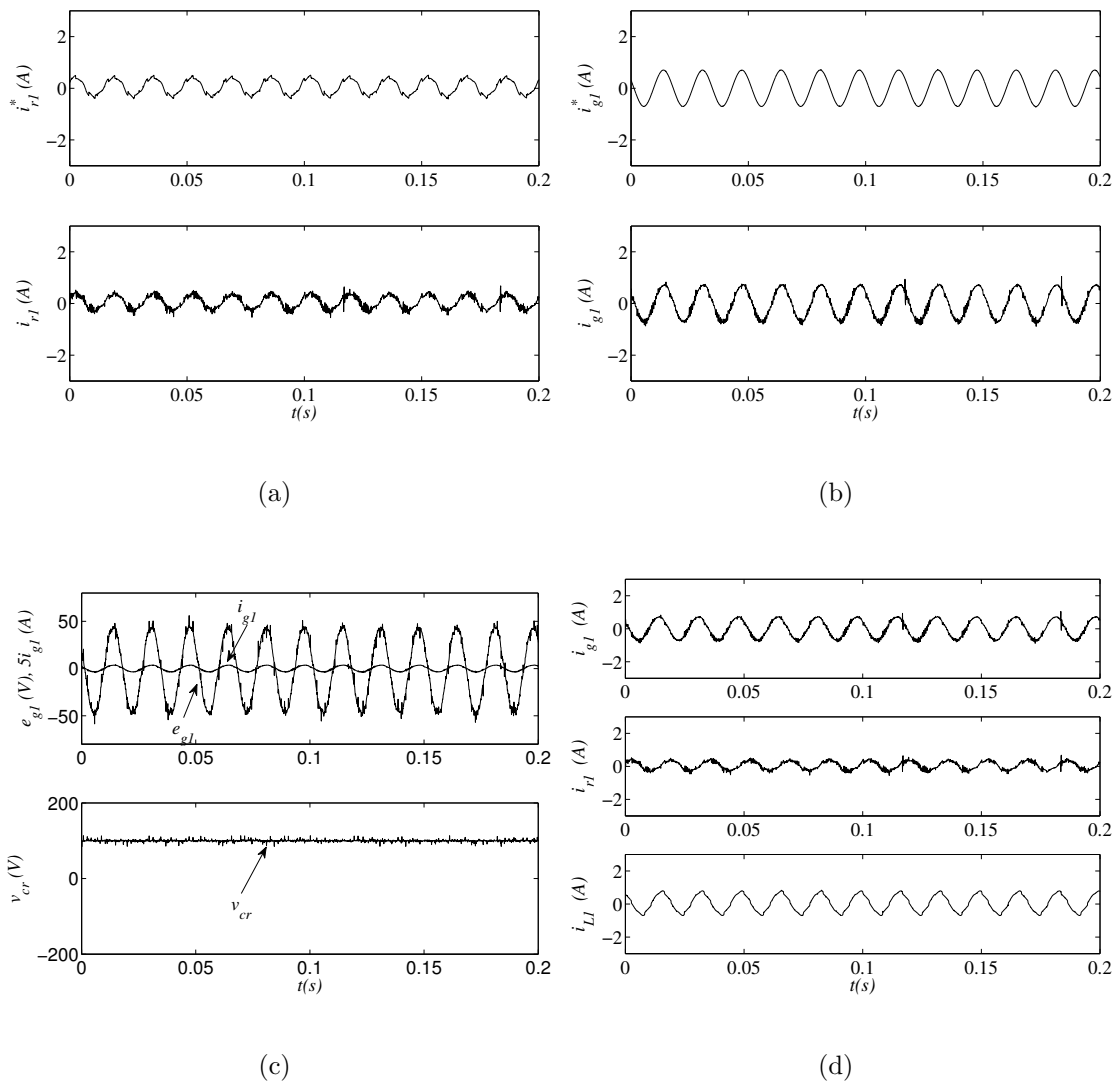


Figura 2.7: Resultados experimentais: a) i_{f1}^* e i_{f1} b) i_{g1}^* e i_{g1} c) v_{g1} e i_{g1} assim como v_{cr} d) i_{g1} , i_{f1} e i_{L1}

Capítulo 3

Conexão em Paralelo de Dois Filtros com Barramentos Individuais

3.1 Introdução

Em filtros ativos paralelos convencionais, o processamento dos harmônicos de corrente e da potência reativa da carga é feito pelo mesmo conversor de potência, tal como observado na Fig. 3.1(a), o que pode apresentar alguns deméritos em termos de perdas no conversor de potência, especialmente quando o nível de corrente no filtro e a frequência de chaveamento são altas.

Uma estrutura de um filtro ativo *shunt* com dois conversores operando em paralelo com barramentos capacitivos individuais foi proposta em [1] e também estudada com diferentes variações em [1], [81]. Porém, nos trabalhos anteriormente citados, os conversores foram implementados para compensar harmônicos de acordo com sua frequência, ou seja, os harmônicos de maior frequência eram compensados pelo filtro de maior frequência, enquanto os harmônicos de menor frequência eram compensados pelo filtro de menor frequência. Adicionalmente, nestes artigos [1] e [81] nenhuma ou pouca menção foi feita a respeito do impacto nas perdas do conversor com a conexão dos dois filtros em paralelo. Além disto, a estratégia de controle apresentada nos artigos da literatura não separam os harmônicos do reativo.

Neste capítulo é proposto uma técnica de controle onde a parte reativa é compensada por um dos filtros, enquanto o outro filtro compensa toda a parte referente aos harmônicos produzidos pela carga. Com esta técnica é possível reduzir as perdas no conversor de potência. Além disto, em alguns casos com a topologia estudada é possível

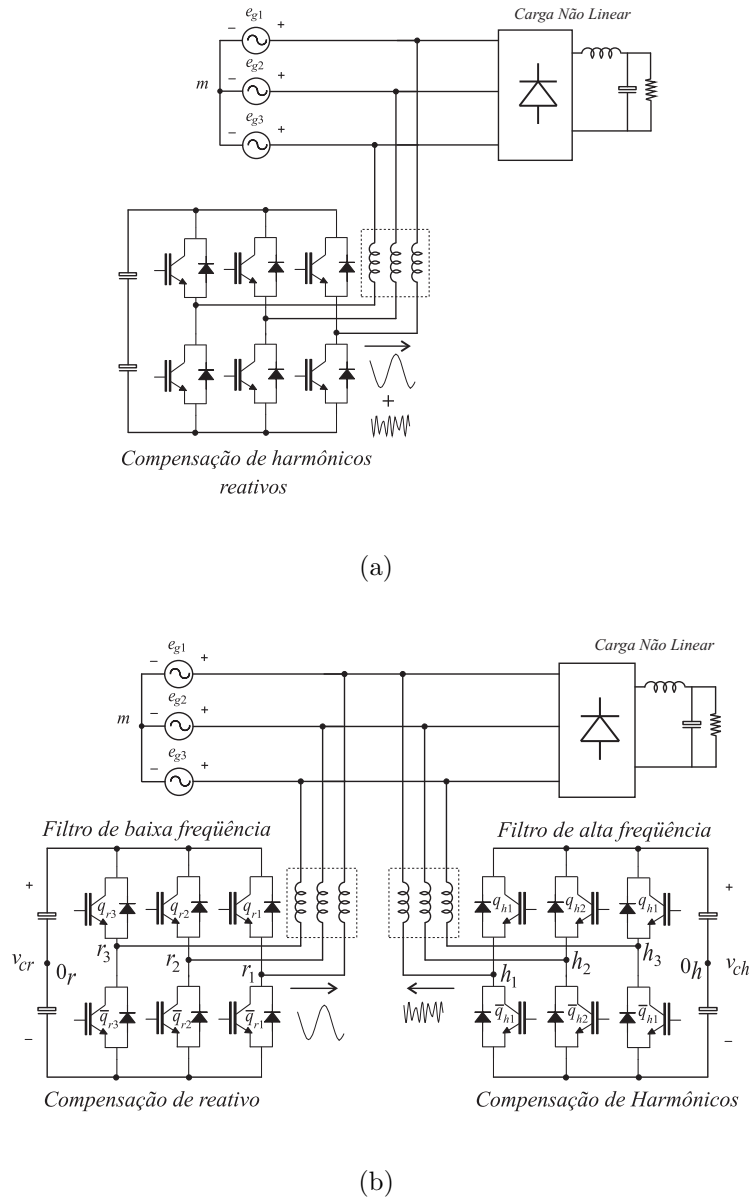


Figura 3.1: Filtro ativo de potência *shunt*. (a) Solução convencional. (b) Solução proposta.

reduzir os custos, pois filtros ativos *shunt* convencionais para alta potência necessitam de chaves rápidas o que implica num maior custo desta topologia. Nesta técnica, a compensação dos reativos e dos harmônicos são feitas separadamente, com dois filtros ativos trabalhando em frequências diferentes. O reativo da carga é compensado pelo filtro de menor frequência enquanto que os harmônicos são compensados pelo filtro de maior frequência. Os dois filtros são conectados em uma topologia combinada, na qual eles trabalham em paralelo, como observado em Fig. 3.1(b). Esta técnica proporciona vantagens em termos da redução de perdas se comparada com a solução padrão de compensação Fig. [3.1(a)].

Além disso, neste capítulo será apresentado: *i*) características importantes dos filtros, tais como especificações de projeto e perdas de potência no conversor; *ii*) técnicas de modulação por largura de pulso; *iii*) estratégia de controle para a compensação dos reativos e dos harmônicos; e *iv*) resultados de simulação e experimentais.

3.2 Modelo do Filtro *Shunt*

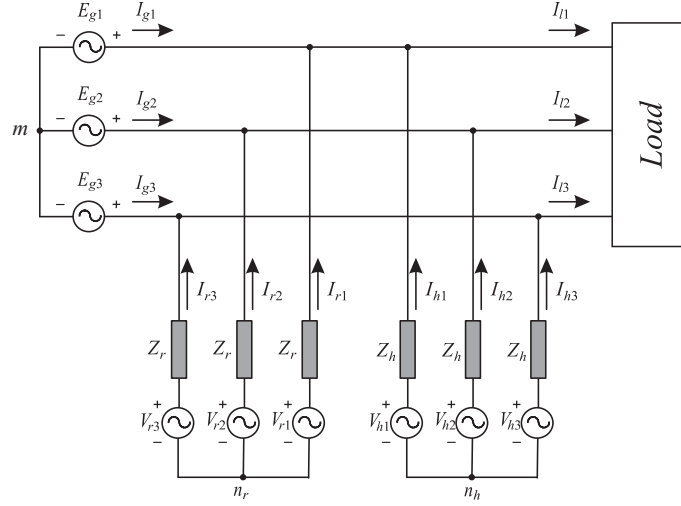
O modelo do filtro ativo de potência proposto pode ser obtido por meio de um circuito ideal, tal como observado na Fig. 3.2. A partir desta figura, pode-se escrever as equações do filtro de menor e maior frequências, respectivamente, como segue:

$$e_{g123} - r_r i_{r123} - l_r \frac{di_{r123}}{dt} - v_{r123} + v_{n_{r,m}} = 0 \quad (3.1)$$

$$e_{g123} - r_h i_{h123} - l_h \frac{di_{h123}}{dt} - v_{h123} + v_{n_{h,m}} = 0 \quad (3.2)$$

onde os termos r_r , r_h e l_r , l_h são as resistências e indutâncias dos filtros Z_r e Z_h , respectivamente, como observado na Fig. 3.2.

A especificação de cada indutor de filtro (Z_r e Z_h) deve ser realizada de forma individual, já que os filtros terão funcionalidades diferentes, ou seja, irão compensar reativos e harmônicos, respectivamente. A especificação dos filtros (Z_r e Z_h) e o impacto desta especificação sobre os demais critérios de projeto do filtro *shunt* serão mostrados nas seções subsequentes deste capítulo.


 Figura 3.2: Circuito equivalente ideal do filtro *shunt*.

3.3 Estratégia PWM

As tensões de pólo do conversor dependem do estado de condução das chaves, como segue

$$v_{r10_r} = (2q_{r1} - 1) \frac{v_{cr}}{2} \quad (3.3)$$

$$v_{r20_r} = (2q_{r2} - 1) \frac{v_{cr}}{2} \quad (3.4)$$

$$v_{r30_r} = (2q_{r3} - 1) \frac{v_{cr}}{2} \quad (3.5)$$

$$v_{h10_h} = (2q_{h1} - 1) \frac{v_{ch}}{2} \quad (3.6)$$

$$v_{h20_h} = (2q_{h2} - 1) \frac{v_{ch}}{2} \quad (3.7)$$

$$v_{h30_h} = (2q_{h3} - 1) \frac{v_{ch}}{2} \quad (3.8)$$

onde v_{cr} é a tensão do barramento do filtro de menor frequência, v_{ch} é a tensão do barramento do filtro de maior frequência, q_{r1} , q_{r2} , q_{r3} , q_{h1} , q_{h2} e q_{h3} é o estado de condução das chaves, onde $q = 1$ significa chave conduzindo e $q = 0$ chave aberta.

Considerando que v_{r123}^* e v_{h123}^* denotam as tensões de referência demandadas pelos controladores dos filtros de reativo e de harmônico, respectivamente, teremos

$$v_{r10_r}^* = v_{r1}^* + v_{\mu r}^* \quad (3.9)$$

$$v_{r20_r}^* = v_{r2}^* + v_{\mu r}^* \quad (3.10)$$

$$v_{r30_r}^* = v_{r3}^* + v_{\mu r}^* \quad (3.11)$$

e

$$v_{h_1 0_h}^* = v_{h_1}^* + v_{\mu h}^* \quad (3.12)$$

$$v_{h_2 0_h}^* = v_{h_2}^* + v_{\mu h}^* \quad (3.13)$$

$$v_{h_3 0_h}^* = v_{h_3}^* + v_{\mu h}^* \quad (3.14)$$

Estas equações não são suficientes para determinar as tensões de pólo $v_{r_1 0_r}^*$, $v_{r_2 0_r}^*$, $v_{r_3 0_r}^*$ (filtro de reativos) e $v_{h_1 0_h}^*$, $v_{h_2 0_h}^*$, $v_{h_3 0_h}^*$ (filtro de harmônicos), desta forma, as tensões $v_{\mu r}^*$ e $v_{\mu h}^*$ devem ser especificadas, sendo possível utilizar a mesma abordagem empregada nos inversores trifásicos [73], [74] e também utilizada no capítulo anterior.

As tensões $v_{\mu r}^*$ e $v_{\mu h}^*$ podem ser calculadas levando em consideração o fator de distribuição de roda livre μ_r e μ_h para os os filtros de reativo e harmônicos, como segue

$$v_{\mu r}^* = E\left(\mu_r - \frac{1}{2}\right) - \mu_r v_{r \max}^* + (\mu_r - 1)v_{r \min}^* \quad (3.15)$$

$$v_{\mu h}^* = E\left(\mu_h - \frac{1}{2}\right) - \mu_h v_{h \max}^* + (\mu_h - 1)v_{h \min}^* \quad (3.16)$$

onde $v_{r \max}^* = \max V_r$, $v_{r \min}^* = \min V_r$ e $v_{h \max}^* = \max V_h$, $v_{h \min}^* = \min V_h$ onde $V_r = \{v_{r_1}^*, v_{r_2}^*, v_{r_3}^*\}$ e $V_h = \{v_{h_1}^*, v_{h_2}^*, v_{h_3}^*\}$.

