



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica

Pós-graduação em Engenharia Elétrica

**SISTEMAS DE COMPENSAÇÃO EM
DERIVAÇÃO BASEADOS EM
CONVERSORES PARALELOS E
INTERCONECTADOS**

Edgard Luiz Lopes Fabricio

TESE DE DOUTORADO

Campina Grande

2015

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica

Edgard Luiz Lopes Fabricio

**SISTEMAS DE COMPENSAÇÃO EM DERIVAÇÃO
BASEADOS EM CONVERSORES PARALELOS E
INTERCONECTADOS**

*Trabalho apresentado ao Programa de Pós-graduação
em Engenharia Elétrica da Unidade Acadêmica de En-
genharia Elétrica da Universidade Federal de Campina
Grande como requisito parcial para obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica.*

Orientador: *Prof. Cursino Brandão Jacobina*

Campina Grande
2015

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

F126s Fabrício, Edgard Luiz Lopes.
 Sistemas de compensação em derivação baseados em conversores
 paralelos e interconectados / Edgard Luiz Lopes Fabrício. – Campina
 Grande, 2015.
 257 f. : il. color.

 Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal
 de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática,
 2015.

 "Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina".
 Referências.

 1. Conversores Elétricos. 2. Qualidade de Energia. 3. Filtro Ativo
 de Potência. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Título.

CDU 621.314(043)

**"SISTEMAS DE COMPENSAÇÃO EM DERIVAÇÃO BASEADOS EM CONVERSORES
PARALELOS E INTERCONECTADOS"**

EDGARD LUIZ LOPES FABRÍCIO

TESE APROVADA EM 05/02/2015



**CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador(a)**



**ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)**



**FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, Dr., UFPE
Examinador(a)**



**MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)**



**RICARDO LÚCIO DE ARAÚJO RIBEIRO, D.Sc., UFRN
Examinador(a)**

CAMPINA GRANDE - PB

Resumo

O filtro ativo de potência (FAP) em derivação é a solução mais empregada para melhorar a qualidade da energia em sistemas elétricos. Os FAPs em derivação compensam harmônicas de corrente e reativos demandadas por cargas não lineares. Com essa função, estruturas de conversores vêm sendo amplamente estudadas na literatura, visando melhorar a qualidade das formas de onda geradas e o rendimento dos conversores. Neste sentido, este trabalho propõe o estudo de associações em paralelo e cascata (interconectada) de conversores com função de FAPs em derivação, aplicados a sistemas de três ou quatro fios e na compensação de cargas equilibradas ou desequilibradas. Adicionalmente, são apresentadas características de múltiplas funções das topologias com paralelismo, possibilitando o fornecimento de tensões adequadas às cargas, em casos de distúrbios nas mesmas. Dentre as topologias estudadas algumas são propostas neste trabalho e outras já foram estudadas na literatura, no entanto, para todas as topologias, são mostrados alguns aspectos não discutidos previamente na literatura. Todas as topologias apresentadas são comparadas com as convencionais em questões como: distorções harmônicas das correntes da rede e perdas nos conversores (chaves semicondutoras e barramentos CC). São abordados os seguintes aspectos para cada topologia: (i) modelagem dinâmica; (ii) estratégias PWM; (iii) estratégia de controle e (iv) resultados de simulação e experimentais. Em termos de controle, aspectos importantes são tratados, como: a mitigação da corrente de circulação e o balanceamento dos barramentos CC. As topologias compostas por associação de conversores ou braços em paralelo permitem reduzir as correntes nas chaves, o que possibilita a utilização de chaves de menor corrente (menor custo) ou aderir a característica de redundância intrínseca à topologia. Já as topologias interconectadas reduzem os níveis de tensão nas chaves. Ambos os tipos de conexões permitem aumentar o número de níveis nas tensões, por meio das técnicas PWM, e reduzir a THD das correntes da rede. Com isto, pode-se reduzir a frequência de chaveamento para se atingir os valores de THD desejados e reduzir as perdas nos dispositivos semicondutores em comparação com as topologias convencionais.

Palavras-chave: FAP, Qualidade de Energia, Cargas Não Lineares, Distorção Harmônica e Perdas

Abstract

Shunt active power filter (SAPF) is the solution most used to improve the electrical power system quality. Harmonics of the load current emitted by nonlinear loads are compensated by those filters. Converter structures have been widely studied in literature with SAPF function. These structures aim to improve the quality of waveforms generated and performance of converters. In this work, parallel and cascaded (interconnected) converter associations are studied, both with SAPF function, connected in three or four wires systems and applied in balanced and unbalanced systems. In addition, aspects of multifunction of parallel topologies are presented, these topologies provide adequate voltage supply to loads in voltage disturbance cases. Among all topologies studied in this work, some are proposed and others are studied in previous works. However, some new aspects are shown for all topologies. Comparisons with conventional topologies were done regarding: harmonic distortions of grid currents and semiconductor and dc-link losses. For each topology studied the following aspects were considered: (i) dynamic modelling of the configuration; (ii) PWM strategy, (iii) control approach and (iv) simulation and experimental results. In terms of control strategy, some aspects are carried out: mitigation of circulating current and dc-link voltage balance. The topologies composed of two parallel converters or legs reduce current level on switches, allowing cheapest switches to be used or redundancy characteristic to be added in the system. The interconnected topologies reduce the voltage levels on the switches. Both types of connections allow to increase the number of voltage steps, by PWM techniques, and to reduce the THD of grid currents. The results show that it is possible to reduce the switching frequency with purpose of equal the THD of conventional structures and to reduce the losses in the semiconductor devices.

Keywords: APFs, Power Quality, Nonlinear Load, Harmonics Distortion and Losses.

Lista de Figuras

1.1	Exemplo de carga não linear ASD.	1
1.2	FAP em derivação conectado ao PAC de um sistema trifásico.	2
1.3	Exemplo de conversores básicos utilizados em FAPs. (a) Conversor ponte-H (HB). (b) Simbologia adotada para o conversor HB. (c) Conversor de três braços (3L). (d) Simbologia adotada para o conversor 3L.	3
1.4	Exemplos de FAP de diferentes categorias: (a) FAP monofásico e (b) FAP trifásico.	3
1.5	Exemplos de diferentes topologias de FAPs: (a) FAP em derivação. (b) FAP série. (c) FAP série-paralelo.	5
1.6	Exemplos de FAPs a quatro fios: (a) FAP com conexão no centro do barramento; (b) FAP de quatro braços; (c) FAP composto por três ponte-H e transformadores de isolamento; (d) FAP composto por três ponte-H sem transformadores.	8
1.7	Associação de conversores em paralelos: (a) com barramento duplo e (b) com barramento único.	9
1.8	Associação de conversores: (a) Pontes-H conectadas em Y, (b) Pontes-H conectadas em delta, (c) Três pontes-H conectadas a um conversor três braços, (d) Pontes-H conectadas em cascata e (e) Conversores três braços conectados em delta.	12
1.9	Estruturas multiníveis: (a) NPC de três níveis e (b) MMC de cinco níveis.	13
1.10	Exemplo de conversor multifuncional.	13
2.1	FAPs em derivação convencionais. (a) FAP convencional a três fios (Conf. C-3f). (b) Modelo ideal da Conf. C-3f. (c) FAP convencional a quatro fios (Conf. C-4f). (d) Modelo ideal da Conf. C-4f.	20
2.2	Diagrama de controle da Conf. C-3f.	27
2.3	Diagrama de controle da Conf. C-4f.	29
2.4	Detalhamento do bloco R_i . (a) Sistemas equilibrados. (b) Sistemas desequilibrados.	29
2.5	Demais estruturas convencionais estudadas. (a) Conf. CY3HB-3f ou Conf. CY3HB-4f (conectando-se a linha tracejada). (b) Conf. C3HB-4f.	31

- 2.6 Resultado de simulação da Conf. C-3f, com $\mu = 0,5$. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes do filtro (i_{fa} , i_{fb} e i_{fc}) e da carga (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}). (c) Tensão do barramento CC (v_{cc}). (d) Corrente do barramento CC (i_{cc}). 33
- 2.7 Resultado de simulação da Conf. C-3f, com $\mu = 0,5$, compensando carga desequilibrada. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes do filtro (i_{fa} , i_{fb} e i_{fc}) e da carga (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}). (c) Tensão do barramento CC (v_c). (d) Corrente do barramento CC (i_{cc}). 34
- 2.8 Resultado de simulação da Conf. C-4f, com $\mu = 0,5$. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes da rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) e da carga (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}). 35
- 2.9 Resultado de simulação da Conf. C-4f, com $\mu = 0,5$. (a) Correntes i_{fn} e i_{fn} (b) Tensão e corrente do barramento CC (v_{cc} e i_{cc}). 36
- 2.10 Resultado experimental da Conf. C-3f. Tensões e correntes de alimentação (v_{ga} e i_{ga}) e corrente de carga (i_{la}). 37
- 2.11 Resultado experimental da Conf. C-3f. Corrente da fase a do filtro (i_{fa}) e tensão do barramento CC, v_{cc} . 37
- 2.12 Resultado experimental da Conf. C-4f. Tensões e correntes de alimentação (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). 38
- 2.13 Resultado experimental da Conf. C-4f. Correntes Tensão do barramento CC, v_{cc} . 38
- 3.1 FAPs em derivação a três fios com conversores associados em paralelo. (a) FAP com barramentos independentes (Conf. P2B-3f). (b) Modelo ideal da Conf. P2B-3f. (c) FAP com barramento único (Conf. P1B-3f). (d) Modelo ideal da Conf. P1B-3f. 42
- 3.2 Múltiplas portadoras PWM. 48
- 3.3 Locais de aplicação das portadoras PWM, da estrutura composta por dois conversores de três braços. 48
- 3.4 Diagrama de blocos de controle da Conf. P2B-3f. 50
- 3.5 Diagrama de blocos do controle da Conf. P1B-3f. 51
- 3.6 Resultado de simulação da Conf. P2B-3f, com uma portadora PWM. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes internas do FAP, conversor 1 (i_{fa1} , i_{fb1} e i_{fc1}) e conversor 2 (i_{fa2} , i_{fb2} e i_{fc2}). (c) Tensão do barramento CC do conversor 1 (v_{cc1}). (d) Corrente do barramento CC do conversor 1 (i_{cc1}). 52
- 3.7 Resultado de simulação da Conf. P2B-3f, com duas portadoras PWM. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes internas do FAP, conversor 1 (i_{fa1} , i_{fb1} e i_{fc1}) e conversor 2 (i_{fa2} , i_{fb2} e i_{fc2}). 53

- 3.8 Resultado de simulação da Conf. P2B-3f, com duas portadoras. (a) Tensão do barramento CC do conversor 1 (v_{cc1}). (b) Corrente do barramento CC do conversor 1 (i_{cc1}). 53
- 3.9 Resultado de simulação da Conf. P1B-3f, com uma portadora PWM. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes do conversor 1 (i_{fa1} e i_{fb1}) e a corrente de circulação (i_o). (c) Tensão do barramento CC do conversor (v_{cc}). (d) Corrente do barramento CC do conversor (i_{cc}). 55
- 3.10 Resultado de simulação da Conf. P1B-3f, com duas portadoras PWM. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes do conversor 1 (i_{fa1} , i_{fb1} e i_{fc1}) e corrente de circulação (i_o). (c) Tensão do barramento CC (v_{cc}). (d) Corrente do barramento CC (i_{cc}). 56
- 3.11 Resultado experimental da Conf. P1B-3f. Tensão (v_{ga}) e corrente (i_{ga}) 57
- 3.12 Resultado experimental da Conf. P1B-3f. Correntes do FAP (i_{fa1} e i_{fa2}) utilizando 1P, com detalhamento do *ripple*. 58
- 3.13 Resultado experimental da Conf. P1B-3f. Correntes do FAP (i_{fa1} e i_{fa2}) utilizando 2P, com detalhamento do *ripple*. 58
- 3.14 Resultado experimental da Conf. P1B-3f. Tensão do barramento CC v_{cc} para 1P e 2P. 59
- 3.15 Resultado experimental da Conf. P1B-3f. Corrente de uma das fases da carga (i_{la}). 59
- 4.1 FAPs em derivação a quatro fios com conversores associados em paralelo. (a) FAP com barramentos independentes (Conf. P2B-4f). (b) Modelo ideal da Conf. P2B-4f. (c) FAP com barramento único (Conf. P1B-4f). (d) Modelo ideal da Conf. P1B-4f. 62
- 4.2 Locais de aplicação das portadoras PWM, nas estruturas a quatro fios. 67
- 4.3 Diagrama de blocos do controle da Conf. P2B-4f. 69
- 4.4 Diagrama de blocos do controle da Conf. P1B-4f 70
- 4.5 Resultado de simulação da Conf. P2B-4f, com uma portadora. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes da rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) e i_{gn} . (c) Correntes de uma das fases dos conversores 1 e 2 (i_{fa1} e i_{fa2}). (d) Correntes dos conversores 1 e 2 (i_{fn1} e i_{fn2}). 71
- 4.6 Resultado de simulação da Conf. P2B-4f, com uma portadora. (a) Tensão e corrente do barramento CC do conversor 1 (v_{cc1} e i_{cc1}). (b) Tensão e corrente do barramento CC do conversor 2 (v_{cc2} e i_{cc2}). 72
- 4.7 Resultado de simulação da Conf. P2B-4f, com duas portadoras. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes da rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) e i_{gn} . 73

4.8	Resultado de simulação da Conf. P2B-4f, com duas portadoras. (a) Correntes dos filtros (i_{fa1} e i_{fa2}). (b) Correntes dos filtros (i_{fn1} e i_{fn2}).	73
4.9	Resultado de simulação da Conf. P2B-4f, com duas portadoras. (a) Tensão e corrente do barramento CC do conversor 1 (v_{cc1} e i_{cc1}). (b) Tensão e corrente do barramento CC do conversor 2 (v_{cc2} e i_{cc2}).	74
4.10	Resultado de simulação da Conf. P1B-4f, com uma portadora PWM. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes da rede (i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} e i_{gn}).	75
4.11	Resultado de simulação da Conf. P1B-4f, com uma portadora PWM. (a) Correntes dos filtros (i_{fa1} e i_{fa2}). (b) Correntes dos conversores (i_{fn1} e i_{fn2}).	75
4.12	Resultado de simulação da Conf. P1B-4f, com uma portadora PWM. (a) Corrente de circulação (i_o). (b) Tensão e corrente do barramento CC dos conversores (v_{cc} e i_{cc}).	76
4.13	Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com duas portadoras. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes da rede (i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} e i_{gn}).	76
4.14	Resultado de simulação da Conf. P1B-4f, com duas portadoras. (a) Correntes dos conversores (i_{fa1} e i_{fa2}). (b) Correntes dos conversores (i_{fn1} e i_{fn2}). (c) Tensão e corrente do barramento CC dos conversores (v_{cc} e i_{cc}).	77
4.15	Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e corrente (i_{ga} e i_{gb}) da rede, para uma portadoras PWM (1P).	78
4.16	Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Correntes da carga (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}).	79
4.17	Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Correntes do FAP (i_{fabc1} e i_{fabc2}) utilizando 1P, com detalhamento do <i>ripple</i> .	79
4.18	Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Tensão do barramento CC v_{cc} para 1P.	79
4.19	Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e corrente (i_{ga} e i_{gb}) da rede, para duas portadoras PWM (2P).	80
4.20	Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Correntes do FAP (i_{fabc1} e i_{fabc2}) utilizando 2P, com detalhamento do <i>ripple</i> .	80
4.21	Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Tensão do barramento CC v_{cc} para 2P.	80
5.1	Compensador multifuncional a três fios (Conf. M-3f).	84
5.2	Compensador multifuncional a quatro fios (Conf. M-4f).	85
5.3	Modos de operação do sistema. (a) Modo de operação A. (b) Modo de operação B.	85
5.4	Diagrama de blocos do controle da Conf. M-3f.	92
5.5	Diagrama de blocos do controle da Conf. M-4f.	93

5.6	Resultado de simulação da Conf. M-3f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes do filtro (i_{fa1} e i_{fa2}) e nos triacs (i_{ta} e i_{tb}).	94
5.7	Resultado de simulação da Conf. M-3f. Tensão do barramento CC (v_{cc}). Corrente do barramento CC (i_{cc}). Tensões na carga (v_{lab} e v_{lbc}).	95
5.8	Resultado de simulação da Conf. M-4f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes dos conversores i_{fa1} , i_{fa2} e corrente na chave t_a (i_{ta}).	96
5.9	Resultado de simulação do conversor multifuncional a quatro fios. Correntes i_{fn1} , i_{fn2} e i_{gn} .	97
5.10	Resultado de simulação da Conf. M-4f. Tensão do barramento CC (v_{cc}). Corrente do barramento CC (i_c). E tensões de fase aplicadas a carga v_{la} e v_{lb} .	98
5.11	Resultado experimental da Conf. M-3f no modo A. Tensão (v_{ga}) e correntes (i_{ga} e i_{la})	99
5.12	Resultado experimental da Conf. M-3f no modo A. Correntes do FAP (i_{fa1} e i_{fa2}).	99
5.13	Resultado experimental da Conf. M-3f no modo A. Corrente na chave t_a (i_{ta}).	99
5.14	Resultado experimental da Conf. M-3f no SI. Tensão (v_{ga}) e correntes (i_{ga} e i_{la})	100
5.15	Resultado experimental da Conf. M-3f no SI. Correntes do FAP (i_{fa1} e i_{fa2}).	100
5.16	Resultado experimental da Conf. M-3f no SI. Corrente na chave t_a (i_{ta}).	101
5.17	Resultado experimental da Conf. M-3f em transitório entre modo A e SI. Tensão do barramento CC (v_{cc})	101
5.18	Resultado experimental da Conf. M-3f em transitório entre modo A e SI. Correntes internas dos conversores (i_{fa1} e i_{fa2})	101
5.19	Resultado experimental da Conf. M-3f em transitório entre modo A e SI. Corrente na chave t_a	102
6.1	FAP em derivação. (a) FAP interconectado em delta com nove braços (Conf. I9L-3f). (b) Modelo ideal da Conf. I9L-3f.	104
6.2	FAP em derivação. (a) FAP interconectado em delta com doze braços (Conf. I12L-3f). (b) Modelo ideal da Conf. I12L-3f.	105
6.3	Lugares onde aplica-se cada triangular. (a) Utilizando-se três portadoras (IC-3P). (b) Utilizando-se duas portadoras (IC-2P).	117
6.4	Diagrama de blocos do controle da Conf. I9LD-3f.	128
6.5	Diagrama de blocos do controle da Conf. I12LD-3f.	129

6.6	Resultado de simulação da Conf. I9LD-3f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes nos braços que realizam a compensação (i_{sa} e i_{sb}).	130
6.7	Resultado de simulação da Conf. I9LD-3f. (a) Correntes nos braços interconectados (i_{a3} , i_{b1} e i_{c3}). (b) Tensões dos barramentos CC v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente.	130
6.8	Resultado de simulação da Conf. I9LD-3f. (a) Corrente de circulação i_o . (b) Corrente de circulação i_o .	131
6.9	Resultado de simulação da Conf. I12LD-3f (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes nos braços que realizam a compensação (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) e (i_{sA} , i_{sB} e i_{sC}).	132
6.10	Resultado de simulação da Conf. I12LD-3f. (a) Correntes nos braços interconectados (i_{a3} , i_{b1} e i_{c3}). (b) Tensões dos barramentos CC v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente.	132
6.11	Resultado experimental da Conf. I9LD-3f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede elétrica.	133
6.12	Resultado experimental da Conf. I9LD-3f. Correntes i_{ga} , i_{sa} e i_{la} .	133
6.13	Resultado experimental da Conf. I9LD-3f. Corrente de circulação i_o e correntes dos braços interconectados i_{b1} e i_{c1} .	134
6.14	Resultado experimental da Conf. I9LD-3f. Tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}).	134
6.15	Resultado experimental da Conf. I12LD-3f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede elétrica.	135
6.16	Resultado experimental da Conf. I12LD-3f. Correntes i_{ga} , i_{sa} e i_{la} .	136
6.17	Resultado experimental da Conf. I12LD-3f. Corrente de circulação i_o e correntes dos braços interconectados i_{b1} e i_{c1} .	136
6.18	Resultado experimental da Conf. I12LD-3f. Tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}).	137
7.1	FAP em derivação. (a) FAP interconectado em duplo Y com nove braços (Conf. I9L2Y-3f). (b) Modelo ideal da Conf. I9L2Y-3f.	140
7.2	FAP em derivação. (a) FAP interconectado em Y com nove braços (Conf. I9L2Y-3f). (b) Modelo ideal da Conf. I9LY-3f.	141
7.3	Técnicas PWM aplicadas. (a) Técnica PSPWM - possível combinação de portadoras. (b) Técnica LSPWM (caso 2) - portadoras usadas e os respectivos braços dos conversores onde são aplicadas.	150
7.4	Diagrama de blocos do controle das configurações I9L2Y-3f e I9LY-3f.	153

- 7.5 Resultado de simulação da Conf. I9L2Y-3f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes nos braços que realizam a compensação (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}). 154
- 7.6 Resultado de simulação da Conf. I9L2Y-3f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes nos braços que realizam a compensação (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}). 155
- 7.7 Resultado de simulação da Conf. I9L2Y-3f. (a) Correntes nos braços interconectados (i_{b1} , i_{b2} e i_{b3}) e (i_{c1} , i_{c2} e i_{c3}). (b) Tensões dos barramentos CC v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente. 156
- 7.8 Resultado experimental das Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede elétrica. 156
- 7.9 Resultado experimental das Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f. Correntes do FAP i_{sa} e i_{sb} , correntes i_{o123} e correntes da carga i_{la} e i_{lb} . 157
- 7.10 Resultado experimental das Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f. Tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}). 157
- 7.11 Resultado experimental das Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f. Tensões v_{sab} (50V/div) e respectivas correntes i_{gabc} (1A/div), (10ms/div). (a) Tensões v_{sab} e (b) correntes i_{gk} com LSPWM. (c) Tensões v_{sk} e (d) corrente i_{gk} com LSPWM+interleaved. 158
- 8.1 FAP em derivação a quatro fios. (a) Configuração I9LY-4f. (b) Modelo ideal da Conf. I9LY-4f. 162
- 8.2 Topologias interconectadas a quatro fios. (a) Configuração I9LT-4f. (b) Configuração I4HB-4f. 163
- 8.3 Conversor auxiliar da Conf. I4HB-4f. 169
- 8.4 Diagrama de blocos do controle da Conf. I9LY-4f. 170
- 8.5 Diagrama de blocos do controle das Conf. I9LT-4f e Conf. I4HB-4f. 171
- 8.6 Resultado de simulação da Conf. I9LY-4f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes na rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) e no neutro da rede (i_{gn}). 172
- 8.7 Resultado de simulação da Conf. I9LY-4f. (a) Correntes de compensação do FAP (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) (b) Tensões dos barramentos CC v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente. (c) Correntes de circulação (i_{o1} , i_{o2} e i_{o3}). 173
- 8.8 Resultado de simulação da Conf. I9LT-4f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes na rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) e no neutro da rede (i_{gn}). 174

- 8.9 Resultado de simulação da Conf. I9LT-4f. (a) Correntes de compensação do FAP (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) (b) Tensões dos barramentos CC v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente. (c) Correntes de circulação (i_{o1} , i_{o2} e i_{o3}). 174
- 8.10 Resultado de simulação da Conf. I4HB-4f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes na rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) e no neutro da rede (i_{gn}). 175
- 8.11 Resultado de simulação da Conf. I9L2Y-3f. (a) Correntes nos braços interconectados (i_{b1} , i_{b2} e i_{b3}) e (i_{c1} , i_{c2} e i_{c3}). (b) Tensões dos barramentos CC v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente. 175
- 8.12 Resultado experimental da Conf. I9LY-4f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede elétrica. 176
- 8.13 Resultado experimental da Conf. I9LY-4f. Correntes do FAP i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} , correntes i_{o123} e correntes da carga i_{la} , i_{lb} e i_{lc} . 177
- 8.14 Resultado experimental da Conf. I9LY-4f. Correntes no neutro do sistema: neutro da carga i_{ln} , de compensação do neutro $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}$ e neutro da rede i_{gn} . 177
- 8.15 Resultado experimental da Conf. I9LY-4f. Tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}). 178
- 8.16 Resultado experimental da Conf. I9LT-4f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede elétrica. 178
- 8.17 Resultado experimental da Conf. I9LT-4f. Correntes do FAP i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} , correntes i_{o123} e correntes da carga i_{la} , i_{lb} e i_{lc} . 179
- 8.18 Resultado experimental da Conf. I9LT-4f. Correntes no neutro do sistema: neutro da carga i_{ln} , de compensação do neutro $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}$ e neutro da rede i_{gn} . 179
- 8.19 Resultado experimental da Conf. I9LT-4f. Tensão do barramento CC (v_C). 180
- 8.20 Resultado experimental das Conf. I9LY-4f e Conf. I9LT-4f. Tensões v_{sab} (50V/div) e respectivas correntes i_{gabc} (1A/div), (10ms/div). (a) Tensões v_{sab} e (b) correntes i_{gk} para LSPWM. (c) Tensões v_{sk} e (d) correntes i_{gk} ao se aplicar a técnica LSPWM+interleaved. 180
- 9.1 THD das correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} , em função de μ , da Conf. P2B-3f. 188
- 9.2 Curvas dos pontos ótimos da THD das correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} , em função de μ . Para as topologias C e 2F utilizando uma, duas ou seis portadoras PWM. 188
- 9.3 Correntes i_g da rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) das topologias 2F a três fios. (a) Com 1P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$. (b) Com 1P e $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$ (c) Com 2P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$. (d) Com 6P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$. 189

- 9.4 Tensões $v_{a1} + v_{a2}$ das topologias 2F a três fios. (a) Com 1P e $\mu_1 = \mu_2 = 0, 5$. (b) Com 1P e $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$ (c) Com 2P e $\mu_1 = \mu_2 = 0, 5$. (d) Com 6P e $\mu_1 = \mu_2 = 0, 5$. 190
- 9.5 THD das correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} , em função de μ . Para a topologia 2F a quatro fios, utilizando uma e duas portadoras PWM. 191
- 9.6 Curvas dos pontos ótimos da THD das correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} , em função de μ . Para as topologias a quatro fios, utilizando uma e duas portadoras PWM. 191
- 9.7 Correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} das topologias 2F a quatro fios. (a) Com 1P e $\mu_1 = \mu_2 = 0, 5$. (b) Com 1P e $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$ (c) Com 2P e $\mu_1 = \mu_2 = 0, 5$. 192
- 9.8 Tensões $v_{a1} + v_{a2}$ das topologias 2F a quatro fios. (a) Com 1P e $\mu_1 = \mu_2 = 0, 5$. (b) Com 1P e $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$ (c) Com 2P e $\mu_1 = \mu_2 = 0, 5$. 193
- 9.9 THD da Conf. I9LD-3f (P). Curvas dos pontos ótimos da THD das correntes i_g (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) em função de μ . 194
- 9.10 Correntes i_g (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) da Conf. I9LD-3f. (a) Utilizando-se uma portadora PWM (1P) e $\mu = 0, 5$. (b) Utilizando-se três portadoras PWM (3P) e $\mu = 0, 5$. 195
- 9.11 Tensões v'_a da Conf. I9LD-3f. (a) Utilizando-se uma portadora PWM (1P) e $\mu = 0, 5$. (b) Utilizando-se três portadoras PWM (3P) e $\mu = 0, 5$. 195
- 9.12 Correntes da rede i_g (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) da Conf. I9LY-3f ou I9L2Y-3f. (a) Usando a técnica PSPWM. (b) Usando LSPWM. (c) Usando LSPWM+interleaved. 196
- 9.13 Tensões v'_a da Conf. I9LY-3f ou I9L2Y-3f. (a) Usando a técnica PSPWM. (b) Usando LSPWM. (c) Usando LSPWM+interleaved. 197
- 9.14 Correntes da rede i_g (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) da Conf. I9LY-4f ou Conf. I9LT-4f. (a) Usando a técnica LSPWM. (b) Usando a técnica LSPWM+interleaved. 199
- 9.15 Tensões v'_a da Conf. I9LY-4f ou Conf. I9LT-4f. (a) Usando a técnica LSPWM. (b) Usando a técnica LSPWM+interleaved. 199
- 9.16 Resultados em malha aberta da Conf. I4HB-3f. (a) Correntes da rede i_g (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}). (b) Tensão v_{sa} . 200
- 9.17 Perdas no conversor da Conf. C-3f. 201
- 9.18 Perdas nos conversores das Conf. P2B-3f e Conf. P1B-3f. 201
- 9.19 Principais resultados de perdas das Conf. C-3f, P2B-3f e P1B-3f. 202
- 9.20 Resultados de perdas das Conf. C-3f, P2B-3f e P1B-3f, utilizando chaves de menor corrente nas topologias 2F. 203
- 9.21 Perdas nas chaves. (a) Da Conf. C-4f. (b) Das Conf. P2B-4f e P1B-4f (2F). (c) Principais resultados de perdas das topologias a quatro fios. 204
- 9.22 Resultados de perdas das Conf. C-3f, P2B-3f e P1B-3f com o dobro da potência processada. 205

9.23	Análise de perdas da Conf. I9LD, utilizando-se como critério a mesma THD. (a) Topologia IC em quatro cenários. (b) Comparação entre as estruturas convencionais e Conf. I9LD-3f.	207
9.24	Análise de perdas da Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f	207
9.25	Análise de perdas da Conf. I9LY-4f e Conf. I9LT-4f.	208
9.26	Análise de perdas da Conf. I4HB-4f.	209
9.27	Espectros da corrente do capacitor (i_{cc}). (a) Conf. C-3f ou Conf. P1B-3f com 1P. (b) Conf. P2B-3f. (c) Conf. P1B-3f com 2P.	210
9.28	Espectros da corrente do capacitor (i_{cc}). (a) Da Conf. C-4f ou Conf. P1B-4f com 1P. (b) Da Conf. P2B-4f. (c) Da Conf. P1B-4f com 2P.	211
A.1	Circuito monofásico do FAP paralelo.	222
A.2	Diagrama Fasorial do FAP paralelo.	222
A.3	Plataforma experimental. (a) Vista frontal. (b) Vista posterior.	230
A.4	Itens adicionais à plataforma experimental. (a) Kit DSP. (b) Indutores.	231
A.5	Diagrama de controle de corrente harmônica do FAP.	231
B.1	Generalização da conexão em cascata de conversores de três braços.	234
B.2	Conexões em cascata de conversores de três braços. (a) Três conversores de três braços em cascata, $N_{max} = 1$. (b) Nove conversores de três braços em cascata, $N_{max} = 2$. (c) Nove conversores de três braços em cascata, $N_{max} = 3$.	235
B.3	Circuito equivalente da conexão em cascata de nove conversores de três braços, i.e. $N_{max} = 2$.	236
B.4	Simplified balanced circuit.	239
B.5	Técnica LSPWM, portadoras utilizadas para a topologia com nove conversores $N_{max} = 2$. (a) Para conversores com o mesmo valor de tensão nos barramentos CC. (b) Para conversores com valores diferentes de tensão nos barramentos CC.	242
B.6	Tensão u_{gk} voltage e respectivas correntes i_{gk} , para a topologia $N_{max} = 1$. (a) Tensão u_{gk} e (b) correntes i_{gk} para LSPWM. (c) Tensão u_{gk} e (d) corrente i_{gk} para LSPWM+interleaved.	243
B.7	Tensão u_{gk} e respectivas correntes i_{gk} , para a topologia $N_{max} = 2$. (a) Tensão u_{gk} e (b) corrente i_{gk} para LSPWM e mesmos valores de tensão nos barramentos CC. (c) Tensão u_{gk} e (d) correntes i_{gk} para LSPWM com valores diferentes de barramento CC.	244

Lista de Tabelas

5.1	Estado das chaves para cada modo de operação.	91
7.1	Estados das chaves e tensões obtidas a partir da LSPWM.	151
9.1	Resumo dos resultados de THD das topologias 2F a três fios.	190
9.2	Resumo dos resultados de THD das topologias 2F a quatro fios.	194
9.3	Resumo dos resultados de THD da Conf. I9LD-3f.	195
9.4	Resumo comparativo dos resultados de THD das configurações I9LY-3f e I9L2Y-3f.	198
9.5	Resumo comparativo dos resultados de THD das configurações I9LY-4f e I9LT-4f.	199
9.6	Resumo comparativo dos resultados de THD da configuração I4HB-4f.	200
9.7	Perdas totais das Conf. P2B-3f e P1B-3f (2F).	202
9.8	Perdas totais das Conf. P2B-4f e P1B-4f.	204
9.9	Perdas dos dispositivos semicondutores das Conf. P2B-4f e P1B-4f, processando o dobro de potência.	205
9.10	Perdas no barramento CC.	210
10.1	Resumo dos resultados das topologias apresentadas neste trabalho.	219
A.1	Parâmetros gerais utilizados em simulação.	227
A.2	Composição harmônica do retificador trifásico e monofásico.	227
A.3	Parâmetros utilizados em simulação da Conf. C-3f.	228
A.4	Parâmetros utilizados em simulação da Conf. C-4f.	228
A.5	Parâmetros utilizados em simulação da Conf. P2B-3f e Conf. P1B-3f.	228
A.6	Parâmetros utilizados em simulação da Conf. P2B-4f e Conf. P1B-4f.	228
A.7	Parâmetros utilizados em simulação da Conf. I9LD-3f.	228
A.8	Parâmetros utilizados em simulação da Conf. I12LD-3f.	229
A.9	Parâmetros utilizados em simulação da Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f.	229
A.10	Parâmetros utilizados em simulação da Conf. I9LY-4f e Conf. I9LT-4f.	229
A.11	Parâmetros utilizados em simulação da Conf. I4HB-4f.	229

Glossário

- ASD – Acionamento de velocidade ajustável (*adjustable speed drive*)
- PAC – Ponto de acoplamento comum
- C – Convencional
- CA – Corrente Alternada
- CC – Corrente Contínua
- C-3f – Topologia convencional a três fios
- C-4f – Topologia convencional a quatro fios
- CY3HB-3f – Topologia convencional a três fios composta por três conversores ponte-H conectados em Y
- CY3HB-4f – Topologia convencional a quatro fios composta por três conversores ponte-H conectados em Y
- C3HB-4f – Topologia convencional a quatro fios composta por três conversores ponte-H conectados por transformadores
- DSP – Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processor*)
- FAP – Filtro Ativo de Potência
- FPB – Filtro Passa-Baixas
- IGBT – Transistor Bipolar de Porta Isolada (*Insulates Gate Bipolar Transistor*)

- I9LD-3f – Topologia a três fios, interconectada com nove braços e interconexões em delta
- I12LD-3f – Topologia a três fios, interconectada com doze braços e interconexões em delta
- I9L2Y-3f – Topologia a três fios, interconectada com nove braços e interconexões em duplo Y
- I9LY-3f – Topologia a três fios, interconectada com nove braços e interconexões em único Y
- I9LY-4f – Topologia a quatro fios, interconectada com nove braços e interconexões em único Y
- I9LT-4f – Topologia a quatro fios, interconectada com nove braços e interconexões conectadas por transformadores
- I4HB-4f – Topologia a quatro fios, composta por quatro conversores ponte-H
- LSPWM – Técnica PWM em que utiliza-se múltiplas portadoras para os diferentes níveis de tensão
- MMC – Conversor multinível modular
- M-3f – Topologia multifuncional a três fios
- M-4f – Topologia multifuncional a quatro fios
- NPC – Conversor de neutro grampeado
- PI – Proporcional e Integral
- PLL – Malha de Captura de Fase (*Phase-Locked Loop*)
- PWM – Modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*)
- PSPWM – Técnica PWM em que utiliza-se múltiplas portadoras defasadas entre si

- P2B-3f – Topologia de FAP a três fios com conversores associados em paralelo e barramentos individuais
- P1B-3f – Topologia de FAP a três fios com conversores associados em paralelo compartilhando barramento
- P2B-4f – Topologia de FAP a quatro fios com conversores associados em paralelo e barramentos individuais
- P1B-4f – Topologia de FAP a quatro fios com conversores associados em paralelo compartilhando barramento
- RMS – Valor Médio Quadrático (*Root Mean Square*)
- RNA – Rede Neural Artificial
- SPWM – Técnica PWM escalar em que utiliza-se uma única portadora PWM
- S-1P – Superfície utilizando uma portadora PWM
- S-2P – Superfície utilizando duas portadora PWM
- S-6P – Superfície utilizando seis portadora PWM
- THD – Distorção Harmônica Total (*Total Harmonic Distortion*)
- VSI – Inversor Fonte de Tensão (*Voltage Source Inverter*)

Símbolos

z_a, z_b e z_c – Impedâncias do FAP

L_f – Filtro indutivo dos FAPs convencionais

q_a, q_b, q_c e q_{fn} – Chaves de potência superiores dos FAPs convencionais

$\bar{q}_a, \bar{q}_b, \bar{q}_c$ e \bar{q}_{fn} – Chaves de potência inferiores dos FAPs convencionais

v_{ga}, v_{gb} e v_{gc} – Tensões da rede de alimentação trifásica

v_{g1}, v_{g2} e v_{g3} – Tensões da rede de alimentação trifásica

v_{fa}, v_{fb} e v_{fc} – Tensões do conversor

i_{fa}, i_{fb} e i_{fc} – Correntes de compensação do FAP

i_{g1}, i_{g2} e i_{g3} – Correntes de fase da rede de alimentação trifásica

r_f – Resistência do filtro indutivo L_f

l_f – Indutância do filtro indutivo L_f

p – Representa a função derivada, $p = d/dt$

v_{a0}, v_{b0}, v_{c0} e v_{fn0} – Tensões de polo dos FAPs convencionais

v_{n0} – Tensões do neutro da rede (n) ao ponto médio do barramento CC (0) do conversor

i_{la}, i_{lb} e i_{lc} – Correntes de fase da carga

k_1, k_2, k_3, k_n e k_T – Constantes do modelo dos FAPs convencionais

i_{l1}, i_{l2} e i_{l3} – Correntes de fase da carga

s_1, s_2, s_3 e s_4 – Estado de condução das chaves dos FAPs convencionais

v_{cc} – Tensão do barramento CC dos FAPs convencionais

$v_{a0}^*, v_{b0}^*, v_{c0}^*$ e v_{fn0}^* – Tensões de polo de referência dos conversores dos FAPs convencionais

v_{f1}^*, v_{f2}^* e v_{f3}^* – Tensões de referência geradas pelos controladores das correntes de entrada dos FAPs convencionais

v_h^* – Tensão auxiliar

v_{cc}^* – Tensão de referência do barramento CC dos FAPs convencionais

V_f^* – Vetor das tensões associadas a tensão auxiliar v_h^*

$v_{f\max}^*$ e $v_{f\min}^*$ – Valores máximo e mínimo do vetor de tensão V_f^*

μ – Fator de distribuição de roda livre

R_c – Bloco do controlador PI da tensão do barramento CC das topologias convencionais

I_g^* – Amplitude de referência das correntes de fase da rede

i_{gabc}^* (i_{ga}^*, i_{gb}^* e i_{gc}^*) – Correntes de fase de referência da rede

θ – Ângulo de sincronismo da corrente de fase da rede com a tensão da rede da mesma fase

$sync$ – Bloco de sincronismo das correntes da rede com as tensões da rede

R_i – Bloco do controlador PI de dupla sequência das correntes de fase da rede elétrica, para as topologias convencionais

v_{fab}^* (v_{fa}^* , v_{fb}^* e v_{fc}^*) – Tensões de referência geradas pelos controladores de corrente da rede

i_{gn} – Corrente do neutro da rede elétrica

i_{fn} – Corrente, do filtro, que compensa o neutro do sistema

i_{ln} – Corrente do neutro da carga

L_1 – Filtro indutivo do conversor 1 das topologias compostas por conversores em paralelo

L_2 – Filtro indutivo do conversor 2 das topologias compostas por conversores em paralelo

q_{a1} , q_{a2} , q_{a3} e q_{a4} – Chaves de potência superiores do conversor 1 das topologias compostas por associação

\bar{q}_{a1} , \bar{q}_{a2} , \bar{q}_{a3} e \bar{q}_{a4} – Chaves de potência inferiores do conversor 1 das topologias compostas por associação

q_{b1} , q_{b2} , q_{b3} e q_{b4} – Chaves de potência superiores dos conversor 2 das topologias compostas por associação

\bar{q}_{b1} , \bar{q}_{b2} , \bar{q}_{b3} e \bar{q}_{b4} – Chaves de potência inferiores dos conversor 2 das topologias compostas por associação

r_1 – Resistência do filtro indutivo L_1

l_1 – Indutância do filtro indutivo L_1

r_2 – Resistência do filtro indutivo L_2

l_2 – Indutância do filtro indutivo L_2

i_{fa1} , i_{fb1} , i_{fc1} e i_{fn1} – Correntes do conversor 1 das topologias compostas por associação

i_{fa2} , i_{fb2} , i_{fc2} e i_{fn2} – Correntes do conversor 2 das topologias compostas por associação

v_{a10_1} , v_{b10_1} , v_{c10_1} e v_{fn10_1} – Tensões de polo do conversor 1 das topologias compostas por associação

v_{a20_2} , v_{b20_2} , v_{c20_2} e v_{fn20_2} – Tensões de polo do conversor 2 das topologias compostas por associação

v_{n0_1} – Tensão do ponto (n) ao ponto (0_1) no centro do barramento CC do conversor 1 das topologias compostas por associação

v_{n0_2} – Tensão do ponto (n) ao ponto (0_b) no centro do barramento CC do conversor 2 das topologias compostas por associação

v_{cc_1} – Tensão do barramento CC do conversor 1 das topologias compostas por associação

v_{cc_2} – Tensão do barramento CC do conversor 2 das topologias compostas por associação

s_{a1} , s_{a2} , s_{a3} e s_{a4} – Estados de condução das chaves do conversor 1 das topologias compostas por associação

s_{b1}, s_{b2}, s_{b3} e s_{b4} – Estados de condução das chaves do conversor 2 das topologias compostas por associação

v_{a1}^*, v_{b1}^* e v_{c1}^* – Tensões de referência geradas pelos controladores das correntes do conversor 1 das topologias compostas por associação

v_{a2}^*, v_{b2}^* e v_{c2}^* – Tensões de referência geradas pelos controladores das correntes de entrada relacionadas com conversor 2 das topologias compostas por associação

$v_{n0_1}^*$ – Tensão auxiliar do conversor 1 das topologias compostas por associação

$v_{n0_2}^*$ – Tensão auxílias do FAP B das topologias compostas por associação

$v_{cc_1}^*$ – Tensão do barramento CC do conversor 1 das topologias compostas por associação

$v_{cc_2}^*$ – Tensão do barramento CC do conversor 2 das topologias compostas por associação

V_a^* – Vetor das tensões associadas a tensão auxiliar $v_{h_a}^*$

$v_{a_{max}}^*$ e $v_{a_{min}}^*$ – Valores máximo e mínimo do vetor de tensão V_a^* .

V_b^* – Vetor das tensões associadas a tensão auxiliar $v_{h_b}^*$

$v_{b_{max}}^*$ e $v_{b_{min}}^*$ – Valores máximo e mínimo do vetor de tensão V_b^*

μ_1 – Fator distribuição de roda livre associado ao conversor 1 das topologias compostas por associação

μ_2 – Fator distribuição de roda livre associado ao conversor 2 das topologias compostas por associação

$v_{t1}, v_{t2}, v_{t3}, \dots$ e v_{t6} – Portadoras PWM

$\theta_{t1}, \theta_{t2}, \theta_{t3}, \dots$ e θ_{t6} – Ângulos de fase das portadoras PWM

f_{ch} – Frequência de chaveamento

R_c – Bloco do controlador PI da tensão do barramento CC

R_i – Bloco do controlador PI de dupla sequência das correntes

R_c – Bloco do controlador PI da tensão do barramento CC

i_{lodq} (i_{l0}, i_{ld} e i_{lq}) – Correntes da carga no referencial síncrono

T – Matriz transformação 123 - dq

F_{PB} – Filtro passa baixa

k – Ganho do filtro

w_c – Frequência angular de corte do FPB

ζ – Constante de amortecimento do FPB

i_{rb123}^* (i_{rb1}^*, i_{rb2}^* e i_{rb3}^*) –

i_{b123}^* (i_{b1}^*, i_{b2}^* e i_{b3}^*) – Correntes de referência do FAP B das topologias compostas por associação

i_{fn1} – Corrente do quarto fio, do conversor 1 a quatro fios, conectado ao neutro do sistema

i_{fn2} – Corrente do quarto fio, do conversor 2 a quatro fios, conectado ao neutro do sistema

C_{cc} – Capacitância do barramento CC

\vec{v}_f – Fasor de tensão do FAP

\vec{v}_g – Fasor de tensão da rede

j – Unidade imaginária, $(\sqrt{-1})$

w – Frequência angular da rede elétrica

\vec{i}_f – Fasor de corrente do FAP

$V_{f\max}$ – Valor de amplitude máxima da tensão do filtro

$\Delta I_{f(p-p)\max}$ – Variação máxima da corrente de pico do filtro

$L_{f\min}$ – Indutância mínima do filtro

$L_{f\max}$ – Indutância máxima do filtro

I_h – Componente harmônica da corrente

i_c – Corrente do barramento CC do FAP das topologias convencionais

i_{c1} – Corrente do barramento CC do conversor 1 das topologias compostas por associação

i_{c2} – Corrente do barramento CC do conversor 2 das topologias compostas por associação

V_{base} – Tensão de base do sistema

S_{base} – Potência aparente de base do sistema

V_{gRMS} – Valor RMS da tensão da rede

V_{lRMS} – Valor RMS da tensão da carga

I_{lRMS} – Valor RMS da corrente da carga

$\cos(\phi)$ – Fator de potência da carga

$THD(p)$ – Distorção harmônica total

Y_1 – Amplitude da componente fundamental da variável analisada

Y_n – Amplitude da n-ésima harmônica da variável analisada

f_{cbmn} – Frequência mínima de chaveamento do FAP B das topologias compostas por associação

v_{a1n} – Tensão do ponto (a1) do FAP A, das topologias compostas por associação, ao ponto (n)

v_{b1n} – Tensão do ponto (b1) do FAP B, das topologias compostas por associações, ao ponto (n)

$P_{c,loss}$ – Perdas de potência do barramento CC

ESR – Resistência série equivalente do barramento CC

I_c – Componente harmônica da corrente do barramento CC

$P_{c,loss}^{lf}$ – Perdas de potência de baixa frequência do barramento CC

$P_{c,loss}^{hf}$ – Perdas de potência de alta frequência do barramento CC

$ESR_{(100\text{ Hz})}$ – Resistência série equivalente dos capacitores a uma frequência de 100 Hz

$I_{c,RMS}$ – Corrente RMS do capacitor

$I_{c,RMS}^{lf}$ – Corrente RMS do capacitor das harmônicas de baixa frequência

$I_{c,RMS}^{hf}$ – Corrente RMS do capacitor das harmônicas de alta frequência

\bar{i}_c – Corrente média do capacitor

τ_1, τ_2, τ_3 e τ_4 – São os intervalos de tempo em que as chaves q_1, q_2, q_3 e q_4 estão fechadas, respectivamente.

T_s – Período PWM

P_{cd} – Perda de condução nos semicondutores

P_{ch} – Perda de chaveamento nos semicondutores

T_j – Temperatura de junção nos semicondutores

i_{cl} – Corrente instantânea no coletor

a, b, c, \dots e i – são os parâmetros do modelo e i_{cl} é a corrente instantânea do coletor

P_t – Perdas totais nos semicondutores

Sumário

1	Introdução Geral	1
1.1	Localização do Tema	1
1.2	Revisão Bibliográfica	6
1.2.1	FAP em Derivação a Três Fios	6
1.2.2	FAP em Derivação a Quatro Fios	7
1.2.3	Associação de Conversores	9
1.2.4	Conversores Multiníveis	11
1.2.5	Conversores Multifuncionais	12
1.3	Contribuições do Trabalho	14
1.4	Publicações	15
1.5	Organização do Trabalho	16
2	Filtros Ativos de Potência em Derivação Convencionais	19
2.1	Introdução	19
2.2	Modelo do Sistema	20
2.2.1	FAP Convencional a Três Fios (Conf. C-3f)	20
2.2.2	FAP Convencional a Quatro Fios (Conf. C-4f)	22
2.3	Estratégia PWM	24
2.3.1	Configuração C-3f	24
2.3.2	Configuração C-4f	26
2.4	Estratégia de Controle	27
2.4.1	Configuração C-3f	27
2.4.2	Configuração C-4f	28
2.4.3	Detalhamento do bloco R_i	28
2.4.3.1	Sistemas Equilibrados	29
2.4.3.2	Sistemas Desequilibrados	30
2.5	Outras Topologias Convencionais Estudadas	30
2.6	Resultados do Sistema	32
2.6.1	Resultados de Simulação	32
2.6.1.1	Configuração C-3f	32
2.6.1.2	Configuração C-4f	34

2.6.2	Resultados Experimentais	36
2.6.2.1	Configuração C-3f	36
2.6.2.2	Configuração C-4f	36
2.7	Conclusões	39
3	Associação em Paralelo de Filtros Ativos de Potência em Derivação a Três Fios	41
3.1	Introdução	41
3.2	Modelo do Sistema	43
3.2.1	Configuração P2B-3f	43
3.2.2	Configuração P1B-3f	44
3.3	Estratégia PWM	45
3.3.1	Configuração P2B-3f	45
3.3.2	Configuração P1B-3f	48
3.4	Estratégia de Controle	49
3.4.1	Configuração P2B-3f	49
3.4.2	Configuração P1B-3f	50
3.5	Resultados do Sistema	51
3.5.1	Resultados de Simulação	51
3.5.1.1	Configuração P2B-3f	51
3.5.1.2	Configuração P1B-3f	54
3.5.2	Resultados Experimentais	57
3.6	Conclusões	59
4	Associações em Paralelo de Filtros Ativos de Potência em Derivação a Quatro Fios	61
4.1	Introdução	61
4.2	Modelo do Sistema	63
4.2.1	Configuração P2B-4f	63
4.2.2	Configuração P1B-4f	64
4.3	Estratégia PWM	66
4.3.1	Configuração P2B-4f	66
4.3.2	Configuração P1B-4f	68
4.4	Estratégia de Controle	69
4.4.1	Configuração P2B-4f	69
4.4.2	Configuração P1B-4f	69
4.5	Resultados do Sistema	70
4.5.1	Resultados de Simulação	70
4.5.1.1	Configuração P2B-4f	70
4.5.1.2	Configuração P1B-4f	74

4.5.2	Resultados Experimentais	78
4.6	Conclusões	81
5	Conversores Multifuncionais Trifásicos	83
5.1	Introdução	83
5.2	Modelo do Sistema	85
5.2.1	Configuração M-3f	86
5.2.2	Configuração M-4f	86
5.3	Estratégia PWM	87
5.3.1	Configuração M-3f	87
5.3.2	Configuração M-4f	89
5.4	Estratégia de Controle	91
5.4.1	Configuração M-3f	91
5.4.2	Configuração M-4f	92
5.5	Resultados do Sistema	93
5.5.1	Resultados de Simulação	93
5.5.1.1	Configuração M-3f	93
5.5.1.2	Configuração M-4f	95
5.5.2	Resultados Experimentais	98
5.6	Conclusões	102
6	Filtro Ativo Trifásico Interconectado em Delta	103
6.1	Introdução	103
6.2	Modelo do Sistema	106
6.2.1	Configuração I9LD-3f	106
6.2.2	Configuração I12LD-3f	109
6.3	Estratégia PWM	113
6.3.1	Configuração I9LD-3f	113
6.3.2	Configuração I12LD-3f	120
6.4	Potência nos Conversores Interconectados da Conf. I9LD-3f	127
6.5	Estratégia de Controle	127
6.5.1	Configuração I9LD-3f	127
6.5.2	Configuração I12LD-3f	128
6.6	Resultados do Sistema	129
6.6.1	Resultados de Simulação	129
6.6.1.1	Configuração I9LD-3f	129
6.6.1.2	Configuração I12LD-3f	131
6.6.2	Resultados Experimentais	131
6.6.2.1	Configuração I9LD-3f	131
6.6.2.2	Configuração I12LD-3f	135

6.7	Conclusões	137
7	Filtro Ativo Trifásico Interconectado em Y	139
7.1	Introdução	139
7.2	Modelo do Sistema	142
7.2.1	Configuração I9L2Y-3f	142
7.2.2	Configuração I9LY-3f	144
7.3	Estratégia PWM	145
7.3.1	Configuração I9L2Y-3f	145
7.3.2	Configuração I9LY-3f	148
7.3.3	Técnicas PWM Utilizadas	149
7.4	Potência nos Conversores Interconectados em Y	151
7.4.1	Configuração I9L2Y-3f	151
7.4.2	Configuração I9LY-3f	151
7.5	Estratégia de Controle	152
7.6	Tolerância a Falha	153
7.7	Resultados do Sistema	154
7.7.1	Resultados de Simulação	154
7.7.2	Resultados Experimentais	155
7.8	Conclusões	159
8	Filtro Ativo Trifásico Interconectado a Quatro Fios	161
8.1	Introdução	161
8.2	Modelo do Sistema	164
8.2.1	Configuração I9LY-4f e I9LT-4f	164
8.2.2	Configuração I4HB-4f	164
8.3	Estratégia PWM	165
8.3.1	Configuração I9LY-4f e I9LT-4f	166
8.3.2	Configuração I4HB-4f	166
8.4	Potência nos Conversores Interconectados a Quatro Fios	168
8.5	Estratégia de Controle	169
8.5.1	Configurações I9LY-4f	169
8.5.2	Configurações I9LT-4f e I4HB-4f	169
8.6	Resultados do Sistema	172
8.6.1	Resultados de Simulação	172
8.6.1.1	Configuração I9LY-4f	172
8.6.1.2	Configuração I9LT-4f	173
8.6.1.3	Configuração I4HB-4f	173
8.6.2	Resultados Experimentais	175
8.6.2.1	Configuração I9LY-4f	175

8.6.2.2	Configuração I9LT-4f	176
8.6.2.3	Configuração I9LY-4f e I9LT-4f	178
8.7	Conclusões	181
9	Análise das Topologias Estudadas	183
9.1	Introdução	183
9.1.1	Distorção Harmônica Total	183
9.2	Perdas nos Conversores	184
9.2.1	Perdas nos Dispositivos Semicondutores	184
9.2.2	Perdas no Barramento CC	185
9.3	Análise da Distorção Harmônica Total	187
9.3.1	Configurações P2B-3f e P1B-3f	187
9.3.2	Configurações P2B-4f e P1B-4f	191
9.3.3	Configuração I9LD-3f	194
9.3.4	Configurações I9L2Y-3f e I9LY-3f	196
9.3.5	Configurações I9LY-4f e I9LT-4f	198
9.3.6	Configuração I4HB-4f	199
9.4	Análise das Perdas nos Dispositivos Semicondutores	200
9.4.1	Configurações C-3f, P2B-3f e P1B-3f	200
9.4.2	Configurações C-4f, P2B-4f e P1B-4f	203
9.4.3	Configurações I9LD-3f	205
9.4.4	Configurações I9L2Y-3f e I9LY-3f	206
9.4.5	Configurações I9LY-4f e I9LT-4f	208
9.4.6	Configurações I4HB-4f	208
9.5	Análise de Perdas nos Barramentos CC	209
9.5.1	Configurações C-3f, P2B-3f e P1B-3f	209
9.5.2	Configurações C-4f, P2B-4f e P1B-4f	209
9.6	Conclusões	212
10	Conclusões	215
10.1	Conclusões Gerais	215
10.2	Resumo do Desempenho das Topologias Estudadas	217
10.3	Trabalhos a Serem Desenvolvidos	219
A	Dimensionamento do FAP em Derivação, Estudo da Carga e Projeto dos Controladores	221
A.1	Introdução	221
A.2	Especificação da Tensão do Barramento	222
A.2.1	Topologias em Paralelo	222
A.2.2	Topologias Interconectadas em Delta	223

A.2.3	Topologias Interconectadas em Y	223
A.2.4	Topologia I4HB-4f	223
A.3	Especificação do Filtro Indutivo	224
A.3.1	Primeira Aproximação	224
A.3.2	Segunda Aproximação	225
A.4	Especificação da Capacitância do Barramento CC	225
A.5	Definição dos Parâmetros e Especificação da Carga	226
A.6	Parâmetros e Plataforma Experimental	230
A.7	Projeto dos Controladores	231
A.8	Conclusão	232
B	Generalização da Conf. I9L2Y-3f	233
B.1	Introdução	233
B.2	Modelo do Sistema	236
B.3	Caso Balanceado	238
B.4	Tensão nos Barramentos CC e Corrente nos Conversores	239
B.5	Estratégia PWM	241
B.6	Conclusões	245
	Referências Bibliográficas	246

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Localização do Tema

A qualidade de energia se tornou uma grande preocupação entre distribuidores e todos os tipos de consumidores industriais e comerciais. O uso intensivo de cargas não lineares, tais como retificadores, inversores de frequência, fornos elétricos a arco, computadores, tem elevado os níveis de distorção harmônica a patamares não aceitáveis sob a perspectiva de qualidade de energia (STONES; COLLINSON, 2001). Dentre as cargas não lineares citadas, as que têm maior impacto nos sistemas elétricos, por seu amplo uso, são as empregadas em sistema de acionamento de velocidade ajustável (ASDs - adjustable speed drives). Estas são utilizadas em aplicações com motores, compressores, bombas e ventiladores (BHATTACHARYA, 1998a).

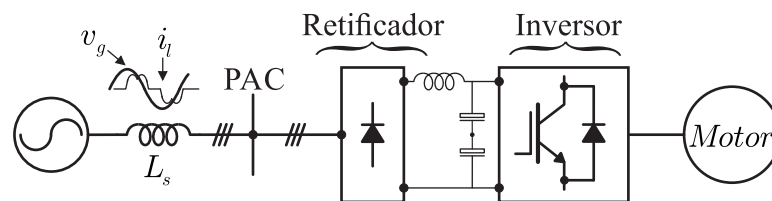


Figura 1.1 – Exemplo de carga não linear ASD.

Distorções harmônicas elevadas, em tensão e corrente, aumentam as perdas em linhas de transmissão, causam danos e perdas em motores, transformadores e outros dispositivos magnéticos (BENNETT, 1997). Além disso, aumentam as perdas em capacitores, elevando a temperatura dos mesmos. Portanto, a vida útil dos componentes é reduzida, podendo, até mesmo, danificar equipamentos elétricos (WAGNER, 1993).

Além da presença de harmônicas no sistema, um outro problema é o nível de energia reativa demandado pelas cargas. Esta energia afeta a eficiência dos sistemas e pode produzir sobre-tensões em transformadores, provocando, assim como as harmônicas, redução da qualidade da energia (LEON-MARTINEZ, 2007).

Já em sistemas a quatro fios, cargas desequilibradas e/ou não lineares, produzem

aumento da corrente no neutro desses sistemas. Com isto, estas cargas podem ocasionar sobrecarga em alimentadores e transformadores, distorções em tensão e tensão de modo comum (GRUZS, 1990). Esta tensão de modo comum é a diferença de tensão entre neutro e terra do sistema. Com uma corrente harmônica de neutro elevada, a impedância do condutor de neutro, nas frequências harmônicas, pode causar uma queda significativa de tensão.

Devido à propagação das cargas não lineares e a necessidade de uma regulamentação, por parte das concessionárias de energia, surgiram as normas que especificam valores toleráveis tanto para harmônicas quanto para reativos. As normas da IEC (International Electrotechnical Commission) (IEC61000-3-2, 2005) e (IEC/TS61000-3-4, 1998) especificam os limites de componentes harmônicas de corrente que podem ser injetadas na rede pública de alimentação por uma carga, individualmente. Já a norma do IEEE (IEEE-519, 1991) especifica valores máximos para distorções harmônicas medidas no PAC (Ponto de Acolamento Comum) do sistema. No que se refere a reativos, a portaria 1596 de 23/12/1993 do Departamento Nacional de Águas e Energia (DNAEE) determina valor mínimo para fator de potência, igual a 0,92.

Neste contexto, tem-se estimulado o uso de Filtro Ativo de Potência (FAP) como uma alternativa viável para controlar os níveis de harmônicas e reativos em instalações. Desde que foram estabelecidos os princípios para o funcionamento dos filtros ativos, na década de 70 (SASAKI; MACHIDA, 1971; AMETANI, 1976; GYUGI; STRYCUDA, 1976; MOHAN, 1977), este tema tem atraído a atenção de pesquisadores e engenheiros que se preocupam com os efeitos das harmônicas nos sistemas elétricos. Como pode ser observado na Figura 1.2, o FAP é conectado ao ponto de acoplamento comum do sistema com o objetivo de fornecer harmônicas e reativos demandados por cargas não lineares.

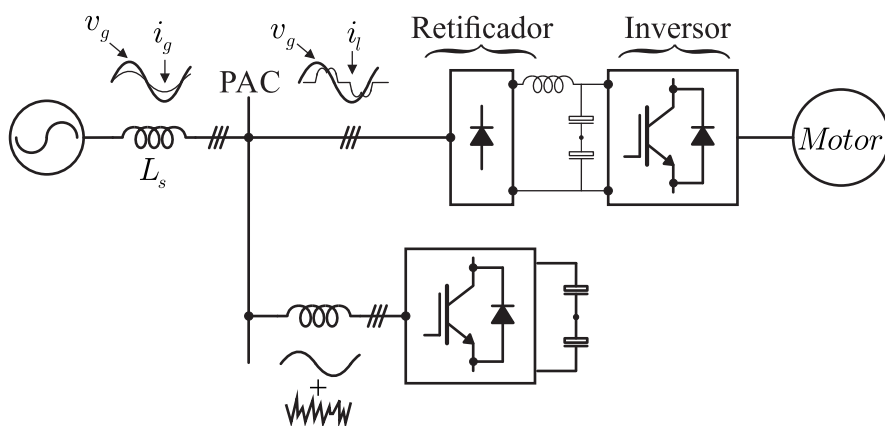


Figura 1.2 – FAP em derivação conectado ao PAC de um sistema trifásico.

Na Figura 1.3, são ilustrados os tipos de conversores de dois níveis utilizados em FAPs e sua respectiva simbologia empregada neste trabalho. O primeiro tipo, representado na Figura 1.3(a) e simbologia na Figura 1.3(b), é o conversor ponte-H denominado neste trabalho como HB. O segundo tipo é o conversor de três braços, denominado de 3L,

representado na Figura 1.3(c) e com simbologia apresentada na Figura 1.3(d).

Os FAP em derivação podem ser empregados em sistemas monofásicos ou trifásicos, como apresentados na Figura 1.4. Logo, os FAPs são classificados, quanto ao sistema onde são empregados, como monofásico [Figura 1.4(a)] e trifásico [Figura 1.4(b)].

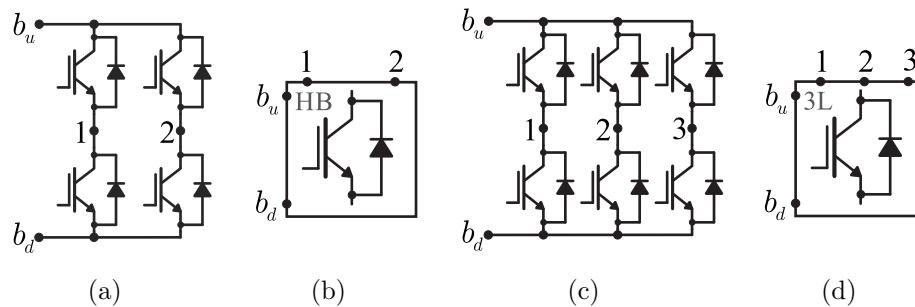


Figura 1.3 – Exemplo de conversores básicos utilizados em FAPs. (a) Conversor ponte-H (HB). (b) Simbologia adotada para o conversor HB. (c) Conversor de três braços (3L). (d) Simbologia adotada para o conversor 3L.

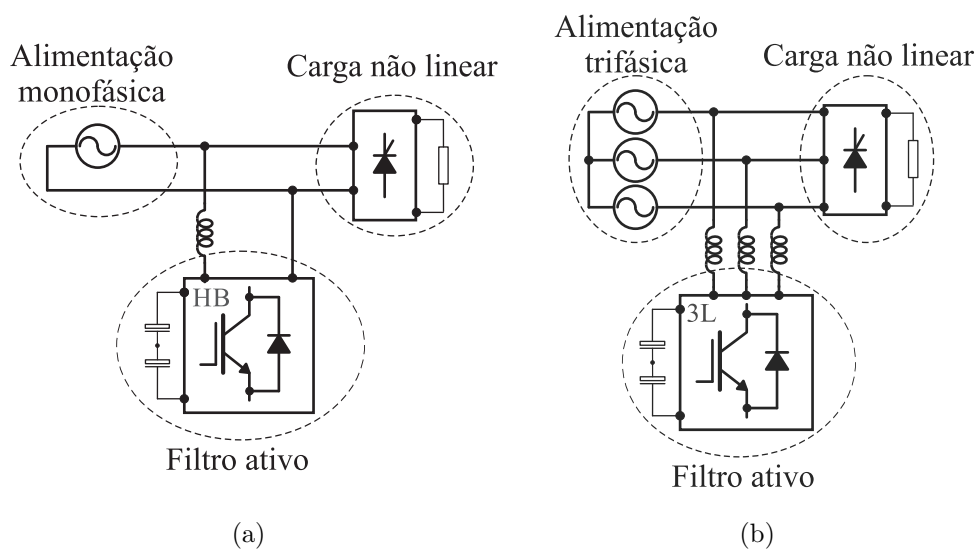


Figura 1.4 – Exemplos de FAP de diferentes categorias: (a) FAP monofásico e (b) FAP trifásico.

Na literatura, existem diferentes tipos de FAPs, que podem ser classificados segundo alguns critérios (EL-HABROUK, 2000), mostrados a seguir:

(a) Potência nominal e velocidade de resposta exigida pelo sistema:

- Aplicações de baixa potência: esse tipo de aplicação abrange, principalmente, sistemas com potência inferior a 100 kVA. Ela está associada a áreas residenciais, edifícios comerciais, hospitais, diferentes tipos de fábricas de pequeno e médio porte e sistemas de acionamento de máquinas. Nesta gama de aplicações

empregam-se técnicas de controle sofisticadas que exigem resposta rápida da dinâmica dos filtros ativos. Este tempo de resposta é relativamente mais rápido do que outras técnicas, que vão desde dezenas de microssegundos a milissegundos. Em sistemas de baixa potência, são aplicados FAP monofásicos, como o mostrado na Figura 1.4(a) (FANGJING, 2010; HAN, 2009; SOUZA; MARTINS, 2008; WELSH, 2000; HSU; WU, 1996; TORREY; AL-ZAMEL, 1994). É possível ligar vários deles em uma mesma linha de distribuição ao invés de ligar um único filtro, de maior potência, na entrada do sistema. Isto permite uma melhor seleção na compensação de harmônicas, com diferentes condições de funcionamento entre os FAPs. Outra alternativa seria aplicar FAPs trifásicos, que são estudados em diversos artigos na literatura (ELMITWALLY, 2000), (CHAOUI, 2006), (LAMICH, 2008) e (KARIMI-GHARTEMANI, 2009). Na Figura 1.4(b), é mostrado um exemplo de FAP trifásico conectado a um sistema de alimentação e a uma carga trifásica.

- Aplicações de média potência: já esses tipos de aplicações abrangem sistemas com potência de 100 kVA a 10 MVA (AKAGI, 1996). Ela está associada com sistemas de distribuição de média à alta tensão (XU, 1995) e sistemas de acionamento de alta tensão. O tempo de resposta desses filtros é de 100 ms a 1 s. Neste tipo de aplicação, utilizam-se prioritariamente FAPs trifásicos.
- Aplicações de alta potência: estas aplicações abrangem sistemas de potência maior que 10 MVA. A implementação de filtros, em tais sistemas, é extremamente ineficaz, devido à falta de dispositivos de comutação de alta frequência para controlar o fluxo de corrente, nesta potência. Felizmente, a poluição harmônica em alta potência não é um problema tão grande como em sistemas de baixa potência.

(b) configurações e conexões dos FAPs:

- FAP em derivação: como dito anteriormente, o FAP em derivação [Figura 1.5(a)] (LAMICH, 2008) é a classe de filtro ativo mais utilizado em processos industriais. O objetivo deste filtro é cancelar as harmônicas de corrente originadas na carga e/ou contribuir para a compensação de reativos e equilíbrio das três correntes de alimentação. Como será mostrado, é possível agrupar conversores para formar estruturas multiníveis ou com o propósito de dividir corrente, tornando este tipo de circuito apropriado para uma ampla faixa de potência.
- FAP série: (NASTRAN, 1994), (JACOBINA, 2008), esta configuração produz uma tensão chaveada que é adicionada ou subtraída da tensão de alimentação, para manter a tensão da carga aproximadamente senoidal. Este tipo de filtro é importante para dispositivos sensíveis a variações de tensão. Na Figura 1.5(b) é exemplificado um tipo de conexão deste circuito.

- Outras combinações de FAP: combinações de diferentes tipos de FAP formam filtros capazes de trazer benefícios para algumas aplicações específicas. Existem diferentes combinações entre filtros, como por exemplo a combinação entre FAP em derivação e FAP série, exemplificado na Figura 1.5(c), ou entre FAP e filtros passivos.

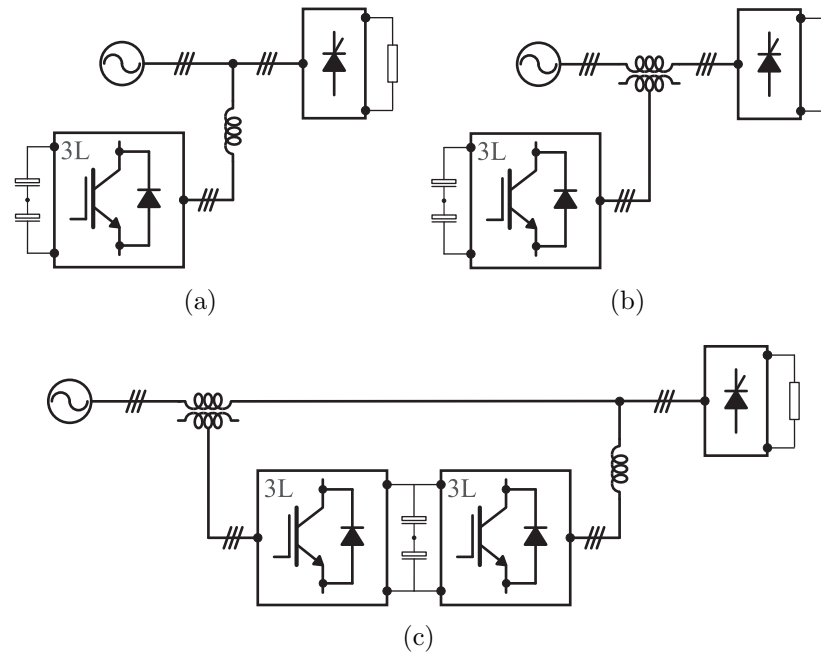


Figura 1.5 – Exemplos de diferentes topologias de FAPs: (a) FAP em derivação. (b) FAP série. (c) FAP série-paralelo.

(c) Parâmetros a serem compensados:

- Compensação de reativos: a maioria dos pesquisadores tratam a compensação de reativos sem que seja exigido o uso de FAP (JOOS, 1991); outros utilizam combinações de FAP e filtro passivo (JOU, 2006). Embora os filtros passivos possuam baixo custo comparados aos conversores de potência, esses apresentam desvantagens que serão descritas adiante.
- Compensação de harmônicas: esse é um dos parâmetros mais importantes de compensação do sistema. A compensação de harmônicas subdivide-se em compensação de harmônicas de corrente e compensação de harmônicas de tensão.
- Compensação de desbalanceamento: este problema existe principalmente em sistemas de distribuição de baixa e média tensão, em que as correntes, e consequentemente as tensões, não são equilibradas. Nestes casos, são utilizados FAP a quatro fios, como será visto adiante.
- Múltipla compensação: podem ser feitas combinações dos distúrbios a serem compensados, dentre os já comentados. A compensação será feita de acordo com

os padrões de qualidade que se deseja atingir ou de acordo com a carga, que afeta o sistema.

(d) Técnicas de controle empregadas:

- Controle em malha aberta: neste tipo de controle, o filtro injeta uma quantidade fixa de harmônicas ou reativos ao sistema para compensar os efeitos da carga no sistema, não existindo nenhuma medição, que averigüe se o controle está sendo efetivado. Nesse caso, deve-se conhecer bem a carga, para se obter a compensação desejada.
- Controle em malha fechada: ao contrário do controle em malha aberta, as técnicas de malha fechada requerem medições das variáveis a serem controladas. Para implementação desta técnica, utilizam-se microcontroladores, por exemplo o DSP (Processador Digital de Sinais). Sistemas controlados em malha fechada são mais precisos, do ponto de vista da quantidade de harmônicas e reativos que o filtro possa compensar.

Outra opção para compensação de harmônicas e reativos são os filtros passivos, que utilizam apenas capacitores, indutores e resistores. Estes possuem vantagens por sua simplicidade, fácil manutenção e baixo custo. Mas, comparados aos FAPs, os filtros passivos apresentam desvantagens, como: pior desempenho na compensação de harmônicas e reativos, ocupam maior espaço físico e são menos versáteis, não respondendo a variações de carga. Além disso, os elementos passivos influenciam na impedância equivalente do sistema e podem causar ressonância série ou paralela com a rede elétrica (DAS, 2004).

1.2 Revisão Bibliográfica

Esta seção apresenta uma revisão dos textos produzidos e publicados na literatura nos últimos anos, cujo tema se enquadra em: FAP em derivação a três fios, FAP em derivação a quatro fios, associação de conversores, conversores multiníveis e conversores multifuncionais.

1.2.1 FAP em Derivação a Três Fios

O FAP em derivação, como já foi comentado anteriormente, é a categoria de filtro ativo mais utilizado em processos industriais. Os FAPs a três fios são usados em sistemas a três fios onde a carga pode ser equilibrada ou desequilibrada. Esta categoria de FAP vem sendo amplamente estudada e um dos aspectos mais abordados são os tipos de controle que são empregados para garantir a compensação de corrente, como por exemplo, a estratégia que utiliza a teoria p-q (potências instantâneas) proposta inicialmente por

(AKAGI, 1984) e hoje abordada em trabalhos como (KAZEMZADEH, 2010; WATANABE, 2010). Outros trabalhos como, (BHATTACHARYA; CHAKRABORTY, 2011), utilizam técnicas de controle que empregam a previsão e propriedades de adaptação de redes neurais artificiais (RNAs), na estimativa da corrente de compensação. Outra técnica é a filtragem no domínio do tempo para identificar as componentes harmônicas a serem compensadas como em (BHATTACHARYA, 1998b), podendo ser utilizada também filtragem no domínio da frequência, estudada em (NUNEZ-NORIEGA; KARADY, 1999). Em trabalhos como (ASIMINOAEI, 2006), são estudadas estratégias de controle aplicando transformadas dq para reduzir o número de controladores, realizando compensação de harmônicas. Além de aplicar um controlador bastante seletivo, sintonizado nas frequências desejadas. As técnicas de controle empregadas em FAP visam: melhores estimações das componentes a serem compensadas, menor esforço computacional ou menor tempo de resposta a variações da carga.

As pesquisas em FAP têm se concentrado em filtros que utilizam conversores fonte de tensão, mas também pode-se utilizar os conversores fonte de corrente. Estes apresentam rendimentos semelhantes na filtragem, porém o FAP com o conversor fonte de corrente apresenta maiores perdas no barramento CC e necessitam de uma indutância elevadíssima neste barramento. Alguns trabalhos apresentam comparações a respeito da utilização desses conversores, tais como (BENCHAITA, 1999) e (ROUTIMO, 2007).

1.2.2 FAP em Derivação a Quatro Fios

Os filtros ativos a quatro fios foram desenvolvidos a partir da década de 80. E desde então vêm sendo estudados por diversos autores. Estes FAPs são utilizados em sistemas a quatro fios onde a carga é desbalanceada e exista excesso de corrente no neutro. Sabe-se que grande parcela da corrente de neutro dos sistemas se deve a cargas monofásicas não lineares, isto é, estas inserem harmônicas de sequência zero (3^a , 6^a , 9^a , etc harmônicas). E uma pequena parcela se deve ao desbalanceamento das cargas no sistema (GRUZS, 1990).

Diversas topologias de FAP são propostas para suprir as correntes harmônicas em sistemas a quatro fios. As topologias mais populares, utilizando conversores de dois níveis, são apresentadas na Figura 1.6. Em (KHADKIKAR, 2011), é apresentada uma comparação entre estas estruturas de FAP a quatro fios.

A primeira configuração de FAP a quatro fios desenvolvida foi o FAP com conexão no centro do barramento, exibida na Figura 1.6(a). Neste FAP, realiza-se a conexão do centro do barramento CC ao neutro do sistema. Um importante aspecto deste conversor é o equilíbrio entre os capacitores do barramento CC (QUINN; MOHAN, 1992; GRINO, 2007; FERREIRA, 2008). Para se obter este equilíbrio, utilizam-se duas malhas de controle para as tensões do barramento. O possível desbalanceamento destas tensões gera corrente de circulação e afeta diretamente a compensação do FAP. Dentre os FAPs a quatro fios este

é o de menor custo.

Com a adição de um quarto braço ao conversor de três braços, obtém-se o conversor apresentado na Figura 1.6(b). O quarto braço é responsável pela compensação da corrente do neutro do sistema. Em aspectos econômicos, este conversor apresenta maior custo por adicionar duas chaves de potência ao conversor.

Para aplicações de maior potência, uma opção interessante seria o conversor apresentado na Figura 1.6(c), composto por três conversores ponte-H e três transformadores. Embora este conversor apresente um maior número de dispositivos semicondutores, estes estão submetidos a uma menor tensão reversa. Contudo, o peso, tamanho e custo associado aos transformadores tornam esta solução, muitas vezes, indesejada. Esta configuração é estudada em artigos como (KHADKIKAR; CHANDRA, 2008; SINGH, 1999)

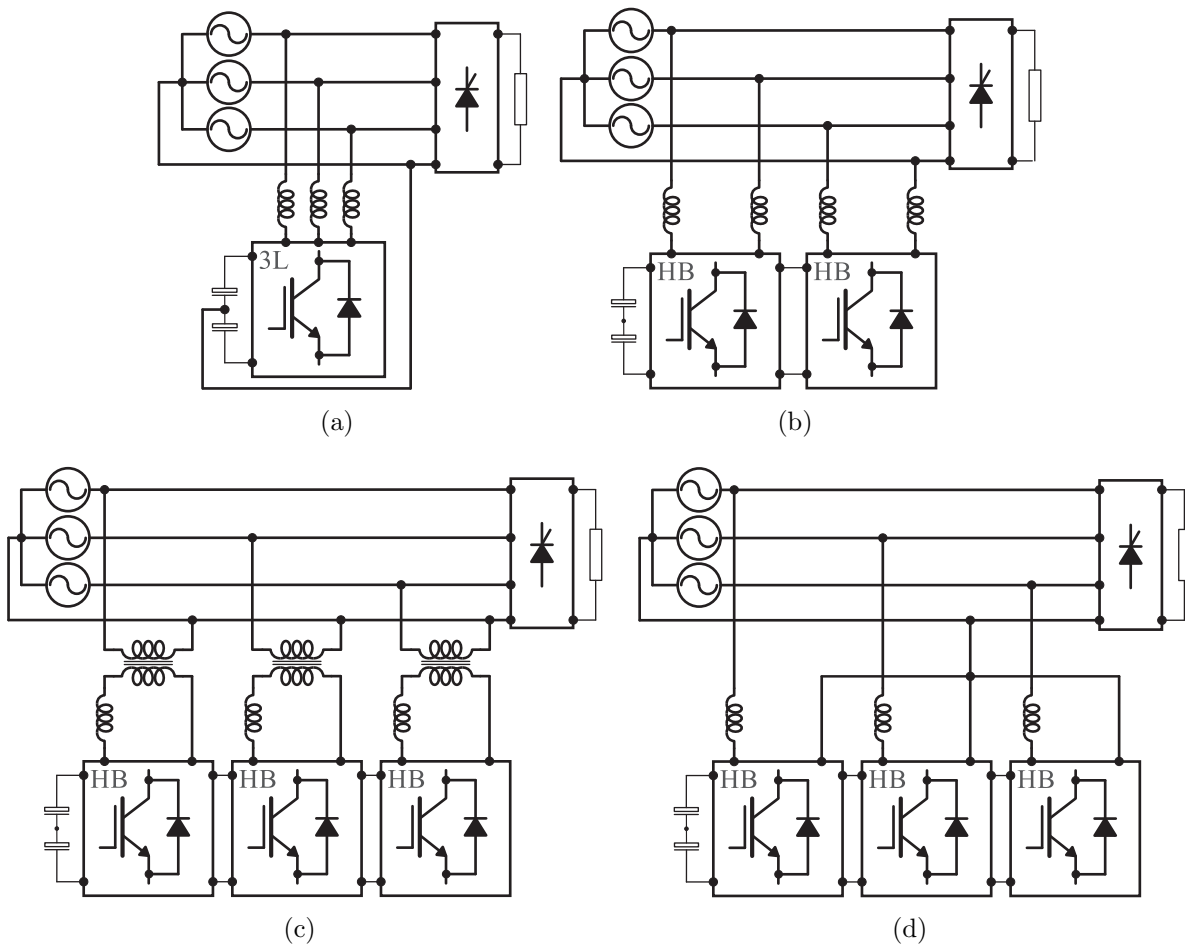


Figura 1.6 – Exemplos de FAPs a quatro fios: (a) FAP com conexão no centro do barramento; (b) FAP de quatro braços; (c) FAP composto por três ponte-H e transformadores de isolamento; (d) FAP composto por três ponte-H sem transformadores.

Em (HOU; HUANG, 2010), é proposta a utilização de três conversores ponte-H conectados em paralelo com as cargas do sistema, similar à estrutura mostrada na Figura 1.6(d), de modo que, cada conversor atua de forma independente. Esta configuração apresenta como vantagens a confiabilidade e simplicidade da instalação. No entanto, neste tipo de

configuração não é possível mitigar completamente a corrente do neutro, eliminam-se as componentes harmônicas do neutro.

Outra alternativa para suprir a corrente no neutro em sistemas a quatro fios é a utilização de filtros série, como estudado em (WADA; SHIMIZU, 2002; ZADEH; FARJAH, 2009; INOUE, 2007). Porém, uma desvantagem dessa estrutura é a geração de terceira harmônica na tensão de fase, quando está operando como compensador de corrente. Também são utilizadas estruturas híbridas (CHOI; JANG, 2004; WANG; PANG, 2008), compostas de FAP e transformador *zig-zag*. É válido notar que estas alternativas de estruturas suprem apenas as correntes harmônicas do neutro.

1.2.3 Associação de Conversores

As associações de conversores estáticos em paralelo (GABE, 2007), como mostradas na Figura 1.7, vêm sendo usadas em diferentes aplicações (retificadores, inversores, FAPs, etc.), devido às suas vantagens frente às topologias convencionais. Estas topologias em paralelo são implementadas com o objetivo de superar as dificuldades em relação aos níveis de corrente suportados pelas chaves de potência. Visando este aspecto, trabalhos como (CHIANG; CHANG, 2001; CHIANG, 2002a; WEI, 2006) foram publicados. Por outro lado, para o caso em que o nível de corrente não é o fator limitante, tem-se a redução de esforços das chaves, devido à divisão do fluxo de potência entre os conversores que compõe o FAP. Esta divisão possibilita um gerenciamento de potência entre os conversores. Além disso, o paralelismo entre conversores implica em redundâncias intrínsecas da topologia, podendo ser feito um controle tolerante à falta.

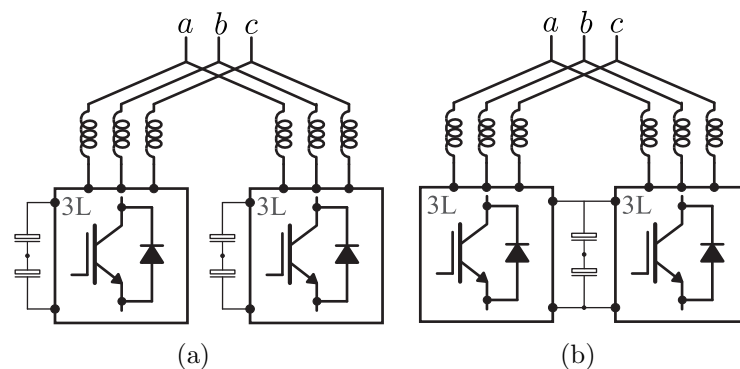


Figura 1.7 – Associação de conversores em paralelo: (a) com barramento duplo e (b) com barramento único.