A fator de distribuição μ ($0 \leq \mu \leq 1$) (para o filtro de reativos $\mu = \mu_r$ e para o filtro de harmonicos $\mu = \mu_h$) é dado por

$$\mu = t_{oi}/t_o \quad (3.17)$$

e indica a distribuição do período de roda livre t_o (período no qual as tensões $v_{r_1 0_r}^*$, $v_{r_2 0_r}^*$, $v_{r_3 0_r}^*$ e $v_{h_1 0_h}^*$, $v_{h_2 0_h}^*$, $v_{h_3 0_h}^*$ são iguais) entre o início ($t_{oi} = \mu t_o$) e o fim ($t_{of} = (1 - \mu)t_o$) do período de chaveamento - $t_o = t_{oi} + t_{of}$ [74], [73].

Neste caso é proposto o seguinte algoritmo para o cálculo das larguras de pulso:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição global μ e calcule v_{n0}^* a partir de (3.15)-(4.16).

Passo 2. Determine $v_{r_1 0_r}^*$, $v_{r_2 0_r}^*$, $v_{r_3 0_r}^*$ e $v_{h_1 0_h}^*$, $v_{h_2 0_h}^*$, $v_{h_3 0_h}^*$ a partir de (3.9)-(3.14).

Passo 3. Finalmente, uma vez determinada as tensões de pólo, calcule as larguras de pulso τ_{r1} , τ_{r2} , τ_{r3} , τ_{h1} , τ_{h2} , τ_{h3} usando

$$\tau_{r1} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{r_1 0_r}^* \quad (3.18)$$

$$\tau_{r2} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{r_2 0_r}^* \quad (3.19)$$

$$\tau_{r3} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{r_3 0_r}^* \quad (3.20)$$

$$\tau_{h1} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{h_1 0_h}^* \quad (3.21)$$

$$\tau_{h2} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{h_2 0_h}^* \quad (3.22)$$

$$\tau_{h3} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{h_3 0_h}^* \quad (3.23)$$

os valores das larguras de pulsos são usados no sistema de controle digital para gerar os sinais de gatilho das chaves de potência. Alternativamente, os sinais de gatilho podem ser gerados comparando os sinais de referência v_{r1}^* , v_{r2}^* , v_{r3}^* , v_{h1}^* , v_{h2}^* , e v_{h3}^* com o sinal triangular de alta frequência de cada conversor.

3.4 Estratégia de Controle

O diagrama de controle na Fig. 3.3(a) corresponde ao controle do filtro de menor frequência, o qual é responsável pela compensação da corrente reativa fundamental da carga. O controle do barramento é implementado por um controlador do tipo *PI* simples. A saída deste controlador gera a amplitude de corrente ativa (I_{ra}^*) necessária para manter a tensão do barramento constante e suprir as perdas do filtro. A partir desta amplitude e da fase da rede de tensão (obtida por meio do bloco *Pll*) gera-se as correntes i_{ra123}^* , e seu sentido deve ser da rede para o conversor. As correntes da carga são lidas para que sejam obtidas as duas componentes de corrente no referencial síncrono, cuja matriz de transformação do referencial *123* para o *dq* síncrono é dada por

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

onde θ é a fase da tensão da rede que, neste caso, é obtida via *Pll*. O bloco *FPB* é um filtro passa-baixas utilizado para separar o reativo fundamental da corrente da carga. Nas simulações foram utilizados dois filtros de segunda ordem em cascata, com funções de transferência iguais a

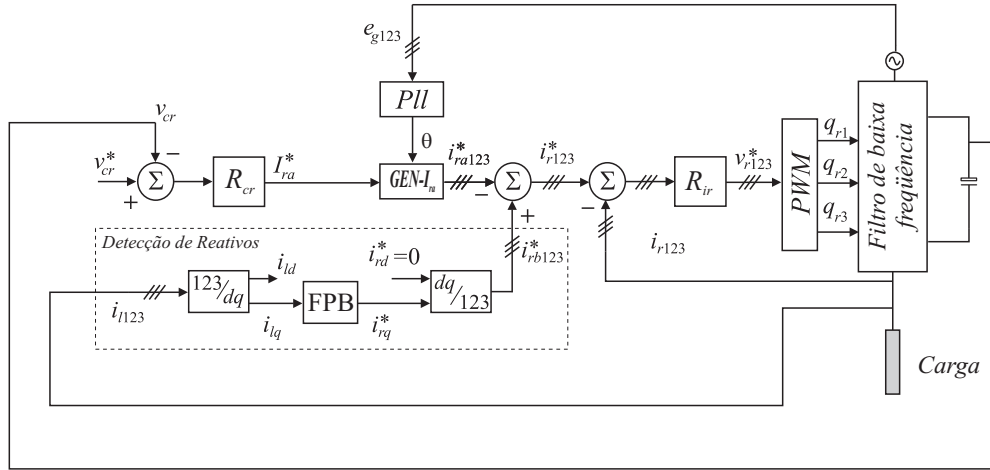
$$F_{PB}(s) = \frac{k\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (3.25)$$

onde k , ω_c e ζ são, respectivamente, o ganho do filtro, a frequência angular de corte do filtro e a constante de amortecimento. Ambos os filtros são sintonizados com uma frequência de corte de $10Hz$. Uma vez separada a componente reativa fundamental da corrente da carga, é feita a transformação inversa desta componente para gerar as correntes reativas de referencia para o filtro de menor frequência (i_{rb123}^*). Como o intuito é a compensação de reativos, a componente *d* é imposta como sendo zero na transformação inversa de *dq* síncrono para *123*. Esta corrente de referência i_{rb123}^* é subtraída da corrente gerada para o controle do barramento (i_{ra123}^*), gerando, então, a corrente de referencia total do filtro de menor frequência. O erro desta corrente de referencia alimenta um controlador de dupla sequência sintonizado na frequência

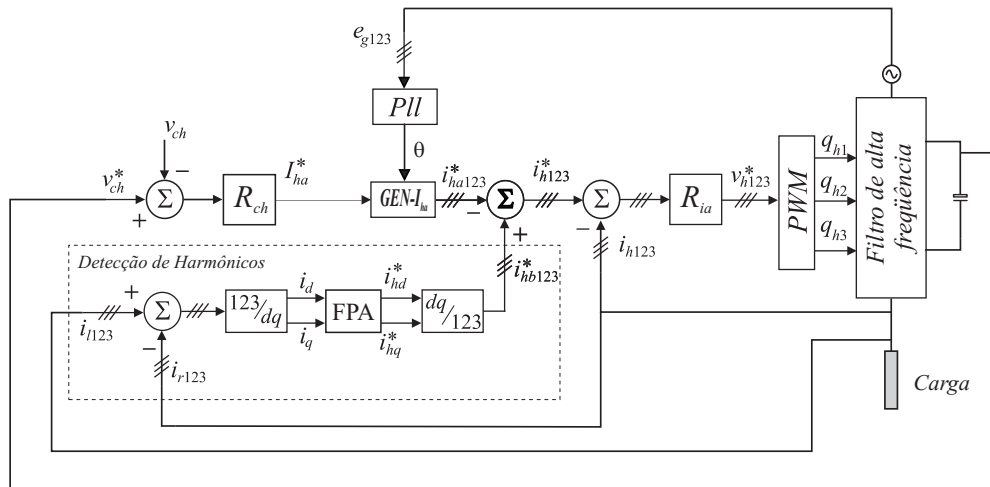
fundamental de trabalho do sistema e cuja função de transferência é dada por

$$R_c(s) = \frac{K_a s^2 + K_b s + K_c}{s^2 + \omega_c^2} \quad (3.26)$$

onde K_a , K_b e K_c são os ganhos do controlador.



(a)



(b)

Figura 3.3: Diagrama de blocos de controle do filtro ativo shunt com barramento individual. (a) Controle do filtro de baixa frequência (compensação de reativos). (b) Controle do filtro de alta frequência (compensação de harmônicos).

Para o controle do filtro de maior frequência (comparado com o filtro de menor frequência) a diferença está no bloco onde são separadas as correntes de referência, que neste caso é utilizado um filtro passa-altas. As correntes da carga e do filtro de menor

frequência são subtraídas e o resultado é transformado para o referencial dq síncrono utilizando a equação (3.24). As duas componentes geradas, d e q , são filtradas por dois filtros passa altos de segunda ordem em cascata, como na equação (3.25).

Os filtros são sintonizados com uma frequência de corte de $10Hz$. O processo daqui por diante é análogo ao controle do filtro de menor frequência, inclusive com o mesmo controlador de corrente dado em (3.26) e com a mesma sintonia do controlador do filtro de menor frequência.

3.5 Especificações dos Indutores

De acordo com a discussão apresentada no capítulo 2, mais especificamente a equação (2.14) pode-se obter a especificação dos filtros utilizados na topologia estudada, consideramos que: $L_{f(r)}$ é filtro para o compensador de reativos, $L_{f(h)}$ é filtro para o compensador de harmônicos e k é considerada constante para os dois filtros, de forma que $k = V_s / (2\sqrt{6})$, assim podemos escrever:

$$L_{f(r)} = \frac{k}{f_{s(r)}\Delta I_{f(r)}} \quad (3.27)$$

$$L_{f(h)} = \frac{k}{f_{s(h)}\Delta I_{f(h)}} \quad (3.28)$$

onde $f_{s(r)}$ e $f_{s(h)}$ são as frequências de chaveamento para o filtro de baixa e alta frequências, respectivamente; $\Delta I_{f(r)}$ e $\Delta I_{f(h)}$ são as variações máximas em porcentagem da corrente do filtro de baixa e alta frequências, respectivamente.

Este método para especificação do indutor pode ser aplicado diretamente para a configuração estudada neste capítulo. O método de projeto empregado neste trabalho utiliza a equação (2.14), pois (conforme [75]) isto implica em valores de $THDi$ e $THDv$ abaixo de 1% e 9% respectivamente. Não foram utilizadas as equações (2.15) e (2.16) porque elas diminuem somente o THD de tensão. Além da redução do THD de corrente, a equação (2.15) proporciona a obtenção de indutâncias menores, o que implica num barateamento final dos elementos passivos do filtro ativo de potência paralelo.

3.6 Especificação da Tensão do Barramento

Como os filtros ativos shunt das configurações propostas possuem barramento capacitivos individuais, é necessário especificar a tensão do barramento para cada filtro.

3.6.1 Filtro de baixa frequência

Considera-se inicialmente que a carga é indutiva, como observado em Fig. 3.5(a). Com a compensação do fator de potência da fonte primária garantido pelo filtro ativo *shunt*, e sabendo-se que $I_l = I_g + I_f$, podemos decompor a corrente I_l em duas componentes, como observado na Fig. 3.5(b). Desprezando a parte resistiva do filtro L_f , podemos escrever o diagrama fasorial como na Fig. 3.5(c), e aplicando a lei das malhas obtemos

$$V_f = E_g + jX_f I_f \quad (3.29)$$

como observado na Fig. 3.4(d).

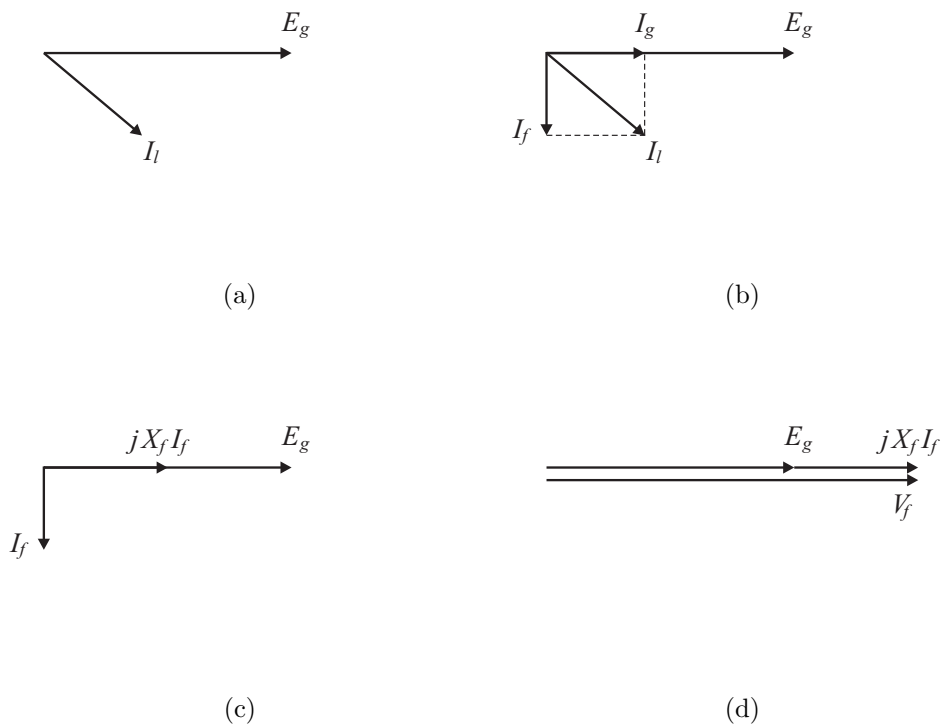


Figura 3.4: Representação fasorial para especificação da tensão do barramento capacitivo para o filtro de baixa frequência.

Como a tensão do barramento capacitivo é definido como a diferença entre duas tensões de pólo, obtemos

$$V_{dc} = m_a \sqrt{3} V_f \quad (3.30)$$

onde m_a é o índice de modulação de amplitude, que para a região de modulação linear é dado por $0 \leq m_a \leq 1$.

3.6.2 Filtro de alta frequência

Neste caso, a especificação da tensão do barramento deve ser realizada considerando o pior cenário, ou seja, para o caso onde a queda de tensão na indutância ($X_f I_f$) se some diretamente a tensão da rede elétrica (E_g), já que o harmônico tem frequência maior que a da fonte de tensão. Mostra-se na Fig. 3.5 quatro possibilidades para o defasamento entre a tensão de entrada (E_g) e a máxima corrente processada pelo filtro (I_f). Percebe-se que a especificação da tensão do barramento precisa contemplar o pior caso, ou seja, a Fig. 3.5(d).