Com relação ao desempenho da topologia, as associações de conversores possibilitam a redução da distorção harmônica das correntes de entrada, devido à utilização de múltiplas portadoras PWM, com mesma amplitude, porém defasadas entre si (BEECHNER; SUN, 2008; ZHANG, 2010). Outro importante aspecto, dos conversores em paralelo, é a redução das componentes harmônicas das correntes dos capacitores do barramento CC,

que acarreta em aumento do tempo de vida destes (AMARAL; CARDOSO, 2008; HARADA, 1993; CHEN, 2008).

Em (ASIMINOAEI, 2008; ASIMINOAEI, 2006; ASIMMOAEI, 2006), é proposto um FAP com conversores em paralelo compartilhando um único barramento CC. Esses trabalhos utilizam a técnica de *interleaved* para reduzir a distorção harmônica da corrente de entrada. É proposta a utilização de indutores de modo comum na saída de cada inversor para minimizar a alta frequência da corrente de circulação, o que permite a redução dos indutores de filtro.

A corrente de circulação é sem dúvida uma das questões a serem discutidas ao se conectar conversores. Este tema tem sido tratado em trabalhos recentes como (KHADEM, 2013; WANG, 2013; CHEN, 2012; JUNG, 2012)

Estruturas de FAPs com conversores em paralelo, com a estratégia de divisão de funções entre os conversores, são estudadas em (SANTOS, 2010; MACIEL, 2009). Neste estudo, enquanto um dos conversores compensa apenas harmônicas o segundo conversor compensa apenas reativos. Com isto, pode-se reduzir a frequência de chaveamento do conversor responsável pela compensação de reativos, reduzindo assim as perdas totais do sistema.

Estruturas em paralelo aplicadas a sistemas a quatro fios são pouco discutidas na literatura. Em (CHIANG, 2002a), discute-se os conversores em paralelo atuando de forma independente, com barramentos individuais e operando com capacidade de compensação limitada, isto é, são impostos limites na compensação para cada conversor, para que não seja ultrapassada a potência dos mesmos.

Existem outras possibilidades de se conectar conversores padrão, de três braços ou ponte-H, como apresentadas na Figura 1.8. Em (WEN; SMEDLEY, 2008c), apresenta-se uma síntese de diferentes estruturas interconectadas formando ligações Y [Figura 1.8(a)] (MELO, 2013) ou delta [Figura 1.8(b)], ou conexões entre estruturas ponte-H e conversores de três braços [Figura 1.8(c)]. Dentre estas topologias, é proposto o conversor hexagrama, composto por seis módulos trifásicos interconectados, oferecendo várias vantagens frente às topologias ponte-H cascata. Assim como as estruturas conectadas em paralelo, as estruturas interconectadas geram tensões multiníveis.

Além das estruturas compostas por módulos de conversores idênticos, é possível obter estruturas híbridas compostas por dois tipos ou mais de células básicas (MALINOWSKI, 2010), como por exemplo, a estrutura formada por três conversores ponte-H mais um conversor de três braços, visto na Figura 1.8(c). Esta estrutura foi proposta por (WEN; SMEDLEY, 2007) e estudada em aplicações de inversores (BATSCHAUER, 2011) e FAP (MACIEL, 2013).

Uma das topologias, compostas por conexões de conversores, mais estudada na literatura é a ponte-H em cascata, como mostrada na Figura 1.8(d). Esta foi inicialmente estudada depois da metade de década de 90 (HAMMOND, 1997). As estruturas com conver-

sores ponte-H em cascata são compostas por múltiplas células básicas (ponte-H). Uma das vantagens dos conversores em cascata é a modularidade e a geração de tensões multiníveis em sua saída.

Pode-se obter estruturas multiníveis utilizando-se conversores trifásicos conectados em cascata (CENGELCI, 1999). Neste trabalho, propõe-se o controle de máquinas utilizando uma topologia formada por três módulos de conversores trifásicos interconectados, utilizando-se transformadores. Estrutura semelhante de conversor é estudada em (WEN; SMEDLEY, 2008c; XIA, 2013; XIA, 2013), neste caso, conecta-se os conversores trifásicos em delta, sem a utilização de transformadores. Nestes trabalhos, discutem-se o modelo dinâmico e controle do conversor aplicado ao acionamento de máquinas. Além desta aplicação, foi estudada a aplicação de compensação de VAR. Por exemplo, o conversor hexagrama é utilizado em aplicações como: compensador de VAR (WEN; SMEDLEY, 2008b), no acionamento de máquinas (WEN; SMEDLEY, 2008a), FAP em derivação (WEN, 2010), dentre outras aplicações (SLEPCHENKOV; SMEDLEY, 2009; SLEPCHENKOV, 2011).

1.2.4 Conversores Multiníveis

Além das estruturas formadas por conversores de dois níveis, na literatura apresentam-se estruturas que geram tensões de polo multiníveis. Como exemplo, tem-se o conversor de neutro grampeado (NPC), o conversor de capacitor flutuante e o conversor multinível modular (MMC). Todos estes são considerados opções interessantes, tendo em vista características como confiabilidade, eficiência, alta qualidade das formas de onda geradas e aplicações de alta potência (MASSOUD, 2010; YANG, 2011). Estas estruturas vêm sendo utilizadas em aplicações de FAP em derivação, por exemplo, em (ZHANG, 2008; VODYAKHO; MI, 2009a) são estudadas estruturas NPC; em (ZHANG, 2013), estrutura de capacitor flutuante e em (MOHAMMADI; BINA, 2011; LI, 2015; SOTOODEH; MILLER, 2014; DU; LIU, 2013) são estudadas estruturas MMC. Na Figura 1.9, são mostradas as topologias NPC e MMC mais estudadas aplicadas a FAP em derivação. Estas topologias fornecem formas de onda de boa qualidade embora elas apresentem particularidades (WEN; SMEDLEY, 2008c). Por exemplo, a topologia NPC requer um número excessivo de diodos de grampeamento à medida que se aumenta o número de níveis desta topologia e o balanceamento das tensões do barramento exige atenção, já o MMC possui um número de componentes elevado e uma corrente de circulação intrínseca que aumenta a complexidade do controle da estrutura (LI, 2015).

Filtros ativos compostos por conversores multiníveis NPC também são utilizados em sistemas a quatro fios, como nos trabalhos (LIN, 2004; VODYAKHO; MI, 2009b). Também são utilizados em sistemas a quatro fios filtros série-paralelo vistos em (KHADKIKAR; CHANDRA, 2009; SILVA, 2010).

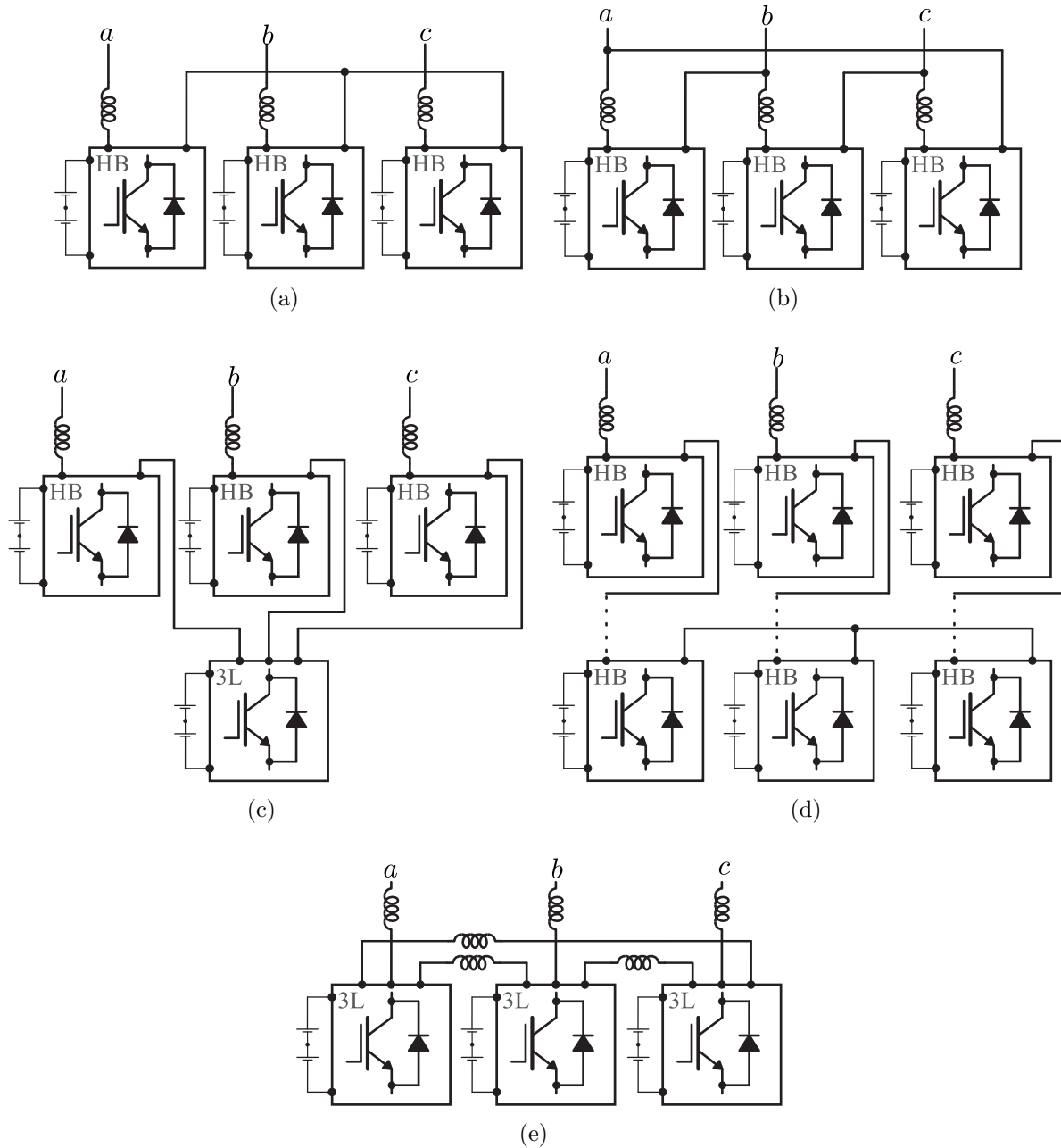


Figura 1.8 – Associação de conversores: (a) Pontes-H conectadas em Y, (b) Pontes-H conectadas em delta, (c) Três pontes-H conectadas a um conversor três braços, (d) Pontes-H conectadas em cascata e (e) Conversores três braços conectados em delta.

1.2.5 Conversores Multifuncionais

Compensadores com múltipla função têm sido abordados em diversos artigos na literatura (KAWABATA, 1989), (SAWANT; CHANDORKAR, 2009), (KAMRAN; HABETLER, 1998), (BARRIVIERA, 2011). Em (KAWABATA, 1989), é proposta uma topologia composta de um conversor trifásico e um banco de baterias. Este conversor opera em duas situações de operação distintas, isto é, em situações de fornecimento adequado de tensões da rede à

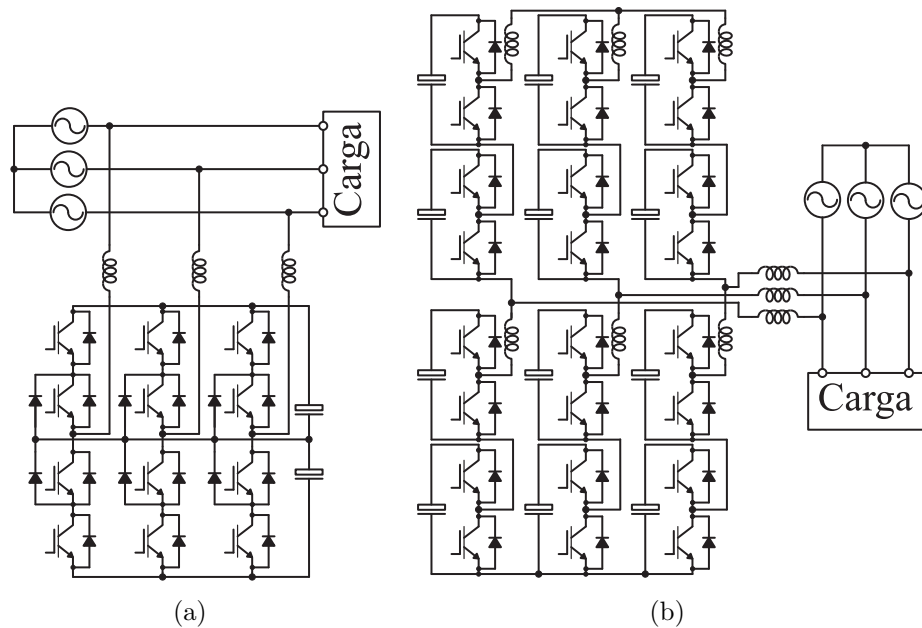


Figura 1.9 – Estruturas multiníveis: (a) NPC de três níveis e (b) MMC de cinco níveis.

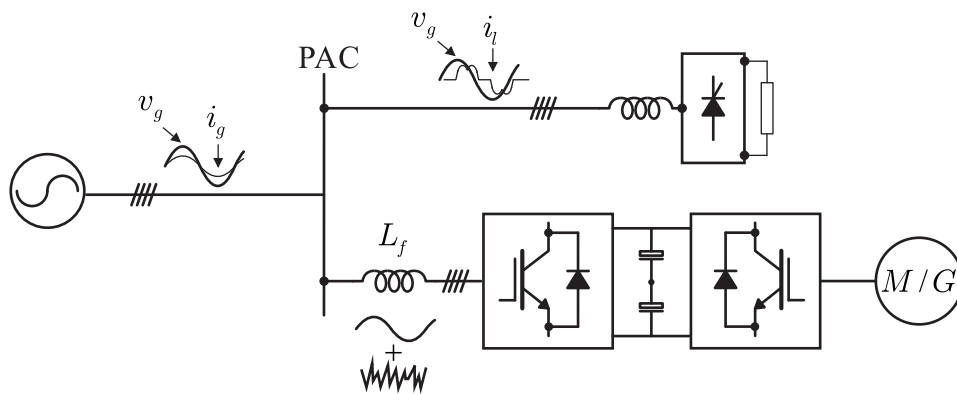


Figura 1.10 – Exemplo de conversor multifuncional.

carga, o mesmo atua como FAP em derivação ao mesmo tempo que carrega as baterias, em paralelo ao conversor. E na condição de falha na alimentação da carga, o conversor passa a gerar as tensões, fornecendo potência à carga por meio das baterias.

Já em (SAWANT; CHANDORKAR, 2009), é apresentado um compensador multifuncional a quatro fios, que possui as características de um FAP a quatro fios, isto é, compensando harmônicas, reativos e desbalanceamento (corrente de neutro) de cargas não-lineares. Além dessa função, esse compensador pode atuar fornecendo tensões senoidais para outra carga, atuando como conversor CA-CC-CA. Outra característica é a possibilidade de receber potência de uma fonte geradora. Este conversor é exemplificado na Figura 1.10.

Outra opção de conversor com múltipla função é apresentado em (KAMRAN; HABETLER, 1998), em que um on-line UPS atua com a função de filtro universal. Ou seja, em situações de falta no fornecimento de potência a cargas sensíveis, o conversor atuará como UPS, fornecendo potência por meio de baterias. E nas demais situações, o conversor

atuará como filtro universal, compensando harmônicas e reativos das cargas e regulando possíveis variações de tensões.

1.3 Contribuições do Trabalho

As principais contribuições deste trabalho são:

- Topologias Associadas em Paralelo a Três Fios

São estudadas duas topologias (P2B-3f e P1B-3f) de FAPs a três fios, compostas por conversores de dois níveis associados em paralelo. Para estas topologias, são contribuições o desenvolvimento: da estratégia PWM, técnicas de *interleaved* para reduzir as distorções das correntes da rede elétrica (mantendo-se os parâmetros constantes), a apresentação detalhada da influência do fator de distribuição de roda livre μ na distorção harmônica, a análise das perdas de condução e chaveamento nos dispositivos semicondutores.

As configurações P2B-3f e P1B-3f mostraram-se mais eficientes que a topologia convencional para uma mesma taxa de THD na corrente de entrada. E mesmo utilizando-se chaves de menor potência (menor corrente), os resultados se mantiveram. Além disso, a Conf. P1B-4f possibilita a redução das perdas no barramento CC que ocorre devido à eliminação das componentes harmônica das correntes deste barramento.

- Topologias Associadas em Paralelo a Quatro Fios

As topologias de FAPs a quatro fios, compostas por conversores associados em paralelo, não são muito exploradas na literatura. Neste contexto, são estudadas duas topologias (P2B-4f e P1B-4f), nas quais são feitas as mesmas análises das topologias a três fios.

As configurações P2B-4f e P1B-4f mostram-se vantajosas em termos de eficiência em relação à topologia convencional. Isto ocorre ao se utilizar o critério de igualar a THD, reduzindo-se a frequência de chaveamento, além de reduzir os níveis de corrente nas chaves que possibilita a utilização de chaves de menor custo. Outra vantagem apresentada pela configuração P1B-4f é a redução das perdas no barramento CC, em relação à topologia P2B-4f.

- Compensadores Multifuncionais

São propostas duas topologias de conversores multifuncionais denominadas M-3f e M-4f, para sistemas a três e quatro fios respectivamente. Essas topologias são propostas com o objetivo de introduzir funções aos FAPs (P1B-3f e P1B-4f), para que

em situações de variação de tensões de rede ou mesmo ausência dessas, o conversor possa se reconfigurar e fornecer tensões adequadas às cargas.

- Topologias Interconectadas a Três Fios

São estudadas duas topologias interconectadas em delta (I9LD-3f e I12LD-3f) e outras duas interconectadas em Y (I9L2Y-3f e I9LY-3f). Destas, apenas a I9LD-3f não foi proposta neste trabalho.

Para as topologias em delta (I9LD-3f e I12LD-3f), são contribuições deste trabalho a aplicação da estrutura como FAP e alguns aspectos, como: modelo dinâmico considerando impedâncias do modelo desbalanceadas, controle da corrente de circulação e controle individual dos barramentos. Para as topologias conectadas em Y (I9L2Y-3f e I9LY-3f) são realizados os estudos feitos para as demais topologias apresentadas neste trabalho e adicionalmente são apresentadas outras técnicas PWM, para melhorar a qualidade das formas de onda e a possibilidade de tolerância à falha.

São feitas análises comparativas entre as topologias interconectadas com as topologias convencionais (incluindo estruturas multiníveis), seguindo critérios como: THD das correntes na rede e perdas nos semicondutores.

As topologias interconectadas têm como vantagens: redução da tensão do barramento, com isto reduzem-se as tensões a que as chaves estão submetidas, redução da THD das correntes da rede e/ou das perdas nas chaves semicondutoras.

- Topologias Interconectadas a Quatro Fios

São propostas três topologias interconectadas aplicadas a sistemas a quatro fios (I9LY-4f, I9LT-4f e I4HB-4f). As duas primeiras compostas por conversores de três braços e a terceira composta por conversores ponte-H. Para estas topologias apresentam-se as mesmas análises feitas para as demais topologias, sendo observadas as mesmas vantagens comparativas: aumento do número de níveis nas tensões, redução da tensão do barramento e redução das perdas nos dispositivos semicondutores.

1.4 Publicações

Como resultado deste trabalho foram aceitos quatro artigos em conferência (FABRICIO, 2013; JACOBINA, 2013; FABRICIO, 2014; FABRICIO, 2014) e dois artigos em revista (FABRICIO, 2013; FABRICIO, 2015).

1.5 Organização do Trabalho

Neste trabalho, são estudadas treze topologias de FAPs em derivação, excetuando as topologias convencionais, aplicadas em sistemas a três ou quatro fios. O estudo delas está distribuído em dez capítulos:

Capítulo 2: São apresentadas as topologias convencionais de FAPs em derivação. Estas topologias são a base para o desenvolvimento das demais topologias.

Capítulo 3: Estudam-se as topologias de FAPs a três fios, compostas por dois conversores de dois níveis em paralelo, com barramentos distintos ou compartilhando um único barramento.

Capítulo 4: São estudadas topologias de FAPs a quatro fios. Sua formação é semelhante às topologias apresentadas no capítulo anterior.

Capítulo 5: São estudadas duas topologias de conversores com múltipla função. Essas topologias são compostas por dois conversores trifásicos semelhantes às topologias estudadas em capítulos anteriores. Os conversores multifuncionais podem operar com função de FAP ou UPS.

Capítulo 6: Trata-se do estudo de duas topologias de FAPs compostas por três conversores trifásicos interconectados, formando uma ligação delta. A primeira utiliza três braços de conversores para realizar a compensação, e a segunda utiliza o dobro de braços para realizar o mesmo. Esta última trabalha dividindo potência entre esses braços.

Capítulo 7: São estudadas as topologias a três fios compostas por três conversores de braços interconectados formando duas ou uma ligação em Y.

Capítulo 8: Abordam-se topologias, aplicadas a sistemas de quatro fios, utilizando conversores de três braços interconectados com ou sem a utilização de transformadores. Em adicional, apresenta-se uma topologia composta por quatro pontes-H.

Capítulo 9: São analisadas, para todas as topologias estudadas nos capítulos anteriores, as distorções harmônicas das correntes da rede elétrica e realizados os estudos das perdas de chaveamento e condução nas chaves de potência (IGBTs), realizando-se a análise comparativa delas. Também, neste capítulo, estuda-se o comportamento das harmônicas de alta frequência da corrente nos capacitores dos barramentos CC e estimam-se as perdas de alta frequência neles.

Capítulo 10: São apresentadas as principais conclusões deste estudo e apontam-se as linhas para futuros desenvolvimentos.

Apêndice A: É realizado o dimensionamento do FAP, desde seus indutores de filtro aos capacitores do barramento. São apresentados também os parâmetros utilizados em simulações.

Apêndice B: Apresenta-se a generalização da topologia estudada no Capítulo 7.

Para cada topologia deste trabalho, o estudo será da seguinte forma:

- Modelagem dinâmica das topologias, incluindo corrente de circulação e desequilí-

brios em alguns casos.

- Desenvolvimento das estratégias PWM com utilização de múltiplas portadoras ou técnicas de “*level shifted*”.
- Análise das distorções harmônicas das correntes da rede para diferentes condições de operação.
- Análise das harmônicas de alta frequência da corrente dos capacitores do barramento CC e a estimação das perdas nesses barramentos.
- Estimativa das perdas de chaveamento e condução nas chaves semicondutoras de potência.
- Resultados de simulação e experimentais para validação das topologias apresentadas.

Capítulo 2

Filtros Ativos de Potência em Derivação Convencionais

2.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentadas as topologias de FAPs em derivação convencionais que serão utilizadas como referência na comparação com as demais topologias apresentadas neste trabalho. Estas estruturas são mostradas na Figura 2.1. Na Figura 2.1(a) apresenta-se a topologia convencional a três fios, denominada Conf. C-3f, e na Figura 2.1(c) apresenta-se a topologia convencional a quatro fios, denominada Conf. C-4f. Ambas as topologias foram propostas com o intuito de compensar reativos e harmônicas de cargas trifásicas ou de um conjunto de cargas monofásicas, em condições de equilíbrio ou desequilíbrio do sistema. Ou seja, indutores de filtro desbalanceados, alimentação ou carga desequilibrada. Além destas topologias, outras estruturas apresentadas no fim deste capítulo são utilizadas nas comparações feitas no decorrer deste trabalho.

Estas topologias foram amplamente estudadas em diversos artigos. Em aplicações de sistemas a três fios, nos trabalhos (KUO, 2001), (QIAO, 2004), (ASIMINOAEI, 2006) e (SAETIEO, 1995). E em sistemas a quatro fios, apresentadas nos trabalhos (SAETIEO, 2009) e (CHIANG, 2002b).

Para essas topologias, são apresentados: i) modelo dinâmico do sistema; ii) estratégia PWM; iii) estratégia de controle que garante uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão da rede e também a regulação da tensão do barramento CC iv) resultados de simulação e experimentais.

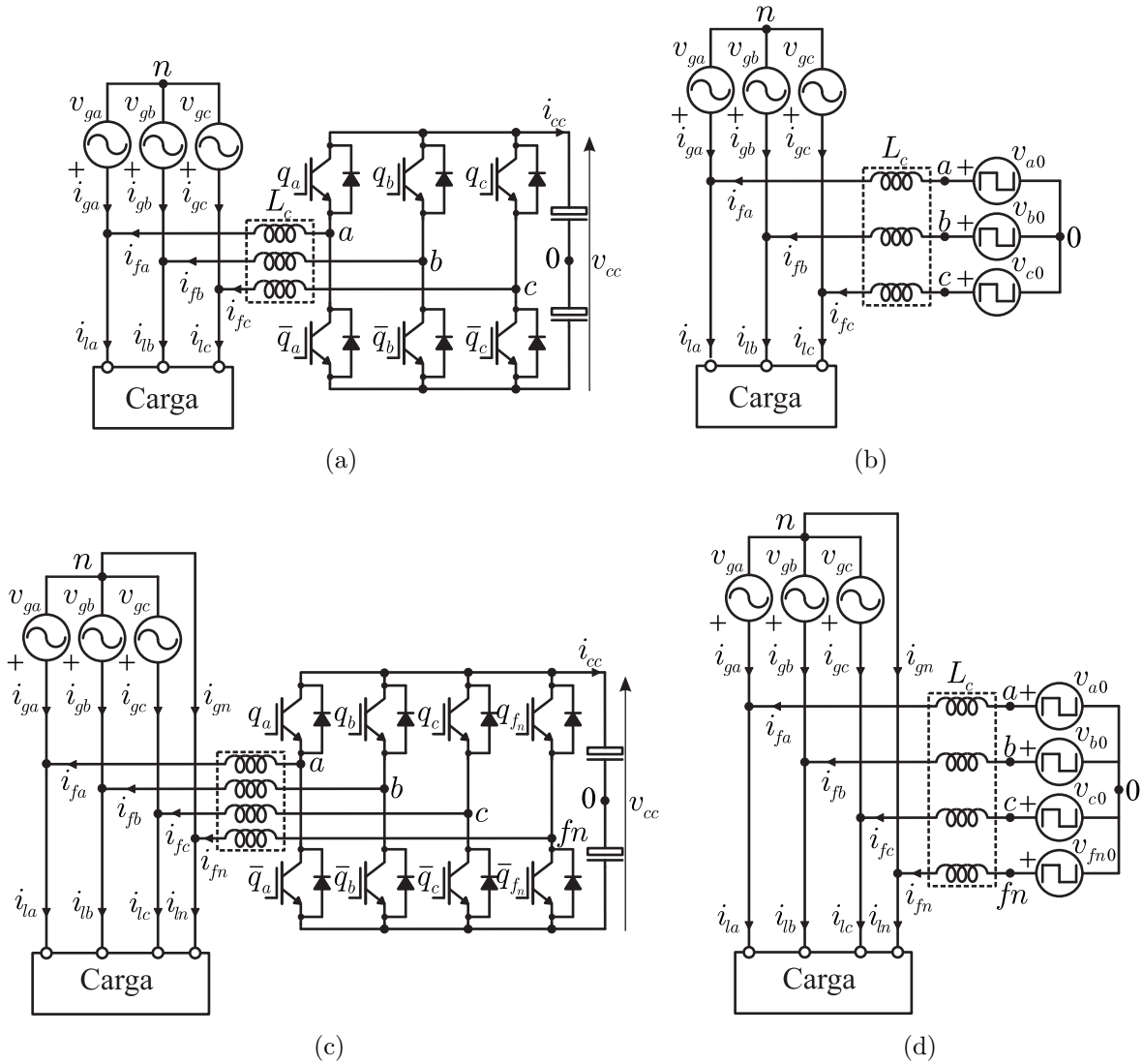


Figura 2.1 – FAPs em derivação convencionais. (a) FAP convencional a três fios (Conf. C-3f). (b) Modelo ideal da Conf. C-3f. (c) FAP convencional a quatro fios (Conf. C-4f). (d) Modelo ideal da Conf. C-4f.

2.2 Modelo do Sistema

A seguir são apresentados os modelos dos FAPs convencionais a três e quatro fios, mostrados na Figura 2.1. Este modelo pode ser obtido a partir de um circuito ideal, mostrado na Figura 2.1(b) e 2.1(d) para as topologias a três e quatro fios, respectivamente. Para todas as topologias estudadas, considerou-se a impedância da rede elétrica nula e as correntes da carga fontes ideais.

2.2.1 FAP Convencional a Três Fios (Conf. C-3f)

A partir da Figura 2.1(b) pode-se escrever as equações da Conf. C-3f, para isto optou-se por considerar as impedâncias do FAP desbalanceadas, obtendo-se:

- Tensões de malha do sistema:

$$v_{ga} + z_a i_{fa} - v_{fa} = 0 \quad (2.1)$$

$$v_{gb} + z_b i_{fb} - v_{fb} = 0 \quad (2.2)$$

$$v_{gc} + z_c i_{fc} - v_{fc} = 0 \quad (2.3)$$

em que

$$v_{fa} = v_{a0} - v_{n0} \quad (2.4)$$

$$v_{fb} = v_{b0} - v_{n0} \quad (2.5)$$

$$v_{fc} = v_{c0} - v_{n0} \quad (2.6)$$

Subtraindo as equações (2.1)-(2.2) e (2.2)-(2.3), obtém-se

$$v_{ga} - v_{gb} + z_a i_{fa} - z_b i_{fb} - v_{fab} = 0 \quad (2.7)$$

$$v_{gb} - v_{gc} + z_b i_{fb} - z_c i_{fc} - v_{fbc} = 0 \quad (2.8)$$

com

$$v_{fab} = v_{fa} - v_{fb} \quad (2.9)$$

$$v_{fbc} = v_{fb} - v_{fc}. \quad (2.10)$$

- Correntes dos nós do sistema:

$$i_{ga} = i_{la} - i_{fa} \quad (2.11)$$

$$i_{gb} = i_{lb} - i_{fb} \quad (2.12)$$

$$i_{gc} = i_{lc} - i_{fc} \quad (2.13)$$

$$\sum_{k=a,b,c} i_{gk} = \sum_{k=a,b,c} i_{fk} = \sum_{k=a,b,c} i_{lk} = 0 \quad (2.14)$$

Considerando $z_a = k_1 z$, $z_b = k_2 z$ e $z_c = k_3 z$, a partir de (2.7),(2.8) e (2.14), obtém-se

$$k_2(v_{ga} - v_{gc}) + k_3(v_{ga} - v_{gb}) + k_T z i_{fa} - v'_{fa} = 0 \quad (2.15)$$

$$k_3(v_{gb} - v_{ga}) + k_1(v_{gb} - v_{gc}) + k_T z i_{fb} - v'_{fb} = 0 \quad (2.16)$$

em que

$$v'_{fa} = (k_2 + k_3)v_{fab} + k_2v_{fbc} \quad (2.17)$$

$$v'_{fb} = -k_3v_{fab} + k_1v_{fbc} \quad (2.18)$$

$$k_T = k_2k_1 + k_1k_3 + k_2k_3 \quad (2.19)$$

e v_{ga} , v_{gb} e v_{gc} são as tensões de alimentação trifásica do sistema, $z = r + pl$, r e l são, respectivamente, resistência e indutância do filtro L_k , com $p = \frac{d}{dt}$, v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} são as tensões de polo e v_{n0} é a tensão do neutro da rede (n) até o ponto médio do barramento CC, que pode ser obtida pelas equações (2.1)-(2.3) e (2.14), resultando em:

$$v_{n0} = \frac{y_a(v_{a0} - v_{ga}) + y_b(v_{b0} - v_{gb}) + y_c(v_{c0} - v_{gc})}{y_a + y_b + y_c} \quad (2.20)$$

sendo $y_k = 1/z_k$.

A partir de (2.17)-(2.18)

$$v_{fab} = \frac{k_1}{k_T}v'_{fa} - \frac{k_2}{k_T}v'_{fb} \quad (2.21)$$

$$v_{fbc} = \frac{k_3}{k_T}v'_{fa} + \frac{k_2 + k_3}{k_T}v'_{fb} \quad (2.22)$$

Para o sistema onde $z_a = z_b = z_c$ e as tensões de alimentação são equilibradas, obtém-se

$$v_{n0} = \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3} \quad (2.23)$$

simplificando o modelo do sistema.

2.2.2 FAP Convencional a Quatro Fios (Conf. C-4f)

Para o modelo da topologia a quatro fios considerou-se as impedâncias do FAP desequilibradas. Da Figura 2.1(d) pode-se escrever as equações do filtro convencional a quatro fios:

- Tensões de malha do sistema:

$$v_{ga} + z_a i_{fa} - v_{fa} = 0 \quad (2.24)$$

$$v_{gb} + z_b i_{fb} - v_{fb} = 0 \quad (2.25)$$

$$v_{gc} + z_c i_{fc} - v_{fc} = 0 \quad (2.26)$$

$$z_n i_{fn} - v_{fn} = 0 \quad (2.27)$$

onde

$$v_{fa} = v_{a0} - v_{n0} \quad (2.28)$$

$$v_{fb} = v_{b0} - v_{n0} \quad (2.29)$$

$$v_{fc} = v_{c0} - v_{n0} \quad (2.30)$$

$$v_{fn} = v_{fn0} - v_{n0} \quad (2.31)$$

Note que, das equações (2.24)-(2.27), apenas três são linearmente independentes. Subtraindo as equações (2.24)-(2.27), (2.25)-(2.27) e (2.26)-(2.27),

$$v_{ga} + z_a i_{fa} - z_n i_{fn} - v_{a0} + v_{fn0} = 0 \quad (2.32)$$

$$v_{gb} + z_b i_{fb} - z_n i_{fn} - v_{b0} + v_{fn0} = 0 \quad (2.33)$$

$$v_{gc} + z_c i_{fc} - z_n i_{fn} - v_{c0} + v_{fn0} = 0 \quad (2.34)$$

- Correntes dos nós do sistema:

$$i_{ga} = i_{la} - i_{fa} \quad (2.35)$$

$$i_{gb} = i_{lb} - i_{fb} \quad (2.36)$$

$$i_{gc} = i_{lc} - i_{fc} \quad (2.37)$$

$$i_{gn} = i_{ln} - i_{fn} \quad (2.38)$$

$$\sum_{k=a,b,c,n} i_{gk} = \sum_{k=a,b,c,n} i_{fk} = \sum_{k=a,b,c,n} i_{lk} = 0 \quad (2.39)$$

Considerando $z_a = k_1 z$, $z_b = k_2 z$, $z_c = k_3 z$ e $z_n = k_n z$, a partir de (2.32), (2.34) e (2.39), obtêm-se

$$k_2 k_3 v_{ga} + k_3 k_n (v_{ga} - v_{gb}) + k_2 k_n (v_{ga} - v_{gc}) - v'_{fa} + k_T z i_{fa} = 0 \quad (2.40)$$

$$k_1 k_3 v_{gb} + k_3 k_n (v_{gb} - v_{ga}) + k_1 k_n (v_{gb} - v_{gc}) - v'_{fb} + k_T z i_{fb} = 0 \quad (2.41)$$

$$k_1 k_2 v_{gc} + k_2 k_n (v_{ga} - v_{gc}) + k_1 k_n (v_{gb} - v_{gc}) - v'_{fc} + k_T z i_{fc} = 0 \quad (2.42)$$

em que

$$v'_{fa} = k_2 k_3 v_{a0} + k_3 k_n (v_{a0} - v_{b0}) + k_2 k_n (v_{a0} - v_{c0}) - k_2 k_3 v_{fn0} \quad (2.43)$$

$$v'_{fb} = k_1 k_3 v_{b0} + k_3 k_n (v_{b0} - v_{a0}) + k_1 k_n (v_{b0} - v_{c0}) - k_1 k_3 v_{fn0} \quad (2.44)$$

$$v'_{fc} = k_1 k_2 v_{c0} + k_2 k_n (v_{c0} - v_{a0}) + k_1 k_n (v_{c0} - v_{b0}) - k_1 k_2 v_{fn0} \quad (2.45)$$

$$k_T = k_1 k_2 k_3 + k_1 k_2 k_n + k_1 k_3 k_n + k_2 k_3 k_n \quad (2.46)$$

e v_{fn0} é a tensão de polo do quarto braço do conversor. A tensão v_{n0} pode ser obtida pelo somatório das equações (2.24)-(2.27), considerando a equação (2.39), resultando em:

$$v_{n0} = \frac{y_a(v_{a0} - v_{ga}) + y_b(v_{b0} - v_{gb}) + y_c(v_{c0} - v_{gc}) + y_n v_{fn0}}{y_a + y_b + y_c + y_n} \quad (2.47)$$

Para o sistema onde $z_a = z_b = z_c$ e as tensões de alimentação são equilibradas, obtém-se

$$v_{n0} = \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0} + v_{fn0}}{4} \quad (2.48)$$

simplificando o modelo do sistema.

2.3 Estratégia PWM

2.3.1 Configuração C-3f

As tensões de polo v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} da Conf. C-3f, dependem dos estados de condução das chaves, ou seja,

$$v_{a0} = (2s_a - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (2.49)$$

$$v_{b0} = (2s_b - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (2.50)$$

$$v_{c0} = (2s_c - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (2.51)$$

onde v_{cc} é a tensão do barramento CC e s_a , s_b e s_c são os estados de condução das chaves q_a , q_b e q_c , respectivamente, de cada braço, que são definidos por variáveis binárias. Deste modo, quando $s_j = 1$, a chave q_j encontra-se fechada e, quando $s_j = 0$, a chave q_j encontra-se aberta, com $j = a, b, c$.

As tensões de referência v_{fa}^* e v_{fb}^* são fornecidas pelos controladores de corrente. Pelas equações do circuito, pode-se escrever essas tensões, como

$$v_{fab}^* = \frac{k_1}{k_T} v_{fa}^* - \frac{k_2}{k_T} v_{fb}^* \quad (2.52)$$

$$v_{fbc}^* = \frac{k_3}{k_T} v_{fa}^* + \frac{k_2 + k_3}{k_T} v_{fb}^* \quad (2.53)$$

$$v_{fab}^* = v_{a0}^* - v_{b0}^* \quad (2.54)$$

$$v_{fbc}^* = v_{b0}^* - v_{c0}^* \quad (2.55)$$

Os sinais de gatilho das chaves, do conversor que compõe o FAP, podem ser obtidos pela comparação das tensões de polo de referência (v_{a0}^* , v_{b0}^* e v_{c0}^*) com o sinal da onda triangular de alta frequência (portadora PWM), esta técnica é denominada neste trabalho de SPWM em que pode ser introduzida uma terceira harmônica nas tensões de referência,

buscando-se uma melhor distribuição dos pulsos. Para se obter as tensões de polo de referência são necessárias três equações para a definição dos estados das chaves. Logo, as equações (2.54)-(2.55) não são suficientes para determinar os sinais de gatilho, sendo necessária a introdução de uma variável auxiliar v_{n0}^* definida por:

$$v_{n0}^* = \frac{v_{a0}^* + v_{b0}^* + v_{c0}^*}{3} \quad (2.56)$$

Logo, a partir das equações (2.54)-(2.56) obtêm-se as equações das tensões de polo de referência:

$$v_{a0}^* = v_1^* + v_{n0}^* \quad (2.57)$$

$$v_{b0}^* = v_2^* + v_{n0}^* \quad (2.58)$$

$$v_{c0}^* = v_3^* + v_{n0}^*. \quad (2.59)$$

com

$$v_1^* = \frac{2}{3}v_{fab}^* + \frac{1}{3}v_{fbc}^* \quad (2.60)$$

$$v_2^* = -\frac{1}{3}v_{fab}^* + \frac{1}{3}v_{fbc}^* \quad (2.61)$$

$$v_3^* = -\frac{1}{3}v_{fab}^* - \frac{2}{3}v_{fbc}^*. \quad (2.62)$$

A tensão auxiliar (v_{n0}^*) pode ser escolhida de forma independente, desde que sejam respeitados os máximos e mínimos das tensões de polo, ou seja,

$$v_{n0 \max}^* = \frac{v_{cc}^*}{2} - v_{f \max}^* \quad (2.63)$$

$$v_{n0 \min}^* = -\frac{v_{cc}^*}{2} - v_{f \min}^* \quad (2.64)$$

onde v_{cc}^* é a tensão de referência do barramento CC, $v_{f \max}^* = \max |V_f^*|$ e $v_{f \min}^* = \min |V_f^*|$, com $V_f^* = \{v_1^*, v_2^*, v_3^*\}$. A tensão auxiliar (v_{n0}^*) pode ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre (μ), definido em (JACOBINA, 2001) e (BLASKO, 1997), como:

$$v_{n0}^* = \mu v_{n0 \max}^* + (1 - \mu) v_{n0 \min}^* \quad (2.65)$$

onde $0 \leq \mu \leq 1$. Nota-se que, quando o valor de $\mu = 0$ é selecionado obtém-se o valor mínimo v_{n0}^* ($v_{n0}^* = v_{n0 \min}^*$) e quando $\mu = 1$ é selecionado obtém-se o valor máximo da tensão v_{n0}^* ($v_{n0}^* = v_{n0 \max}^*$). Nestes casos, um dos braços do FAP opera com a frequência de chaveamento nula, em partes do ciclo da fundamental (neste caso, frequência de 60 Hz). Quando se escolhe o valor de $\mu = 0,5$, é obtido o valor médio de v_{n0}^* , centralizando os pulsos de tensões. Existe um μ ótimo para redução de THD, e.g., para um único conversor

trifásico $\mu = 0,5$ leva ao menor valor da THD.

2.3.2 Configuração C-4f

As tensões de polo v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} e v_{fn0} da Conf. C-4f, dependem dos estados de condução das chaves, ou seja,

$$v_{a0} = (2s_a - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (2.66)$$

$$v_{b0} = (2s_b - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (2.67)$$

$$v_{c0} = (2s_c - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (2.68)$$

$$v_{fn0} = (2s_{fn} - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (2.69)$$

As tensões v_{fa}^* , v_{fb}^* e v_{fc}^* são fornecidas pelos controladores de corrente. A tensão v_{fn}^* pode ser obtida por

$$v_{fn}^* = -v_{fa}^* - v_{fb}^* - v_{fc}^*. \quad (2.70)$$

Pelas equações do circuito, pode-se escrever as tensões de referência do FAP a quatro fios, como

$$v_{fa}^* = k_2 k_3 v_{a0}^* + k_3 k_n (v_{a0}^* - v_{b0}^*) + k_2 k_n (v_{a0}^* - v_{c0}^*) - k_2 k_3 v_{fn0}^* \quad (2.71)$$

$$v_{fb}^* = k_1 k_3 v_{b0}^* + k_3 k_n (v_{b0}^* - v_{a0}^*) + k_1 k_n (v_{b0}^* - v_{c0}^*) - k_1 k_3 v_{fn0}^* \quad (2.72)$$

$$v_{fc}^* = k_1 k_2 v_{c0}^* + k_2 k_n (v_{c0}^* - v_{a0}^*) + k_1 k_n (v_{c0}^* - v_{b0}^*) - k_1 k_2 v_{fn0}^* \quad (2.73)$$

Introduzindo uma variável auxiliar v_h^* definida por:

$$v_h^* = \frac{v_{a0}^* + v_{b0}^* + v_{c0}^* + v_{fn0}^*}{4} \quad (2.74)$$

As tensões de polo de referência são determinadas a partir das equações (2.71)-(2.74), obtendo-se

$$v_{a0}^* = v_1^* + v_h^* \quad (2.75)$$

$$v_{b0}^* = v_2^* + v_h^* \quad (2.76)$$

$$v_{c0}^* = v_3^* + v_h^* \quad (2.77)$$

$$v_{fn0}^* = v_4^* + v_h^* \quad (2.78)$$

com

$$v_1^* = \frac{3k_1 + k_n}{4k_T} v_{fa}^* + \frac{k_n - k_2}{4k_T} v_{fb}^* + \frac{k_n - k_3}{4k_T} v_{fc}^* \quad (2.79)$$

$$v_2^* = \frac{k_n - k_1}{4k_T} v_{fa}^* + \frac{3k_2 + k_n}{4k_T} v_{fb}^* + \frac{k_n - k_3}{4k_T} v_{fc}^* \quad (2.80)$$

$$v_3^* = \frac{k_n - k_1}{4k_T} v_{fa}^* + \frac{k_n - k_2}{4k_T} v_{fb}^* + \frac{3k_3 + k_n}{4k_T} v_{fc}^* \quad (2.81)$$

$$v_4^* = -\frac{k_1 + 3k_n}{4k_T} v_{fa}^* - \frac{k_2 + 3k_n}{4k_T} v_{fb}^* - \frac{k_3 + 3k_n}{4k_T} v_{fc}^*. \quad (2.82)$$

A tensão auxiliar (v_h^*) pode ser escolhida de forma independente, desde que sejam respeitados os máximos e mínimos das tensões de polo, dados pelas equações (2.63)-(2.64). Neste caso, tem-se $V_f^* = \{v_1^*, v_2^*, v_3^*, v_4^*\}$. A tensão auxiliar (v_h^*) pode ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre (μ) dado pela equação (2.65).

2.4 Estratégia de Controle

2.4.1 Configuração C-3f

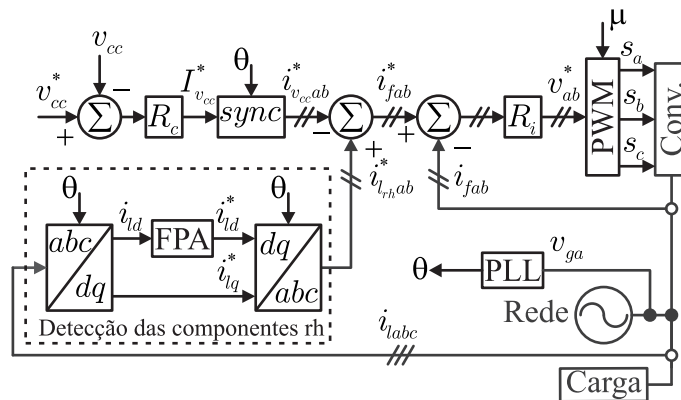


Figura 2.2 – Diagrama de controle da Conf. C-3f.

Na Figura 2.2 apresenta-se o diagrama de controle da Conf. C-3f. Deste diagrama tem-se que: As correntes da carga, i_{labc} (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}), são lidas para que sejam obtidas as duas componentes reativa e harmônica (rh) a serem compensadas pelo FAP. Estas são obtidas pelas correntes i_{labc} ao referencial síncrono (i_{ld} e i_{lq}), utilizando-se a matriz de transformação T (2.84). Sabe-se que i_{ld} corresponde a componente ativa total da carga e i_{lq} é a componente reativa. Como objetiva-se compensar toda componente reativa e harmônica da carga, deve-se isolar a parcela ativa de 60 Hz (fundamental) da corrente da carga. Para isto, utiliza-se o bloco FPA, que é um filtro passa-altas. Utilizou-se um filtro

de segunda ordem, com função de transferência dada por

$$F_{PA}(s) = \frac{ks^2}{s^2 + 2\zeta w_c s + w_c^2} \quad (2.83)$$

onde k , w_c e ζ são, respectivamente, o ganho, a frequência angular de corte e a constante de amortecimento do filtro. Este é sintonizado com uma frequência de corte de 10 Hz. Uma vez separada a componente harmônica ativa da corrente da carga, é feita a transformação inversa desta componente para gerar as correntes que se deseja compensar i_{rhab}^* (i_{rha}^* e i_{rhb}^*). A tensão v_{cc} do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_c), no valor de referência v_{cc}^* . R_c fornece a amplitude de corrente de referência $I_{v_{cc}}^*$ que garante o controle da tensão do barramento. Já o bloco PLL (*Phase-Locked-Loop*) detecta um ângulo (θ) de uma das tensões da rede, para isto utilizou-se a técnica *pPLL* (power-based PLL) apresentada em (FILHO, 2008). O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência $i_{v_{cc}ab}^*$ ($i_{v_{cca}}^*$ e $i_{v_{ccb}}^*$) com as tensões da rede trifásica, a partir do ângulo θ e do bloco *sync*. As correntes de referência internas do FAP, i_{fab}^* (i_{fa}^* e i_{fb}^*), são obtidas pelas subtrações $i_{rhab}^* - i_{v_{cc}ab}^*$, obedecendo a 1ª Lei de Kirchhoff. Estas são reguladas por R_i , detalhado mais à frente, que fornecem as tensões v'_{fab} (v'_{fa} e v'_{fb}). Estas tensões junto com a tensão auxiliar (v_h^*) são aplicadas ao bloco PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (2.57)-(2.59). Estas tensões de polo são comparadas com uma portadora triangular para gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor da Conf. C-3f.

Existem outras possibilidades de controle do FAP (ASIMINOAEI, 2007). Como por exemplo, a partir do diagrama da Figura 2.2 fazendo-se $i_{v_{cc}ab}^* = i_{gab}^*$ e $i_{l_{rhab}}^* = i_{labc}$. Com isto, torna-se desnecessária a detecção de harmônicas e reativos da carga reduzindo-se o esforço computacional e em contrapartida torna a resposta do sistema mais lenta a variações de carga. Esta estratégia foi utilizada na obtenção dos resultados experimentais deste trabalho.

2.4.2 Configuração C-4f

Na Figura 2.3, é apresentado o diagrama de controle da Conf. C-4f. Este diagrama assemelha-se ao diagrama da topologia a três fios, diferenciando-se apenas por controlar as três correntes internas do FAP i_{fab} (i_{fa} , i_{fb} e i_{fc}).

2.4.3 Detalhamento do bloco R_i

Na Figura 2.4, são apresentados os blocos de controle para sistemas equilibrados [Figura 2.4(a)] e [Figura 2.4(b)] desequilibrados. A seguir são descritos os procedimentos para ambos os casos.

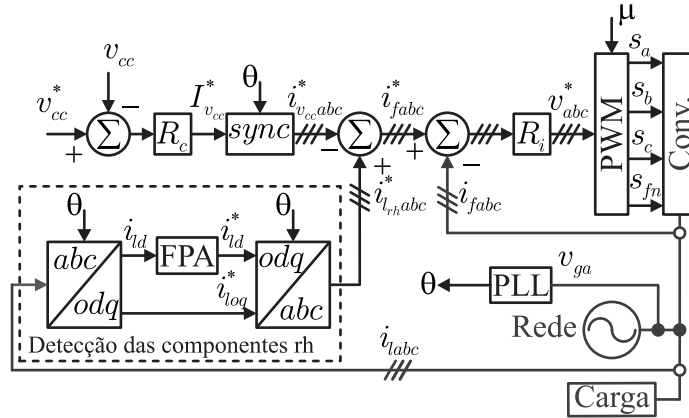


Figura 2.3 – Diagrama de controle da Conf. C-4f.

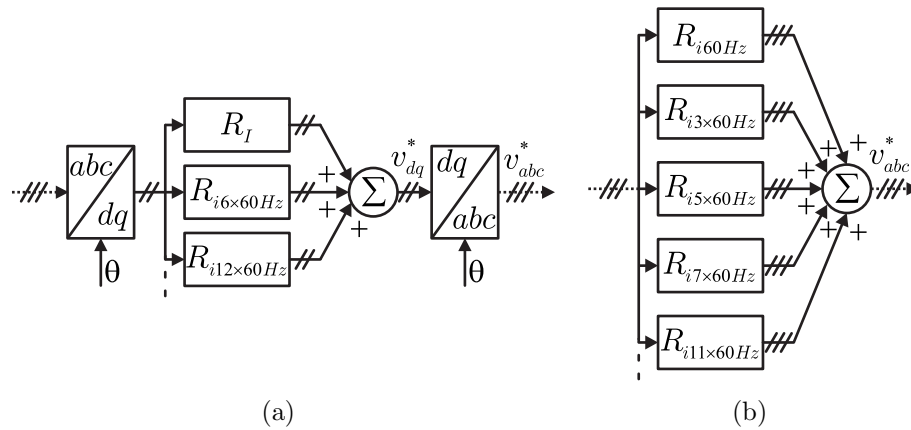


Figura 2.4 – Detalhamento do bloco R_i . (a) Sistemas equilibrados. (b) Sistemas desequilibrados.

2.4.3.1 Sistemas Equilibrados

Para sistemas trifásicos a três fios equilibrados, isto é, onde as tensões de alimentação, indutores de filtro e carga são equilibrados, utiliza-se a estratégia apresentada na Figura 2.4(a). Onde, os erros das correntes internas do FAP em abc são levados para o referencial dq síncrono, utilizando-se a matriz T dada por

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.84)$$

A partir daí o controle de corrente é realizado em duas partes: o controle da componente fundamental da corrente (60 Hz) e o controle das harmônicas ($n \times 60$ Hz).

A componente fundamental da corrente é levada para o referencial síncrono dq se tornando CC (0 Hz), com isto utilizam-se controladores PI simples (R_I) para garantir erro nulo. Já a parte harmônica, da corrente da carga, após a transformação dq as harmônicas 5^a e 7^a , por serem de sequências negativa e positiva (vide Tabela A.2), respectivamente,

ambas se localizarão na 6^a harmônica. Isto acontece também com as 11^a e 13^a harmônicas que passarão a localizar-se na 12^a. Generalizando, temos que: as harmônicas de ordem $6n + 1$ (sequência positiva) e as harmônicas de ordem $6n - 1$ (sequência negativa) após a transformação dq síncrona ficarão localizadas em $6n$ de sequência positiva e negativa respectivamente, sendo $n = 1, 2, 3, \dots$. Com isto, reduz-se o número de controladores pela metade, comparado com o controle em cada frequência. A estratégia de redução do número de controladores foi abordada em (ASIMINOAEI, 2006) e (SILVA, 2012). O controle das componentes harmônicas é implementado utilizando controladores de dupla sequência (ressonante), representados na Figura 2.4(a) por $R_{in \times 60 \text{ Hz}}$ e definidos por

$$R_{in \times 60 \text{ Hz}} = 2 \frac{K_{pn}s^2 + K_{in}s}{s^2 + (nw_e)^2}. \quad (2.85)$$

Para aplicações de FAP, este controlador mostrou-se mais adequado, tendo em vista que é mais seletivo que os demais controladores ressonantes apresentados na literatura, atuando apenas na frequência em que ele é sintonizado, isto é mostrado em (ASIMINOAEI, 2006).

A saída de todos os controladores são somadas, resultando em tensões de referência v_{dq}^* . E utilizando-se a inversa da matriz (2.84) obtêm-se as tensões v_{abc}^* (v_a^* e v_b^*)

2.4.3.2 Sistemas Desequilibrados

Para sistema trifásicos desequilibrados a três ou quatro fios, isto é, que as tensões de alimentação, indutores de filtro ou carga são desequilibradas, utiliza-se a estratégia apresentada na Figura 2.4(b). Neste caso, o controle é realizado em todas as frequências da corrente da carga, utilizando a técnica de superposição. Para sistema a quatro fios inclui-se o controlador na terceira harmônica.

2.5 Outras Topologias Convencionais Estudadas

Além das topologias convencionais Conf. C-3f e Conf. C-4f, outras topologias convencionais, mostradas na Figura 2.5, são citadas em alguns capítulos deste trabalho.

Na Figura 2.5(a) apresenta-se uma estrutura aplicável a sistema a três fios (Conf. CY3HB-3f) ou a quatro fios (Conf. C3HB-4f). Nesta última, deve-se conectar a linha tracejada que corresponde ao quarto fio do sistema. Estas estruturas são compostas por três conversores ponte-H com barramentos CC independentes. As mesmas foram estudadas em (WEN; SMEDLEY, 2008c; MELO, 2013) e (HOU; HUANG, 2010; DELL'AQUILA; LECCI, 2002), respectivamente. Um aspecto importante da Conf. CY3HB-4f é o fato dela ser incapaz de mitigar completamente a corrente do neutro do sistema, pois cada conversor ponte-H age de forma independente, com isto as fases da rede poderão ter diferentes amplitudes de corrente.

A Conf. C3HB-4f, representada na Figura 2.5(b), é uma solução para mitigar completamente a corrente do neutro do sistema. Neste caso, é necessário a utilização de transformadores de isolamento. Com isto, reduz-se o número de barramentos CC a um e pode-se reduzir o nível de tensão do conversor ao se alterar a relação de espiras dos transformadores. Esta topologia é discutida em (SINGH, 1999; KHADKIKAR; CHANDRA, 2008). As topologias multiníveis NPC de três níveis, denominado neste trabalho de NPC₃, e

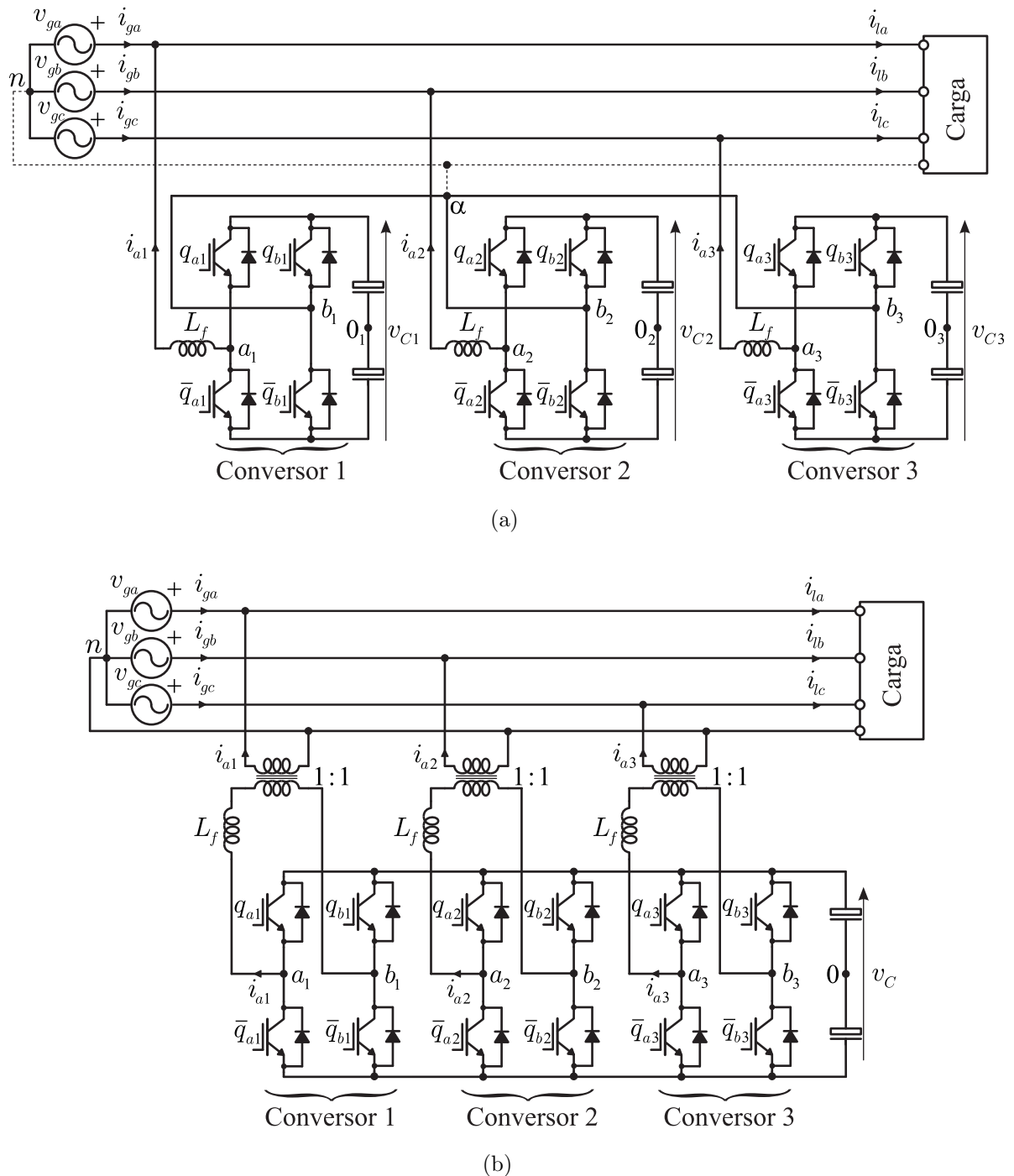


Figura 2.5 – Demais estruturas convencionais estudadas. (a) Conf. CY3HB-3f ou Conf. CY3HB-4f (conectando-se a linha tracejada). (b) Conf. C3HB-4f.

MMC de cinco níveis, denominado neste trabalho de MMC₅, ilustradas nas Figuras 1.9(a) e 1.9(b), também são denominadas convencionais e são utilizadas para comparações em alguns capítulos.

2.6 Resultados do Sistema

São apresentados os resultados de simulação e experimentais das topologias C-3f e C-4f, com o objetivo de validar o funcionamento e algumas características intrínsecas dessas topologias.

2.6.1 Resultados de Simulação

Todos os resultados de simulação, apresentados neste trabalho, foram obtidos utilizando o programa de simulação PSIM. Desta forma, obteve-se o comportamento dinâmico de todas as estruturas estudadas, para diferentes condições de operação. Ou seja, para diferentes valores de μ , diferente número de portadoras PWM e diferentes condições de carga (equilibrada e desequilibrada).

2.6.1.1 Configuração C-3f

Os resultados de simulação da Conf. C-3f são mostrados a seguir. Foram estudadas duas situações: na primeira, o FAP atua compensando uma carga equilibrada e em seguida é mostrada a compensação de uma carga desequilibrada. As curvas mostradas são: tensões da rede elétrica (v_{ga} e v_{gb}) em fase com as correntes (i_{ga} e i_{gb}), correntes do filtro (i_{fa} , i_{fb} e i_{fc}), tensão v_{cc} e corrente i_{cc} do barramento CC e correntes da carga (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}), sendo esta carga, a mesma utilizada para todas as estruturas, a três fios, estudadas neste trabalho. De posse desses resultados pode-se fazer a análise comparativa com as demais topologias estudadas que realizam compensação em cargas a três fios. Esses resultados foram obtidos considerando os parâmetros definidos na Tabela A.3.

- Compensação de Cargas Equilibradas

Apresentam-se, na Figura 2.6, os resultados de simulação da Conf. C-3f, atuando em uma carga equilibrada. Nota-se que neste caso o filtro injeta correntes [Figura 2.6(b)], também equilibradas, tornando as correntes da rede equilibradas e em fase com a tensão de alimentação [Figura 2.6(a)]. A corrente da carga é apresentada na Figura 2.6(b), esta carga é utilizada em todas as simulações que utilizem cargas equilibradas a três fios.

- Compensação de Cargas Desequilibradas

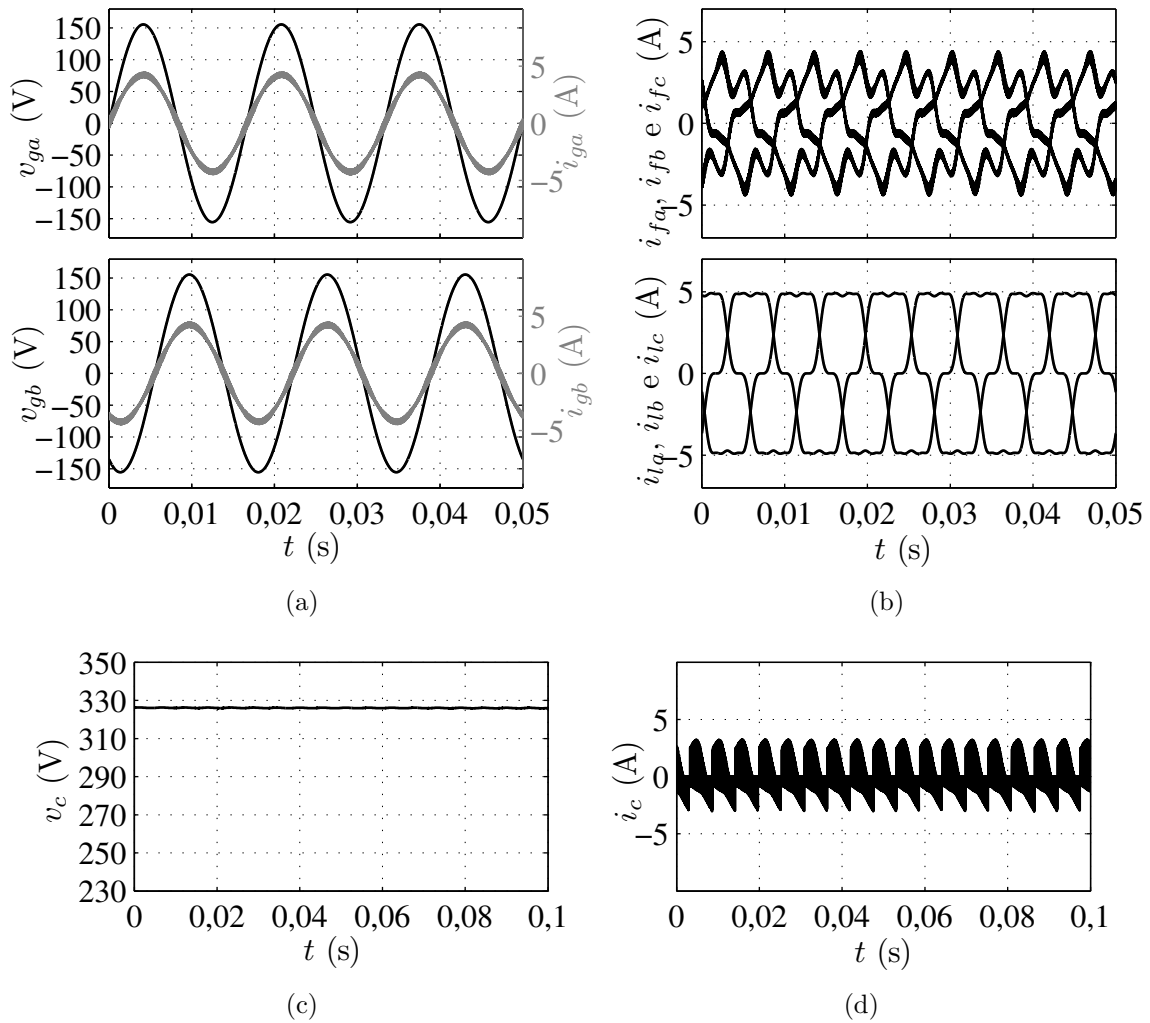


Figura 2.6 – Resultado de simulação da Conf. C-3f, com $\mu = 0,5$. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes do filtro (i_{fa} , i_{fb} e i_{fc}) e da carga (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}). (c) Tensão do barramento CC (v_{cc}). (d) Corrente do barramento CC (i_{cc}).

Apresentam-se, na Figura 2.7, os resultados de simulação da Conf. C-3f, atuando em uma carga desequilibrada. Nota-se, que neste caso o filtro injeta correntes desequilibradas [Figura 2.7(b)] tornando as correntes da rede equilibradas e em fase com a tensão de alimentação [Figura 2.7(a)]. A corrente da carga é apresentada em 2.7(b). Neste caso, foi introduzido um desbalanceamento de 20% na corrente i_{lb} . Escolheu-se introduzir o desbalanceamento na carga para observar, nos resultados de simulação, a eficácia do controle em situações de desequilíbrio. Outra possibilidade de desequilíbrio do sistema seria nas impedâncias do FAP, por exemplo.

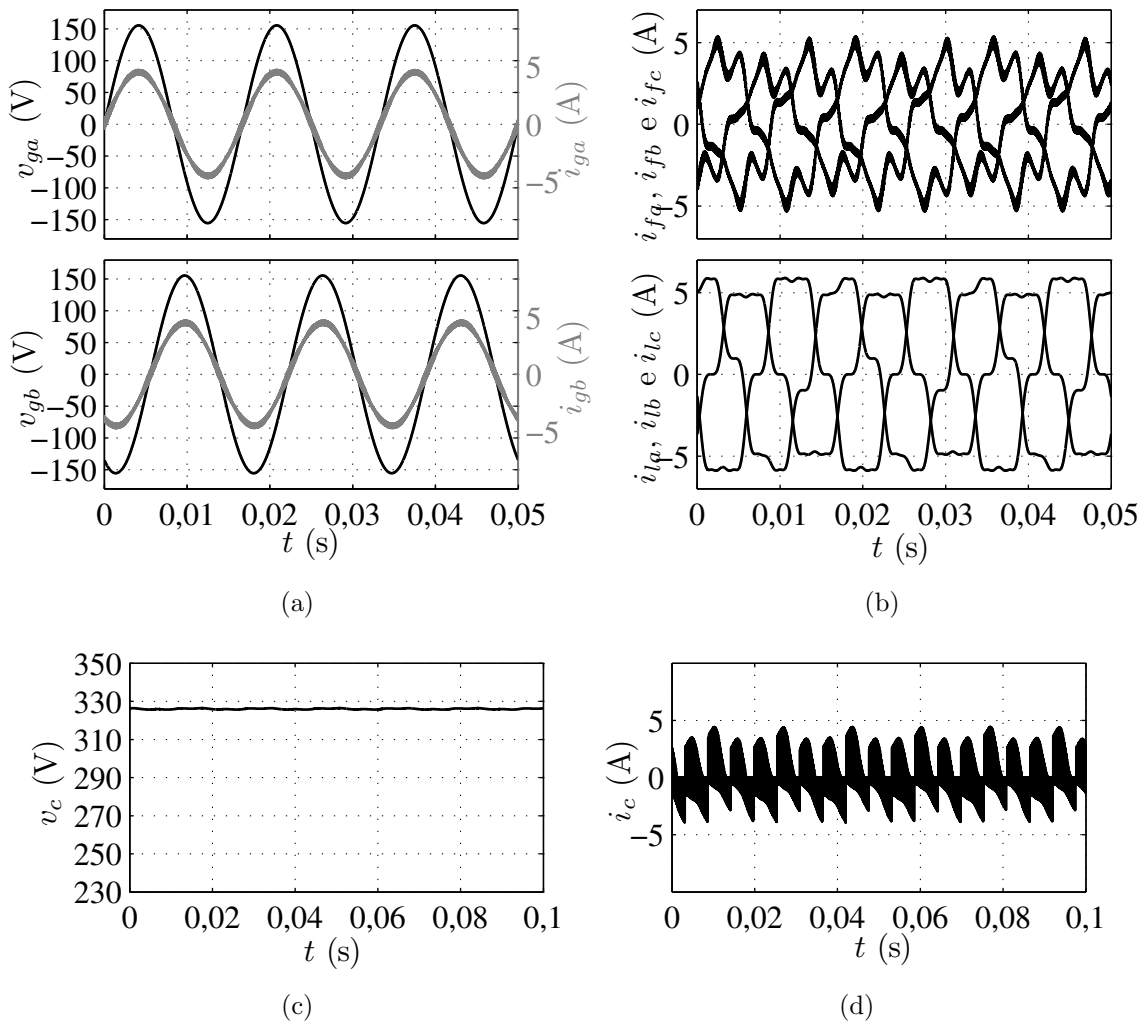


Figura 2.7 – Resultado de simulação da Conf. C-3f, com $\mu = 0,5$, compensando carga desequilibrada. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes do filtro (i_{fa} , i_{fb} e i_{fc}) e da carga (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}). (c) Tensão do barramento CC (v_c). (d) Corrente do barramento CC (i_c).

2.6.1.2 Configuração C-4f

O comportamento dinâmico das topologias de FAP em derivação convencional a quatro fios é mostrado nas Figuras 2.8 e 2.9. As curvas mostradas são: tensões da rede (v_{ga} e

v_{gb}) em fase com as correntes (i_{ga} e i_{gb}), correntes da carga (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}), corrente de uma das fases do FAP (i_{fa}) e correntes i_{ln} e i_{fn} . Por fim, tensão (v_{cc}) e corrente (i_{cc}) do barramento CC. De posse desses resultados pode-se fazer a análise comparativa com as estruturas propostas a quatro fios. Os resultados das topologias a quatro fios foram obtidos utilizando-se os parâmetros definidos na Tabela A.4.

Nas simulações de sistemas a quatro fios utilizaram-se como cargas, retificadores monofásicos, com percentuais de harmônicas mostradas na Tabela A.2.

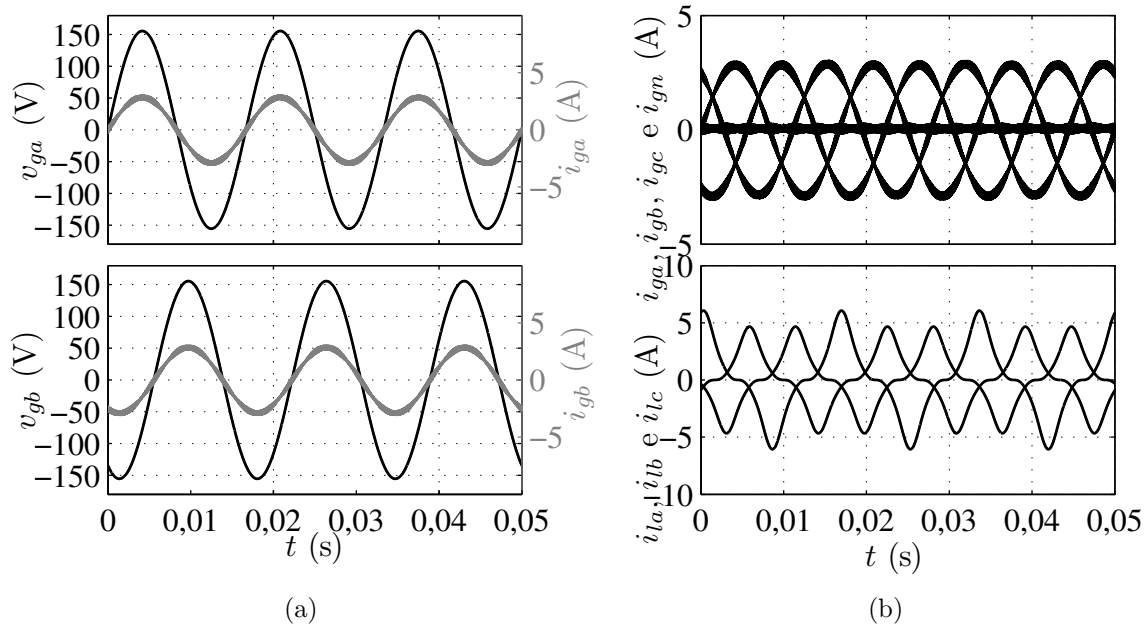


Figura 2.8 – Resultado de simulação da Conf. C-4f, com $\mu = 0,5$. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes da rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) e da carga (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}).

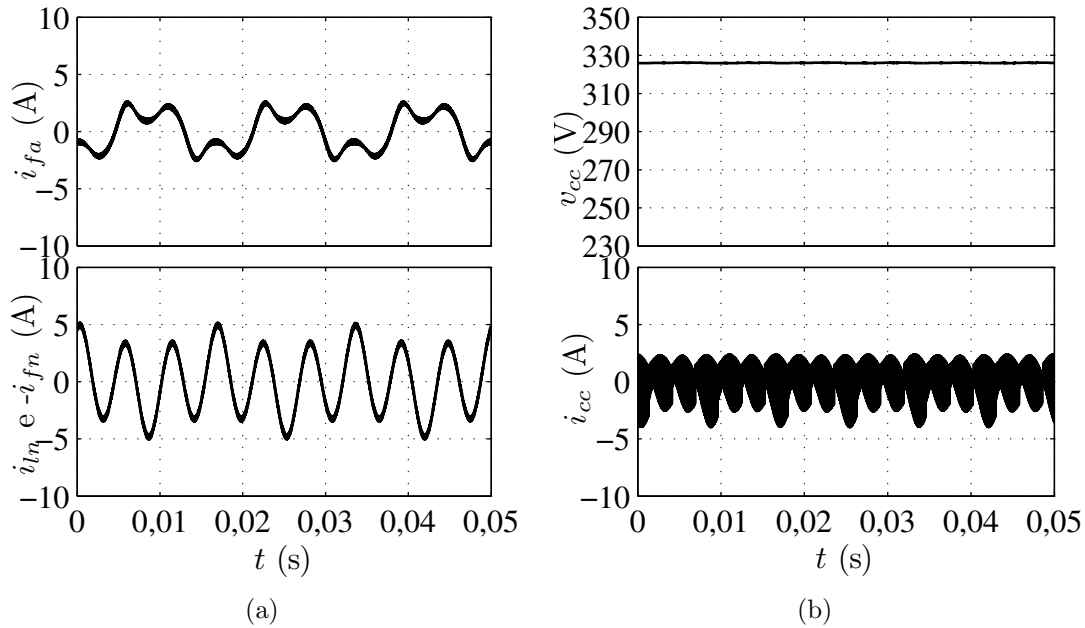


Figura 2.9 – Resultado de simulação da Conf. C-4f, com $\mu = 0,5$. (a) Correntes i_{in} e i_{fn} (b) Tensão e corrente do barramento CC (v_{cc} e i_{cc}).

2.6.2 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos a partir de uma plataforma de desenvolvimento experimental, cuja especificações encontram-se no Apêndice A. Neste, também encontram-se as especificações das cargas utilizadas para os sistemas a três e quatro fios.

2.6.2.1 Configuração C-3f

Apresentam-se, nas Figuras 2.10 e 2.11, os resultados experimentais da Conf. C-3f, compensando correntes de uma carga não-linear, equilibrada, com $\mu = 0,5$. Nestes resultados são observados: tensão e corrente da rede elétrica, corrente da carga, corrente injetada pelo FAP e tensão do barramento CC. Foram apresentados os resultados de apenas uma das fases, pois são suficientes para a análise.

Verifica-se a atuação do FAP ao observar a corrente da rede do sistema, senoidal e em fase com a tensão da rede Figura 2.10(a).

Na Figura 2.11, tem-se a corrente de uma das fases do FAP (i_{fa}) e a tensão do barramento regulada em seu valor de referência.

2.6.2.2 Configuração C-4f

Os resultados experimentais da Conf. C-4f são apresentados na Figura 2.12 e 2.13. Nestas observa-se a compensação de uma carga composta por dois retificadores monofásicos e uma carga RL, distribuídas nas fases do sistema [vê Apêndice A].

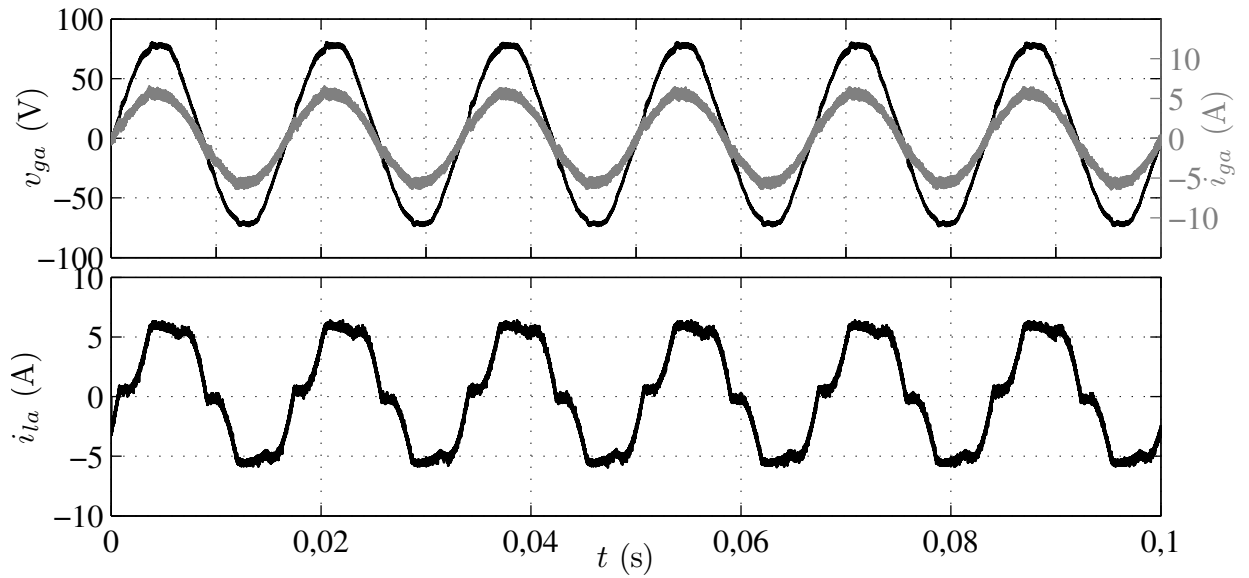


Figura 2.10 – Resultado experimental da Conf. C-3f. Tensões e correntes de alimentação (v_{ga} e i_{ga}) e corrente de carga (i_{la}).

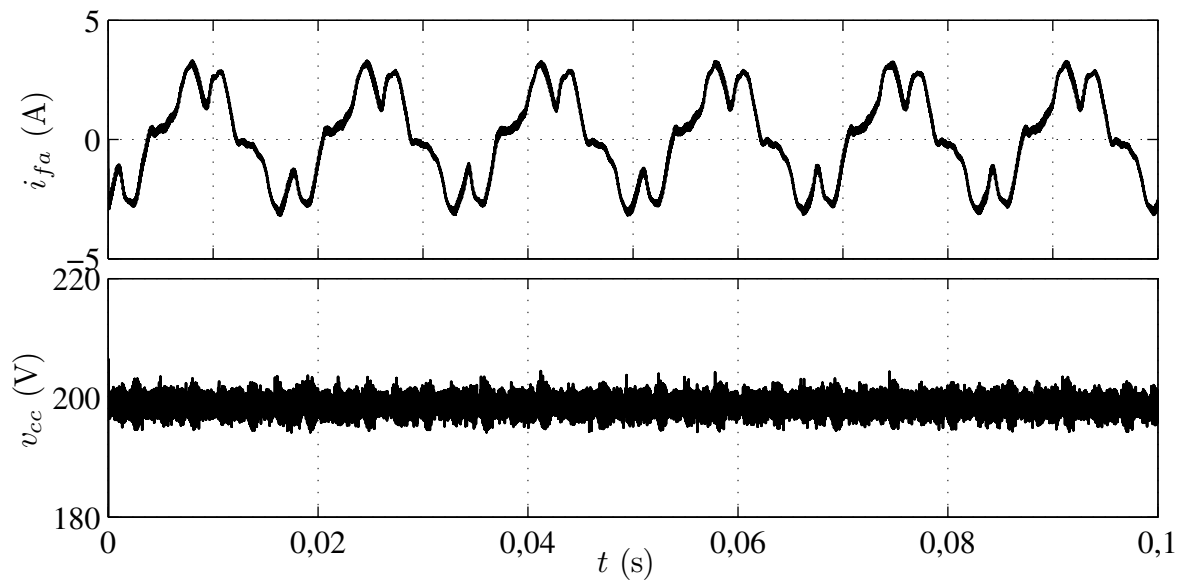


Figura 2.11 – Resultado experimental da Conf. C-3f. Corrente da fase a do filtro (i_{fa}) e tensão do barramento CC, v_{cc} .

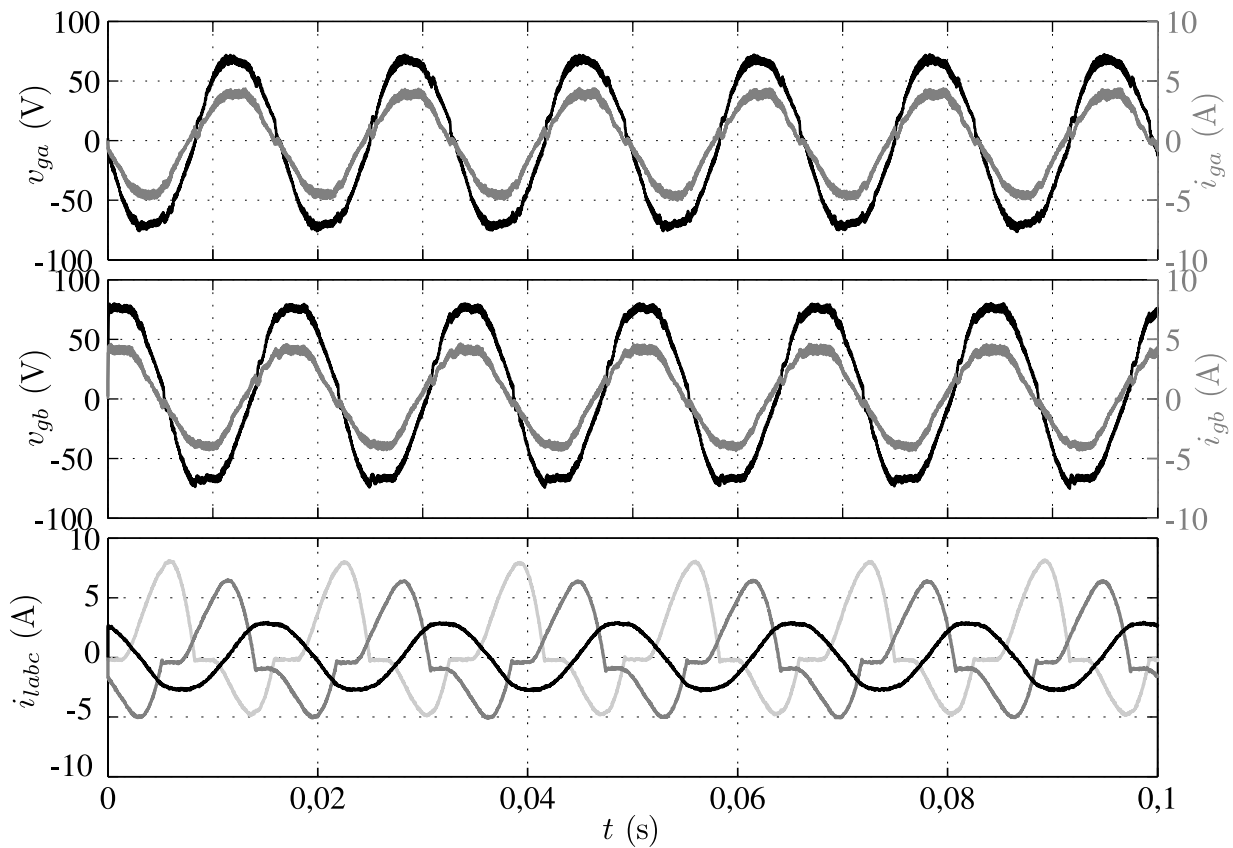


Figura 2.12 – Resultado experimental da Conf. C-4f. Tensões e correntes de alimentação (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}).