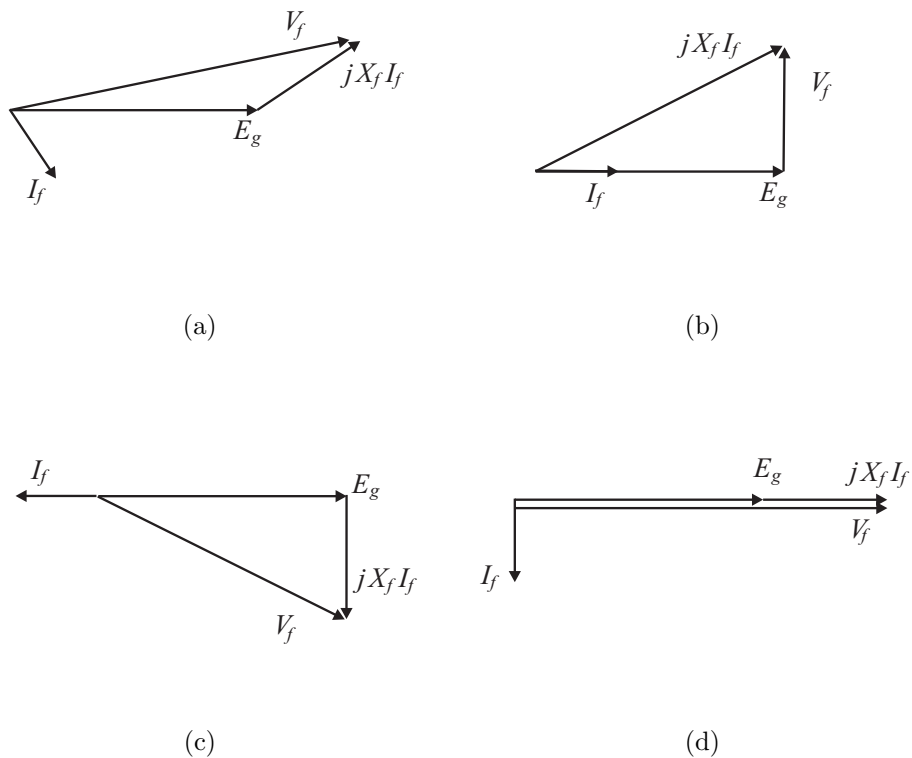


Figura 3.5: Representação fasorial para especificação da tensão do barramento capacitivo para o filtro de alta frequência.

Como a tensão do barramento capacitivo é definido como a diferença entre duas tensões de pólo, obtemos

$$V_{dc} = m_a \sqrt{3} V_f \quad (3.31)$$

onde m_a é o índice de modulação de amplitude, que para a região de modulação linear é dado por $0 \leq m_a \leq 1$.

3.7 Comparação de Perdas nos Filtros *Shunt*

A estimação das perdas é obtida através de um modelo de regressão, o qual foi gerado por meio de testes experimentais, como apresentado em [82] e [83].

A determinação da função de perdas dos módulos IGBT ajuda na obtenção dos pontos de operação onde há menores perdas, entretanto, esta última finalidade não é objetivo deste trabalho. A seguir, serão expostos os métodos de validação experimentais utilizados para obter o código que gerou a curva da Fig. 3.6.

As seguintes perdas são levantadas experimentalmente: as perdas por condução do IGBT e do diodo, a energia do disparo do IGBT e as energias do bloqueio tanto do IGBT quanto do diodo. Os seguintes critérios são assumidos na determinação da função de perdas:

1. a) O intervalo de tempo do disparo e do bloqueio é pequeno, de forma tal que a corrente da carga neste intervalo é praticamente constante. Então, a corrente associada as perdas de chaveamento é imediatamente antes do bloqueio e depois do disparo.
- b) A resistência térmica entre a junção e o módulo é considerada como sendo bem pequena. Por esta razão, a temperatura do módulo é aproximadamente igual à temperatura da junção T_j , depois de estabilizado o fluxo de temperatura.

As perdas de condução e de chaveamento são obtidas segundo os procedimentos explanados em [83], o que implica na obtenção de dois modelos regressivos. Os parâmetros necessários para a determinação das perdas são as correntes e tensões de pólo dos braços.

A chave de potência utilizada em testes experimentais foi: IGBT dual module CM50DY-24H (POWEREX) comandada por um SKHI-10 (SEMIKRON). O modelo das perdas da chave inclui: *a)* Perdas de condução do diodo e do IGBT; *b)* perdas por disparo do IGBT, *c)* Perdas devido ao bloqueio e *d)* perdas do bloqueio do diodo. Na Fig. 3.6 são apresentadas as perdas totais do conversor (condução e chaveamento) de um filtro ativo paralelo em função da potência da carga para os dois sistemas: proposto [ver Fig. 3.1(b)] e convencional [ver Fig. 3.1(a)]. Para o sistema proposto Fig. [3.1 (b)] os parâmetros utilizados na simulação de perdas da Fig 3.6 foram:

- Frequência de chaveamento do filtro de menor frequência: $1kHz$;
- Frequência de chaveamento do filtro de maior frequência: $10kHz$;
- Tensão de barramento dos filtros: $410V$;

- Especificação do indutor do filtro de menor frequência: $6.5mH$;
- Especificação do indutor do filtro de maior frequência: $2.1mH$.

Para o sistema convencional Fig. [3.1 (a)] os parâmetros utilizados na simulação de perdas da Fig 3.6 foram:

- Frequência de chaveamento do filtro: $10kHz$;
- Tensão do barramento: $410V$;
- Especificação do indutor: $2.1mH$.

Notar que para valores de potência da carga menores que $P_l = 1.83kW$ a configuração convencional é mais vantajosa que a proposta, mas para valores de potência de carga maiores que $P_l = 1.83kW$ a solução proposta se torna a melhor escolha. A

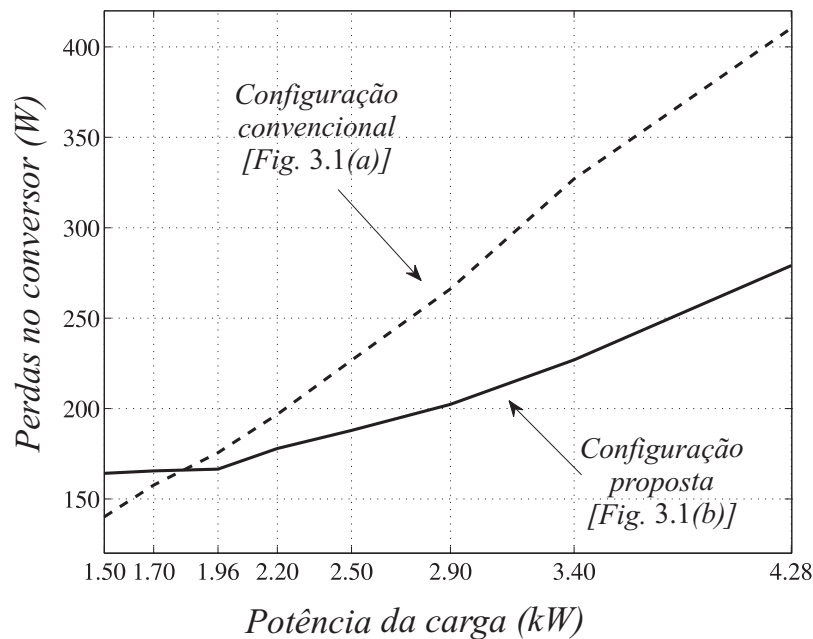


Figura 3.6: Perdas do filtro em função da potência da carga.

redução das perdas no sistema proposto acontece porque a corrente reativa processada pelo filtro de menor frequência se torna significativamente maior que as correntes harmônicas processadas pelo filtro de maior frequência de chaveamento.

Ou seja, o conversor de $1000Hz$ processa a fração de potência correspondente ao reativo fundamental da carga enquanto que o conversor de $10kHz$ processa a outra fração de potência que corresponde aos harmônicos de corrente da carga.

3.8 Resultados de simulação

Nos resultados de simulação serão apresentados dois conjuntos de resultados equivalentes com diferentes potências na carga: $P_l = 2000W$ e $P_l = 3100W$.

Na Fig. 3.7 são apresentados os resultados de simulação da configuração estudada neste capítulo operando com $P_l = 2000W$ e com os seguintes parâmetros globais:

- Frequência de chaveamento do filtro de reativos: $1kHz$;
- Frequência de chaveamento do filtro de harmônicos: $10kHz$;
- Tensão de barramento do filtro de reativos: $410V$;
- Tensão de barramento do filtro de harmônicos: $335V$;
- Especificação do indutor do filtro de reativos: $6.65mH$;
- Especificação do indutor do filtro de harmônicos: $2.1mH$.

Mostra-se na Fig. 3.7(a) os resultados de simulação de tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) com fator de potência unitário e as tensões dos barramentos (v_{cr} e v_{ch} - abaixo) sob controle. Nas Figs. 3.7(b) e 3.7(c) observa-se as correntes de referências e as correntes lidas nos filtros de baixa e alta frequências, respectivamente. Ilustra-se na Fig. 3.7(d) todas as correntes do sistema para a fase 1, de tal forma que toda a parcela reativa e praticamente todo conteúdo harmônico da corrente da carga (i_{L1}) é compensado pelos filtros de baixa e alta frequência, respectivamente.

Resultados de simulação equivalentes aos mostrados na Fig. 3.7 são mostrados na Fig. 3.8 para uma potência na carga de $P_l = 3100W$. As outras condições referentes ao conversor, tais como, frequência de chaveamento, tensão do barramento e indutor de filtros são os mesmos dos apresentados anteriormente.

Na Fig. 3.9 mostra-se um resultado de simulação com transitório de carga em $t = 2s$. Este transitório é caracterizado por um aumento de potência reativa na carga. Percebe-se que a ação de controle é efetiva e como esperado, o filtro de menor frequência irá processar uma potência maior, para suprir a necessidade da carga para $t > 2$.

3.9 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos com os seguintes parâmetros e condições:

- Frequência de chaveamento do filtro de reativos: $10kHz$;

- Frequência de chaveamento do filtro de harmônicos: $10kHz$;
- Tensão de barramento do filtro de reativos: $150V$;
- Tensão de barramento do filtro de harmônicos: $75V$;
- Especificação do indutor do filtro de reativos: $8.27mH$;
- Especificação do indutor do filtro de harmônicos: $4.1mH$.

Na Fig 3.10 podem ser observadas as variáveis referentes a fase 1 da configuração estudada.

Observa-se na Fig 3.10(a) o controle efetivo do fator de potência da rede, a partir de e_{g1} e i_{g1} , e o controle dos barramentos capacitivos.

Nas Figs. 3.10(b) e 3.10(c) mostram-se, respectivamente, as correntes de referência e medida do filtro de reativos, e as correntes de referência e medida do filtro de harmônicos. O controle independente dos filtros atuou de forma satisfatória.

Finalmente, na observa-se na 3.10(d) todas as correntes medidas do sistema para a fase 1, quais sejam: i_{g1} , i_{r1} , i_{h1} e i_{L1} .

A carga utilizada foi um conjunto em paralelo de motor trifásico e retificador trifásico (o qual alimentava uma impedância RL).

Deve ser ressaltado que os resultados experimentais obtidos nas Figs 3.10(a), (b), (c) e (d) foram num cenários onde a frequência de chaveamento dos dois filtros eram iguais a $10kHz$. No entanto, pode-se afirmar que a estratégia de controle comportou-se se forma satisfatória, uma vez que a parte de reativos foi processada pelo primeiro filtro e os harmônicos foram processados pelo segundo filtro. Agora, a fim de validar o funcionamento do sistema proposto em frequências distintas, na Fig. 3.11(a) são exibidas todas as correntes do sistema, quais sejam as correntes da rede i_{g1} , da carga, do filtro de harmônicos i_{h1} e do filtro de reativos i_{r1} . Entretanto, desta vez o filtro de harmônicos possuía uma frequência de chaveamento de $10kHz$ enquanto que o filtro de reativos uma frequência de $5kHz$. Na Fig 3.11(d) pode-se constatar a diferença que deve existir nas tensões dos barramentos quando os filtros funcionam em frequências distintas, ou seja, o filtro de reativos deve possuir uma tensão de barramento superior à tensão do barramento do filtro de harmônicos devido à indutância de saída do conversor, que no caso do filtro de reativos deve necessariamente ser maior que a do filtro de harmônicos. Nas Figs 3.11(b) e (c) são exibidas as correntes de referência e lidas dos filtros, respectivamente, de harmônicos e de reativos.

3.10 Conclusões

Neste capítulo foi proposto um sistema de controle para filtros ativos shunt com o objetivo de redução das perdas no conversor. A redução é obtida por meio de um esquema de conexão em paralelo de dois filtros ativos, um operando na compensação de harmônicos e o outro na compensação de reativos da corrente de carga. Com esta estratégia é mostrado que há uma grande faixa de potências de carga na qual as perdas da configuração proposta são menores que o sistema convencional de compensação. O estudo proposto e a estratégia de controle foram validados a partir de resultados de simulação e experimentais.

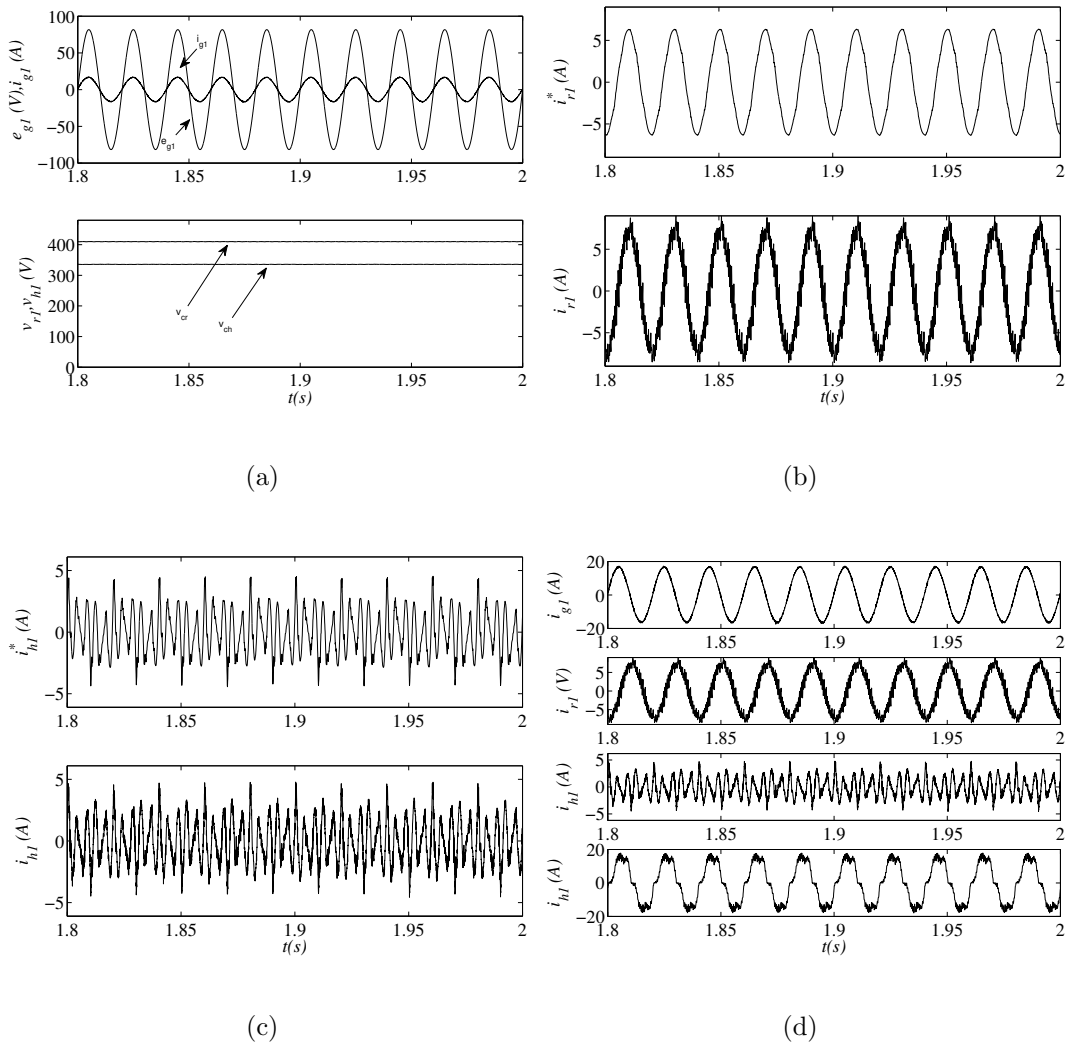


Figura 3.7: Resultados de simulação para $P_t = 2000W$. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão dos barramentos (v_{cr} e v_{ch} - abaixo). b) Corrente de referência do filtro de baixa frequência (i_{r1}^* - acima) e corrente lida no filtro de baixa frequência (i_{r1} - abaixo). c) Corrente de referência do filtro de alta frequência (i_{h1}^* - acima) e corrente lida no filtro de alta frequência (i_{h1} - abaixo). d) Todas as correntes do sistema para a fase 1.