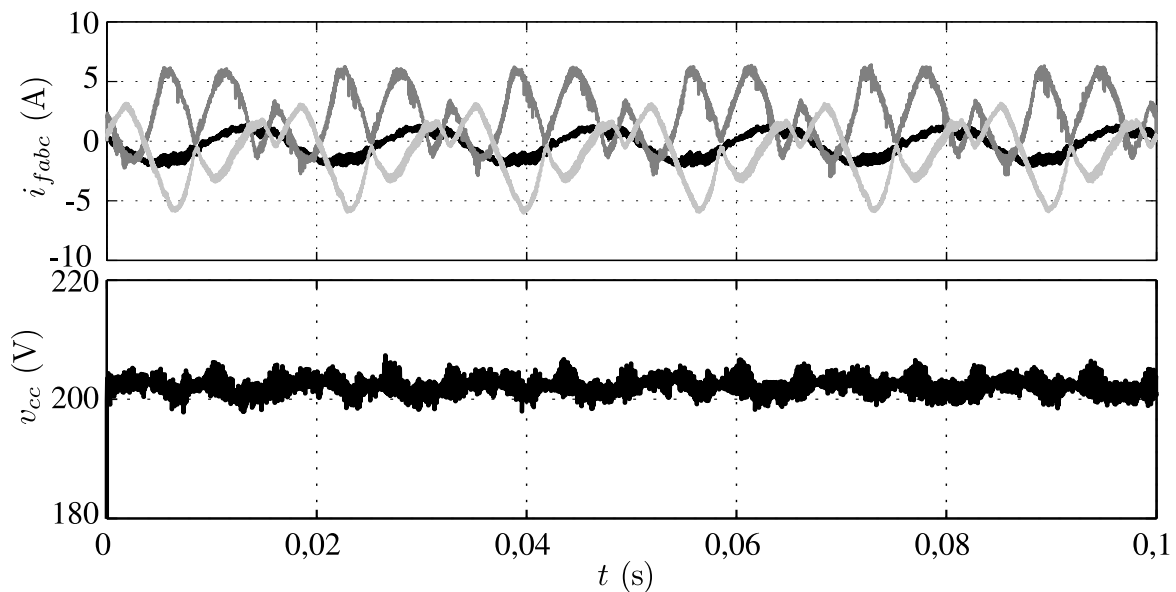


Figura 2.13 – Resultado experimental da Conf. C-4f. Correntes Tensão do barramento CC, v_{cc} .

2.7 Conclusões

Foram apresentadas, neste capítulo, as topologias convencionais de FAPs, para sistemas a três e quatro fios, mostradas nas Figuras 2.1 e 2.5. Para as topologias C-3f e C-4f foram apresentadas: as equações do modelo dinâmico, estratégia PWM, estratégia de controle e resultados de simulação e experimentais. Foram consideradas as impedâncias internas do FAP desequilibradas no desenvolvimento do modelo dinâmico. Considerando este aspecto, apresentam-se as estratégias de controle para os sistemas equilibrados e desequilibrados.

Em sistemas a quatro fios a compensação da 3^o harmônica, no quarto condutor, é importante, devendo-se acrescentar um controlador nesta frequência. Logo, utilizando os controladores em cascata, os sistemas a quatro fios devem possuir mais controladores que os sistemas a três fios equilibrados.

Outras topologias convencionais são apresentadas nas Figuras 1.9 e 2.5. As topologias NPC₃ e MMC₅ são estruturas multiníveis muito usuais e as topologias CY3HB-3f, CY3HB-4f e C3HB-4f são similares à algumas estruturas apresentadas ao longo deste trabalho. Com isto é necessário adicioná-las nas comparações com as demais topologias estudadas neste trabalho.

Capítulo 3

Associação em Paralelo de Filtros Ativos de Potência em Derivação a Três Fios

3.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentadas duas topologias de FAP em derivação a três fios compostas por conversores associados em paralelo, como podem ser vistas na Figura 3.1. Uma das topologias apresenta dois barramentos CC e é denominada de Conf. P2B-3f [Figura 3.1(a)] e a outra compartilha um único barramento CC entre os conversores, denominada de Conf. P1B-3f [Figura 3.1(c)].

Estas topologias foram primeiramente estudadas em (ASIMINOAEI, 2008). Elas são estudadas com o objetivo de suprir reativos e harmônicas de cargas trifásicas a três fios, dividindo o fluxo de potência igualmente entre os conversores que compõem o FAP. Sendo assim, as estruturas associadas em paralelo são desenvolvidas para superar as dificuldades em relação aos níveis de corrente suportados pelas chaves de potência. Além disso, as topologias compostas por conversores associados em paralelo apresentam vantagens frente às topologias convencionais em aspectos como: reduções de perdas em semicondutores, componentes passivos e da distorção harmônica nas correntes da rede. Estes aspectos são discutidos nos capítulos seguintes.

Neste capítulo, são apresentados: i) o modelo dinâmico do sistema; ii) estratégia PWM e técnicas de interleaved; iii) estratégia de controle, para garantir correntes de entrada senoidais e em fase com as tensões da rede e também regulação das tensões dos barramentos CC e por fim iv) resultados de simulação e experimentais.

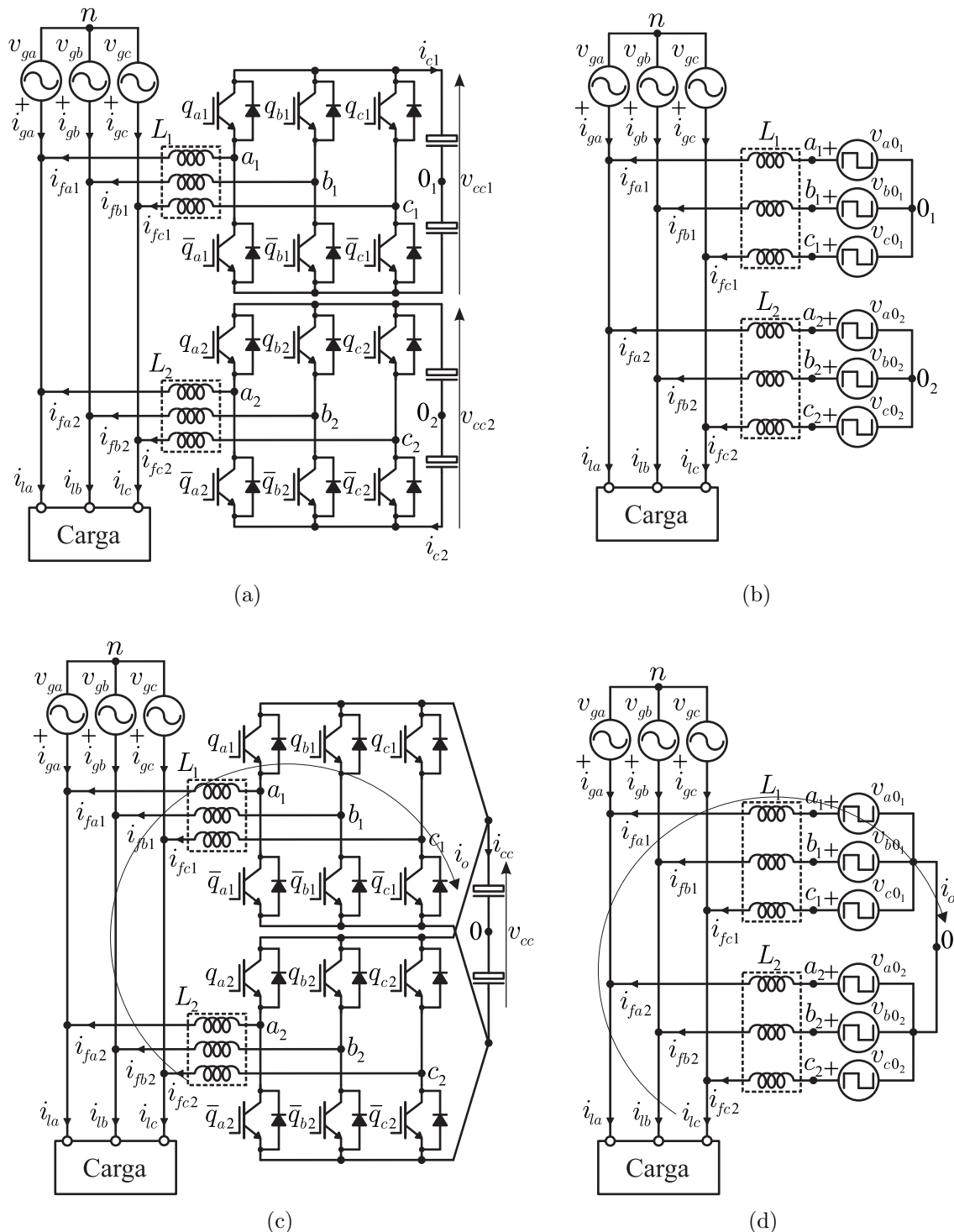


Figura 3.1 – FAPs em derivação a três fios com conversores associados em paralelo. (a) FAP com barramentos independentes (Conf. P2B-3f). (b) Modelo ideal da Conf. P2B-3f. (c) FAP com barramento único (Conf. P1B-3f). (d) Modelo ideal da Conf. P1B-3f.

3.2 Modelo do Sistema

Nesta seção, são desenvolvidos os modelos das Conf. P2B-3f e Conf. P1B-3f que atuam como FAPs em derivação em sistemas a três fios, vide Figura 3.1. Os modelos podem ser obtidos a partir dos circuitos ideais, mostrados nas Figuras 3.1(b) e 3.1(d).

As Conf. P2B-3f e Conf. P1B-3f são compostas por dois conversores de três braços, uma carga não-linear trifásica, seis filtros indutivos, sendo três deles representados por L_1 e os outros três por L_2 , e dois barramentos CC para a Conf. P2B-3f e um barramento CC para a Conf. P1B-3f. O conversor 1 é formado pelas chaves q_{a1} , \bar{q}_{a1} , q_{b1} , \bar{q}_{b1} , q_{c1} e \bar{q}_{c1} e o conversor 2 é composto por q_{a2} , \bar{q}_{a2} , q_{b2} , \bar{q}_{b2} , q_{c2} e \bar{q}_{c2} . Sabe-se que as chaves q e \bar{q} são complementares.

Para estas topologias considerou-se as impedâncias de cada conversor balanceadas, além de considerar as impedâncias da rede elétrica nulas e as correntes da carga fontes ideais.

3.2.1 Configuração P2B-3f

O modelo da Conf. P2B-3f, mostrada na Figura 3.1(b), é apresentado a seguir.

- Tensões de malha do sistema:

$$v_{ga} + z_1 i_{fa1} - v_{a1} = 0 \quad (3.1)$$

$$v_{gb} + z_1 i_{fb1} - v_{b1} = 0 \quad (3.2)$$

$$v_{gc} + z_1 i_{fc1} - v_{c1} = 0 \quad (3.3)$$

$$v_{ga} + z_2 i_{fa2} - v_{a2} = 0 \quad (3.4)$$

$$v_{gb} + z_2 i_{fb2} - v_{b2} = 0 \quad (3.5)$$

$$v_{gc} + z_2 i_{fc2} - v_{c2} = 0 \quad (3.6)$$

- Correntes dos nós do sistema:

$$i_{ga} = i_{la} - i_{fa1} - i_{fa2} \quad (3.7)$$

$$i_{gb} = i_{lb} - i_{fb1} - i_{fb2} \quad (3.8)$$

$$i_{gc} = i_{lc} - i_{fc1} - i_{fc2} \quad (3.9)$$

$$\sum_{k=a,b,c} i_{fk1} = \sum_{k=a,b,c} i_{fk2} = \sum_{k=a,b,c} i_{gk} = \sum_{k=a,b,c} i_{lk} = 0 \quad (3.10)$$

sendo

$$v_{a1} = v_{a10_1} - v_{n0_1} \quad (3.11)$$

$$v_{b1} = v_{b10_1} - v_{n0_1} \quad (3.12)$$

$$v_{c1} = v_{c10_1} - v_{n0_1} \quad (3.13)$$

$$v_{a2} = v_{a20_2} - v_{n0_2} \quad (3.14)$$

$$v_{b2} = v_{b20_2} - v_{n0_2} \quad (3.15)$$

$$v_{c2} = v_{c20_2} - v_{n0_2} \quad (3.16)$$

e v_{ga} , v_{gb} e v_{gc} são as tensões da alimentação trifásica do sistema, $k = a, b, c$, $z_1 = r_1 + l_1 p$, $z_2 = r_2 + l_2 p$, r_1 , r_2 , l_1 e l_2 são, respectivamente, resistências e indutâncias dos filtros indutivos (L_1 e L_2), $p = d/dt$, v_{k10_1} e v_{k20_2} são as tensões de polo dos conversores, v_{n0_1} e v_{n0_2} são as tensões do neutro da rede elétrica (n) até o ponto médio dos barramentos CC (0_1 e 0_2 , respectivamente). As tensões v_{n0_1} e v_{n0_2} são definidas por

$$v_{n0_1} = \frac{v_{a10_1} + v_{b10_1} + v_{c10_1}}{3} \quad (3.17)$$

$$v_{n0_2} = \frac{v_{a20_2} + v_{b20_2} + v_{c20_2}}{3}. \quad (3.18)$$

Note que, das seis equações (3.1)-(3.6), apenas quatro são linearmente independentes.

A partir das equações (3.1)-(3.9), obtém-se o modelo externo dado por

$$v_{gk} = \frac{v_{k1} + v_{k2}}{2} - \frac{i_{lk} z_2}{2} + \frac{i_{gk} z_2}{2} - \frac{(z_1 - z_2) i_{fk1}}{2} \quad (3.19)$$

Para o sistema equilibrado, em que $z_1 = z_2 = z_f$, obtém-se

$$v_{gk} = \frac{v_{k1} + v_{k2}}{2} - \frac{i_{lk} z_f}{2} + \frac{i_{gk} z_f}{2} \quad (3.20)$$

3.2.2 Configuração P1B-3f

O modelo da Conf. P1B-3f, mostrada na Figura 3.1(d), é definido pelas equações (3.1)-(3.9) e (3.19)-(3.20). Entretanto, neste caso, as correntes dos nós e as tensões de polo são expressas por

$$\sum_{k=a,b,c} (i_{fk1} + i_{fk2}) = \sum_{k=a,b,c} i_{gk} = \sum_{k=a,b,c} i_{lk} = 0 \quad (3.21)$$

$$v_{k1} = v_{k10} - v_{n0} \quad (3.22)$$

$$v_{k2} = v_{k20} - v_{n0} \quad (3.23)$$

onde v_{k10} e v_{k20} são as tensões de polo dos conversores e v_{n0} é a tensão do neutro da rede elétrica (n) até o ponto médio do barramento CC, sendo definida por

$$v_{n0} = \frac{v_{a10} + v_{b10} + v_{c10} + v_{a20} + v_{b20} + v_{c20}}{6} \quad (3.24)$$

As equações das malhas de circulação do circuito são dadas por

$$v_{a10} - v_{a20} = i_{fa1}z_1 - i_{fa2}z_2 \quad (3.25)$$

$$v_{b10} - v_{b20} = i_{fb1}z_1 - i_{fb2}z_2 \quad (3.26)$$

$$v_{c10} - v_{c20} = i_{fc1}z_1 - i_{fc2}z_2. \quad (3.27)$$

Somando-se as equações (3.25)-(3.27), obtém-se

$$v_o = -i_o(z_1 + z_2) \quad (3.28)$$

a tensão v_o de controle da corrente de circulação é dada por

$$v_o = v_{a10} + v_{b10} + v_{c10} - v_{a20} - v_{b20} - v_{c20} \quad (3.29)$$

e a corrente de circulação i_o é definida por

$$i_o = -i_{fa1} - i_{fb1} - i_{fc1} = i_{fa2} + i_{fb2} + i_{fc2} \quad (3.30)$$

3.3 Estratégia PWM

3.3.1 Configuração P2B-3f

As tensões de polo do conversor 1 (v_{a101} , v_{b101} e v_{c101}) e do conversor 2 (v_{a202} , v_{b202} e v_{c202}), dependem dos estados de condução das chaves, ou seja

$$v_{a101} = (2s_{a1} - 1) \frac{v_{cc1}}{2} \quad (3.31)$$

$$v_{b101} = (2s_{b1} - 1) \frac{v_{cc1}}{2} \quad (3.32)$$

$$v_{c101} = (2s_{c1} - 1) \frac{v_{cc1}}{2} \quad (3.33)$$

$$v_{a202} = (2s_{a2} - 1) \frac{v_{cc2}}{2} \quad (3.34)$$

$$v_{b202} = (2s_{b2} - 1) \frac{v_{cc2}}{2} \quad (3.35)$$

$$v_{c202} = (2s_{c2} - 1) \frac{v_{cc2}}{2}, \quad (3.36)$$

em que v_{cc1} e v_{cc2} são as tensões dos barramentos CC de cada conversor, s_{a1} , s_{b1} , s_{c1} , s_{a2} , s_{b2} e s_{c2} , são os estados de condução das chaves de cada braço.

As variáveis v_{ab1}^* (v_{a1}^* e v_{b1}^*) e v_{ab2}^* (v_{a2}^* e v_{b2}^*) são as tensões de referência fornecidas pelos controladores de corrente dos conversores 1 e 2, respectivamente. Admitindo-se que o sistema é equilibrado, v_{c1}^* e v_{c2}^* podem ser obtidos por:

$$v_{c1}^* = -v_{a1}^* - v_{b1}^* \quad (3.37)$$

$$v_{c2}^* = -v_{a2}^* - v_{b2}^*. \quad (3.38)$$

Pelas equações do circuito, podem-se escrever as tensões de referência dos filtros, como

$$v_{a1}^* = v_{a10_1}^* - v_{n0_1}^* \quad (3.39)$$

$$v_{b1}^* = v_{b10_1}^* - v_{n0_1}^* \quad (3.40)$$

$$v_{c1}^* = v_{c10_1}^* - v_{n0_1}^* \quad (3.41)$$

$$v_{a2}^* = v_{a20_2}^* - v_{n0_2}^* \quad (3.42)$$

$$v_{b2}^* = v_{b20_2}^* - v_{n0_2}^* \quad (3.43)$$

$$v_{c2}^* = v_{c20_2}^* - v_{n0_2}^*. \quad (3.44)$$

Os sinais de gatilho das chaves, dos conversores que compõem o FAP, podem ser obtidos pela comparação das tensões de polo de referência (v_{a10_1} , v_{b10_1} , v_{c10_1} , v_{a20_2} , v_{b20_2} e v_{c20_2}) com o sinal da onda triangular de alta frequência, também chamada de portadora PWM. Essas tensões são obtidas pelas equações (3.39)-(3.44) e expressas por

$$v_{a10_1}^* = v_{a1}^* + v_{n0_1}^* \quad (3.45)$$

$$v_{b10_1}^* = v_{b1}^* + v_{n0_1}^* \quad (3.46)$$

$$v_{c10_1}^* = v_{c1}^* + v_{n0_1}^* \quad (3.47)$$

$$v_{a20_2}^* = v_{a2}^* + v_{n0_2}^* \quad (3.48)$$

$$v_{b20_2}^* = v_{b2}^* + v_{n0_2}^* \quad (3.49)$$

$$v_{c20_2}^* = v_{c2}^* + v_{n0_2}^* \quad (3.50)$$

As tensões auxiliares ($v_{n0_1}^*$ e $v_{n0_2}^*$) podem ser escolhidas de forma independente, desde

que sejam respeitados os valores máximos e mínimos das tensões de polo, ou seja:

$$v_{n0_1 \max}^* = \frac{v_{cc1}^*}{2} - v_{1 \max}^* \quad (3.51)$$

$$v_{n0_1 \min}^* = -\frac{v_{cc1}^*}{2} - v_{1 \min}^* \quad (3.52)$$

$$v_{n0_2 \max}^* = \frac{v_{cc2}^*}{2} - v_{2 \max}^* \quad (3.53)$$

$$v_{n0_2 \min}^* = -\frac{v_{cc2}^*}{2} - v_{2 \min}^* \quad (3.54)$$

em que v_{cc1}^* e v_{cc2}^* são as tensões de referência dos barramentos CC, $v_{1 \max}^* = \max |V_1^*|$, $v_{1 \min}^* = \min |V_1^*|$, $v_{2 \max}^* = \max |V_2^*|$, $v_{2 \min}^* = \min |V_2^*|$, com $V_1^* = \{v_{a1}^*, v_{b1}^*, v_{c1}^*\}$ e $V_2^* = \{v_{a2}^*, v_{b2}^*, v_{c2}^*\}$. As tensões auxiliares ($v_{n0_1}^*$ e $v_{n0_2}^*$) podem ser normalizadas em função do fator de distribuição de roda livre (μ), como:

$$v_{n0_1}^* = \mu_1 v_{n0_1 \max}^* + (1 - \mu_1) v_{n0_1 \min}^* \quad (3.55)$$

$$v_{n0_2}^* = \mu_2 v_{n0_2 \max}^* + (1 - \mu_2) v_{n0_2 \min}^* \quad (3.56)$$

em que $0 \leq \mu_1 \leq 1$ e $0 \leq \mu_2 \leq 1$. Nota-se que, quando o valor de $\mu = 0$ é selecionado, obtém-se o valor mínimo ($v_{n0}^* = v_{n0 \min}^*$) e quando $\mu = 1$ é selecionado, obtém-se o valor máximo ($v_{n0}^* = v_{n0 \max}^*$). Nestes casos, o FAP opera com menor frequência de chaveamento médio. Quando escolhe-se o valor de $\mu = 0,5$, é obtido o valor médio de $v_{n0_1}^*$ e $v_{n0_2}^*$, centralizando os pulsos de tensões. Com isto, geralmente, ocorre uma redução na THD.

Como comentado anteriormente, os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos pela comparação da tensão de polo de referência com o sinal da portadora PWM. Podem ser utilizadas uma, duas ou seis portadoras PWM com a mesma amplitude e frequência constantes (CAPELLA, 2015).

Na Figura 3.2, é ilustrada a utilização de múltiplas portadoras PWM nas topologias associadas em paralelo a três fios. Estas portadoras possuem a mesma frequência e amplitude de $v_{cc}^*/2$. Neste caso, podem-se utilizar uma, duas ou seis portadoras PWM. Ao se utilizar duas portadoras PWM, defasa-se uma delas de 180° em relação a outra, de maneira que $\theta_{t1} = 0^\circ$ e $\theta_{t2} = 180^\circ$, em que θ_{t1} e θ_{t2} são os ângulos de fase das portadoras v_{t1} e v_{t2} , respectivamente. Deste modo, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência do conversor 1 (v_{a10}^* , v_{a20}^* e v_{a30}^*), e a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo de referência do conversor 2 (v_{b10}^* , v_{b20}^* e v_{b30}^*). Quando são utilizadas seis portadoras PWM, a defasagem entre elas deve ser de 60° , de maneira que $\theta_{t1} = 0^\circ$, $\theta_{t2} = 180^\circ$, $\theta_{t3} = 60^\circ$, $\theta_{t4} = 240^\circ$, $\theta_{t5} = 120^\circ$ e $\theta_{t6} = 300^\circ$, onde θ_{t1} , θ_{t2} , θ_{t3} , θ_{t4} , θ_{t5} e θ_{t6} são os ângulos de fase das portadoras v_{t1} , v_{t2} , v_{t3} , v_{t4} , v_{t5} e v_{t6} , respectivamente.

Na Figura 3.3, mostram-se os braços onde são aplicadas as portadoras PWM nos conversores 1 e 2 a depender da estratégia PWM a ser aplicada, utilizando uma (1P),

48 ASSOCIAÇÃO EM PARALELO DE FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA EM DERIVAÇÃO A TRÊS FIOS
 duas (2P) ou seis (6P) portadoras PWM. A utilização de múltiplas portadoras defasadas é denominada, neste trabalho, de PSPWM.

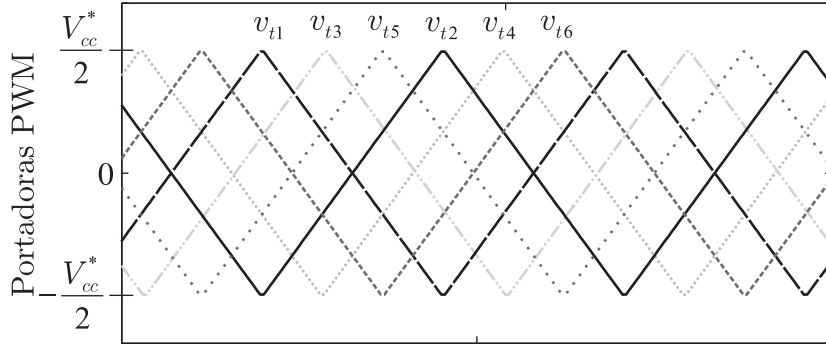


Figura 3.2 – Múltiplas portadoras PWM.

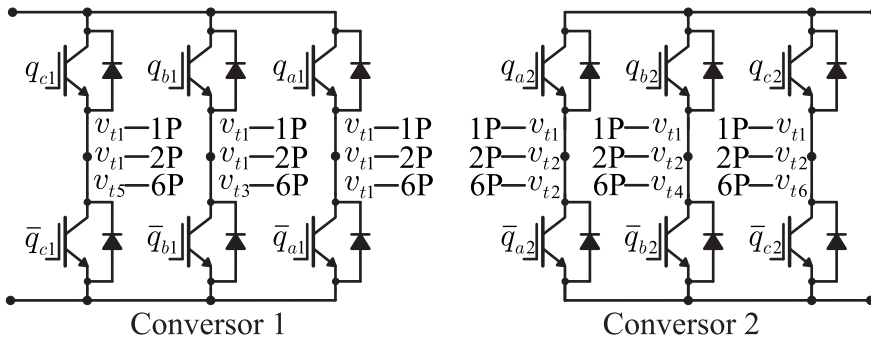


Figura 3.3 – Locais de aplicação das portadoras PWM, da estrutura composta por dois conversores de três braços.

3.3.2 Configuração P1B-3f

As tensões de polo do conversor 1 (v_{a10} , v_{b10} e v_{c10}) e do conversor 2 (v_{a20} , v_{b20} e v_{c20}), dependem dos estados de condução das chaves, ou seja

$$v_{a10} = (2s_{a1} - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (3.57)$$

$$v_{b10} = (2s_{b1} - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (3.58)$$

$$v_{c10} = (2s_{c1} - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (3.59)$$

$$v_{a20} = (2s_{a2} - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (3.60)$$

$$v_{b20} = (2s_{b2} - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (3.61)$$

$$v_{c20} = (2s_{c2} - 1) \frac{v_{cc}}{2}, \quad (3.62)$$

em que v_{cc} é a tensão do barramento CC dos conversores.

As tensões de referência v_{a1}^* , v_{b1}^* , v_{a2}^* , v_{b2}^* e v_o^* são fornecidas pelos controladores e as tensões v_{c1}^* e v_{c2}^* podem ser obtidas por

$$v_{c1}^* = -v_{a1}^* - v_{b1}^* \quad (3.63)$$

$$v_{c2}^* = -v_{a2}^* - v_{b2}^*. \quad (3.64)$$

Pelas equações do circuito, escreve-se

$$v_{a_j}^* = v_{a_j0}^* - v_{n0}^* \quad (3.65)$$

$$v_{b_j}^* = v_{b_j0}^* - v_{n0}^* \quad (3.66)$$

$$v_o^* = v_{a10}^* + v_{b10}^* + v_{c10}^* - v_{a20}^* - v_{b20}^* - v_{c20}^*. \quad (3.67)$$

As equações (3.65)-(3.67) não são suficientes para determinar todas as tensões de polo de referência (v_{k10}^* e v_{k20}^*). Portanto, é necessário introduzir uma variável auxiliar v_{n0}^* , definida por

$$v_{n0}^* = \frac{v_{a10}^* + v_{b10}^* + v_{c10}^* + v_{a20}^* + v_{b20}^* + v_{c20}^*}{6}. \quad (3.68)$$

A partir das equações (3.65)-(3.68) e utilizando-se de (3.63)-(3.64), definem-se as tensões de polo de referência, isto é

$$v_{a_j0}^* = v_{a_j}^* + v_{n0}^* \quad (3.69)$$

$$v_{b_j0}^* = v_{b_j}^* + v_{n0}^* \quad (3.70)$$

$$v_{c_j0}^* = v_{c_j}^* + \delta \frac{v_o^*}{2} + v_{n0}^* \quad (3.71)$$

em que $j = 1$ ou $j = 2$ e $\delta = 1$ se $j = 1$ e $\delta = -1$ se $j = 2$. Dessas equações, observa-se que as tensões de polo de referência dependem das variáveis v_{a1}^* , v_{b1}^* , v_{a2}^* , v_{b2}^* e v_o^* , fornecidas pelos controladores, e também da tensão auxiliar v_{n0}^* . A tensão v_{n0}^* pode ser escolhida de forma independente, desde que sejam respeitados os valores máximos e mínimos das tensões de polo, dados pelas equações (2.63)-(2.64) com $V_f^* = \{v_{a1}^*, v_{b1}^*, v_{c1}^* + \frac{v_o^*}{2}, v_{a2}^*, v_{b2}^*, v_{c2}^* - \frac{v_o^*}{2}\}$. A tensão auxiliar v_{n0}^* é escrita na equação (2.65), em que $0 \leq \mu \leq 1$.

3.4 Estratégia de Controle

3.4.1 Configuração P2B-3f

Apresenta-se na Figura 3.4 o diagrama de blocos de controle da Conf. P2B-3f. Deste bloco, pode-se observar que o controle é realizado de forma semelhante ao que fora apresentado para a Conf. C-3f (Figura 2.2). Diferenciando-se por impor a divisão do fluxo de

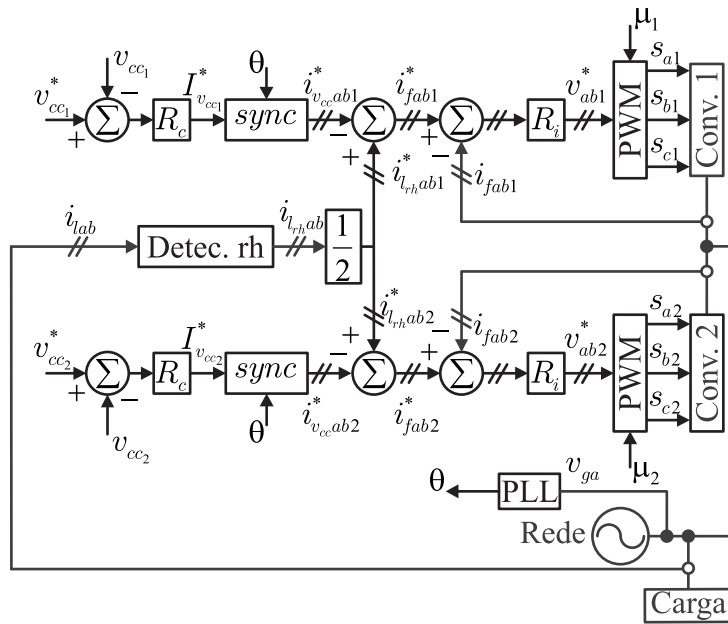


Figura 3.4 – Diagrama de blocos de controle da Conf. P2B-3f.

potência entre os dois conversores. O controle de cada conversor é feito de forma independente e idêntica. Isto é: Sendo $j = 1$ ou 2 , a tensão v_{ccj} do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_c), no valor de referência v_{ccj}^* . O controlador R_c fornece a amplitude de corrente de referência $I_{v_{ccj}}^*$, que é uma parcela da corrente da rede de alimentação trifásica. O controle individual do barramento é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência $i_{v_{ccabj}}^*$ ($i_{v_{ccab1}}^*$ e $i_{v_{ccab2}}^*$) com as tensões da rede trifásica, a partir do ângulo θ (detectado pelo bloco PLL) e do bloco *sync*. A regulação do fator de potência e a compensação das harmônicas é garantida pela detecção de reativos e harmônicas (Bloco *Detec. rh*), já detalhado para as estruturas convencionais. As correntes de referência internas do conversor i_{fabj}^* (i_{fabj}^* e i_{fbj}^*) são obtidas pelas subtrações $i_{rhabj}^* - i_{v_{ccabj}}^*$ e reguladas pelo controlador R_i . A saída de todos os controladores são somadas, resultando nas tensões de referência v_{abj}^* (v_{aj}^* e v_{bj}^*).

3.4.2 Configuração P1B-3f

É apresentado, na Figura 3.5, o diagrama da Conf. P1B-3f. Este diagrama é semelhante ao apresentado para a topologia Conf. P2B-3f, diferenciando-se por aspectos da estrutura, como: possuir apenas um barramento, logo o controle da tensão v_{cc} por R_c fornece a amplitude de corrente de referência $I_{v_{ccj}}^*$ e possuir corrente de circulação i_o que é regulada no valor de referência nulo por controladores PI de dupla sequência (ressonante) sintonizado nas mesmas frequências da corrente do FAP (representado pelo bloco R_o). Este controlador fornece a tensão de referência v_o^* .

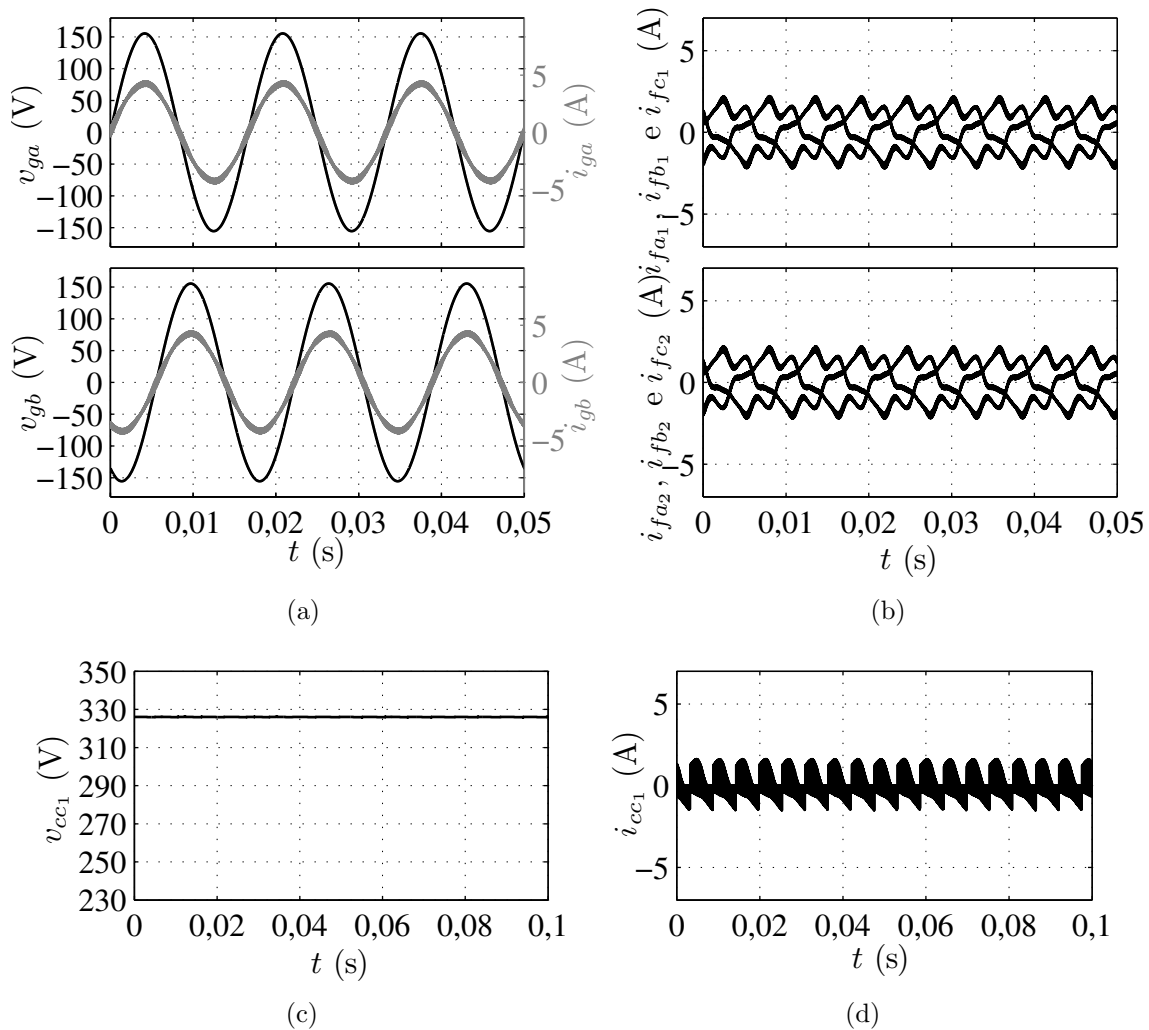


Figura 3.6 – Resultado de simulação da Conf. P2B-3f, com uma portadora PWM. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes internas do FAP, conversor 1 (i_{fa1} , i_{fb1} e i_{fc1}) e conversor 2 (i_{fa2} , i_{fb2} e i_{fc2}). (c) Tensão do barramento CC do conversor 1 (v_{cc1}). (d) Corrente do barramento CC do conversor 1 (i_{cc1}).

de tensão da configuração convencional [Figura 3.8(a)]. Isto também é válido ao se utilizar duas portadoras PWM.

- Duas portadoras PWM e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$

Comparando-se à mesma topologia, ao se utilizar duas portadoras PWM tem-se:

- O *ripple* das correntes da rede é reduzido [Figura 3.7(a)].
- As correntes do FAP e as correntes do barramento não apresentam mudanças ao se alterar o número de portadoras PWM, pois os conversores agem de forma independente.

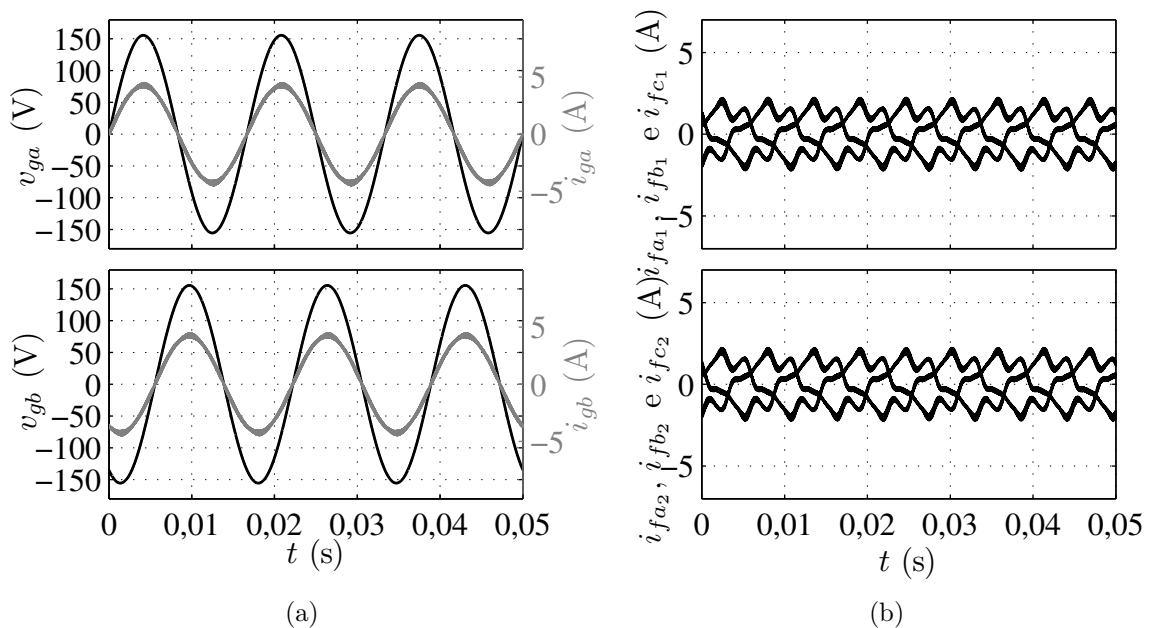


Figura 3.7 – Resultado de simulação da Conf. P2B-3f, com duas portadoras PWM. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes internas do FAP, conversor 1 (i_{fa1} , i_{fb1} e i_{fc1}) e conversor 2 (i_{fa2} , i_{fb2} e i_{fc2}).

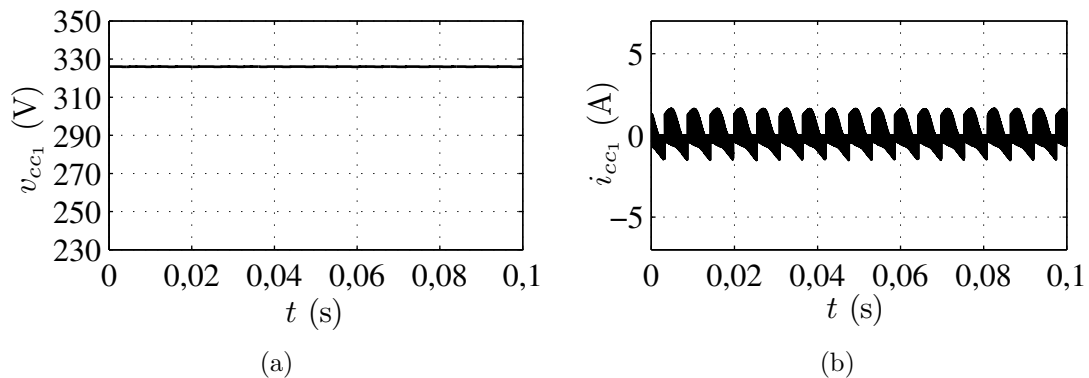


Figura 3.8 – Resultado de simulação da Conf. P2B-3f, com duas portadoras. (a) Tensão do barramento CC do conversor 1 (v_{cc1}). (b) Corrente do barramento CC do conversor 1 (i_{cc1}).