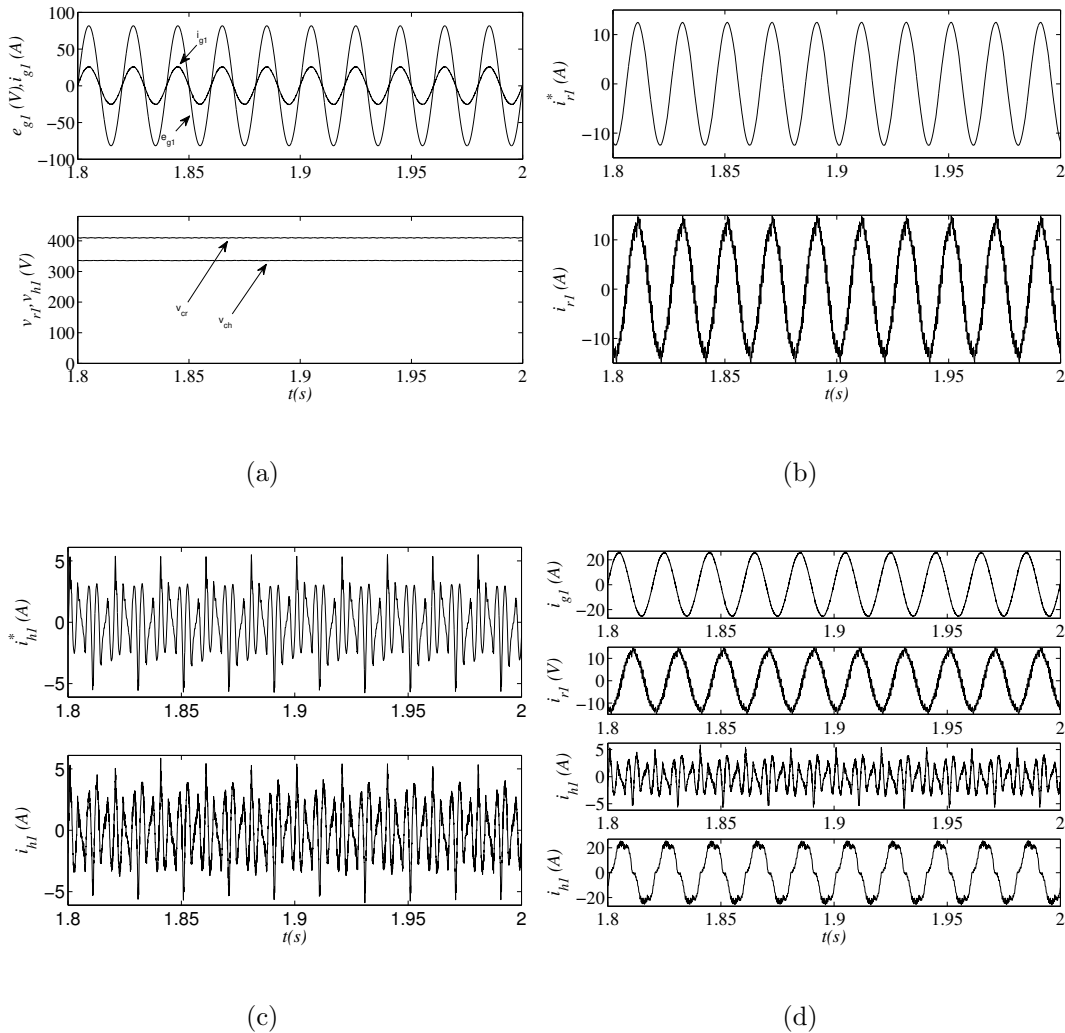


Figura 3.8: Resultados de simulação para $P_l = 3000W$. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão dos barramentos (v_{cr} e v_{ch} - abaixo). b) Corrente de referência do filtro de baixa frequência (i_{r1}^* - acima) e corrente lida no filtro de baixa frequência (i_{r1} - abaixo). c) Corrente de referência do filtro de alta frequência (i_{h1}^* - acima) e corrente lida no filtro de alta frequência (i_{h1} - abaixo). d) Todas as correntes do sistema para a fase 1.

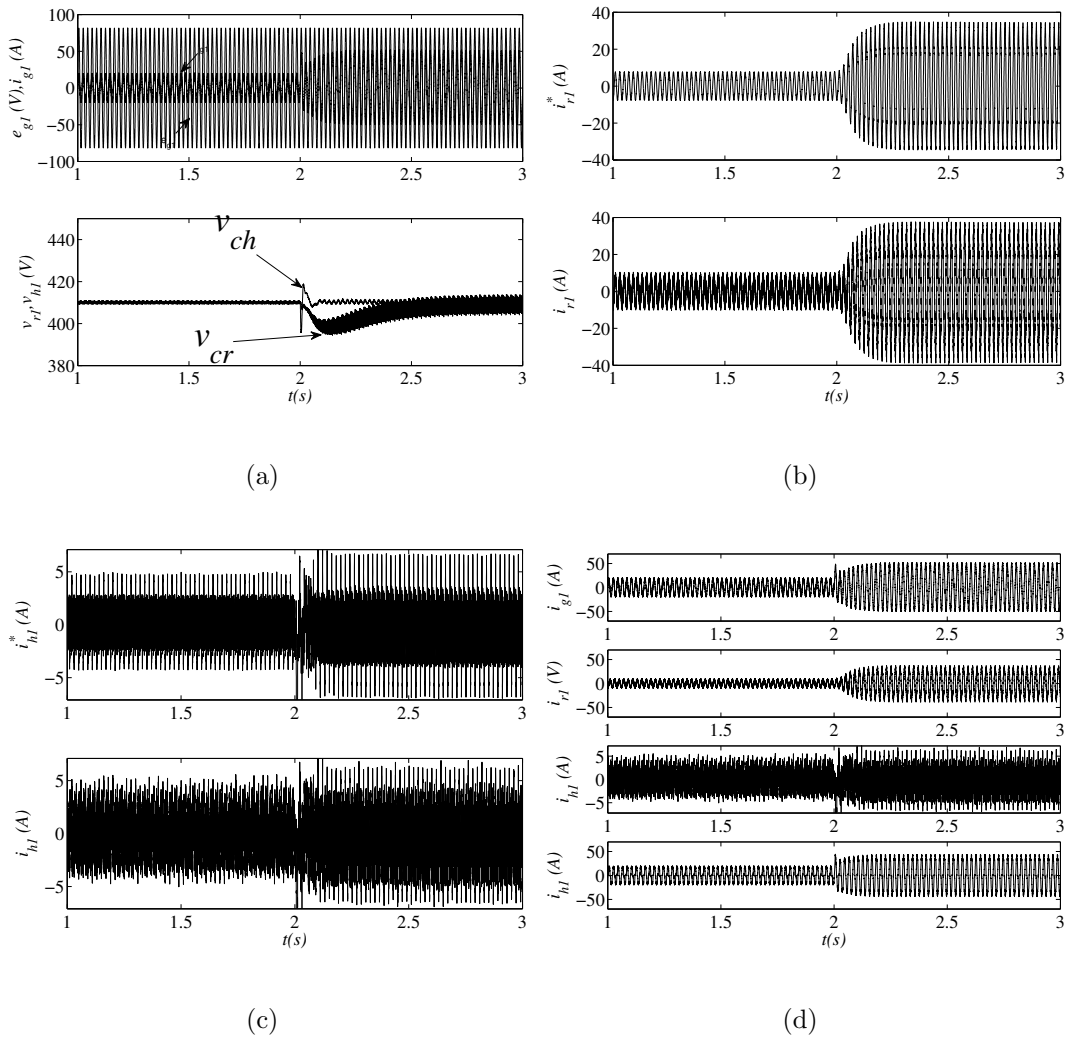


Figura 3.9: Resultados de simulação com transitório de carga em $t = 2s$. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão dos barramentos (v_{cr} e v_{ch} - abaixo). b) Corrente de referência do filtro de baixa frequência (i_{r1}^* - acima) e corrente lida no filtro de baixa frequência (i_{r1} - abaixo). c) Corrente de referência do filtro de alta frequência (i_{h1}^* - acima) e corrente lida no filtro de alta frequência (i_{h1} - abaixo). d) Todas as correntes do sistema para a fase 1.

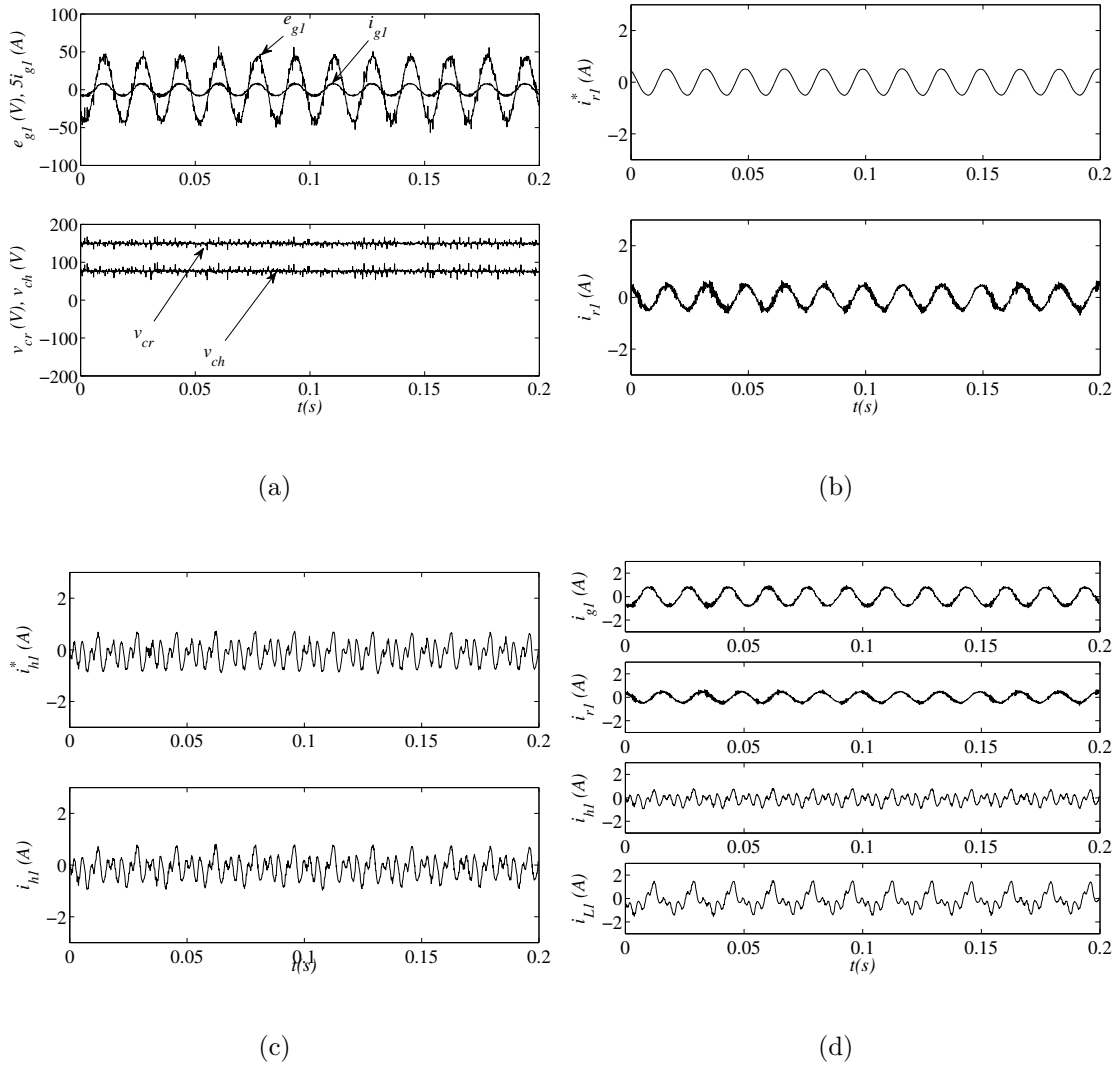


Figura 3.10: Resultados experimentais. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão dos barramentos (v_{cr} e v_{ch} - abaixo). b) Corrente de referência do filtro de baixa frequência (i_{r1}^* - acima) e corrente lida no filtro de baixa frequência (i_{r1} - abaixo). c) Corrente de referência do filtro de alta frequência (i_{h1}^* - acima) e corrente lida no filtro de alta frequência (i_{h1} - abaixo). d) Todas as correntes do sistema para a fase 1.