3.5.1.2 Configuração P1B-3f

São apresentados os resultados de simulação da Conf. P1B-3f, para uma ou duas portadoras PWM. Os resultados de simulação foram: tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede trifásica; correntes do conversor 1 (i_{fa1} , i_{fb1} e i_{fc1}), corrente de circulação (i_o), tensão (v_{cc}) e corrente (i_{cc}) do barramento CC do conversor.

A Conf. P1B-3f realiza a mesma estratégia da Conf. P2B-3f, isto é, divide a potência igualmente entre os conversores. Como a Conf. P1B-3f compartilha um único barramento CC entre os conversores, torna-se necessário o controle da corrente da malha de circulação do sistema [Figura 3.9(b)]. Verifica-se a atuação do FAP ao observar as correntes da rede do sistema, senoidais e em fase com as tensões da rede [Figura 3.9(a)].

- Uma portadora e $\mu = 0,5$

Comparando-se com a Conf. C-3f, tem-se:

- Ao utilizar uma portadora PWM, as correntes da rede [Figura 3.9(a)] assemelham-se com as correntes apresentadas para a Conf. C-3f.
- As correntes do FAP são reduzidas pela metade, assim como na Conf. P2B-3f, e é exigido o controle da corrente de circulação [Figura 3.9(b)].
- A tensão do barramento CC é controlada no mesmo valor da configuração convencional [Figura 3.9(c)] e o *ripple* da corrente no barramento CC permanece o mesmo [Figura 3.9(d)].

- Duas portadoras PWM e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$

Comparando-se com a mesma topologia, tem-se:

- Reduz-se o *ripple* das correntes da rede [Figura 3.10(a)].
- Nas correntes do FAP, observa-se o efeito contrário. Isto é, o *ripple* das correntes aumentam, consequentemente isto afeta a corrente de circulação da mesma maneira [Figura 3.10(b)].
- A tensão do barramento CC é controlada no mesmo valor da configuração convencional e o *ripple* da corrente no barramento CC é reduzido [Figura 3.10(c) e Figura 3.10(d)].

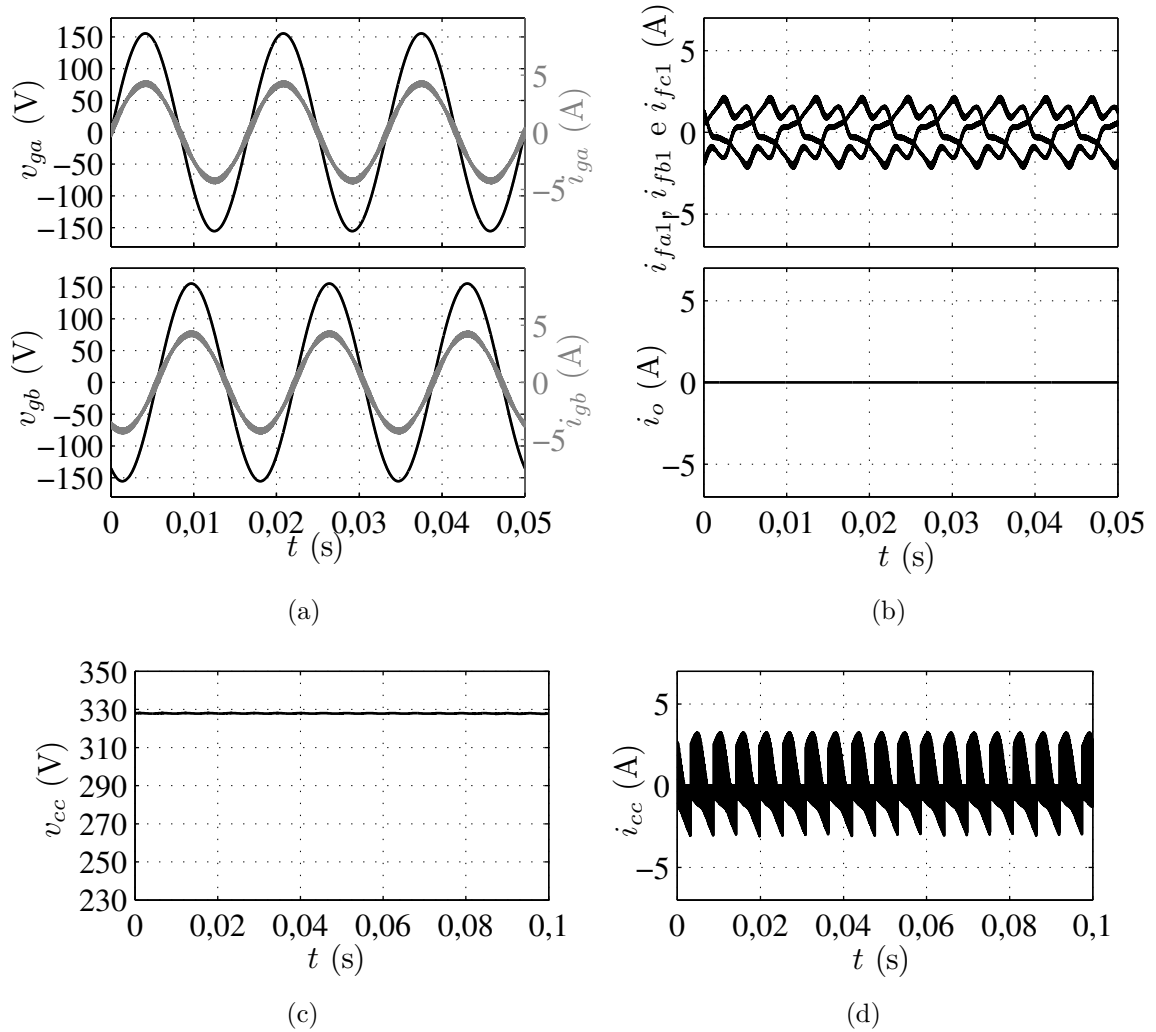


Figura 3.9 – Resultado de simulação da Conf. P1B-3f, com uma portadora PWM. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes do conversor 1 (i_{fa1} e i_{fb1}) e a corrente de circulação (i_o). (c) Tensão do barramento CC do conversor (v_{cc}). (d) Corrente do barramento CC do conversor (i_{cc}).

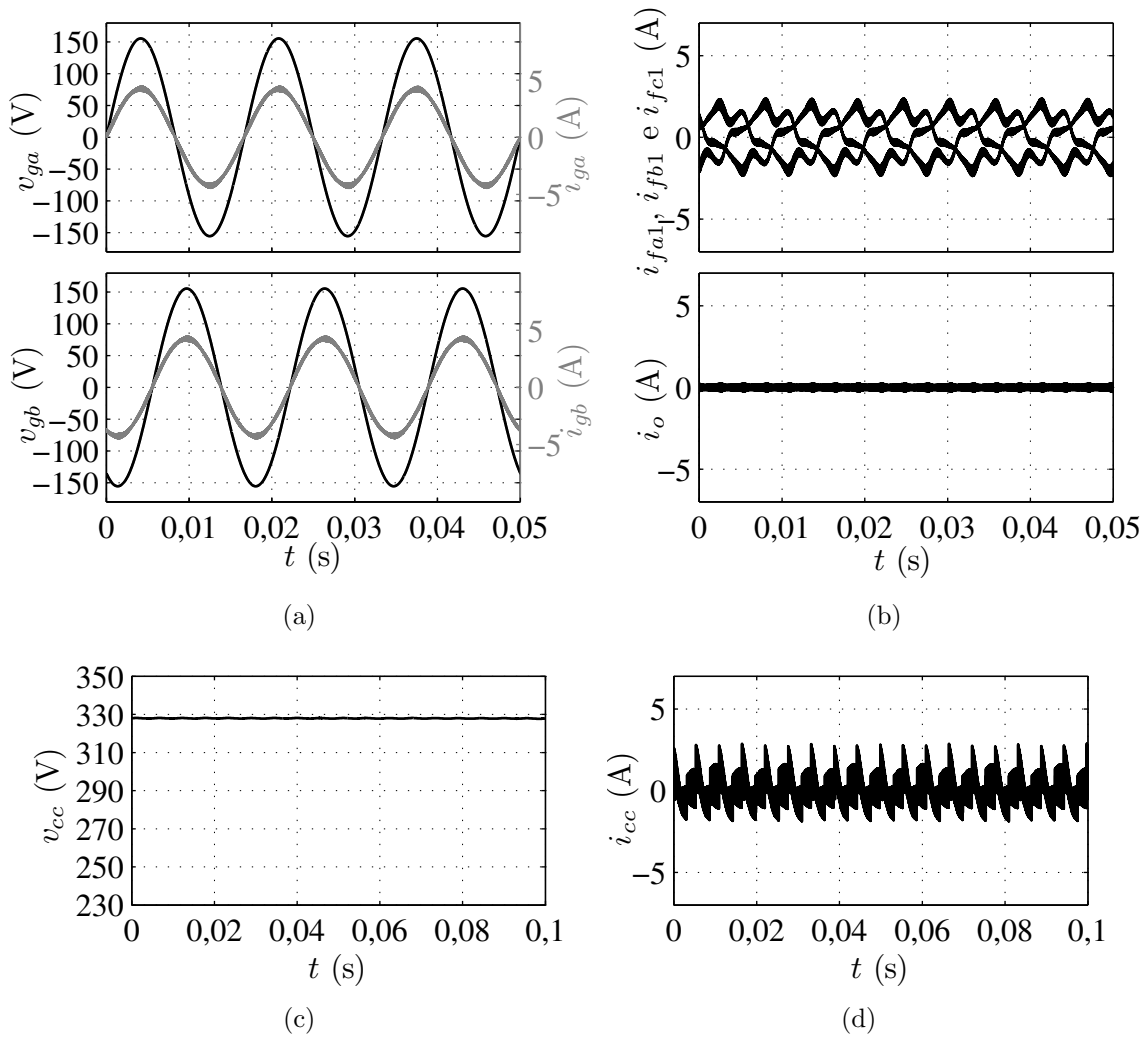


Figura 3.10 – Resultado de simulação da Conf. P1B-3f, com duas portadoras PWM. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes do conversor 1 (i_{fa1} , i_{fb1} e i_{fc1}) e corrente de circulação (i_o). (c) Tensão do barramento CC (v_{cc}). (d) Corrente do barramento CC (i_{cc}).

3.5.2 Resultados Experimentais

São apresentados, nas Figuras 3.11, 3.12, 3.13, 3.14 e 3.15, os resultados experimentais da Conf. P1B-3f, utilizando uma e duas portadoras PWM. As medições experimentais realizadas foram: tensão e corrente da rede (v_{ga} e i_{ga}) correntes do FAP (i_{fa1} e i_{fa2}) e a tensão do barramento CC (v_{cc}).

Na Figura 3.11 é mostrado o sincronismo da corrente da rede com a tensão de alimentação. São apresentados os resultados para uma e duas portadoras PWM. Nota-se, uma redução da oscilação de alta frequência nas correntes da rede, ao se utilizar duas portadoras.

As correntes injetadas pelos FAPs (i_{fa1} e i_{fa2}), utilizando uma e duas portadoras PWM, são mostradas nas Figuras 3.12 e 3.13, respectivamente. Observa-se destes resultados a divisão do fluxo de potência entre os conversores. Isto é, as correntes nos conversores da Conf. P1B-3f são metade da topologia convencional. Observa-se que ao se utilizar uma portadora os *ripples* das correntes i_{fa1} e i_{fa2} somam-se, refletindo na corrente da rede. Já, ao se utilizar duas portadoras PWM, tem-se cancelamento do *ripple* ao somar as correntes do FAP.

A tensão do barramento CC, para uma e duas portadoras PWM, são mostradas na Figura 3.14. Notam-se as tensões do barramento devidamente controladas no valor de referência.

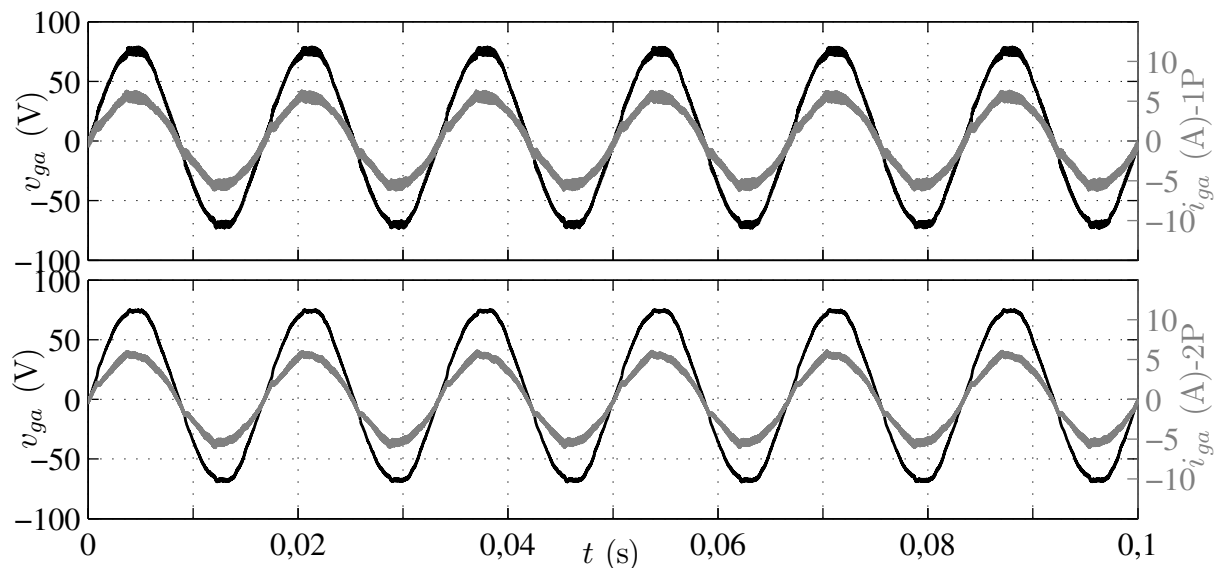


Figura 3.11 – Resultado experimental da Conf. P1B-3f. Tensão (v_{ga}) e corrente (i_{ga}) para uma (1P) e duas (2P) portadoras PWM.

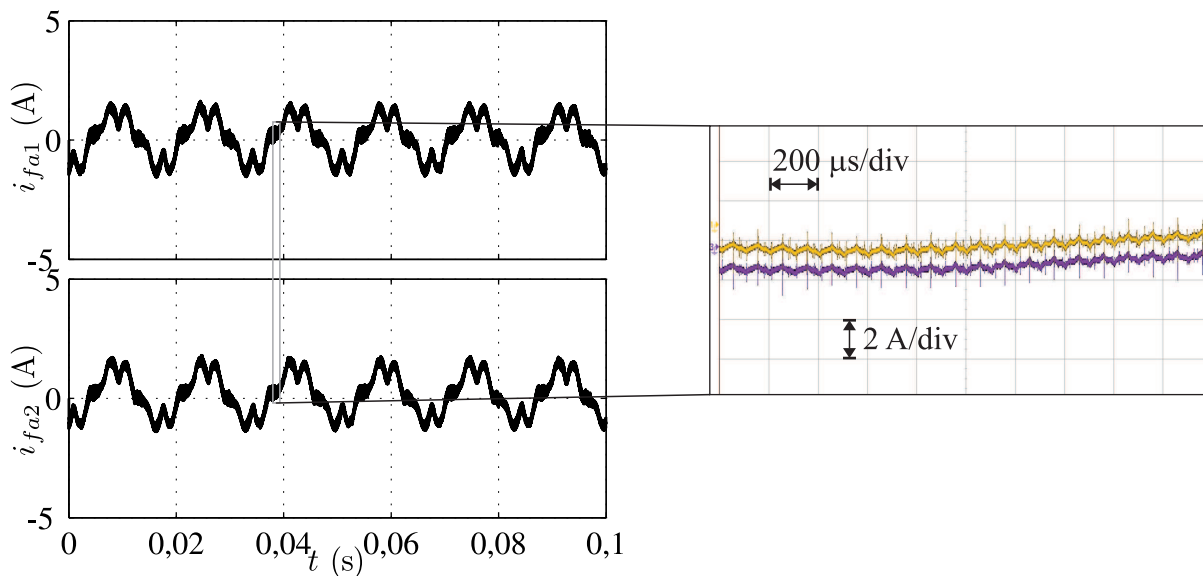


Figura 3.12 – Resultado experimental da Conf. P1B-3f. Correntes do FAP (i_{fa1} e i_{fa2}) utilizando 1P, com detalhamento do *ripple*.

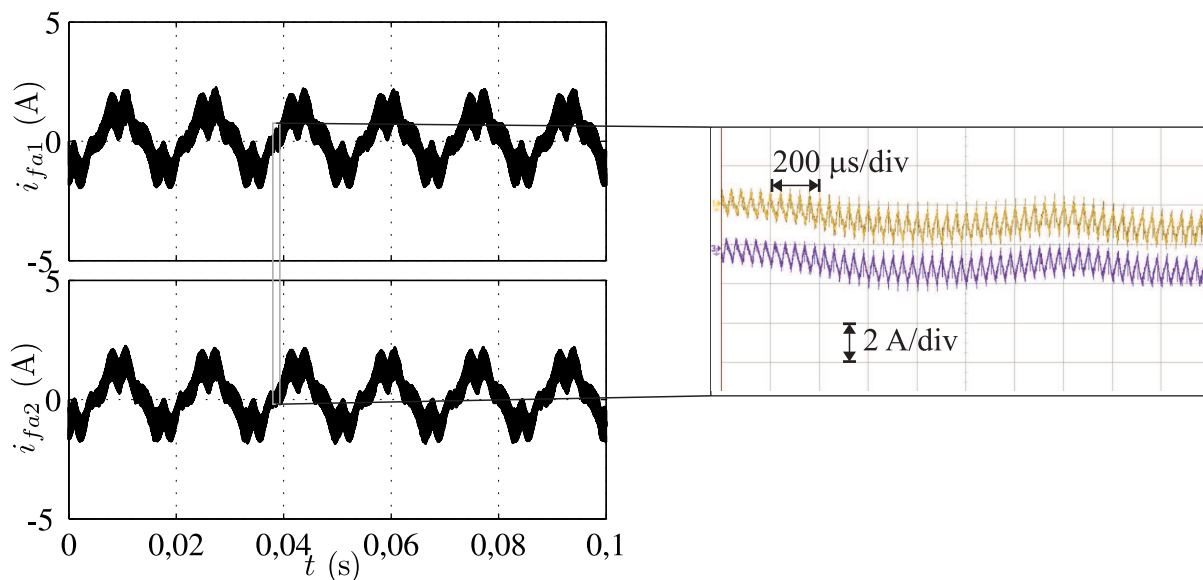


Figura 3.13 – Resultado experimental da Conf. P1B-3f. Correntes do FAP (i_{fa1} e i_{fa2}) utilizando 2P, com detalhamento do *ripple*.

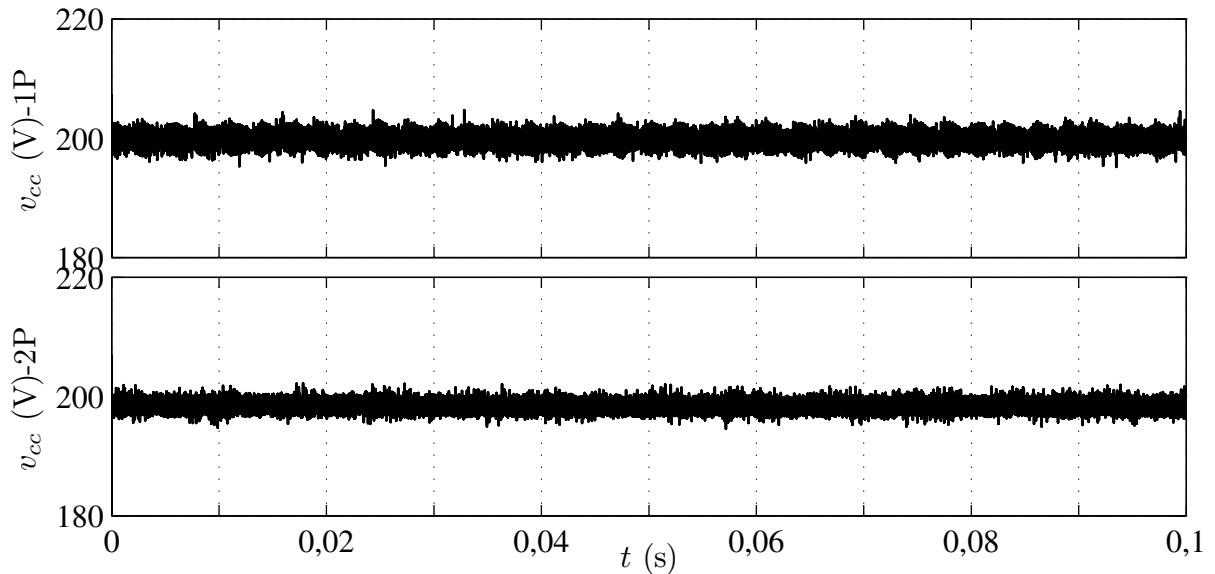


Figura 3.14 – Resultado experimental da Conf. P1B-3f. Tensão do barramento CC v_{cc} para 1P e 2P.

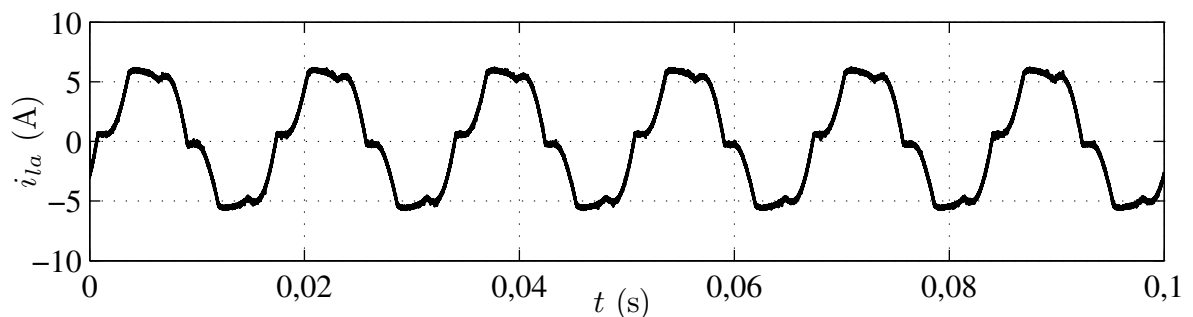


Figura 3.15 – Resultado experimental da Conf. P1B-3f. Corrente de uma das fases da carga (i_{la}).

3.6 Conclusões

Neste capítulo, estudou-se a associação em paralelo de conversores atuando como FAPs em derivação com barramentos individuais por conversor e compartilhando um único barramento, mostradas nas Figuras 3.1(a) e 3.1(b), respectivamente.

Para essas topologias foram desenvolvidas: as equações do modelo, a estratégia PWM e estratégias de controle. E foram apresentados resultados de simulação e experimentais.

Para os modelos é considerado o sistema equilibrado, tendo em vista que qualquer desbalanceamento pode ser vista como uma perturbação a ser compensada pelo controlador. A partir do modelo dinâmico, é desenvolvida a estratégia PWM, mostrando técnicas de aplicação de portadoras PWM. Estas vão se mostrar úteis na redução da distorção harmônica.

As topologias apresentadas neste capítulo são comparadas, em capítulos seguintes, com a Conf. C-3f em aspectos como distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores e no barramento CC.

60 ASSOCIAÇÃO EM PARALELO DE FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA EM DERIVAÇÃO A TRÊS FIOS

Em decorrência do estudo realizado neste capítulo tem-se uma publicação em revista (FABRICIO, 2013).

Capítulo 4

Associações em Paralelo de Filtros Ativos de Potência em Derivação a Quatro Fios

4.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentadas duas topologias de FAP em derivação a quatro fios. Estas são compostas por associações de conversores de quatro braços e diferenciam-se por uma delas apresentar dois barramentos CC, denominada Conf. P2B-4f [Figura 4.1(a)] e a outra topologia compartilhar um único barramento, denominada de Conf. P1B-4f [Figura 4.1(c)].

Estas topologias são estudadas com o objetivo de suprir reativos e harmônica de cargas trifásicas a quatro fios ou de um conjunto de cargas monofásicas, dividindo o fluxo de potência igualmente entre os conversores que compõem o FAP.

As topologias a quatro fios com conversores associados em paralelo apresentam vantagens frente à Conf. C-4f em aspectos como: perdas em semicondutores, em componentes passivos e redução da distorção harmônica nas correntes da rede, além de permitir o desligamento de braços de fases que estejam processando baixa potência, isto ocorre em sistemas desequilibrados que possuam fases com baixo teor de distorção harmônicas ou reativos. Estes aspectos são discutidos nos capítulos seguintes.

São desenvolvidos: i) os modelos dinâmicos dos sistema; ii) estratégias PWM e técnicas de interleaved; iii) estratégias de controle para garantir uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão da rede e também regulação das tensões dos barramentos CC. Apresentam-se também resultados de simulação e experimentais.

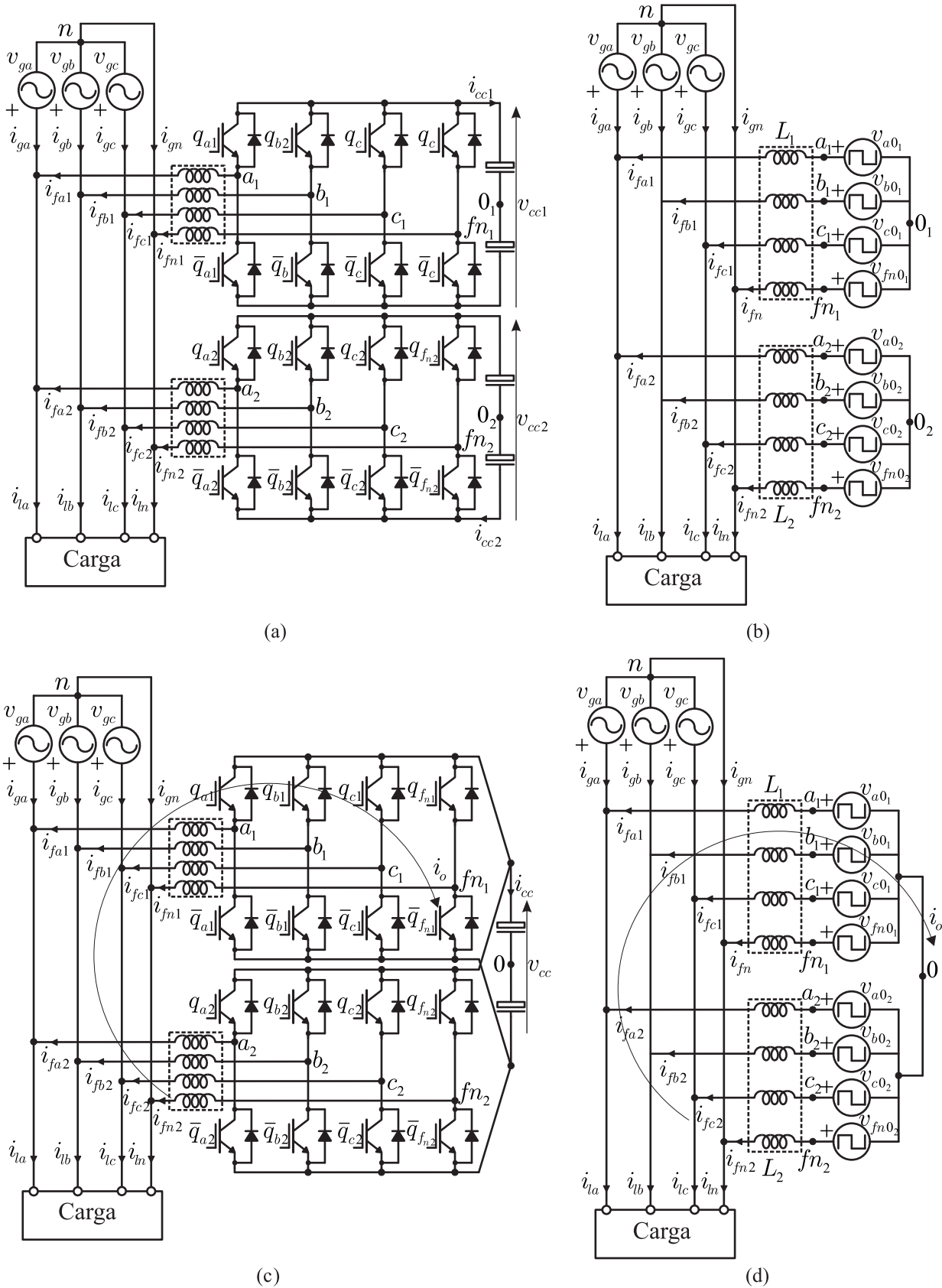


Figura 4.1 – FAPs em derivação a quatro fios com conversores associados em paralelo. (a) FAP com barramentos independentes (Conf. P2B-4f). (b) Modelo ideal da Conf. P2B-4f. (c) FAP com barramento único (Conf. P1B-4f). (d) Modelo ideal da Conf. P1B-4f.

4.2 Modelo do Sistema

São apresentados os modelos das Conf. F2B-4f e Conf. F1B-4f. Estes são obtidos a partir dos circuitos ideais, mostrados nas Figuras 4.1(b) e 4.1(d), respectivamente.

As Conf. P2B-4f e Conf. P1B-4f são compostas por dois conversores de quatro braços, uma carga não linear trifásica, oito filtros indutivos, sendo quatro deles representados por L_1 e os outros quatro por L_2 , e dois barramentos CC para a Conf. P2B-4f e um barramento CC para a Conf. P1B-4f. O conversor 1 é formado pelas chaves q_{a1} , \bar{q}_{a1} , q_{b1} , \bar{q}_{b1} , q_{c1} , \bar{q}_{c1} , q_{n1} e \bar{q}_{n1} e o conversor 2 é composto por q_{a2} , \bar{q}_{a2} , q_{b2} , \bar{q}_{b2} , q_{c2} , \bar{q}_{c2} , q_{n2} e \bar{q}_{n2} .

Para estas topologias considerou-se as impedâncias de cada conversor balanceadas, as impedâncias da rede nulas e as correntes da carga fontes ideais.

4.2.1 Configuração P2B-4f

O modelo da Conf. P2B-4f, mostrado na Figura 4.1(b), é apresentado a seguir.

- Tensões de malha do sistema:

$$v_{ga} + z_1 i_{fa1} - v_{a1} = 0 \quad (4.1)$$

$$v_{gb} + z_1 i_{fb1} - v_{b1} = 0 \quad (4.2)$$

$$v_{gc} + z_1 i_{fc1} - v_{c1} = 0 \quad (4.3)$$

$$z_1 i_{fn1} - v_{fn1} = 0 \quad (4.4)$$

$$v_{ga} + z_2 i_{fa2} - v_{a2} = 0 \quad (4.5)$$

$$v_{gb} + z_2 i_{fb2} - v_{b2} = 0 \quad (4.6)$$

$$v_{gc} + z_2 i_{fc2} - v_{c2} = 0 \quad (4.7)$$

$$z_2 i_{fn2} - v_{fn2} = 0 \quad (4.8)$$

- Correntes dos nós do sistema:

$$i_{ga} = i_{la} - i_{fa1} - i_{fa2} \quad (4.9)$$

$$i_{gb} = i_{lb} - i_{fb1} - i_{fb2} \quad (4.10)$$

$$i_{gc} = i_{lc} - i_{fc1} - i_{fc2} \quad (4.11)$$

$$i_{gn} = i_{ln} - i_{fn1} - i_{fn2}, \quad (4.12)$$

$$\sum_{k=a,b,c,n} i_{fk1} = \sum_{k=a,b,c,n} i_{fk2} = \sum_{k=a,b,c,n} i_{gk} = \sum_{k=a,b,c,n} i_{lk} = 0 \quad (4.13)$$

sendo

$$v_{a1} = v_{a0_1} - v_{n0_1} \quad (4.14)$$

$$v_{b1} = v_{b0_1} - v_{n0_1} \quad (4.15)$$

$$v_{c1} = v_{c0_1} - v_{n0_1} \quad (4.16)$$

$$v_{fn1} = v_{fn0_1} - v_{n0_1} \quad (4.17)$$

$$v_{a2} = v_{a0_2} - v_{n0_2} \quad (4.18)$$

$$v_{b2} = v_{b0_2} - v_{n0_2} \quad (4.19)$$

$$v_{c2} = v_{c0_2} - v_{n0_2} \quad (4.20)$$

$$v_{fn2} = v_{fn0_2} - v_{n0_2} \quad (4.21)$$

e v_{ga} , v_{gb} e v_{gc} são as tensões da alimentação trifásica do sistema, $k = a, b, c$, $z_1 = r_1 + l_1 p$, $z_2 = r_2 + l_2 p$, r_1 , r_2 , l_1 e l_2 são, respectivamente, resistência e indutâncias dos filtros indutivos (L_1 e L_2), $p = d/dt$, $v_{k_1 0_1}$ e $v_{k_2 0_2}$ são as tensões de polo dos conversores, v_{n0_1} e v_{n0_2} são as tensões do neutro da rede elétrica (n) até o ponto médio dos barramentos CC (0_1 e 0_2 , respectivamente). As tensões v_{n0_1} e v_{n0_2} são definidas por

$$v_{n0_1} = \frac{v_{a1 0_1} + v_{b1 0_1} + v_{c1 0_1} + v_{fn1 0_1}}{4} \quad (4.22)$$

$$v_{n0_2} = \frac{v_{a2 0_2} + v_{b2 0_2} + v_{c2 0_2} + v_{fn2 0_2}}{4}. \quad (4.23)$$

Note que, das oito equações (4.1)-(4.8), apenas seis são linearmente independentes. A partir das equações (4.1)-(4.12), obtém-se o modelo externo dado por

$$v_{gk} = \frac{v_{k1} + v_{k2}}{2} - \frac{i_{lk} z_2}{2} + \frac{i_{gk} z_2}{2} - \frac{(z_1 - z_2) i_{fk1}}{2} \quad (4.24)$$

Para o sistema equilibrado em que $z_1 = z_2 = z_f$, obtém-se

$$v_{gk} = \frac{v_{k1} + v_{k2}}{2} - \frac{i_{lk} z_f}{2} + \frac{i_{gk} z_f}{2} \quad (4.25)$$

4.2.2 Configuração P1B-4f

O modelo da Conf. P1B-4f, obtido pelo modelo ideal mostrado na Figura 4.1(d), é definido pelas equações (4.1)-(4.8). Entretanto, neste caso, as correntes dos nós e as tensões de polo são expressas por

$$\sum_{k=a,b,c,n} (i_{fk1} + i_{fk2}) = \sum_{k=a,b,c,n} i_{gk} = \sum_{k=a,b,c,n} i_{lk} = 0 \quad (4.26)$$

$$v_{a1} = v_{a10} - v_{n0} \quad (4.27)$$

$$v_{b1} = v_{b10} - v_{n0} \quad (4.28)$$

$$v_{c1} = v_{c10} - v_{n0} \quad (4.29)$$

$$v_{fn1} = v_{fn10} - v_{n0} \quad (4.30)$$

$$v_{a2} = v_{a20} - v_{n0} \quad (4.31)$$

$$v_{b2} = v_{b20} - v_{n0} \quad (4.32)$$

$$v_{c2} = v_{c20} - v_{n0} \quad (4.33)$$

$$v_{fn2} = v_{fn20} - v_{n0} \quad (4.34)$$

$$(4.35)$$

em que v_{a10} , v_{b10} , v_{c10} , v_{fn10} , v_{a20} , v_{b20} , v_{c20} e v_{fn20} são as tensões de polo dos conversores e v_{n0} é a tensão do neutro da rede elétrica (n) até o ponto médio do barramento CC, sendo definida por

$$v_{n0} = \frac{v_{a10} + v_{b10} + v_{c10} + v_{fn10} + v_{a20} + v_{b20} + v_{c20} + v_{fn20}}{8} \quad (4.36)$$

As equações das malhas de circulação do circuito são dadas por

$$v_{a10} - v_{a20} = i_{fa1}z_1 - i_{fa2}z_2 \quad (4.37)$$

$$v_{b10} - v_{b20} = i_{fb1}z_1 - i_{fb2}z_2 \quad (4.38)$$

$$v_{c10} - v_{c20} = i_{fc1}z_1 - i_{fc2}z_2 \quad (4.39)$$

$$v_{fn10} - v_{fn20} = i_{fn1}z_1 - i_{fn2}z_2 \quad (4.40)$$

Somando-se as equações (4.37)-(4.40), obtém-se

$$v_o = -i_o(z_1 + z_2) \quad (4.41)$$

sendo v_o a tensão de controle da corrente de circulação, dada por

$$v_o = v_{a10} + v_{b10} + v_{c10} + v_{fn10} - v_{a20} - v_{b20} - v_{c20} - v_{fn20} \quad (4.42)$$

e a corrente de circulação i_o é definida por

$$i_o = -i_{fa1} - i_{fb1} - i_{fc1} - i_{fn1} = i_{fa2} + i_{fb2} + i_{fc2} + i_{fn2} \quad (4.43)$$

4.3 Estratégia PWM

4.3.1 Configuração P2B-4f

As tensões de polo do conversor 1 (v_{a10_1} , v_{b10_1} , v_{c10_1} e v_{fn10_1}) e do conversor 2 (v_{a20_2} , v_{b20_2} , v_{c20_2} e v_{fn20_2}), dependem dos estados de condução das chaves, ou seja

$$v_{a10_1} = (2s_{a1} - 1) \frac{v_{cc1}}{2} \quad (4.44)$$

$$v_{b10_1} = (2s_{b1} - 1) \frac{v_{cc1}}{2} \quad (4.45)$$

$$v_{c10_1} = (2s_{c1} - 1) \frac{v_{cc1}}{2} \quad (4.46)$$

$$v_{fn10_1} = (2s_{n1} - 1) \frac{v_{cc1}}{2} \quad (4.47)$$

$$v_{a20_2} = (2s_{a2} - 1) \frac{v_{cc2}}{2} \quad (4.48)$$

$$v_{b20_2} = (2s_{b2} - 1) \frac{v_{cc2}}{2} \quad (4.49)$$

$$v_{c20_2} = (2s_{c2} - 1) \frac{v_{cc2}}{2} \quad (4.50)$$

$$v_{fn20_2} = (2s_{n2} - 1) \frac{v_{cc2}}{2}, \quad (4.51)$$

em que v_{cc1} e v_{cc2} são as tensões dos barramentos CC de cada conversor, s_{a1} , s_{b1} , s_{c1} , s_{n1} , s_{a2} , s_{b2} , s_{c2} e s_{n2} são os estados de condução das chaves de cada braço.

As tensões v_{abc1}^* (v_{a1}^* , v_{b1}^* e v_{c1}^*) e v_{abc2}^* (v_{a2}^* , v_{b2}^* e v_{c2}^*) são as tensões de referência fornecidas pelos controladores de corrente dos conversores 1 e 2, respectivamente.

Pelas equações do circuito, pode-se escrever as tensões de referência dos filtros, como

$$v_{a1}^* = v_{a10_1}^* - v_{n0_1}^* \quad (4.52)$$

$$v_{b1}^* = v_{b10_1}^* - v_{n0_1}^* \quad (4.53)$$

$$v_{c1}^* = v_{c10_1}^* - v_{n0_1}^* \quad (4.54)$$

$$v_{a2}^* = v_{a20_2}^* - v_{n0_2}^* \quad (4.55)$$

$$v_{b2}^* = v_{b20_2}^* - v_{n0_2}^* \quad (4.56)$$

$$v_{c2}^* = v_{c20_2}^* - v_{n0_2}^*. \quad (4.57)$$

As equações (4.52)-(4.57) não são suficientes para determinar todas as tensões de polo de referência (v_{a10_1} , v_{b10_1} , v_{c10_1} , v_{fn10_1} , v_{a20_2} , v_{b20_2} , v_{c20_2} e v_{fn20_2}). Portanto, é necessário introduzir duas variáveis auxiliares $v_{n0_1}^*$ e $v_{n0_2}^*$, definidas por

$$v_{n0_1}^* = \frac{v_{a10_1}^* + v_{b10_1}^* + v_{c10_1}^* + v_{fn10_1}^*}{4} \quad (4.58)$$

$$v_{n0_2}^* = \frac{v_{a20_2}^* + v_{b20_2}^* + v_{c20_2}^* + v_{fn20_2}^*}{4}. \quad (4.59)$$

As tensões de polo de referência podem ser obtidas pelas equações (4.52)-(4.59), resultando

$$v_{a_1 0_1}^* = v_{a_1}^* + v_{n 0_1}^* \quad (4.60)$$

$$v_{b_1 0_1}^* = v_{b_1}^* + v_{n 0_1}^* \quad (4.61)$$

$$v_{c_1 0_1}^* = v_{c_1}^* + v_{n 0_1}^* \quad (4.62)$$

$$v_{fn_1 0_1}^* = -v_{a_1}^* - v_{b_1}^* - v_{c_1}^* + v_{n 0_1}^* \quad (4.63)$$

$$v_{a_2 0_2}^* = v_{a_2}^* + v_{n 0_2}^* \quad (4.64)$$

$$v_{b_2 0_2}^* = v_{b_2}^* + v_{n 0_2}^* \quad (4.65)$$

$$v_{c_2 0_2}^* = v_{c_2}^* + v_{n 0_2}^* \quad (4.66)$$

$$v_{c_2 0_2}^* = -v_{a_2}^* - v_{b_2}^* - v_{c_2}^* + v_{n 0_2}^* \quad (4.67)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo de referência dependem das variáveis fornecidas pelos controladores e das tensões auxiliares ($v_{n 0_1}^*$ e $v_{n 0_2}^*$). Estas podem ser escolhidas de forma independente, desde que sejam respeitados os valores máximos e mínimos das tensões de polo, dadas nas equações (3.51)-(3.54), com $v_{1 \max}^* = \max |V_1^*|$, $v_{1 \min}^* = \min |V_1^*|$, $v_{2 \max}^* = \max |V_2^*|$, $v_{2 \min}^* = \min |V_2^*|$, com $V_1^* = \{v_{a_1}^*, v_{b_1}^*, v_{c_1}^*, -v_{a_1}^* - v_{b_1}^* - v_{c_1}^*\}$ e $V_2^* = \{v_{a_2}^*, v_{b_2}^*, v_{c_2}^*, -v_{a_2}^* - v_{b_2}^* - v_{c_2}^*\}$. As tensões auxiliares ($v_{n 0_1}^*$ e $v_{n 0_2}^*$) podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre (μ), como nas equações (3.55)-(3.56).