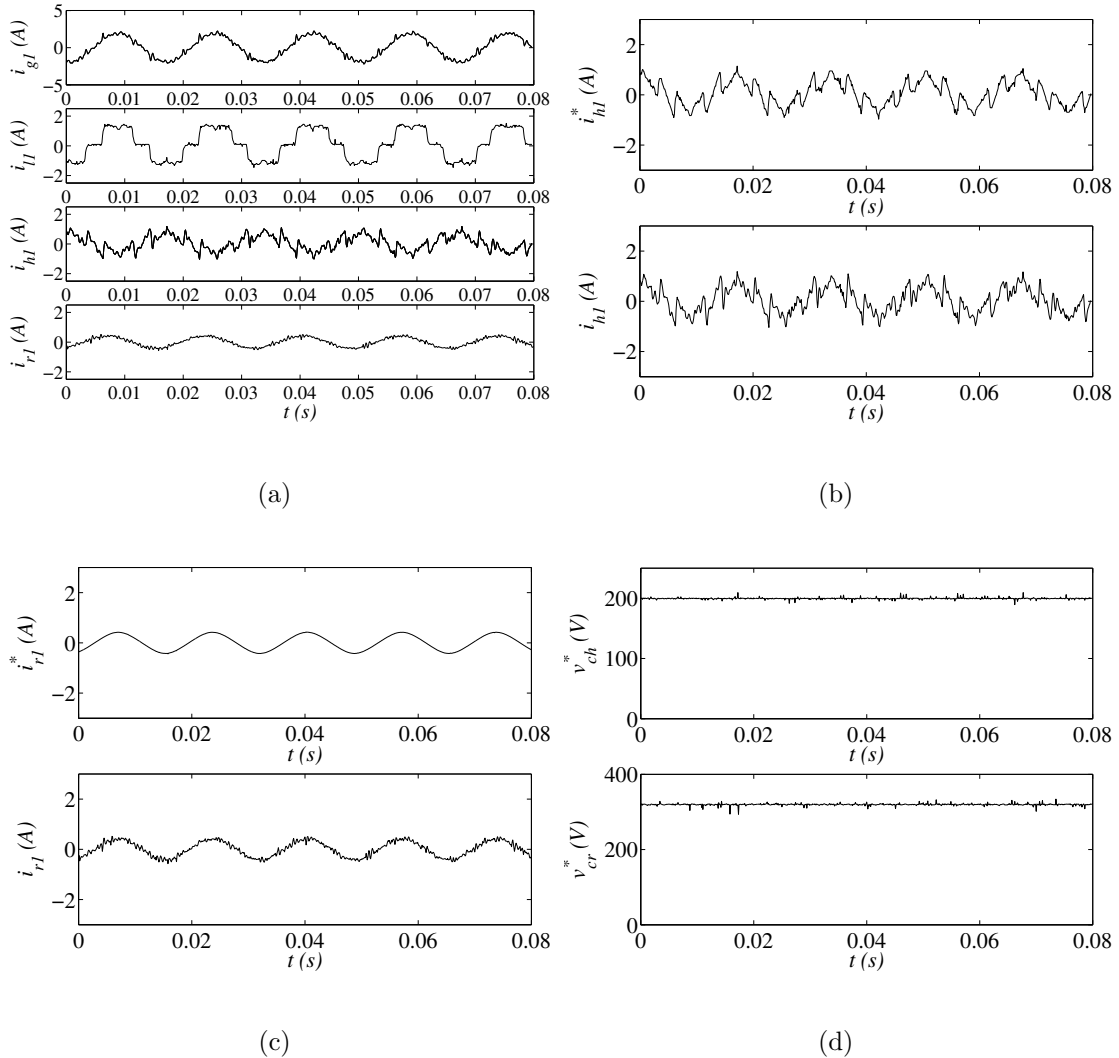


Figura 3.11: Resultados experimentais. a) Todas as correntes do sistema: a corrente da rede (i_{g1}), a da arga (i_{L1}), a do filtro de harmônicos (i_{h1}) e a do filtro de reativos (i_{r1}). b) Corrente de referência do filtro de alta frequência (i_{h1}^* - acima) e corrente lida no filtro de alta frequência (i_{h1} - abaixo). c) Corrente de referência do filtro de baixa frequência (i_{r1}^* - acima) e corrente lida no filtro de baixa frequência (i_{r1} - abaixo). d) Tensão do barramento do filtro de harmônicos, ou de alta frequência (v_{ch} - acima) e do filtro de reativos ou de baixa frequência (v_{cr} - abaixo).

Capítulo 4

Conexão em Paralelo de Dois Filtros com Único Barramento

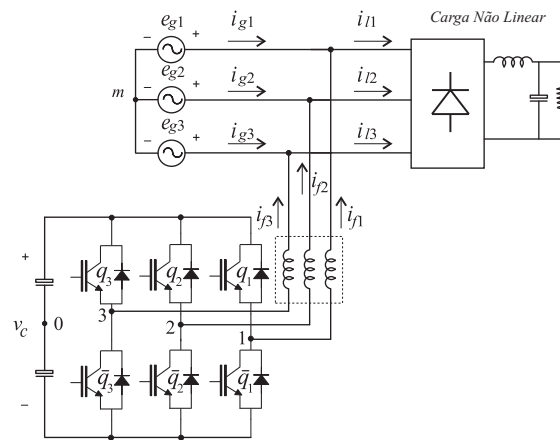
4.1 Introdução

É possível identificar aplicações de filtros ativos *shunt* de tal forma que a corrente demandada para este seja maior que a faixa de potência permitida para as chaves. Assim, os filtros ativos *shunt* convencionais [ver Fig. 4.1(a)] não poderiam ser utilizados para esta aplicação. Uma solução imediata é a conexão em paralelo de dois (ou mais) filtros, para que a corrente seja dividida entre eles e desta forma estarem dentro da faixa de corrente permitida. Alguns trabalhos na literatura técnica abordam este tema, no entanto, utilizam elementos extras para eliminação da corrente de circulação devido a conexão em paralelo, tais como transformador e indutor de modo comum (common-mode inductor) [63]. Sabe-se que existe uma série de limitações associadas com estes dispositivos (transformador e indutor), tais como, preço, volume, peso e perdas.

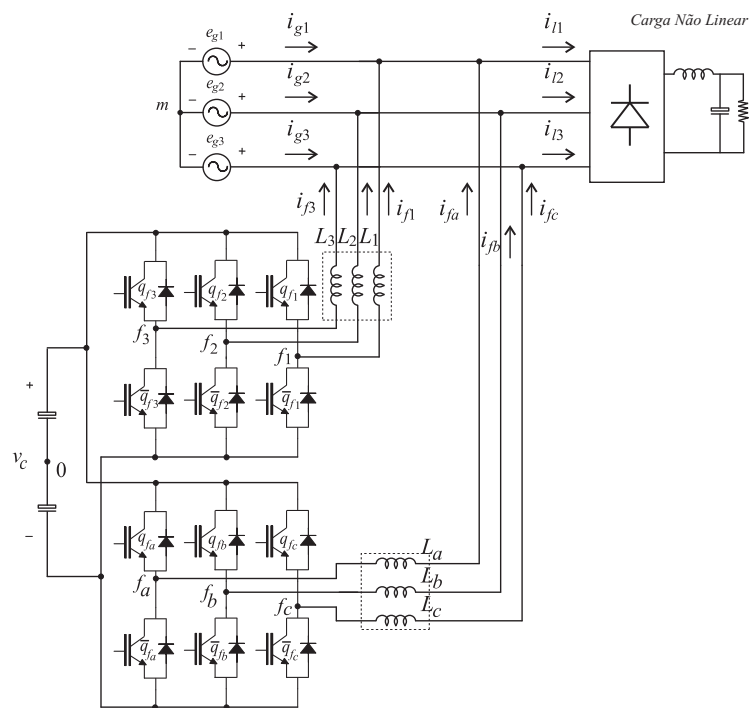
Uma estrutura de um filtro ativo *shunt* com dois conversores operando em paralelo com barramentos capacitivos individuais foi proposta em [1] e também estudada com diferentes variações em [1], [81].

Neste capítulo será apresentado uma solução para eliminação da corrente de circulação através de uma estratégia de controle, sem a utilização de elementos adicionais, como pode ser observado na Fig. 4.1(b).

Além disso, neste capítulo será apresentado: *i*) características importantes dos filtros, tais como especificações de projeto; *ii*) técnicas de modulação por largura de pulso; *iii*) estratégia de controle ; e *iv*) resultados de simulação e experimentais.



(a)



(b)

Figura 4.1: Filtro ativo de potência *shunt*. (a) Solução convencional. (b) Solução proposta.

4.2 Modelo do Filtro *Shunt*

O modelo do filtro ativo de potência proposto pode ser obtido por meio de um circuito ideal, tal como observado na Fig. ???. A partir desta figura, pode-se escrever as equações dos filtros como segue:

$$e_{g123} - r_{f123}i_{f123} - l_{f123}\frac{di_{f123}}{dt} - v_{f123} + v_{n_{f123}m} = 0 \quad (4.1a)$$

$$e_{g123} - r_{fabc}i_{abc} - l_{fabc}\frac{di_{abc}}{dt} - v_{fabc} + v_{n_{abc}m} = 0 \quad (4.1b)$$

$$i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = i_0 \quad (4.1c)$$

$$i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} = -i_0 \quad (4.1d)$$

onde os termos r_{f123} , r_{abc} e l_{f123} , l_{fabc} são as resistências e indutâncias dos filtros Z_{f123} e Z_{fabc} , respectivamente, como observado na Fig. ???.

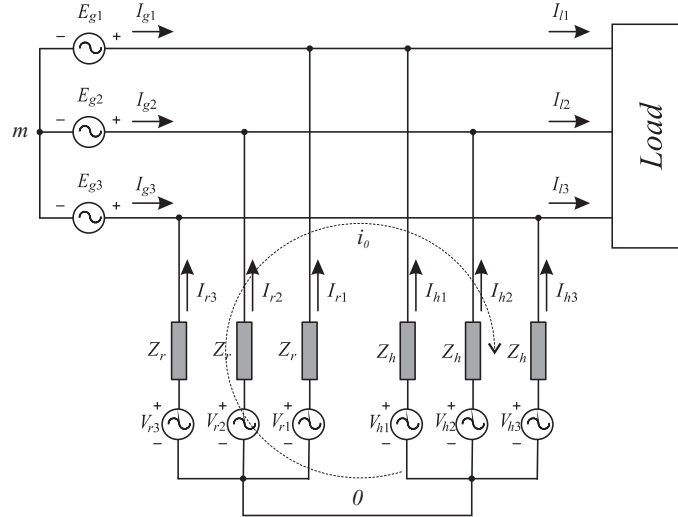


Figura 4.2: Circuito equivalente ideal dos filtros *shunt* em paralelo com um único barramento.

A corrente de circulação pode ser escrita como segue

$$i_0 = \frac{y_T v_{0m}}{\sqrt{3}} + \frac{1}{\sqrt{3}z_{f1}}(e_{g1} + v_{f10}) + \frac{1}{\sqrt{3}z_{f2}}(e_{g2} + v_{f20}) + \frac{1}{\sqrt{3}z_{f3}}(e_{g3} + v_{f30}) \quad (4.2)$$

onde $y_T = \frac{1}{z_{f1}} + \frac{1}{z_{f2}} + \frac{1}{z_{f3}}$. Se considerarmos $z_{f1} = z_{f2} = z_{f3} = z_{fa} = z_{fb} = z_{fc} = z$ podemos escrever

$$i_0 = \frac{\sqrt{3}v_{0m}}{z} + \frac{1}{\sqrt{3}z}(v_{f10} + v_{f20} + v_{f30}). \quad (4.3)$$

A especificação de cada indutor de filtro já foi comentada em capítulos anteriores, mas pode ser dito aqui que o procedimento adotado para dimensionar o indutor do

outro, Z_{fabc} , filtro é o mesmo. Para fins de projeto, dimensionando um dos indutores o outro automaticamente já estará dimensionado, já que os filtros têm finalidades idênticas, somente dividem a carga.

4.3 Estratégia PWM

As tensões de pólo do conversor dependem do estado de condução das chaves, como segue

$$v_{f_1 0} = (2q_{f_1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.4)$$

$$v_{f_2 0} = (2q_{f_2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.5)$$

$$v_{f_3 0} = (2q_{f_3} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.6)$$

$$v_{f_a 0} = (2q_{f_a} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.7)$$

$$v_{f_b 0} = (2q_{f_b} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.8)$$

$$v_{f_c 0} = (2q_{f_c} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.9)$$

onde v_c é a tensão única do barramento para os dois filtros, q_{f_1} , q_{f_2} , q_{f_3} , q_{f_a} , q_{f_b} e q_{f_c} é o estado de condução das chaves, onde $q = 1$ significa chave conduzindo e $q = 0$ chave aberta.

Considerando que $v_{f_{123}}^*$ e $v_{f_{abc}}^*$ denotam as tensões de referência demandadas pelos controladores dos filtros, tem-se

$$v_{f_{10}}^* = \frac{1}{3}\sqrt{3}v_o^* + \frac{1}{3}\sqrt{6}v_{da}^* + v_x \quad (4.10)$$

$$v_{f_{20}}^* = \frac{1}{3}\sqrt{3}v_o^* - \frac{1}{6}\sqrt{6}v_{da}^* + \frac{1}{2}\sqrt{2}v_{qa}^* + v_x \quad (4.11)$$

$$v_{f_{30}}^* = \frac{1}{3}\sqrt{3}v_o^* - \frac{1}{6}\sqrt{6}v_{da}^* - \frac{1}{2}\sqrt{2}v_{qa}^* + v_x \quad (4.12)$$

$$v_{f_{a0}}^* = \frac{1}{3}\sqrt{6}v_{d1}^* + v_x^* \quad (4.13)$$

$$v_{f_{b0}}^* = -\frac{1}{6}\sqrt{6}v_{d1}^* + \frac{1}{6}\sqrt{6}\sqrt{3}v_{q1}^* + v_x^* \quad (4.14)$$

$$v_{f_{c0}}^* = -\frac{1}{6}\sqrt{6}v_{d1}^* - \frac{1}{6}\sqrt{6}\sqrt{3}v_{q1}^* + v_x^* \quad (4.15)$$

Para o cálculo de v_x^* tem-se

$$v_x^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{t_{\max}}^* + (\mu - 1)v_{t_{\min}}^* \quad (4.16)$$

onde $v_{t_{\max}}^* = \max V_t$, $v_{t_{\min}}^* = \min V_t$ com $V_t = \{v_{f_1}^* + v_{f_a}^* + v_{f_b}^*, v_{f_2}^* + v_{f_a}^* + v_{f_b}^*, -v_{f_1}^* - v_{f_2}^* + 3v_o^* - 5v_{f_a}^* - 5v_{f_b}^*, 2v_{f_a}^* + v_{f_b}^*, v_{f_a}^* + 2v_{f_b}^*\}$

Uma vez determinada as tensões de pólo, conforme já explicitado em capítulos anteriores, calcule as larguras de pulso τ_{f1} , τ_{f2} , τ_{f3} , τ_{fa} , τ_{fb} , τ_{fc} usando

$$\tau_{f1} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{f10}^* \quad (4.17)$$

$$\tau_{f2} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{f20}^* \quad (4.18)$$

$$\tau_{f3} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{f30}^* \quad (4.19)$$

$$\tau_{fa} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{fa0}^* \quad (4.20)$$

$$\tau_{fb} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{fb0}^* \quad (4.21)$$

$$\tau_{fc} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{fc0}^* \quad (4.22)$$

os valores das larguras de pulsos são usados no sistema de controle digital para gerar os sinais de gatilho das chaves de potência. Alternativamente, os sinais de gatilho podem ser gerados comparando os sinais de referência v_{f1}^* , v_{f2}^* , v_{f3}^* , v_{fa}^* , v_{fb}^* , e v_{fc}^* com o sinal triangular de alta frequência de cada conversor.

4.4 Estratégia de Controle

A Fig. 4.3 esquematiza o diagrama de controle para a topologia proposta.

O controle da topologia baseia-se no mesmo princípio utilizado para controlar o filtro shunt individual. A tensão de referência do barramento é comparada com a tensão medida e o valor dessa comparação diz ao controlador R_c que amplitude a corrente da rede deverá ter, I_g^* , para compensar as perdas dos conversores e manter a tensão de barramento no nível desejado. Um sinal de sincronismo obtido via *Pll* é multiplicado por esta amplitude para a obtenção das correntes de referência da rede. Estas correntes de referência, i_{g123}^* , são subtraídas das de carga para que sejam produzidas as correntes de compensação totais dos conversores, i_{fxyz}^* , em seguida esta corrente é dividida por dois - já que os filtros deverão compensar a metade da corrente i_{fxyz}^* - para que sejam geradas as referências de corrente individuais dos filtros, i_{f123}^* e i_{fabc}^* . Cada corrente de referência gerada para os filtros são comparadas com as correntes medidas dos mesmos a fim de que os seus respectivos controladores de corrente, R_i , produzam as tensões de pólo, v_{f123}^* e v_{fabc}^* necessárias para a compensação global. As tensões de pólo geradas são utilizadas na estratégia PWM para controlar as chaves dos conversores. Num dos filtros é necessário ler todas as suas correntes, para que a corrente de circulação seja controlada por meio do controlador R_o , conforme mostrado no diagrama de controle.