Como comentado anteriormente, os sinais de gatilho das chaves são obtidos pela comparação das tensões de polo de referência com o sinal da portadora PWM, podendo ser utilizadas uma ou duas portadoras PWM com a mesma amplitude e mesma frequência, defasadas entre si de 180° . Para as estruturas a quatro fios são utilizadas no máximo duas portadoras, pois não encontrou-se outra combinação de portadoras que apresentasse melhora na distorção harmônica da corrente da rede.

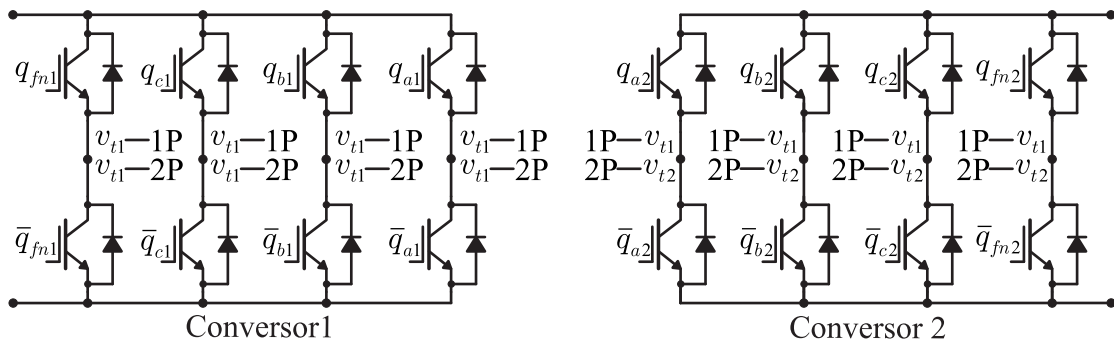


Figura 4.2 – Locais de aplicação das portadoras PWM, nas estruturas a quatro fios.

Na Figura 4.2, são mostrados os braços onde são aplicadas as portadoras PWM nos conversores 1 e 2 a depender da estratégia PWM a ser aplicada, utilizando uma (1P) ou duas (2P) portadoras PWM.

4.3.2 Configuração P1B-4f

As tensões de polo do conversor 1 (v_{a10} , v_{b10} , v_{c10} e v_{fn10}) e do conversor 2 (v_{a20} , v_{b20} , v_{c20} e v_{fn20}), dependem dos estados de condução das chaves, ou seja

$$v_{a10} = (2s_{a1} - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (4.68)$$

$$v_{b10} = (2s_{b1} - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (4.69)$$

$$v_{c10} = (2s_{c1} - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (4.70)$$

$$v_{fn10} = (2s_{fn1} - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (4.71)$$

$$v_{a20} = (2s_{a2} - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (4.72)$$

$$v_{b20} = (2s_{b2} - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (4.73)$$

$$v_{c20} = (2s_{c2} - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (4.74)$$

$$v_{fn20} = (2s_{fn2} - 1) \frac{v_{cc}}{2}, \quad (4.75)$$

em que v_{cc} é a tensão do barramento CC dos conversores.

As tensões de referência v_{a1}^* , v_{b1}^* , v_{c1}^* , v_{a2}^* , v_{b2}^* , v_{c2}^* e v_o^* são fornecidas pelos controladores, logo, pelas equações do circuito, pode-se escrever

$$v_{k_j}^* = v_{k_j0}^* - v_{n0}^* \quad (4.76)$$

$$v_o^* = v_{a10}^* + v_{b10}^* + v_{c10}^* + v_{fn10}^* - v_{a20}^* - v_{b20}^* - v_{c20}^* - v_{fn20}^*. \quad (4.77)$$

As equações (4.76)-(4.77) não são suficientes para determinar todas as tensões de polo de referência (v_{k10}^* e v_{k20}^*). Portanto, é necessário introduzir uma variável auxiliar v_{n0}^* , definida por

$$v_{n0}^* = \frac{1}{8} \sum_{k=a,b,c} (v_{k10}^* + v_{k20}^* + v_{fn10}^* + v_{fn20}^*). \quad (4.78)$$

A partir das equações (4.78) e (4.76)-(4.77), definem-se as tensões de polo de referência por

$$v_{k_j0}^* = v_{k_j}^* + v_{n0}^* \quad (4.79)$$

$$v_{fn10}^* = -v_{a1}^* - v_{b1}^* - v_{c1}^* + v_{n0}^* + \frac{v_o^*}{2} \quad (4.80)$$

$$v_{fn20}^* = -v_{a2}^* - v_{b2}^* - v_{c2}^* + v_{n0}^* - \frac{v_o^*}{2} \quad (4.81)$$

em que $j = 1$ ou 2 e $k = a, b, c$. Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das variáveis v_{a1}^* , v_{b1}^* , v_{a2}^* , v_{b2}^* e v_o^* , fornecidas pelo controlador, e também da tensão auxiliar v_{n0}^* . Esta pode ser escolhida de forma independente, desde que sejam

respeitados os valores máximos e mínimos das tensões de polo, dadas pelas equações (2.63)-(2.64) com $V^* = \{v_{a1}^*, v_{b1}^*, v_{c1}^*, -v_{a1}^* - v_{b1}^* - v_{c1}^* + \frac{v_o^*}{2}, v_{a2}^*, v_{b2}^*, v_{c2}^*, -v_{a2}^* - v_{b2}^* - v_{c2}^* - \frac{v_o^*}{2}\}$. A tensão auxiliar v_{n0}^* é escrita na equação (2.65), em que $0 \leq \mu \leq 1$.

4.4 Estratégia de Controle

4.4.1 Configuração P2B-4f

Na Figura 4.3, é apresentado o diagrama de controle da Conf. P2B-4f. Este diagrama assemelha-se ao diagrama da Conf. P2B-3f, diferenciando-se apenas por controlar mais duas correntes internas do FAP. Com isto, são controladas i_{fabc1} (i_{fa1} , i_{fb1} e i_{fc1}) e i_{fabc2} (i_{fa2} , i_{fb2} e i_{fc2})

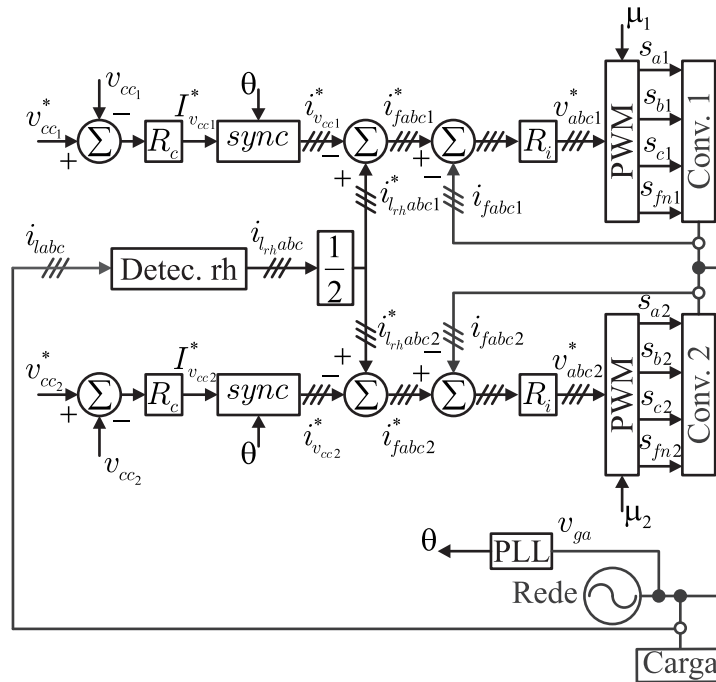


Figura 4.3 – Diagrama de blocos do controle da Conf. P2B-4f.

4.4.2 Configuração P1B-4f

Na Figura 4.3, é apresentado o diagrama de controle da Conf. P1B-4f. Já, este diagrama assemelha-se ao diagrama da Conf. P1B-3f, diferenciando-se também por controlar mais duas correntes internas do FAP.

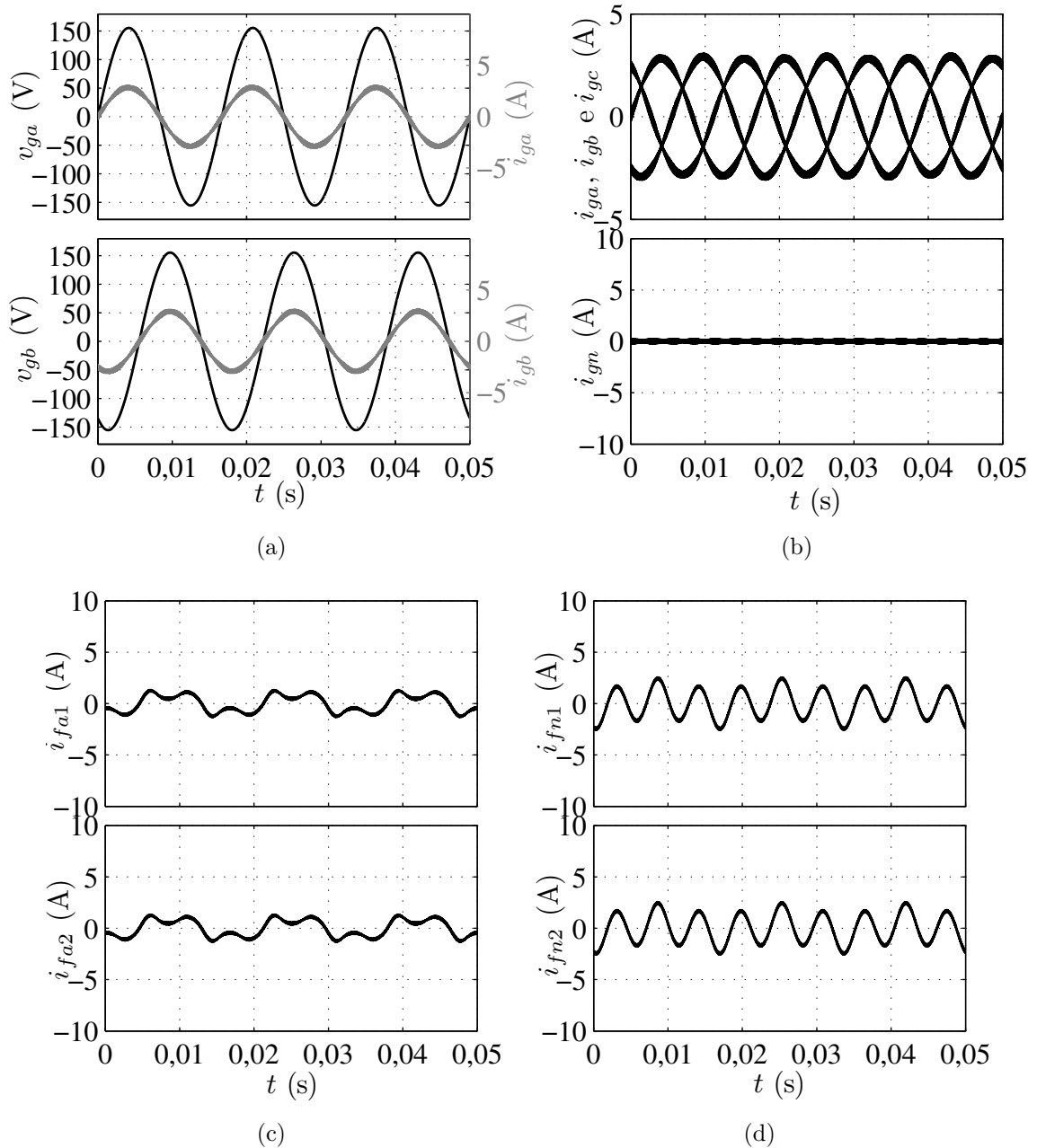


Figura 4.5 – Resultado de simulação da Conf. P2B-4f, com uma portadora. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes da rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) e i_{gn} . (c) Correntes de uma das fases dos conversores 1 e 2 (i_{fa1} e i_{fa2}). (d) Correntes dos conversores 1 e 2 (i_{fn1} e i_{fn2}).

- As correntes fornecidas pelo FAP são divididas entre os conversores [Figura 4.5(c)], reduzindo os níveis de corrente nos semicondutores e o *ripple* de corrente no barramento CC [Figura 4.6(a) e Figura 4.6(b)].
- As tensões dos barramentos dos conversores são reguladas no mesmo valor da tensão da Conf. C-4f [Figura 4.6(a) e Figura 4.6(b)]. Isto também é válido ao se utilizar duas portadoras PWM.

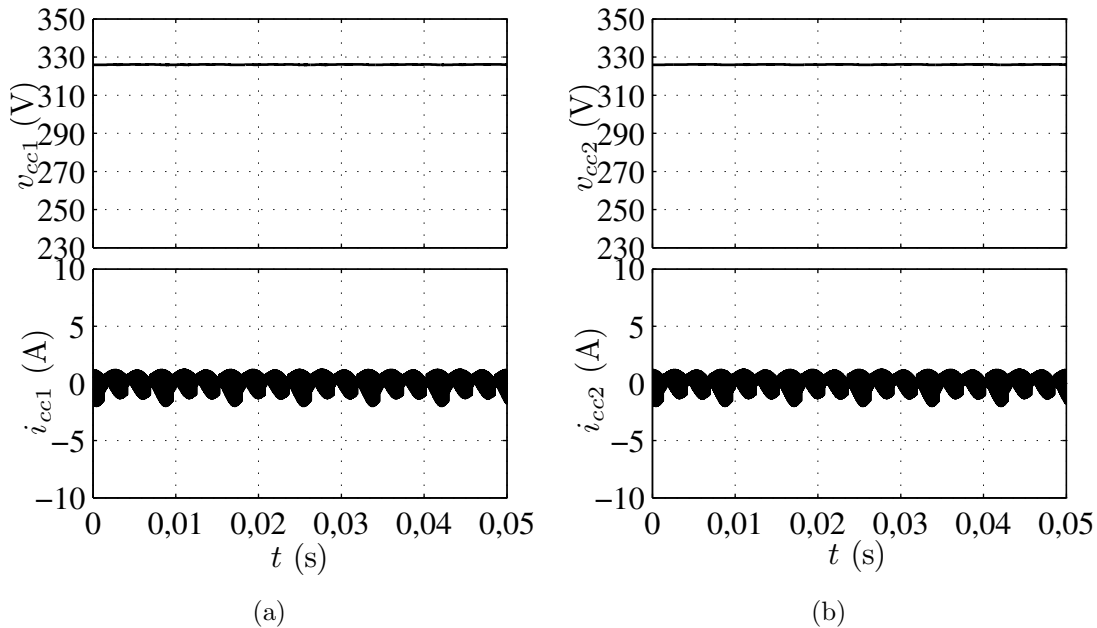


Figura 4.6 – Resultado de simulação da Conf. P2B-4f, com uma portadora. (a) Tensão e corrente do barramento CC do conversor 1 (v_{cc1} e i_{cc1}). (b) Tensão e corrente do barramento CC do conversor 2 (v_{cc2} e i_{cc2}).

- Duas Portadoras PWM e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$

Ao se utilizar duas portadoras PWM, obtêm-se os mesmos efeitos produzidos para a topologia a três fios. Isto é, comparando-se com a Conf. C-4f, tem-se:

- O *ripple* das correntes da rede é reduzido [Figura 4.7].
- As correntes do FAP não apresentam mudanças ao se alterar o número de portadoras PWM. Os conversores atuam de forma independente, não afetando um ao outro.

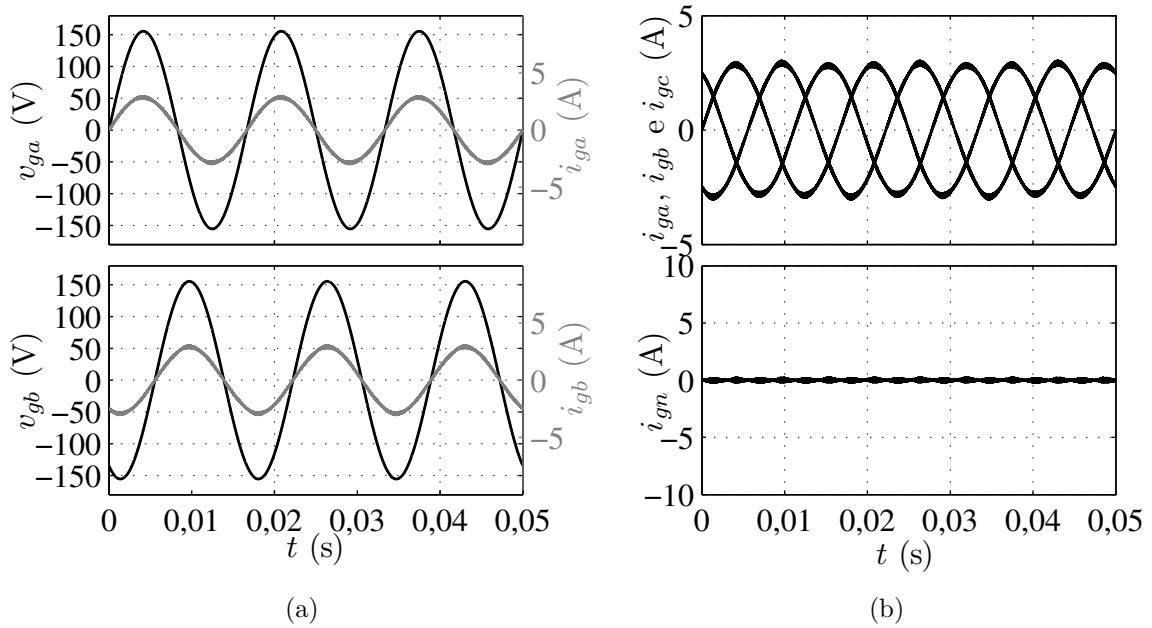


Figura 4.7 – Resultado de simulação da Conf. P2B-4f, com duas portadoras. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes da rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) e i_{gn} .

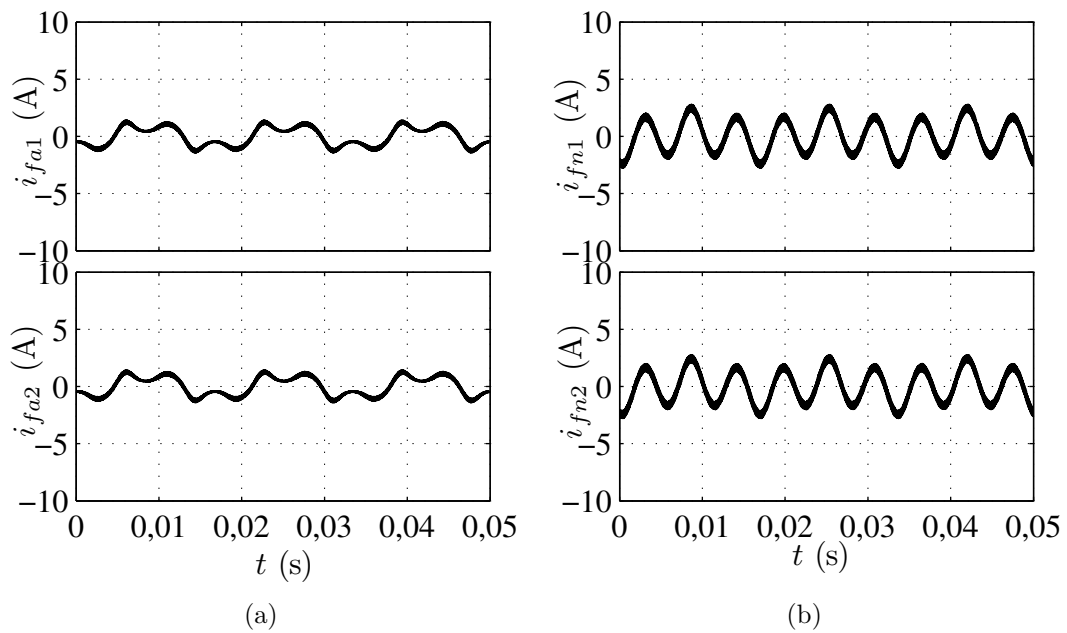


Figura 4.8 – Resultado de simulação da Conf. P2B-4f, com duas portadoras. (a) Correntes dos filtros (i_{fa1} e i_{fa2}). (b) Correntes dos filtros (i_{fn1} e i_{fn2}).

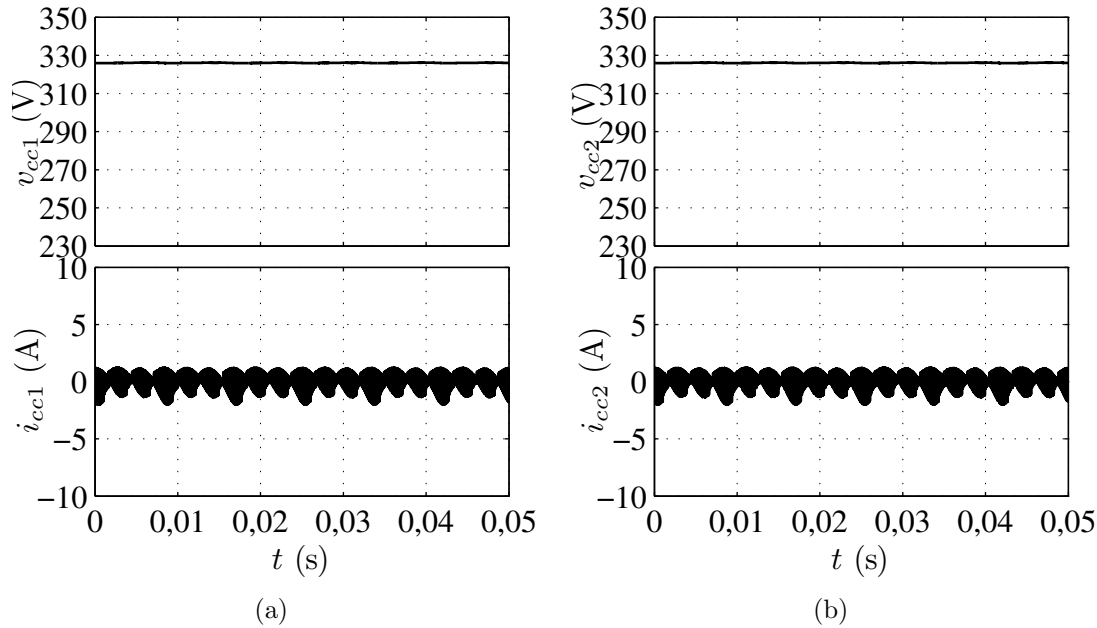


Figura 4.9 – Resultado de simulação da Conf. P2B-4f, com duas portadoras. (a) Tensão e corrente do barramento CC do conversor 1 (v_{cc1} e i_{cc1}). (b) Tensão e corrente do barramento CC do conversor 2 (v_{cc2} e i_{cc2}).

4.5.1.2 Configuração P1B-4f

São apresentados resultados de simulação da Conf. P1B-4f, para uma e duas portadoras PWM. As medições de simulação realizadas foram: tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} e i_{gn}) da rede trifásica, correntes do conversor 1 (i_{fa1} e i_{fn1}) e conversor 2 (i_{fa2} e i_{fn2}), tensão (v_{cc}) e corrente (i_{cc}) do barramento CC do FAP.

A Conf. P1B-4f realiza a mesma estratégia da Conf. P2B-4f. Isto é, divide a potência igualmente entre os conversores. O fato dessa topologia dividir um único barramento CC entre os conversores torna necessário o controle da corrente de circulação do sistema. Verifica-se a atuação do FAP ao observar as correntes da rede do sistema, senoidais e em fase com as tensões da rede [Figura 4.10(a)].

As análises da Conf. P1B-4f são semelhantes à da Conf. P1B-3f, como será visto a seguir.

- Uma Portadora PWM e $\mu = 0,5$

Comparando-se com a Conf. C-4f, tem-se:

- Ao utilizar uma portadora PWM, as correntes da rede [Figura 4.10(a)] assemelham-se com as correntes apresentadas para a Conf. C-4f.
- As correntes do FAP são reduzidas pela metade, assim como na Conf. P2B-4f, e é exigido o controle da corrente de circulação [Figura 4.12(a)].
- A tensão do barramento CC é controlada no mesmo valor da configuração convencional e o *ripple* da corrente no barramento CC permanece o mesmo [Figura

4.12(b)].

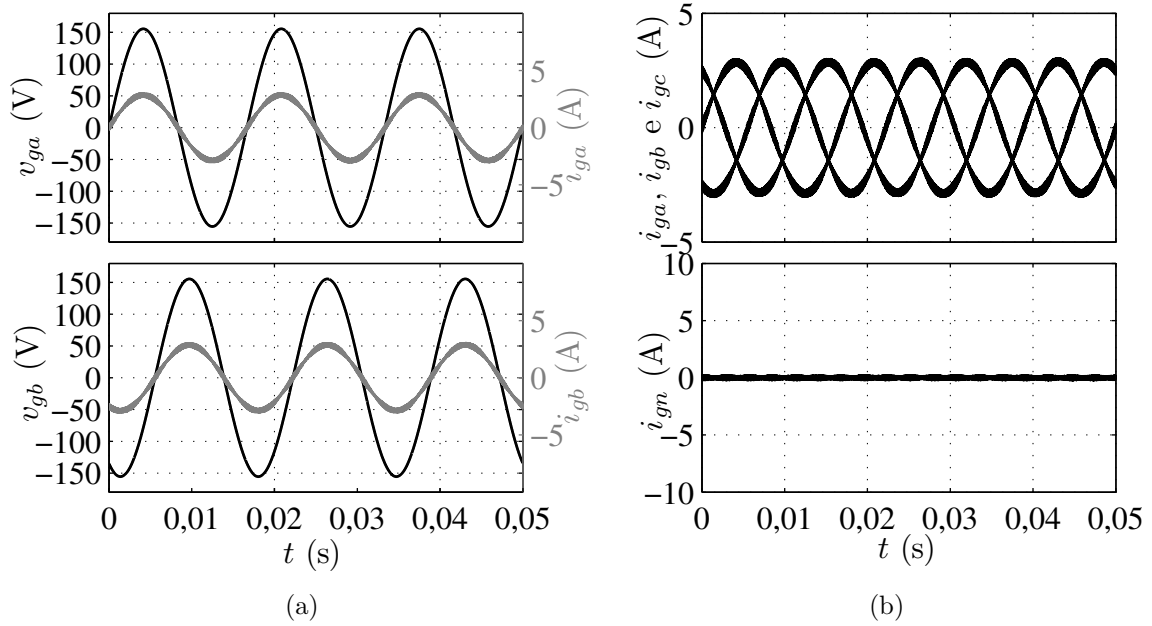


Figura 4.10 – Resultado de simulação da Conf. P1B-4f, com uma portadora PWM. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes da rede (i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} e i_{gn}).

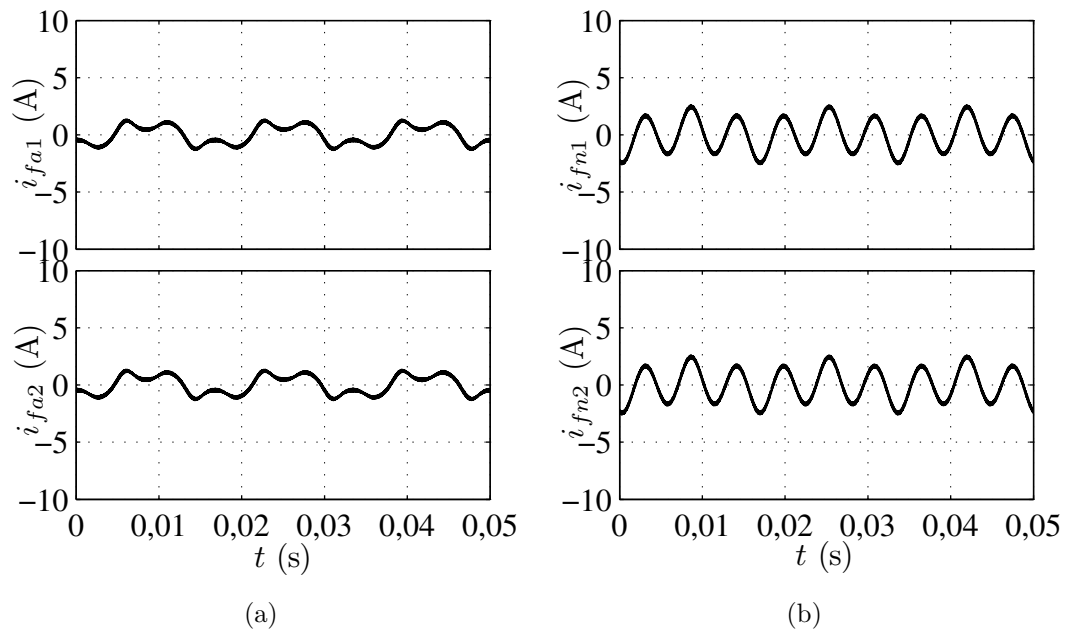


Figura 4.11 – Resultado de simulação da Conf. P1B-4f, com uma portadora PWM. (a) Correntes dos filtros (i_{fa1} e i_{fa2}). (b) Correntes dos conversores (i_{fn1} e i_{fn2}).

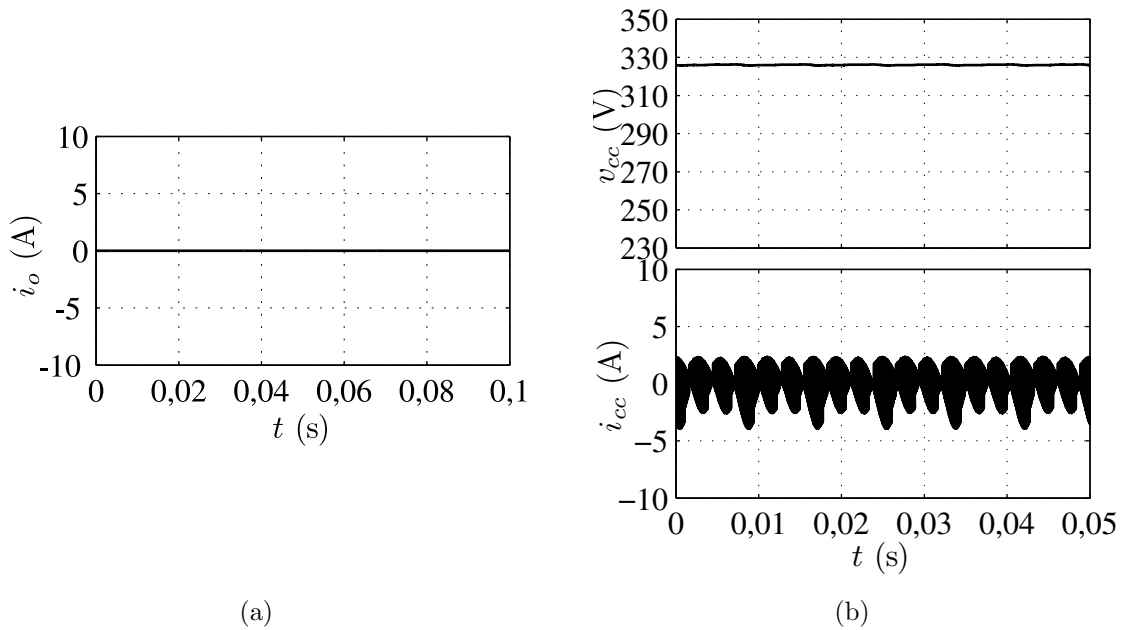


Figura 4.12 – Resultado de simulação da Conf. P1B-4f, com uma portadora PWM. (a) Corrente de circulação (i_o). (a) Tensão e corrente do barramento CC dos conversores (v_{cc} e i_{cc}).

- Duas Portadoras PWM e $\mu = 0,5$

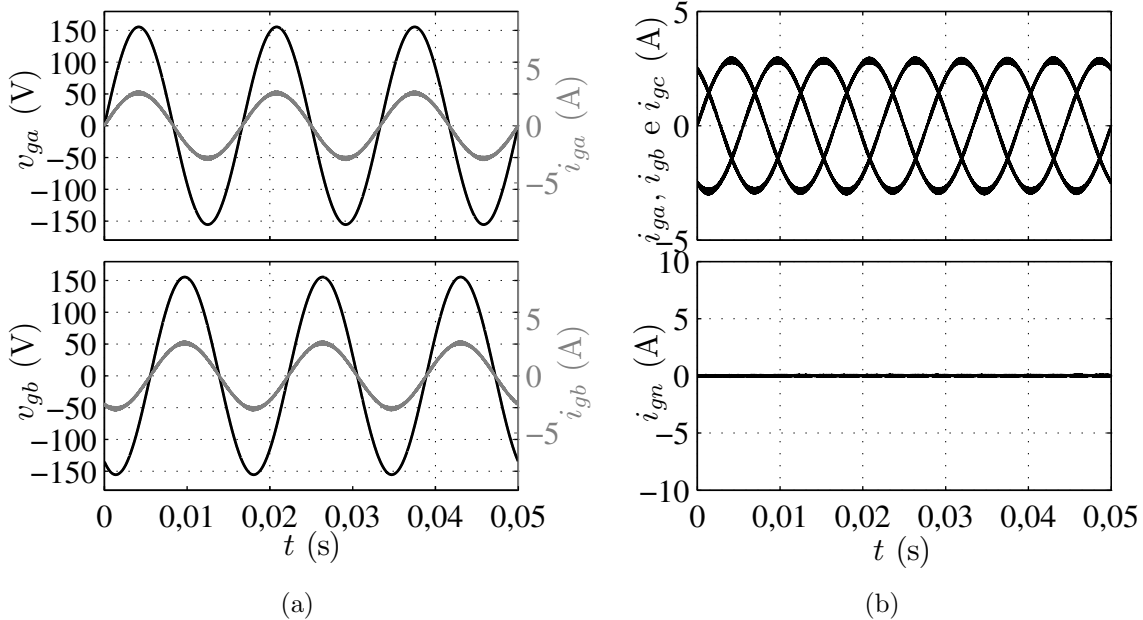


Figura 4.13 – Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com duas portadoras. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes da rede (i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} e i_{gn}).

Comparando-se com a mesma topologia, tem-se:

- Ao utilizar duas portadoras PWM, reduz-se o *ripple* das correntes da rede [Figura 4.13(a)].

– Nas correntes do FAP, observa-se o efeito contrário. Isto é, o *ripple* das correntes aumenta. Consequentemente isto afeta a corrente de circulação da mesma maneira [Figura 4.14(c)].

– A tensão do barramento CC é controlada no mesmo valor da configuração convencional e o *ripple* da corrente no barramento CC é reduzido [Figura 4.14(d)].

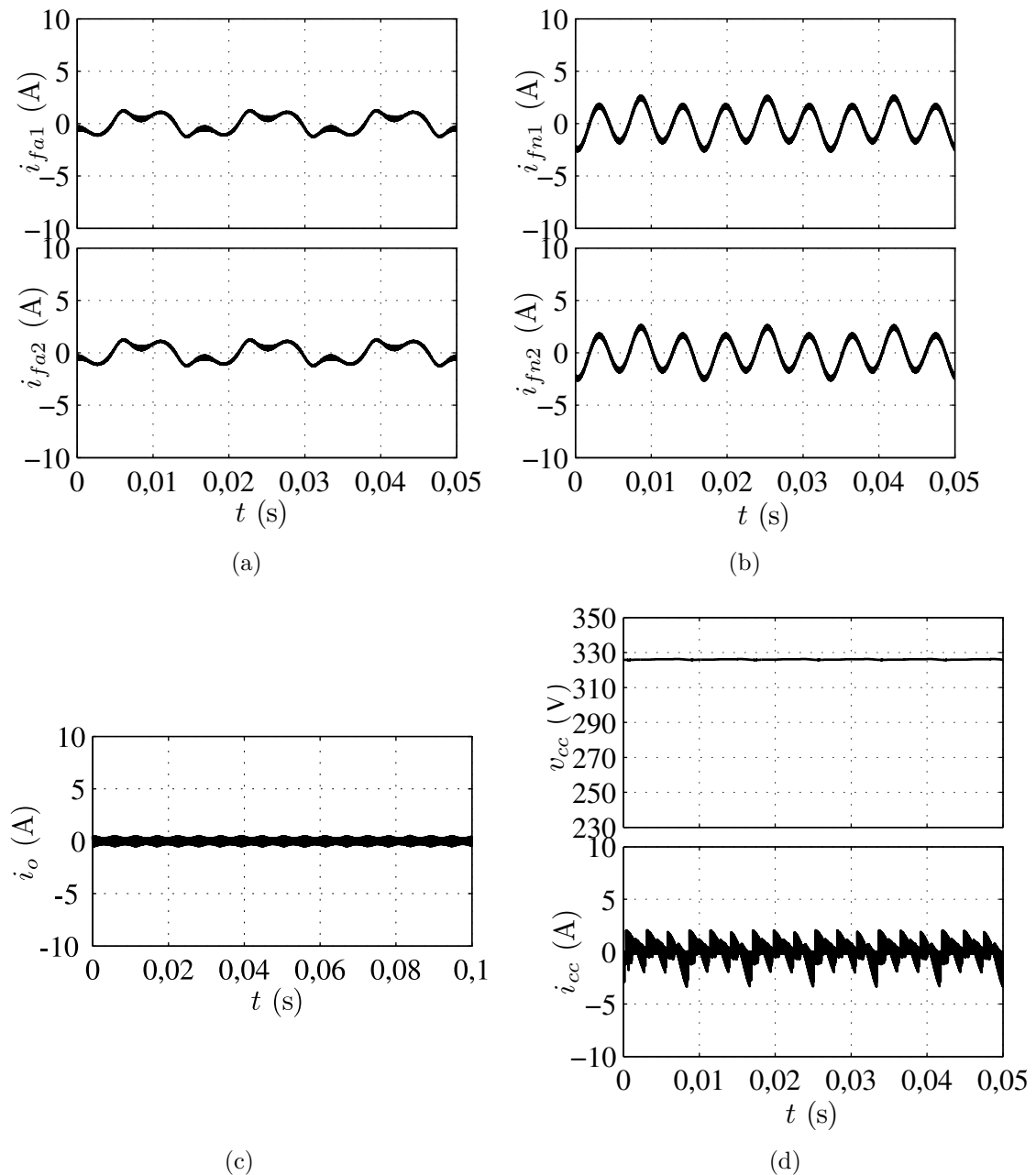


Figura 4.14 – Resultado de simulação da Conf. P1B-4f, com duas portadoras. (a) Correntes dos conversores (i_{fa1} e i_{fa2}). (b) Correntes dos conversores (i_{fn1} e i_{fn2}). (d) Tensão e corrente do barramento CC dos conversores (v_{cc} e i_{cc}).

4.5.2 Resultados Experimentais

São apresentados os resultados experimentais da Conf. P1B-4f utilizando uma [Figuras 4.15, 4.16, 4.17 e 4.21] ou duas [Figuras 4.19, 4.20 e 4.18] portadoras PWM. Foram realizadas medições das tensões e correntes da rede (v_{ga} , v_{gb} , i_{ga} e i_{gb}), das correntes das cargas monofásicas instaladas i_{labc} (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}), das correntes internas do FAP i_{fabc_1} (i_{fa_1} , i_{fb_1} e i_{fc_1}) e i_{fabc_2} (i_{fa_2} , i_{fb_2} e i_{fc_2}) e da tensão do barramento CC v_{cc} .

Observa-se o sincronismo das correntes da rede com as tensões de alimentação nas Figuras 4.15 e 4.19. O mesmo efeito de redução do *ripple* nas correntes da rede, ao utilizar-se duas portadoras, que foi observado na Conf. P1B-3f é notado na Conf. P1B-4f. Nestas figuras, observam-se distorções nas tensões da rede que existem devido à impedância interna da geração (fonte variável). Fonte esta que alimenta uma carga com elevada distorção harmônica, como pode ser vista na Figura 4.16. Este perfil de carga é encontrado em sistemas a quatro fios.

Observam-se as correntes injetadas pelos FAPs (i_{fabc_1} e i_{fabc_2}), utilizando uma e duas portadoras PWM, nas Figuras 4.17 e 4.20, respectivamente. Nota-se a divisão do fluxo de potência entre os conversores. Isto é, as correntes nos conversores da Conf. P1B-4f são metade da topologia convencional. Observa-se que ao se utilizar uma portadora o *ripple* das correntes i_{fa_1} e i_{fa_2} somam-se, refletindo na corrente da rede. Já, ao se utilizar duas portadoras PWM, tem-se o cancelamento do *ripple* ao somar as correntes do FAP. Efeito este, mostrados nestas figuras.

A tensão do barramento CC, para uma e duas portadoras PWM, são mostradas na Figura 4.18 e 4.21, respectivamente. Nota-se as tensões do barramento devidamente controladas no valor de referência.

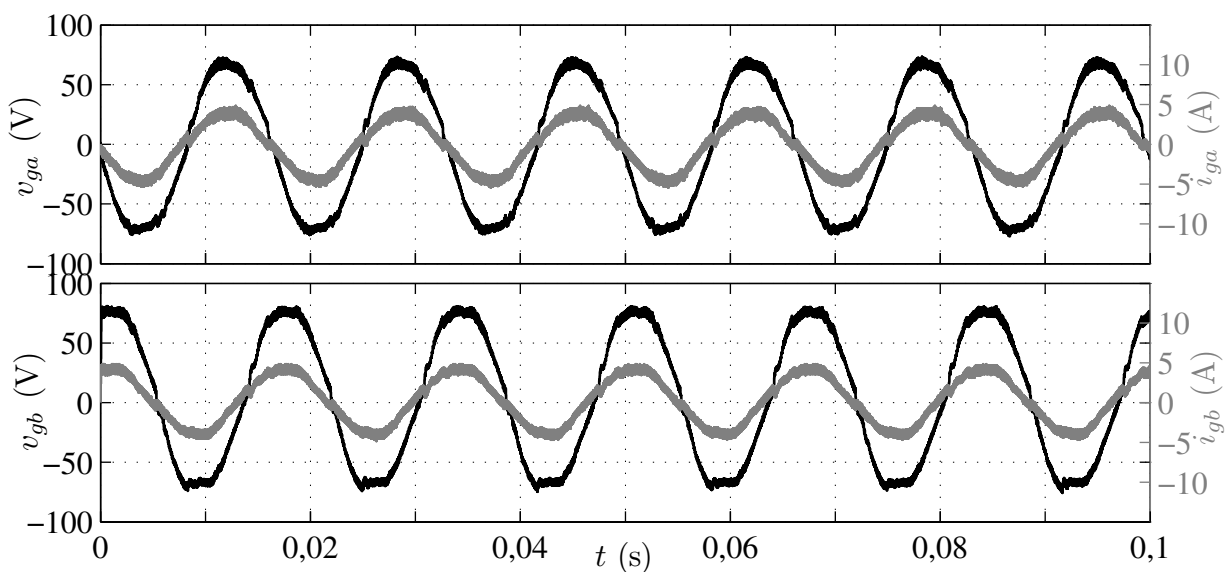


Figura 4.15 – Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e corrente (i_{ga} e i_{gb}) da rede, para uma portadoras PWM (1P).