O controlador R_o gera uma tensão v_o , a qual é inserida nas equações (4.10-4.15) que por sua vez são utilizadas nas equações (4.17-4.22).

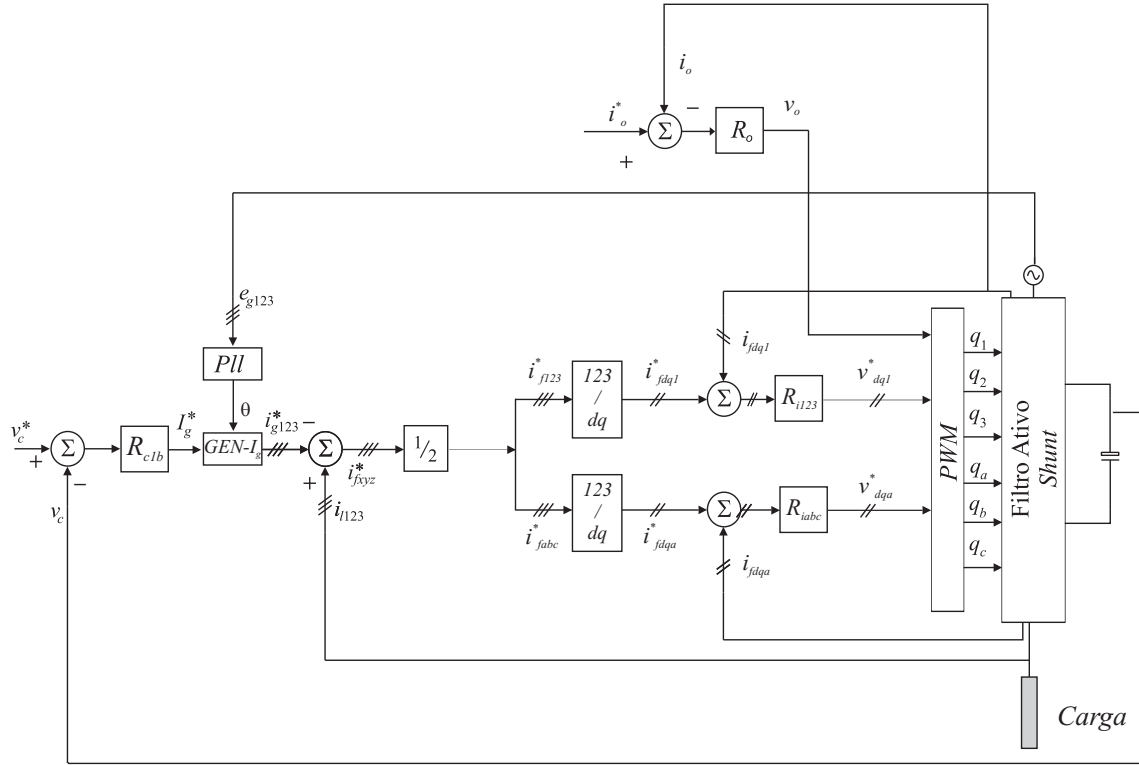


Figura 4.3: Diagrama de controle para a topologia de filtro proposta

4.5 Especificações dos Indutores

A especificação dos indutores segue a metodologia apresentada nos capítulos anteriores. Percebe-se que para este caso o projeto dos indutores é válido para os dois filtros *shunt*, já que ambos são concebidos para processar o mesmo perfil de corrente. No entanto, na especificação dos indutores para este tipo de configuração deve-se admitir que a corrente é a metade da corrente processada por um filtro convencional de três braços.

4.6 Especificação da Tensão do Barramento

Considera-se inicialmente que a carga é indutiva. Com a compensação do fator de potência da fonte primária garantido pelo conjunto de filtros ativos *shunt*, e obedecendo ao procedimento já explicitado em capítulo anterior, tem-se

$$V_f' = E_g + jX_{f1}I_{f1} + jX_{fa}I_{fa} \quad (4.23)$$

se observarmos a Fig. ??, vemos que é possível dimensionar o barramento de outra forma, ou seja

$$V_f'' = jX_{f1}I_{f1} + jX_{fa}I_{fa} \quad (4.24)$$

O maior valor obtido nas equações (4.23)-(4.24) deve ser utilizado na equação (4.25).

$$V_{dc} = m_a \sqrt{3} V_f \quad (4.25)$$

onde m_a é o índice de modulação de amplitude, que para a região de modulação linear é dado por $0 \leq m_a \leq 1$.

4.7 Resultados de Simulação

Nos resultados de simulação são apresentados dois conjuntos de resultados com diferentes potências na carga: $P_l = 2000W$ e $P_l = 3100W$.

Na Figs. 4.4 e 4.5 são apresentados os resultados de simulação da configuração estudada neste capítulo operando com os seguintes parâmetros globais:

- Frequência de chaveamento dos filtros: $10kHz$;
- Tensão de barramento: $300V$;
- Especificação dos indutores dos conversores: $6.65mH$;

Mostra-se na Fig. 4.4(a) os resultados de simulação de tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) com fator de potência unitário e a tensão do barramento (v_c - abaixo) sob controle. Na Fig. 4.4(b) observa-se as correntes de referência e lidas nos filtros f_1 e f_a , respectivamente. Ilustra-se na Fig. 4.4(c) todas as correntes do sistema para a fase 1, de tal forma que toda a parcela reativa e praticamente todo conteúdo harmônico da corrente da carga (i_{L1}) é compensado pelos filtros f_1 e f_a , respectivamente.

Resultados de simulação equivalentes aos mostrados na Fig. 4.4 são mostrados na Fig. 4.5 para uma potência na carga de $P_l = 3100W$.

Na Fig. 4.6 mostra-se um resultado de simulação com transitório de carga em $t = 2s$. Este transitório é caracterizado por um aumento de potência reativa na carga. Percebe-se que a ação de controle é efetiva e como esperado, os filtros irão processar a metade da potência solicitada, mesmo em situações de transitório.

4.8 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos com os seguintes parâmetros e condições:

- Frequência de chaveamento dos filtros ativos: $10kHz$;
- Tensão de barramento: $200V$;
- Especificação do indutor do filtro f_1 : $8.27mH$;
- Especificação do indutor do filtro f_a : $4.1mH$.

Os valores das indutâncias são distintos em virtude da limitação da quantidade de indutores disponível no laboratório.

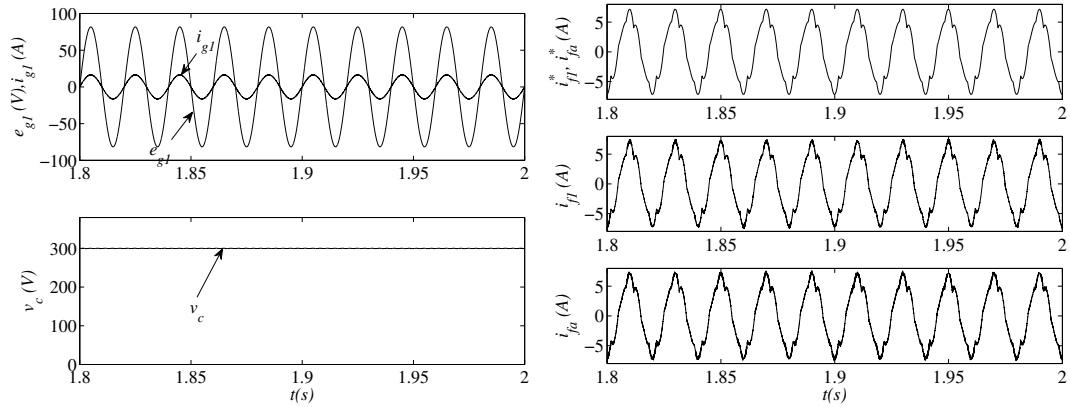
Na Fig 4.7 a) podem ser observadas tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) com fator de potência unitário e a tensão do barramento único sob controle, neste caso em $200 V$ (v_c - abaixo).

Já Fig. 4.7 b) podem ser observadas, respectivamente, as correntes da fonte, de circulação i_0 e da carga i_{L1} (para a fase 1). O valor de i_0 de fato é zero, existindo somente alguns sinais de alta frequência por causa do chaveamento dos dois conversores e da diferença das indutâncias de filtro dos mesmos. Ilustra-se na Fig. 4.7 c) as correntes de referencia e medidas dos filtros f_1 e f_a , respectivamente. A corrente f_a segue melhor a referencia pelo fato do filtro f_a possuir um menor valor de indutância de filtro (o que naturalmente permite que as correntes do conversor possam seguir referencias com mais facilidade). A corrente da carga era praticamente composta de reativos, pois a mesma era composta de um motor com rotor bloqueado em paralelo com um retificador trifásico. A Fig. 4.7 d) foi inserida tão somente para enfatizar que houve a correção do fator de potência, já que a carga possuía um conteúdo reativo superior ao conteúdo harmônico. Foi retratado somente quatro períodos dos sinais de tensão da rede e corrente da rede para uma melhor observação da correção do fator de potência.

Um outro conjunto de resultados experimentais foi obtido e desta vez com uma carga de caráter extremamente não linear, pois a mesma tratava-se de um retificador trifásico não controlado a diodos. A Fig. 4.8 a) são mostradas a tensão da rede e a corrente da rede (ambas em fase) bem como a tensão do barramento v_c . Já na Fig. 4.8 b) são mostradas todas as correntes inerentes ao sistema composto por rede, carga e filtros, quais sejam, respectivamente, i_{L1} , i_{f1} , i_{fa} e i_{g1} .

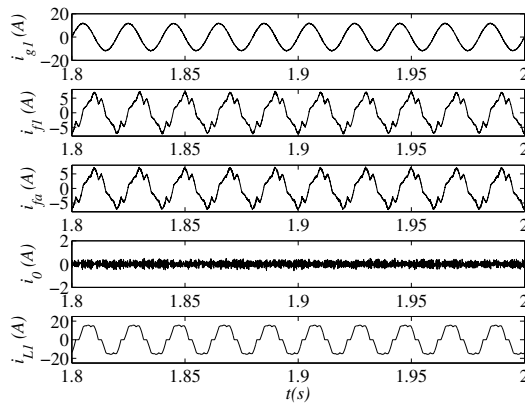
4.9 Conclusões

Neste capítulo foi proposta uma topologia de filtro shunt, composta de dois conversores e um barramento único. A finalidade desta topologia é distribuir a corrente de compensação entre os filtros e reduzir a corrente de circulação via controle, sem a necessidade de componentes físicos adicionais. Tal estrutura pode ser utilizada em sistemas nos quais a corrente demandada para os filtros seja maior que a faixa de potência permitida para as chaves.



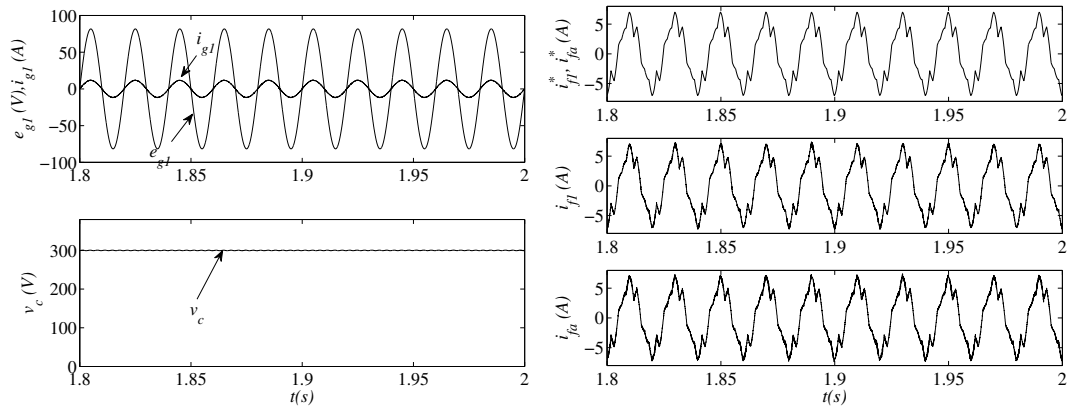
(a)

(b)



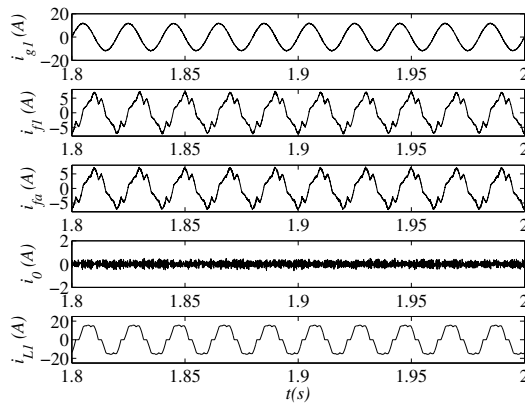
(c)

Figura 4.4: Resultados de simulação para $P_l = 2000W$. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão do barramento (v_c - abaixo). b) Corrente de referência dos filtros de baixa frequência (i_{f1}^* e i_{fa}^* - acima) e correntes lidas nos filtros (i_{f1} e i_{fa} - abaixo). c) Todas as correntes do sistema para a fase 1, a saber i_{g1} , i_{f1} , i_{fa} e i_{L1} .



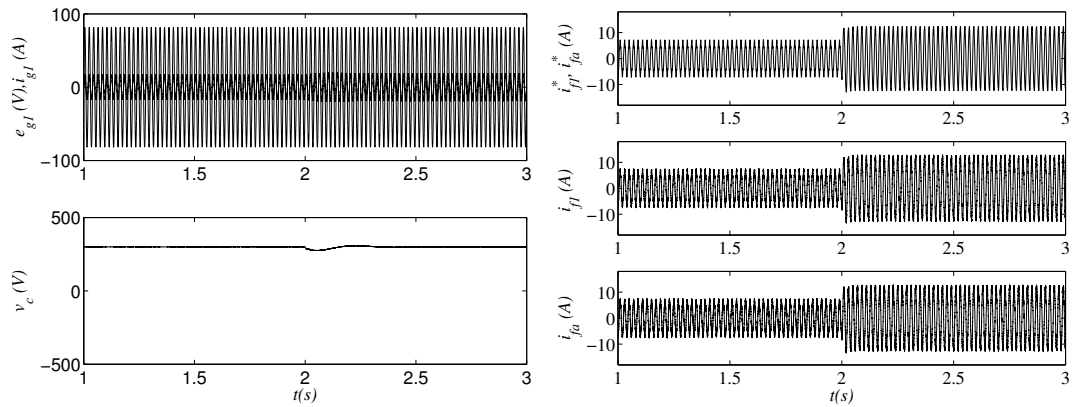
(a)

(b)



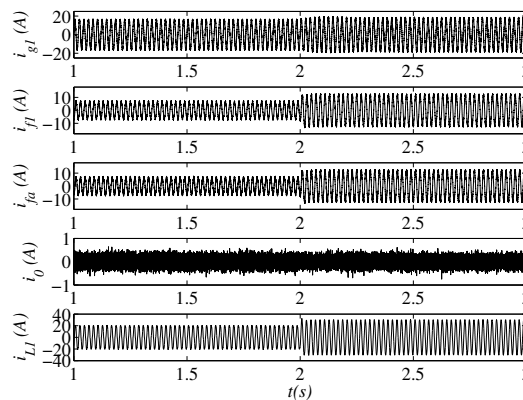
(c)

Figura 4.5: Resultados de simulação para $P_l = 3000W$. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão do barramento (v_c). b) Corrente de referência dos filtros de baixa frequência (i_{f1}^* e i_{fa}^* - acima) e correntes lidas nos filtros (i_{f1} e i_{fa} - abaixo). c) Todas as correntes do sistema para a fase 1, a saber i_{g1} , i_{f1} , i_{fa} e i_{L1} .



(a)

(b)



(c)

Figura 4.6: Resultados de simulação com transitório de carga em $t = 2s$. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão do barramento (v_c). b) Corrente de referência dos filtros de baixa frequência (i_{f1}^* e i_{fa}^* - acima) e correntes lidas nos filtros (i_{f1} e i_{fa} - abaixo). c) Todas as correntes do sistema para a fase 1, a saber i_{g1} , i_{f1} , i_{fa} e i_{L1} .

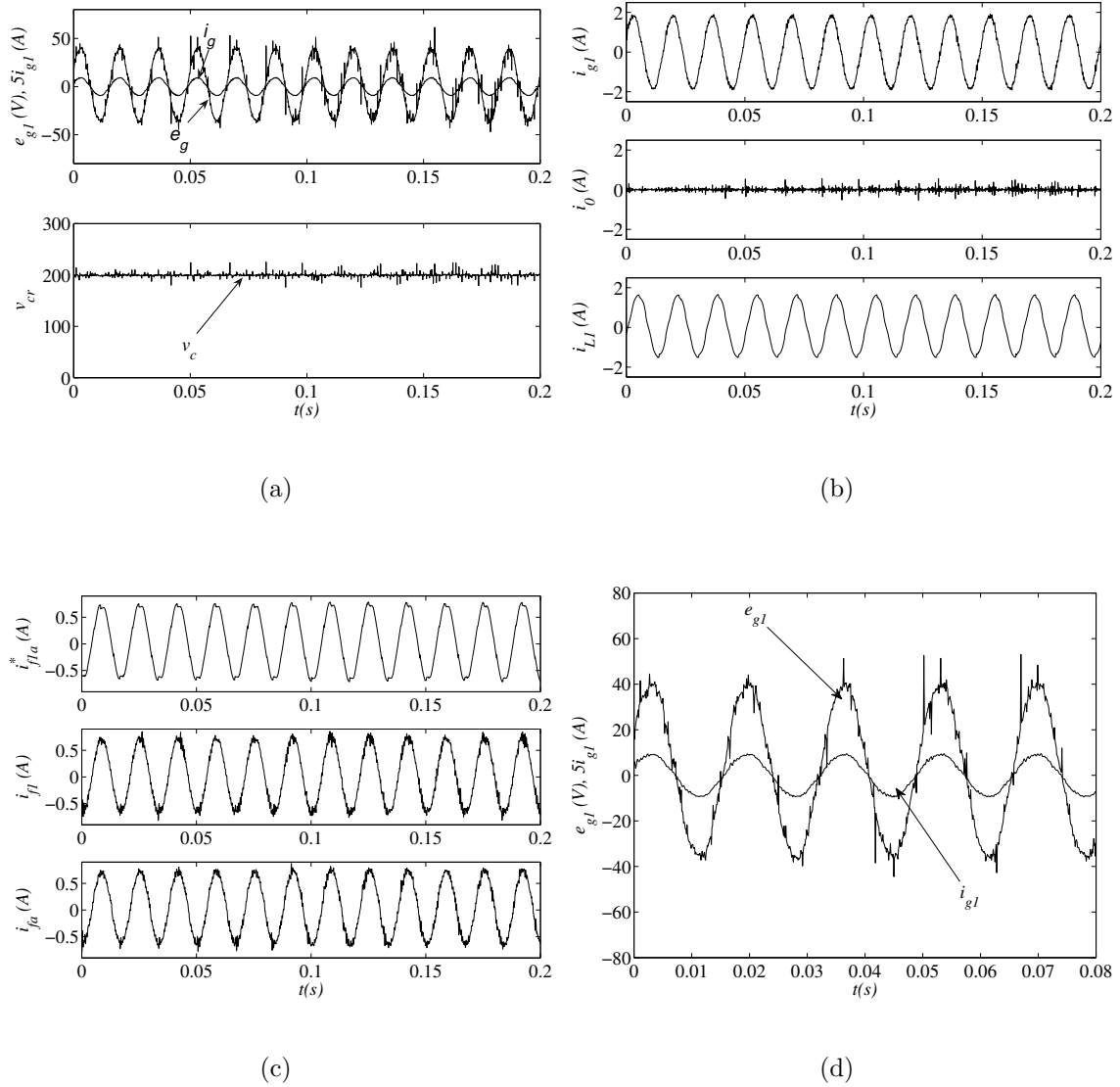
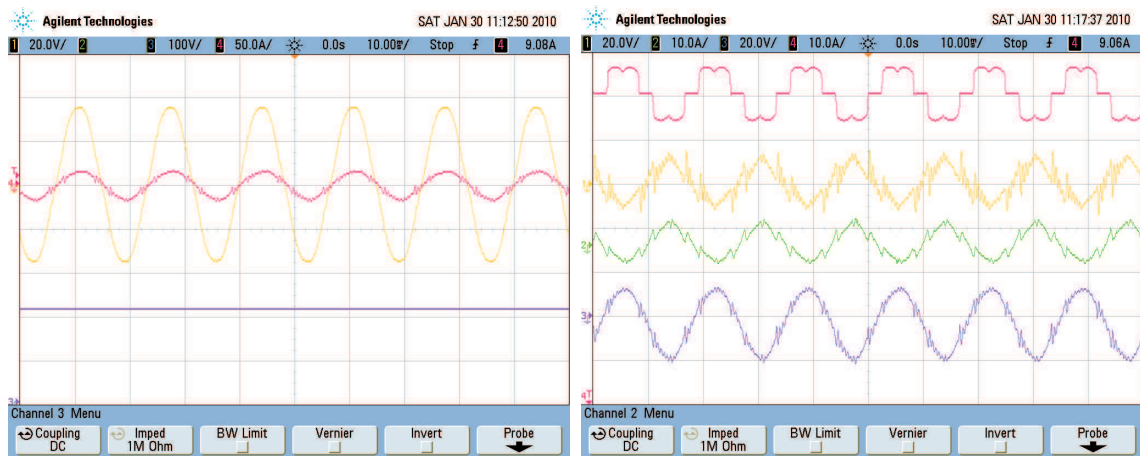


Figura 4.7: Resultados experimentais. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão do barramento único (v_c - abaixo). b) Correntes da rede (i_{g1} - acima), corrente de circulação (i_o - meio). c) Corrente de referência dos filtros $f1$ e fa e as correntes medidas dos dois filtros (i_{f1}^* , i_{fa}^* , i_{f1} , i_{fa} - abaixo). d) Um período dos sinais da forma de onda da tensão de entrada e da corrente da rede (Todos os valores são para fase 1 do sistema)



(a)

(b)

Figura 4.8: Resultados experimentais. a) Tensão e corrente da fonte (e_{g1} e i_{g1} - acima) e tensão do barramento único (v_c - abaixo). b) Correntes da carga (i_{L1} - acima), corrente do filtro 1 (i_{f1}), corrente do filtro 2 (i_{fa}) e corrente da rede.

Capítulo 5

Conclusões e Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões Gerais

Este trabalho teve como objetivo estudar as topologias de filtros shunt com mais de um conversor fonte de tensão operando em paralelo. Foram feitos estudos do que havia na literatura técnica sobre filtros shunt englobando assuntos pertinentes ao desenvolvimento de duas topologias sugeridas, com a finalidade de reduzir as perdas e o número de componentes.

No capítulo 1 foi apresentada uma revisão bibliográfica que abrangeu os filtros ativos monofásicos e os filtros ativos trifásicos. Ao se referir a filtros ativos monofásicos, foram abordados trabalhos que exploravam as topologias e estratégias de controle atuais, incluindo algumas inovações desta aplicação. Para os filtros ativos trifásicos, foram apresentadas as topologias de circuito utilizadas para cargas de três e quatro fios, além de abordar os dois tipos de conversores de filtro utilizados neste tipo de carga. Também foi abordado o tópico sobre a separação de harmônicos para gerar as correntes de referência. Neste sentido, foi esquematizado, de forma geral, as diferentes filosofias de controle utilizadas nos filtros ativos trifásicos. Foram abordados e comentados duas modalidades de filtros ativos paralelos trifásicos: a topologia híbrida (a qual inclui elementos passivos) e a topologia multi-nível, a qual aplica conversores deste tipo para trabalhar como filtros. Também foram expostas as finalidades e a base dessas duas modalidades supracima citadas.

O capítulo 2 teve como tema o filtro ativo trifásico convencional, foram explorados o modelo, estratégia PWM, projeto dos indutores e estudo do barramento para o conversor do filtro. A estratégia de controle utilizada para o filtro foi detalhada, além de serem mostrados resultados de simulação para duas potências de carga distintas e um resultado experimental. Na sessão de controle, foi comentado um esquema que

utiliza controladores de corrente sintonizados, a fim de melhorar a distorção harmônica, mostrando-se resultados de simulação.

Ao término dos estudos citados acima foram propostas duas topologias de filtro ativo shunt com mais de um conversor fonte de tensão operando em paralelo, cujos resultados de estudo foram divididos em duas partes

5.2 Filtro Shunt Com Conversores Operando em Paralelo com Dois Barramentos

O estudo foi direcionado para uma topologia proposta de filtro ativo trifásico com a finalidade de reduzir as perdas. Trata-se de dois conversores em paralelo atuando como filtros ativos shunt. O controle do sistema proposto é dividido, com um dos filtros compensando o reativo fundamental e o outro corrigindo os harmônicos. O filtro de reativos pode trabalhar numa frequência menor que o filtro de harmônicos, isto, conseqüentemente, reduz as perdas pois o filtro de menor frequência processa correntes maiores que o filtro de maior frequência.

Concluiu-se que a proposta apresentada para esta configuração é viável economicamente, mesmo sob o ponto de vista do número maior de componentes, principalmente para cargas com grandes potências aparentes e baixo fator de potência. Pois os níveis de tensão e correntes nas chaves do filtro de harmônicos são menores que os encontrados em filtros convencionais que utilizam um único conversor (o preço das chaves é diretamente relacionado à tensão e a corrente que as mesmas suportam), a redução das perdas de chaveamento é marcante quando a potência das cargas processadas pelos filtros proposto e convencional são superiores a $1710 kW$

5.3 Filtro Shunt Operando em Paralelo com Um Barramento

A proposta de uma segunda topologia de filtro ativo paralelo trifásico com dois conversores utilizando um mesmo barramento foi o tema abordado no capítulo 4. Foi mostrado o que existe na literatura técnica para a utilização de um só barramento em filtros ativos shunt com seus conversores fonte de tensão trabalhando em paralelo para enfatizar a vantagem da topologia proposta. Concluiu-se que a topologia proposta reduz significativamente o número de componentes, tanto do barramento capacitivo quanto de indutores de modo comum. Tais indutores, em número de seis, são utiliza-

dos nos trabalhos atuais para reduzir a corrente de circulação a níveis ditos aceitáveis, cerca de 0,2 p.u. Na topologia proposta neste trabalho, esta corrente de circulação é reduzida via controle (também a cerca de 0,2 p.u), o que põe em xeque a utilização de meios físicos para reduzir a corrente de circulação. Além disso, a topologia pode ser utilizada em sistemas nos quais os níveis de corrente são superiores aos suportado pelas chaves dos conversores dos filtros conjugados, visto que a estratégia de controle utiliza a divisão da corrente de compensação.

5.4 Trabalhos Futuros

A seguir são apresentadas as propostas de trabalhos futuros referentes as duas soluções empregadas neste texto, ou seja, *i*) separação de harmônicos e reativos da corrente a ser processada pelos filtros e *ii*) divisão da potência processada pelos filtros.

1. Verificar quais são os limites de operação das configurações estudadas, em termos de frequência de chaveamento e potência;
2. Propor topologias com conexão em paralelo de três ou mais filtros - generalização das configurações propostas;
3. Com a conexão em paralelo, e a conseqüente redundância, estudar possibilidades de filtros ativos *shunt* tolerantes a falhas.

Apêndice A

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. A.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) 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:

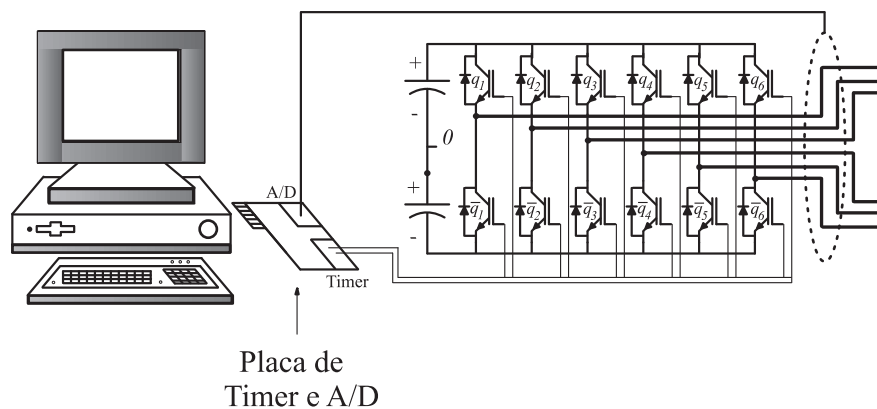


Figura A.1: Diagrama elétrico da plataforma de desenvolvimento experimental

- 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. A.2, tem-se uma visão geral da plataforma de desenvolvimento experimental.



Figura A.2: Plataforma de desenvolvimento experimental

Apêndice B

Isaías 40,28-31

Não o sabeis? Não ouviste dizer? Iahweh é Deus eterno, criador das extremidades da terra. Ele não se cansa nem se fatiga, sua inteligência é insodável. Ele dá força ao cansado, que prodigaliza vigor ao enfraquecido. Mesmo os jovens se cansam e se esgotam; até os moços vivem a tropeçar, mas os que põem a sua esperança em Iahweh renovam as suas forças, abrem asas como as águias, correm e não se esgotam, caminham e não se cansam.

Bibliografia

- [1] L.A. Moran, L. Fernandez, J.W. Dixon, and R. Wallace. A simple and low-cost control strategy for active power filters connected in cascade. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 44(5):621–629, Oct 1997.
- [2] *Active Harmonic Filters*, 2005.
- [3] J. Matas, L.G. de Vicuna, J. Miret, J.M. Guerrero, and M. Castilla. Feedback linearization of a single-phase active power filter via sliding mode control. *IEEE Trans. Power Elec.*, 23(1):116–125, Jan. 2008.
- [4] H. Komurcugil and O. Kukrer. A new control strategy for single-phase shunt active power filters using a lyapunov function. *IEEE Trans. Indus. Elect.*, 53(1):305–312, Feb. 2005.
- [5] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, and A. Miraoui. Current harmonic compensation by a single-phase shunt active power filter controlled by adaptive neural filtering. *IEEE Trans. Indus. Elect.*, 56(8):3128–3143, Aug. 2009.
- [6] J. Barros and E. Perez. An adaptive method for determining the reference compensating current in single-phase shunt active power filters. *IEEE Trans. Power Del.*, 18(4):1578–1580, Oct. 2003.
- [7] A.S.A. Hasim and M.F. Saidon. Development of a single-phase shunt active power filter using boost rectifier technique. In *Research and Development, 2006. SCORED 2006. 4th Student Conference on*, pages 262–265, June 2006.
- [8] S. Rahmani, K. Al-Haddad, and F. Fnaiech. Reduced switch number single-phase shunt active power filter using an indirect current control technique. In *Industrial Technology, 2003 IEEE International Conference on*, volume 2, pages 1107–1112 Vol.2, Dec. 2003.

- [9] M.K. Hamzah, A.F.A. Ghafar, and M.N.M. Hussain. Single-phase half-bridge shunt active power filter employing fuzzy logic control. In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pages 552–558, June 2008.
- [10] M.A. Dahidah and N. Mariun. Single-phase active power filter for mitigating selected order of harmonics. In *Micro-NanoMechatronics and Human Science, 2003 IEEE International Symposium on*, volume 3, pages 1100–1103 Vol. 3, Dec. 2003.
- [11] Bor-Ren L. and Yung-Chuan L. Three-phase power quality compensator under the unbalanced sources and nonlinear loads. *IEEE Tran. Indus. Elect.*, 51(5):1009–1017, Oct. 2004.
- [12] Aredes M., Hafner J., and Heumann K. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. *IEEE Tran. Power Elect.*, 12(2):311–318, Mar. 1997.
- [13] M. Lamich, J. Balcells, D. Gonzalez, and J. Gago. Three phase four wires lc coupled shunt active power filter (apf): New topology and control. In *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pages 1 – 10, Sept. 2007.
- [14] P. Garcia-Gonzalez, A. Garcia-Cerrada, and O. Pinzon-Ardila. Control of a shunt active power filter based on a three-leg four-wire electronic converter. In *Compatibility and Power Electronics, 2009. CPE '09.*, pages 292–297, May 2009.
- [15] V. Khadkikar and A. Chandra. An independent control approach for three-phase four-wire shunt active filter based on three h-bridge topology under unbalanced load conditions. In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pages 4643–4649, June 2008.
- [16] M. Pakdel. A new soft-switched three-phase four-wire shunt active power filter. In *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, pages 1–7, Sept. 2008.
- [17] S. Bhattacharya, T.M. Frank, D.M. Divan, and B. Banerjee. Active filter system implementation. *Industry Applications Magazine, IEEE*, 4(5):47–63, Sep/Oct 1998.
- [18] L.A. Pittorino, A. Horn, and J.H.R. Enslin. Power theory evaluation for the control of an active power filter. In *AFRICON, 1996., IEEE AFRICON 4th*, volume 2, pages 676–681 vol.2, Sep 1996.

- [19] L. Benchaïta, S. Saadate, and A. Salem nia. A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation. *Power Systems, IEEE Transactions on*, 14(2):642–647, May 1999.
- [20] J.H. Marks and T.C. Green. Predictive transient-following control of shunt and series active power filters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 17(4):574–584, Jul 2002.
- [21] Hirofumi Akagi, Akira Nabae, and Satoshi Atoh. Control strategy of active power filters using multiple voltage-source pwm converters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-22(3):460–465, May 1986.
- [22] T. Tanaka and H. Akagi. A new method of harmonic power detection based on the instantaneous active power in three-phase circuits. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 10(4):1737–1742, Oct 1995.
- [23] Shiguo Luo and Zhencheng Hou. An adaptive detecting method for harmonic and reactive currents. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 42(1):85–89, Feb 1995.
- [24] H. Karimi, M. Karimi-Ghartemani, M. Reza Iravani, and A.R. Bakhshai. An adaptive filter for synchronous extraction of harmonics and distortions. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 18(4):1350–1356, Oct. 2003.
- [25] S.M.R. Rafiei, R. Ghazi, and H.A. Toliyat. Ieee-519-based real-time and optimal control of active filters under nonsinusoidal line voltages using neural networks. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 17(3):815–821, Jul 2002.
- [26] S.M.-R. Rafiei, H.A. Toliyat, R. Ghazi, and T. Gopalarathnam. An optimal and flexible control strategy for active filtering and power factor correction under non-sinusoidal line voltages. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 16(2):297–305, Apr 2001.
- [27] J. Mossoba and P.W. Lehn. A controller architecture for high bandwidth active power filters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(1):317–325, Jan 2003.
- [28] J. Doval, A. Nogueiras, C.M. Penalver, and A. Lago. Shunt active power filter with harmonic current control strategy. In *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, May 1998.

- [29] Chen Junling, Jiang Xinjian, Zhu Dongqi, Deng Likuan, and Yang Beige. High power hybrid active power filter for medium-voltage distribution network. In *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*, Sept. 2005.
- [30] S. Rahmani, A. Hamadi, N. Mendalek, and K. Al-Haddad. A new control technique for three-phase shunt hybrid power filter. *IEEE Trans. Indus. Elect.*, 56(08):2904 – 2915, Aug. 2009.
- [31] M. Odavic, P. Zanchetta, M. Sumner, C. Ladisa, and Z. Jakopovic. A "two ahead" predictive controller for active shunt power filters. In *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, Nov. 2006.
- [32] A.N. Jog and N.G. Apte. An adaptive hysteresis band current controlled shunt active power filter. In *Compatibility in Power Electronics, 2007. CPE '07*, June 2007.
- [33] S. Karimi, P. Poure, and S. Saadate. High performances reference current generation for shunt active filter under distorted and unbalanced conditions. In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, June 2008.
- [34] S. Karimi, P. Poure, and S. Saadate. Reference current generation without pll for shunt active filter under distorted and unbalanced conditions. In *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, July 2008.
- [35] P. Singhal, V.; Singh. A new algorithm of optimized reference current generation for shunt active power filters. In *Power Electronics, 2006. IICPE 2006. India International Conference on*, Dec 2006.
- [36] Vctor M. Moreno. Corrections to reference current estimation under distorted line voltage for control of shunt active power filters. *IEEE Trans. Power Elect.*, 19(06):1688 – 1688, Nov. 2004.
- [37] M. Wojciechowski, R. Strzelecki, and G. Benysek. Predictive control system of the shunt active power filter. In *Electronics Conference, 2008. BEC 2008. 11th International Biennial Baltic*, Oct. 2008.
- [38] R. Strzelecki and M. Wojciechowski. New control system of the shunt active power filter. In *Nonsinusoidal Currents and Compensation, 2008. ISNCC 2008. International School on*, June 2008.

- [39] Wu Jian, He Na, and Xu Dianguo. A novel control strategy for shunt active power filter. In *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, Oct. 2005.
- [40] *Parallel Control of Three-Phase Three-Wire Shunt Active Power Filters*, 2006.
- [41] V. Diana, M. Summer, P. Zanchetta, and M. Marinelli. The use of genetic algorithms for the design of current controllers for active shunt filters. In *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, volume 3, pages 2005–2010 Vol.3, Nov. 2003.
- [42] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae. Instantaneous reactive power comensators comprising switching (devices without energy storage componets). *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, IA 20(03):625 – 630, May/June 1984.
- [43] V. Soares, P. Verdelho, and G.D. Marques. An instantaneous active and reactive current component method for active filters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 15(04):660 – 669, July 2000.
- [44] S.M.-R. Rafiei, H.A. Toliyat, R. Ghazi, and T. Gopalarathnam. An optimal and flexible control strategy for active filtering and power factor correction under non-sinusoidal line voltages. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 16(02):297 – 305, April 2001.
- [45] Akagi H., Watanabe E., H., and Aredes M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Jon While and Sons, New York, 2007.
- [46] Hirofumi Akagi, Akira Nabae, and Satoshi Atoh. Control strategy of active power filters using multiple voltage-source pwm converters. *IEEE Trans. Ind. Applic.*, 1986.
- [47] B. Singh and V Verma. An indirect current control of hybrid power filter for varying loads. *IEEE Trans. Power Deli.*, 21(01):178 – 184, Jan 2006.
- [48] V. F. Corasaniti, M. B. Barbieri, P. L. Arnera, and M. I. Valla. Hybrid power filter to enhance power quality in a medium-voltage distribution network. *IEEE Trans. Indus. Elect.*, 56(08):2885 – 2893, Aug. 2009.
- [49] An Luo et all. A novel three-phase hybrid active power filter with a series resonance circuit tuned at the fundamental frequency. *IEEE Trans. Inds. Elec.*, 56(07):2431 – 2440, July 2009.

- [50] Pee-Chin Tan, Poh Chiang Loh, and D.G. Holmes. A robust multilevel hybrid compensation system for 25-kv electrified railway applications. *IEEE Trans. Power Elect.*, 19(04):1043 – 1052, July 2004.
- [51] R. nzunza and H Akagi. A 6.6-kv transformerless shunt hybrid active filter for installation on a power distribution system. *IEEE Trans. Power Elect.*, 20(04):893 – 900, July 2005.
- [52] ab.Hamadi, S. Rahmani, W. Santana, and K. Al-Haddad. A novel shunt hybrid power filter for the mitigation of power system harmonics. In *IEEE Canada Electrical Power Conference*, Canada, Sept. / Oct. 2007.
- [53] *Hybrid filters for power quality improvement*, 2005.
- [54] A.M. Massoud, S.J. Finney, and B.W. Williams. Seven-level shunt active power filter. In *Harmonics and Quality of Power, 2004. 11th International Conference on*, Sept. 2004.
- [55] Wang Liqiao, Lin Ping, Li Jianlin, and Zhang Zhongchao. Study on shunt active power filter based on cascade multilevel converters. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, June 2004.
- [56] A.M. Massoud, S.J. Finney, A.J. Cruden, and B.W. William. Three-phase, three-wire, five-level cascaded shunt active filter for power conditioning, using two different space vector modulation techniques. *IEEE Trans. Power Elect.*, 22(04):2349 – 2361, Oct. 2007.
- [57] L.A. Silva, S.P. Pimentel, and J.A. Pomilio. Nineteen-level active filter system using asymmetrical cascaded converter with dc voltages control. In *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, June 2005.
- [58] A.M. Massoud, S.J. Finney, D.M. Grant, and B.W. Williams. Predictive current controlled shunt active power filter using three-level cascaded type inverter. In *Power Electronics, Machines and Drives, 2006. The 3rd IET International Conference on*, Mach 2006.
- [59] O. Vodyakho and C.C. Mi. Three-level inverter-based shunt active power filter in three-phase three-wire and four-wire systems. *IEEE Tran. Power Elect.*, 24(05):1350 – 1363, May 2009.

- [60] Luis Moran, Pedro Godoy, Rogel Wallace, and Juan Dixon. A new current control strategy for active power filters using three pwm voltage source inverters. In *Power Electronics Specialist Conference, Chile 1993*, 1993.
- [61] S.J. Chiang and J.M. Chang. Design and implementation of the parallelable active power filter. In *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, volume 1, pages 406–411 vol.1, Aug 1999.
- [62] L. Asiminoaei, C. Lascu, F. Blaabjerg, and I. Boldea. Performance improvement of shunt active power filter with dual parallel topology. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(1):247–259, Jan. 2007.
- [63] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, P.N. Enjeti, and F. Blaabjerg. Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 55(3):1175–1189, March 2008.
- [64] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra. A review of active filters for power quality improvement. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 46(5):960–971, Oct 1999.
- [65] H. Akagi. Trends in active power line conditioners. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 9(3):263–268, May 1994.
- [66] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, and S. Hansen. Detection is key - harmonic detection methods for active power filter applications. *IEEE Ind. Appl. Magazine*, 13(4):22–33, July/Aug. 2007.
- [67] Yun Wei Li, F. Blaabjerg, D.M. Vilathgamuwa, and Poh Chiang Loh. Design and comparison of high performance stationary-frame controllers for dvr implementation. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(2):602–612, March 2007.
- [68] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra. A review of active filters for power quality improvement. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 46(5):960–971, Oct 1999.
- [69] K. Borisov, H.L. Ginn, and A.M. Trzynadlowski. Attenuation of electromagnetic interference in a shunt active power filter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(5):1912–1918, Sept. 2007.
- [70] H. Fujita and H. Akagi. Voltage-regulation performance of a shunt active filter intended for installation on a power distribution system. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(3):1046–1053, May 2007.

- [71] G. Escobar, A.A. Valdez, R.E. Torres-Olguin, and M.F. Martinez-Montejano. A model-based controller for a three-phase four-wire shunt active filter with compensation of the neutral line current. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(6):2261–2270, Nov. 2007.
- [72] T. Tanaka, E. Hiraki, K. Ueda, K. Sato, and S. Fukuma. A novel detection method of active and reactive currents in single-phase circuits using the correlation and cross-correlation coefficients and its applications. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 22(4):2450–2456, Oct. 2007.
- [73] V. Blasko. Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 33(3):756–764, May/June 1996.
- [74] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.R.C. da Silva, R.N.C. Alves, and P.F. Seixas. Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms. *IEEE Trans. Power Electron.*, 16(3):351 – 359, May 2001.
- [75] Abdelmadjid Chaoui, Jean-Paul Gaubert, Fateh Krim, and Laurent Rambault. On the design of shunt active filter for improving power quality. 2008.
- [76] S . J. Chiang and J. M. Chang. Design and implementation of the parallelable active power filter. 2008.
- [77] Kishore Chatterjee, B. G. Fernandes, and Gopal K. Dubey. An instantaneous reactive voltampere compensator and harmonic suppressor system. *IEEE Trans. Power Elect.*, 14(02):381 – 392, March 1999.
- [78] B.N. Singh, P. Rastgoufard, B. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad. Design, simulation and implementation of threepole/four-pole topologies for active filters. In *IEE Proceedings*, volume 14, pages 381 – 392, March 2004.
- [79] Luis A. Moran, Juan W. Dixon, and Rogel R. Wallace. A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation. *IEEE Trans. Power Elect.*, 42(04):402 – 408, August 1995.
- [80] Mukul Rastogi, Rajendra Naik, and Ned Mohan. A comparative evaluation of harmonic reduction techniques in three-phase utility interface of power electronic loads. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 30(05):1149 – 1155, Sept./Oct. 1994.

- [81] Lucian Asiminoaei, Cristian Lascu, Frede Blaabjerg, and Ion Boldea. Performance improvement of shunt active power filter with dual parallel topology. *IEEE Trans. Power Elect.*, 22(01):247 – 259, January 2007.
- [82] M. C. Cavalcanti, E.R.C. da Silva, D. Boroyevich, W. Dong, and C. B. Jacobina. A feasible loss model for IGBT in soft-switching inverters. In *Proc. IEEE PESC*, pages 1845–1850, 2003.
- [83] Jose A. A. Dias, Euzeli C. dos Santos Jr, Cursino B. Jacobina, and Edison R. C. da Silva. Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with igbt dual module losses reduction. In *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 2009.