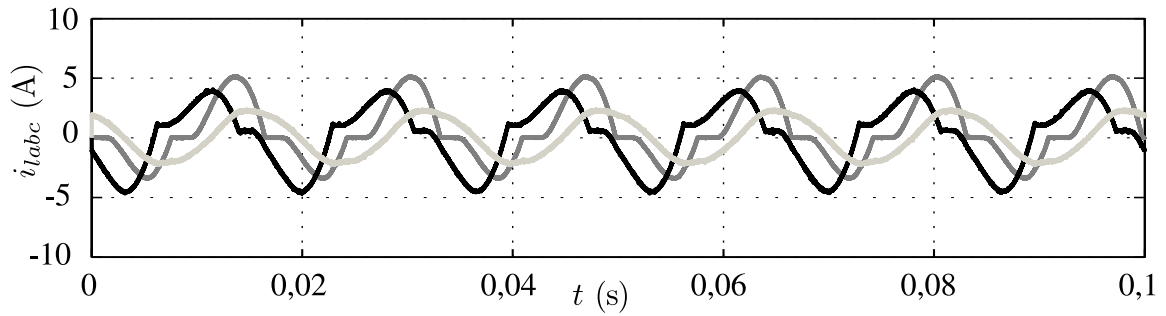


Figura 4.16 – Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Correntes da carga (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}).

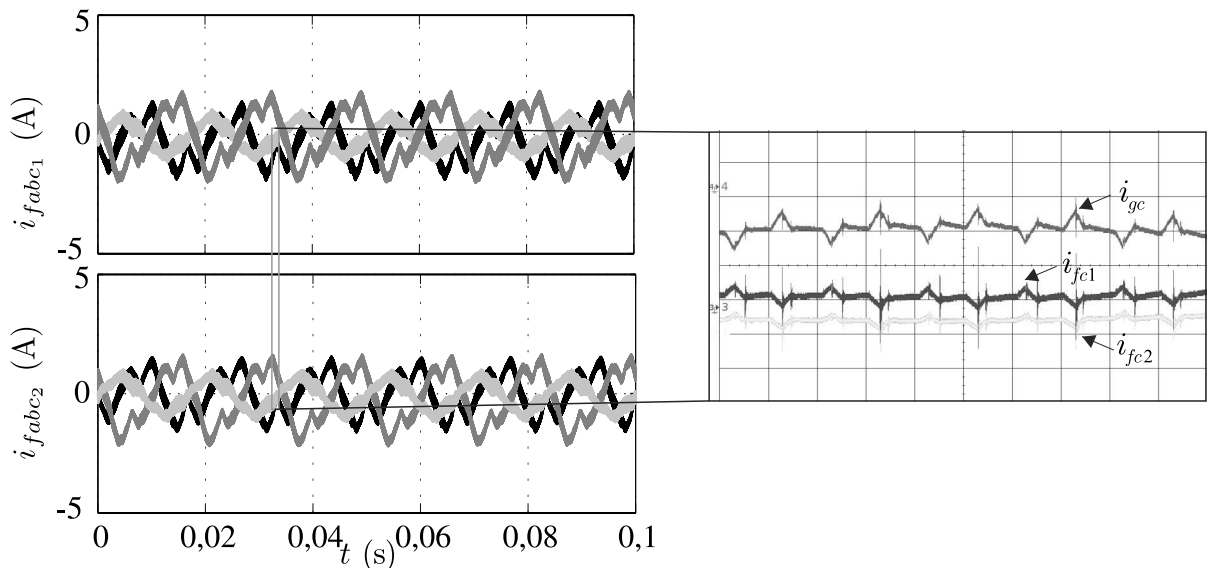


Figura 4.17 – Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Correntes do FAP (i_{fabc1} e i_{fabc2}) utilizando 1P, com detalhamento do *ripple*.

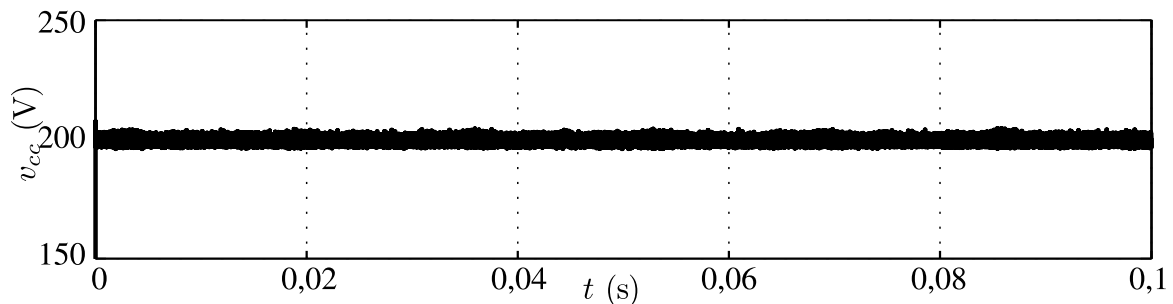


Figura 4.18 – Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Tensão do barramento CC v_{cc} para 1P.

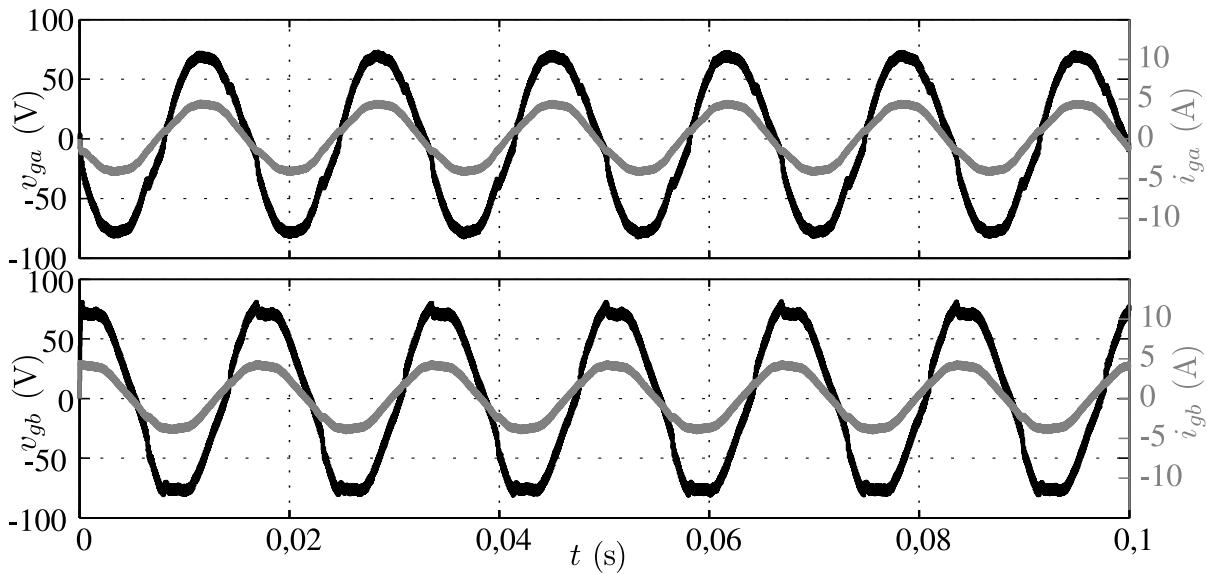


Figura 4.19 – Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e corrente (i_{ga} e i_{gb}) da rede, para duas portadoras PWM (2P).

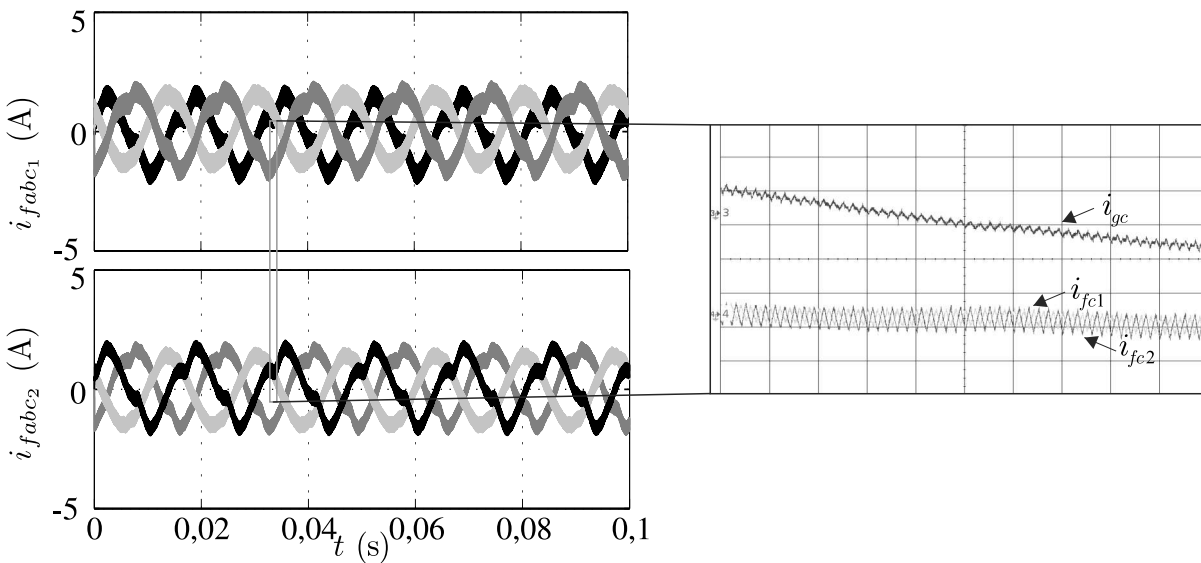


Figura 4.20 – Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Correntes do FAP (i_{fabc1} e i_{fabc2}) utilizando 2P, com detalhamento do *ripple*.

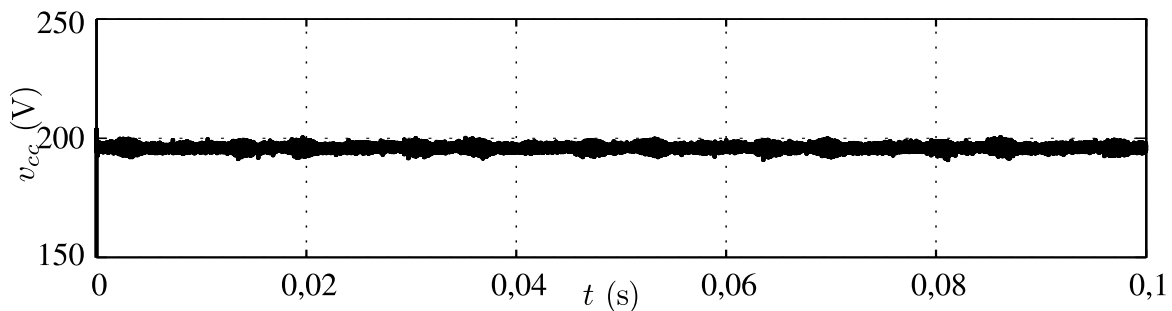


Figura 4.21 – Resultado experimental da Conf. P1B-4f. Tensão do barramento CC v_{cc} para 2P.

4.6 Conclusões

Neste capítulo, foram estudadas topologias a quatro fios, compostas por dois conversores em paralelo, com um ou dois barramentos CC, mostradas nas Figuras 4.1 e 4.1, respectivamente. Todo o estudo apresentado neste capítulo é contribuição deste trabalho.

Da mesma forma que nos sistemas as três fios, para essas topologias foram desenvolvidas: as equações do modelo, a estratégia PWM e estratégias de controle. E apresentados os resultados de simulação e experimentais.

Nota-se que as estratégias de controle das topologias a quatro fios são bem semelhantes às das estruturas a três fios, sendo necessário o controle de uma corrente a mais por conversor. Da mesma forma que nas estruturas a três fios, no desenvolvimento do modelo considerou-se o sistema equilibrado, tendo em vista que qualquer desbalanceamento é visto como uma perturbação a ser compensada pelo controlador. A partir do modelo dinâmico, é desenvolvida a estratégia PWM, mostrando técnicas de aplicações de portadoras PWM, que vão se mostrar úteis na redução da distorção harmônica.

As topologias apresentadas neste capítulo são comparadas, em capítulos seguintes, com a Conf. C-4f em aspectos como distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores e no barramento CC.

Capítulo 5

Conversores Multifuncionais Trifásicos

5.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentadas duas topologias de conversores com múltipla função para sistemas a três (Conf. M-3f) e quatro fios (Conf. M-4f), mostradas nas Figuras 5.1 e 5.2, respectivamente. Estas topologias tem como propósito compensar harmônicas e reativos das correntes da carga ou fornecer tensões equilibradas à carga, sem utilizar transformadores de injeção.

As configurações M-3f e M-4f atuam em dois modos principais de operação:

Modo A Dois conversores em paralelo atuando como FAP em derivação, dividindo potência na compensação de harmônicas e reativos, como mostrado na Figura 5.3(a). Neste caso, os conversores operam com mínimas perdas. Este modo de operação é usado quando tem-se condições normais de alimentação do sistema. Isto é, com tensões de alimentações senoidais e equilibradas.

Modo B Os conversores fornecendo diretamente as tensões à carga, atuando como conversor CA-CC-CA. Este modo de operação é usado quando as tensões da rede apresentam níveis de distorção inaceitáveis para alimentação da carga, como mostrado na Figura 5.3(b).

A transição entre os modos de operação A e B requer que o sistema entre em um estado intermediário (SI), em que as correntes nas chaves TRIAC sejam nulas. Esta transição deve ocorrer em no máximo $1/4$ do ciclo da tensão da rede, para que a alimentação da carga não seja afetada.

Em casos críticos de falha no fornecimento das tensões à carga, incluindo faltas, os conversores multifuncionais podem atuar como UPS, fornecendo tensões por meio de baterias com o conversor 2 atuando como inversor. Neste caso, o conversor 1 é desconectado

do sistema.

Neste capítulo, são apresentados os modelos dinâmicos, estratégia PWM e os resultados de simulação e experimentais das Conf. M-3f e Conf. M-4f. Estes compensadores apresentam vantagens em relação às topologias de FAP, por adicionar funções às estruturas convencionais de FAPs e garantir o funcionamento adequado de cargas sensíveis à variação da alimentação. Em relação aos filtros universais as topologias propostas não necessitam de transformadores de injeção e não apresentam limites para o fornecimento de tensões.

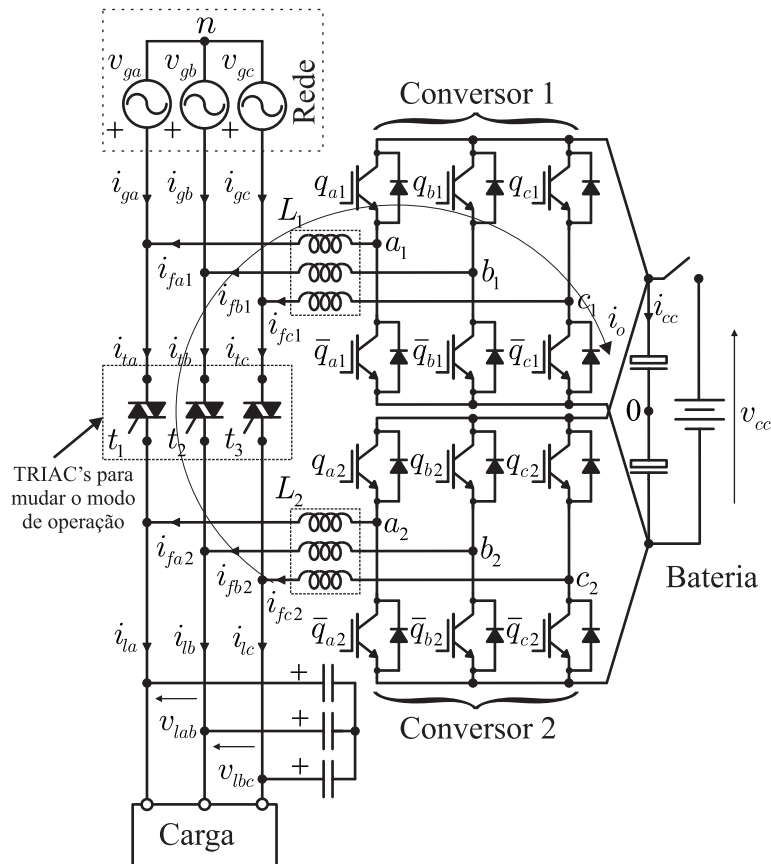


Figura 5.1 – Compensador multifuncional a três fios (Conf. M-3f).

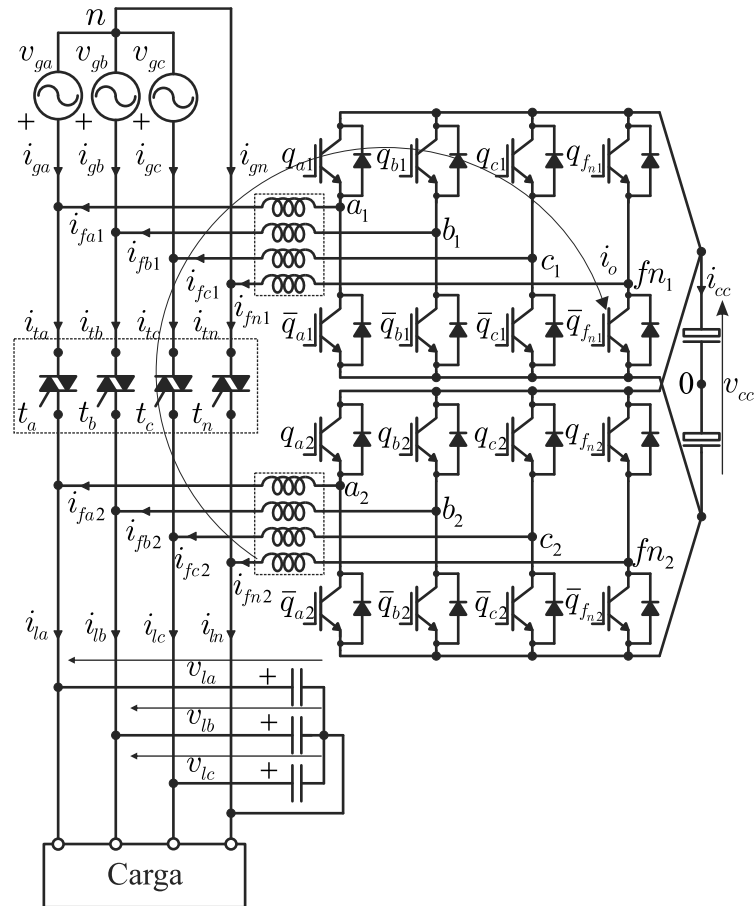


Figura 5.2 – Compensador multifuncional a quatro fios (Conf. M-4f).

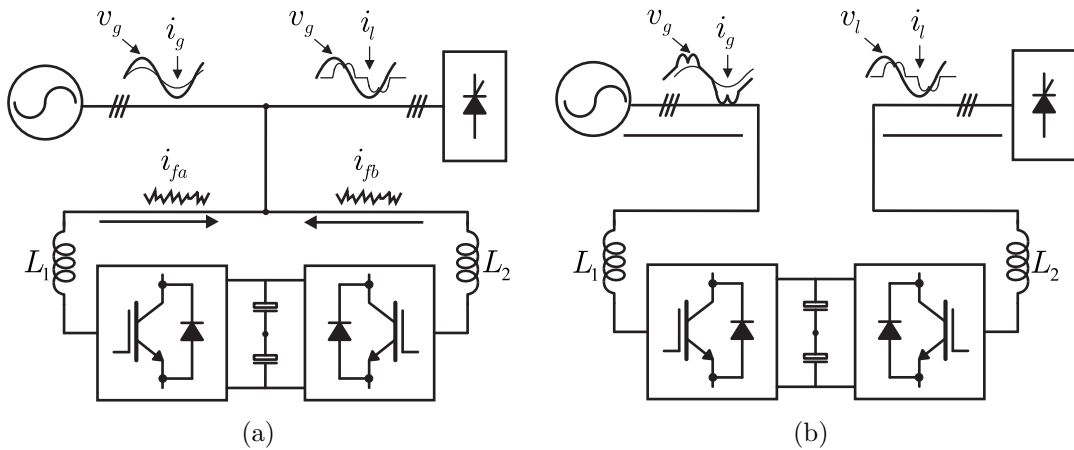


Figura 5.3 – Modos de operação do sistema. (a) Modo de operação A. (b) Modo de operação B.

5.2 Modelo do Sistema

São apresentados os modelos das Conf. M-3f e Conf. M-4f. Estas topologias, quando estão operando no modo A, possuem modelos idênticos aos apresentados para as Conf. P1B-3f e Conf. P1B-4f, respectivamente.

5.2.1 Configuração M-3f

O compensador a três fios (Conf. M-3f), mostrado na Figura 5.1, é constituído por dois conversores trifásicos, associados em paralelo, com indutores L_1 (indutor l_1 e resistor r_1) e L_2 (indutor l_2 e resistor r_2), capacitor de barramento CC e de filtro e três TRIACs, para comutação entre os modos de operação.

Como dito anteriormente, no modo de operação A a Conf. M-3f apresenta o mesmo modelo dinâmico da Conf. P1B-3f. Isto é, o modelo é definido pelas equações (3.22)-(3.30).

No modo de operação B, as tensões da carga são impostas pelo conversor 2 e as chaves t_1 , t_2 e t_3 são abertas, resultando em

$$i_{fa1} = -i_{ga} \quad (5.1)$$

$$i_{fb1} = -i_{gb} \quad (5.2)$$

$$i_{fc1} = -i_{gc} \quad (5.3)$$

$$i_{fa2} = i_{la} \quad (5.4)$$

$$i_{fb2} = i_{lb} \quad (5.5)$$

$$i_{fc2} = i_{lc}. \quad (5.6)$$

Neste modo de operação tem-se o modelo definido pelas equações (3.1)-(3.9), das Conf. P2B-3f e P1B-3f, com

$$v_{a1} = v_{a10} - v_{n0} \quad (5.7)$$

$$v_{b1} = v_{b10} - v_{n0} \quad (5.8)$$

$$v_{c1} = v_{c10} - v_{n0} \quad (5.9)$$

$$v_{a2} = v_{a20} - v_{l0} \quad (5.10)$$

$$v_{b2} = v_{b20} - v_{l0} \quad (5.11)$$

$$v_{c2} = v_{c20} - v_{l0} \quad (5.12)$$

As tensões v_{n0} e v_{l0} são definidas por

$$v_{n0} = \frac{v_{a10} + v_{b10} + v_{c10}}{3} \quad (5.13)$$

$$v_{l0} = \frac{v_{a20} + v_{b20} + v_{c20}}{3}. \quad (5.14)$$

5.2.2 Configuração M-4f

O compensador a quatro fios (Conf. M-4f), mostrado na Figura 5.2, é constituído por dois conversores de quatro braços, associados em paralelo. Para o conversor 1 tem-se as

chaves q_{a1} , \bar{q}_{a1} , q_{b1} , \bar{q}_{b1} , q_{c1} , \bar{q}_{c1} , q_{fn1} e \bar{q}_{fn1} e para o conversor 2 tem-se q_{a2} , \bar{q}_{a2} , q_{b2} , \bar{q}_{b2} , q_{c2} , \bar{q}_{c2} , q_{fn2} e \bar{q}_{fn2} . Além dos conversores, o compensador é formado por quatro indutores de filtro L_1 (indutor l_1 e resistor r_1) e quatro indutores L_2 (indutor l_2 e resistor r_2), capacitores de filtro, barramento CC e quatro TRIACs, para comutação entre os modos de operação.

Como dito anteriormente, no modo de operação A a Conf. M-4f apresenta o mesmo modelo da Conf. P1B-4f. No modo de operação B, as tensões da carga são impostas pelo conversor 2 e as chaves t_a , t_b , t_c e t_n são abertas, resultando em

$$i_{fa1} = -i_{ga} \quad (5.15)$$

$$i_{fb1} = -i_{gb} \quad (5.16)$$

$$i_{fc1} = -i_{gc} \quad (5.17)$$

$$i_{fn1} = -i_{gn} \quad (5.18)$$

$$i_{fa2} = i_{la} \quad (5.19)$$

$$i_{fb2} = i_{lb} \quad (5.20)$$

$$i_{fc2} = i_{lc} \quad (5.21)$$

$$i_{fn2} = i_{ln}. \quad (5.22)$$

5.3 Estratégia PWM

5.3.1 Configuração M-3f

Do mesmo modo que a Conf P1B-3f, as tensões de polo do conversor 1 (v_{a10} , v_{b10} e v_{c10}) e do conversor 2 (v_{a20} , v_{b20} e v_{c20}), dependem dos estados de condução das chaves. Estes são definidos pelas equações (3.57)-(3.62).

Para o modo de operação A: as tensões de referência v_{a1}^* , v_{b1}^* , v_{a2}^* , v_{b2}^* e v_o^* são definidas pelos controladores. As tensões de polo de referência são obtidas pelas equações (3.69)-(3.71), sendo definidas do mesmo modo que na Conf. P1B-3f.

Para o modo de operação B:

– Conversor 1: As saídas dos controladores do conversor 1 são v_{a1}^* e v_{b1}^* , a partir do modelo vê-se que estas tensões são expressas por

$$v_{a1}^* = v_{a10}^* - v_{n0}^* \quad (5.23)$$

$$v_{b1}^* = v_{b10}^* - v_{n0}^*. \quad (5.24)$$

As equações (5.23)-(5.24) não são suficientes para determinar as tensões de polo de refe-

rência. Introduzindo a variável auxiliar v_{n0}^* , definida por

$$v_{n0}^* = \frac{v_{a10}^* + v_{b10}^* + v_{c10}^*}{3}. \quad (5.25)$$

e a partir das equações (5.23)-(5.25), obtêm-se as equações das tensões de polo de referência

$$v_{a10}^* = v_{a1}^* + v_{n0}^* \quad (5.26)$$

$$v_{b10}^* = v_{b1}^* + v_{n0}^* \quad (5.27)$$

$$v_{c10}^* = -v_{a1}^* - v_{b1}^* + v_{n0}^*. \quad (5.28)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das variáveis v_{a1}^* , v_{b1}^* , v_{c1}^* , fornecidas pelos controladores, e também da tensão auxiliar v_{n0}^* . Esta pode ser escolhida de forma independente, desde que sejam respeitados os valores máximos e mínimos das tensões de polo, ou seja

$$v_{n0 \max}^* = \frac{v_{cc}^*}{2} - v_{1 \max}^* \quad (5.29)$$

$$v_{n0 \min}^* = -\frac{v_{cc}^*}{2} - v_{1 \min}^* \quad (5.30)$$

em que v_{cc}^* é a tensão de referência do barramento CC, $v_{1 \max}^* = \max(V_1^*)$, $v_{1 \min}^* = \min(V_1^*)$, com $V_1^* = \{v_{a1}^*, v_{b1}^*, -v_{a1}^* - v_{b1}^*\}$. A tensão auxiliar v_{n0}^* pode ser escrita como

$$v_{n0}^* = \mu_1 v_{n0 \max}^* + (1 - \mu_1) v_{n0 \min}^* \quad (5.31)$$

onde $0 \leq \mu_1 \leq 1$

– Conversor 2: As saídas dos controladores do conversor 2 são v_{ab2}^* e v_{bc2}^* . Estas tensões são dadas por

$$v_{ab2}^* = v_{a20}^* - v_{b20}^* \quad (5.32)$$

$$v_{bc2}^* = v_{b20}^* - v_{c20}^* \quad (5.33)$$

As equações (5.32)-(5.33) não são suficientes para determinar as tensões de polo, sendo necessário introduzir a variável auxiliar v_h^* , definida por

$$v_h^* = v_{b20}^*. \quad (5.34)$$

Das equações (5.32)-(5.34) pode-se escrever

$$v_{a20}^* = v_{ab2}^* + v_h^* \quad (5.35)$$

$$v_{b20}^* = v_h^* \quad (5.36)$$

$$v_{c20}^* = -v_{bc2}^* + v_h^*. \quad (5.37)$$

Observa-se que as tensões de polo dependem das variáveis v_{ab2}^* e v_{bc2}^* , fornecidas pelos controladores, e também da tensão auxiliar v_h^* . Esta pode ser escolhida de forma independente, desde que sejam respeitados os valores máximos e mínimos das tensões de polo, ou seja

$$v_{h \max}^* = \frac{v_{cc}^*}{2} - v_{2 \max}^* \quad (5.38)$$

$$v_{h \min}^* = -\frac{v_{cc}^*}{2} - v_{2 \min}^* \quad (5.39)$$

onde v_{cc}^* é a tensão de referência do barramento CC, $v_{2 \max}^* = \max(V_2^*)$, $v_{2 \min}^* = \min(V_2^*)$, com $V_2^* = \{v_{ab2}^*, 0, -v_{bc2}^*\}$. A tensão auxiliar v_h^* pode ser escrita como

$$v_h^* = \mu_2 v_{h \max}^* + (1 - \mu_2) v_{h \min}^* \quad (5.40)$$

onde $0 \leq \mu_2 \leq 1$

5.3.2 Configuração M-4f

Do mesmo modo que a Conf P1B-4f, as tensões de polo do conversor 1 (v_{a10} , v_{b10} , v_{c10} e v_{fn10}) e do conversor 2 (v_{a20} , v_{b20} , v_{c20} e v_{fn20}), dependem dos estados de condução das chaves. Estes são definidos pelas equações (4.68)-(4.75).

No modo de operação A: as tensões de referência v_{a1}^* , v_{b1}^* , v_{c1}^* , v_{a2}^* , v_{b2}^* , v_{c2}^* e v_o^* são definidas pelos controladores. As tensões de polo de referência são definidas do mesmo modo que as tensões da Conf. P1B-4f. Isto é, pelas equações (4.79)-(4.81).

Para o modo de operação B:

– Conversor 1: As saídas dos controladores do conversor 1 são v_{a1}^* , v_{b1}^* e v_{c1}^* . A partir do modelo vê-se que estas tensões são expressas por

$$v_{a1}^* = v_{a10}^* - v_{n0}^* \quad (5.41)$$

$$v_{b1}^* = v_{b10}^* - v_{n0}^*. \quad (5.42)$$

$$v_{c1}^* = v_{c10}^* - v_{n0}^*. \quad (5.43)$$

As equações (5.41)-(5.43) não são suficientes para determinar as tensões de polo de refe-

rência. Introduzindo a variável auxiliar v_{n0}^* , definida por

$$v_{n0}^* = \frac{v_{a10}^* + v_{b10}^* + v_{c10}^* + v_{fn10}^*}{4}. \quad (5.44)$$

e a partir das equações (5.41)-(5.44), obtêm-se as equações das tensões de polo de referência

$$v_{a10}^* = v_{a1}^* + v_{n0}^* \quad (5.45)$$

$$v_{b10}^* = v_{b1}^* + v_{n0}^* \quad (5.46)$$

$$v_{c10}^* = v_{c1}^* + v_{n0}^* \quad (5.47)$$

$$v_{fn10}^* = -v_{a1}^* - v_{b1}^* - v_{c1}^* + v_{n0}^*. \quad (5.48)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das variáveis v_{a1}^* , v_{b1}^* , v_{c1}^* , fornecidas pelos controladores, e também da tensão auxiliar v_{n0}^* . Esta pode ser escolhida de forma independente, desde que sejam respeitados os valores máximos e mínimos das tensões de polo, dados pelas equações (5.29)-(5.30), em que $v_{1\max}^* = \max(V_1^*)$, $v_{1\min}^* = \min(V_1^*)$, com $V_1^* = \{v_{a1}^*, v_{b1}^*, v_{c1}^*, -v_{a1}^* - v_{b1}^* - v_{c1}^*\}$. A tensão auxiliar v_{n0}^* pode ser escrita como na equação (5.31), em que $0 \leq \mu_1 \leq 1$.

– Conversor 2: As saídas dos controladores do conversor 2 são v_{a2}^* , v_{b2}^* e v_{c2}^* . Estas tensões são dadas por

$$v_{a2}^* = v_{a20}^* + v_h^* \quad (5.49)$$

$$v_{b2}^* = v_{b20}^* + v_h^* \quad (5.50)$$

As equações (5.49)-(5.50) não são suficientes para determinar as tensão de polo. Sendo necessário introduzir a variável auxiliar v_h^* , definida por

$$v_h^* = v_{a20}^* + v_{b20}^* + v_{c20}^*. \quad (5.51)$$

Das equações (5.50)-(5.51) pode-se escrever

$$v_{a20}^* = v_{a2}^* + v_h^* \quad (5.52)$$

$$v_{b20}^* = v_{b2}^* + v_h^* \quad (5.53)$$

$$v_{c20}^* = v_{c2}^* + v_h^* \quad (5.54)$$

$$v_{fn20}^* = -v_{a2}^* - v_{b2}^* - v_{c2}^* + v_h^* \quad (5.55)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das variáveis v_{a2}^* , v_{b2}^* , v_{c2}^* , fornecidas pelos controladores, e da tensão auxiliar v_h^* . Esta pode ser escolhida de forma independente, desde que sejam respeitados os valores máximos e mínimos das tensões

de polo que são dados pelas equações (5.38)-(5.39), em que $v_{2\max}^* = \max(V_2^*)$, $v_{2\min}^* = \min(V_2^*)$, com $V^* = \{v_{a2}^*, v_{b2}^*, v_{c2}^*, -v_{a2}^* - v_{b2}^* - v_{c2}^*\}$. A tensão auxiliar v_h^* pode ser escrita como na equação (5.40), em que $0 \leq \mu \leq 1$.

5.4 Estratégia de Controle

São apresentados os diagramas de controle das Conf. M-3f e Conf. M-4f nas Figuras 5.4 e 5.5, respectivamente. Estes diagramas são genéricos para todos os modos de operação dos sistemas. Para cada modo de operação existe uma combinação de valores para as chaves k_a , k_{ai} , k_i , k_{ib} e k_b do diagrama, estas chaves possuem dois estados de operação 1 e 0. A Tabela 5.1 define os valores das constantes para cada modo de operação do sistema.

5.4.1 Configuração M-3f

Na Figura 5.4, é apresentado o diagrama de blocos de controle da Conf. M-3f. Este diagrama é genérico para ambos modos de operação do conversor. Para $k_a = 1$, $k_{ai}=1$, $k_i = 0$, $k_{ib}=0$ e $k_b = 0$, o sistema atua no modo de operação A (conversores atuando como FAP em derivação). Neste caso o controle é realizado da mesma forma que a Conf. P1B-3f.

Para $k_a = 0$, $k_{ai}=1$, $k_i = 1$, $k_{ib}=1$ e $k_b = 0$, tem-se o estado intermediário entre os modos de operação A e B. Com esta combinação de constantes, têm-se: as correntes de referência do conversor 1 se tornam $i_{fab1}^* = -i_{gab}^*$ e as correntes do conversor 2 são dadas por $i_{fab2}^* = i_{lab}^*$. Com isto, as correntes nas chaves TRIACs, i_{tabc} , tornam-se nulas.

Por fim, para $k_a = 0$, $k_{ai}=0$, $k_i = 0$, $k_{ib}=1$ e $k_b = 1$, tem-se o modo de operação B (conversor CA-CC-CA). Com isto, as chaves TRIAC (t_a , t_b e t_c) são abertas e o conversor B passa a fornecer as tensões à carga. As tensões de linha v_{lab} e v_{lbc} , nos capacitores de filtro são reguladas, no valor de referência v_{labc} , pelo controlador R_v . Este controlador define as tensões v_{ab2}^* .

Tabela 5.1 – Estado das chaves para cada modo de operação.

Chaves	k_a	k_{ai}	k_i	k_{ib}	k_b
Modo A	1	1	0	0	0
Estado I (SI)	0	1	1	1	0
Modo B	0	0	0	1	1

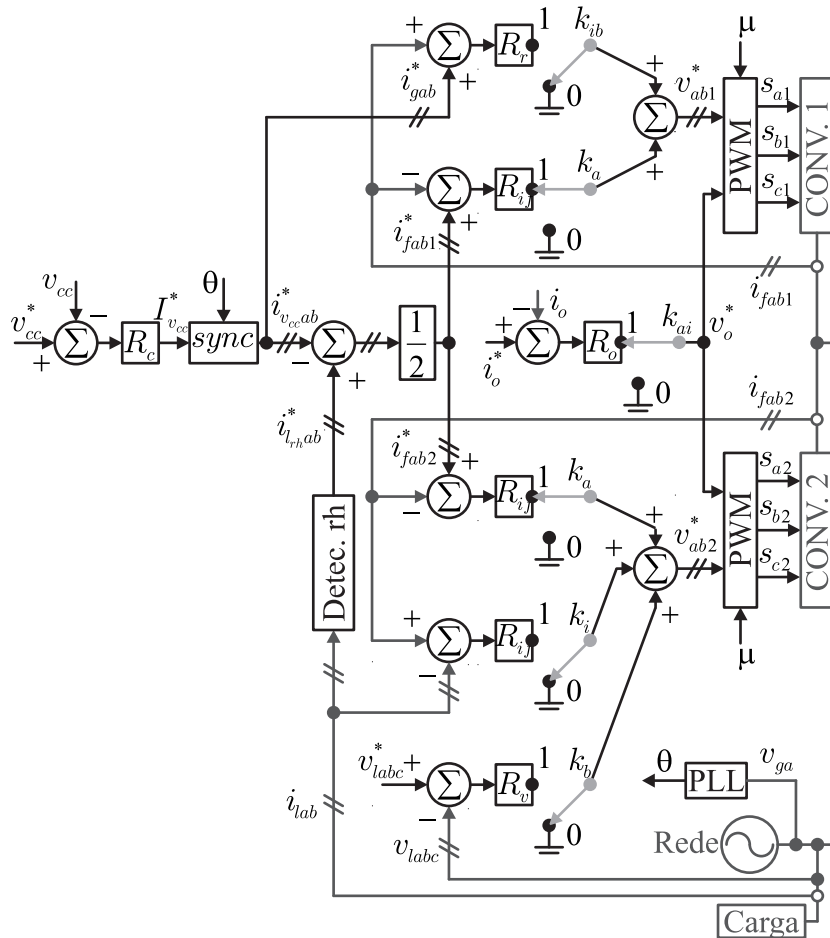


Figura 5.4 – Diagrama de blocos do controle da Conf. M-3f.

5.4.2 Configuração M-4f

Na Figura 5.5 é apresentado o diagrama de controle da Conf. M-4f. Nota-se que este diagrama diferencia-se do diagrama da Conf. M-3f apenas por controlar as três correntes de cada conversor.

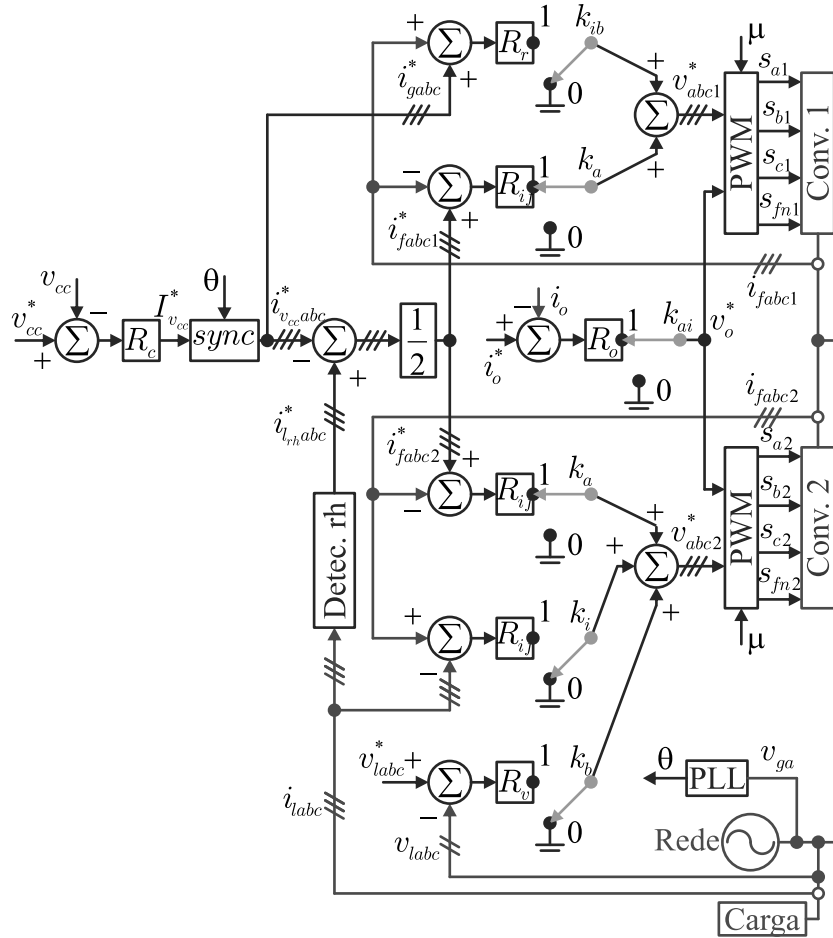


Figura 5.5 – Diagrama de blocos do controle da Conf. M-4f.

5.5 Resultados do Sistema

5.5.1 Resultados de Simulação

5.5.1.1 Configuração M-3f

São apresentados os resultados de simulação do conversor multifuncional a três fios. O comportamento dinâmico do conversor é apresentado nas Figuras 5.6 e 5.7. Nestas, observa-se o transitório entre os modos de operação do conversor. No intervalo de 0 a 0,05s o conversor multifuncional opera no modo de operação A. Em $t = 0,05$, o conversor entra no estado I e permanece nele durante meio ciclo, tempo suficiente para as correntes i_{tab} se tornarem nulas. Com isto, as chaves t_a , t_b e t_c podem ser abertas e o conversor pode transitar para o modo de operação B.

Na Figura 5.6(a), observam-se as tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede, senoidais e em sincronismo, durante todos os modos de operação. As correntes internas do conversor (i_{fa1} e i_{fa2}) e as correntes i_{tab} são mostradas na Figura 5.6(b). Observam-se as transições entre os modos de operação.

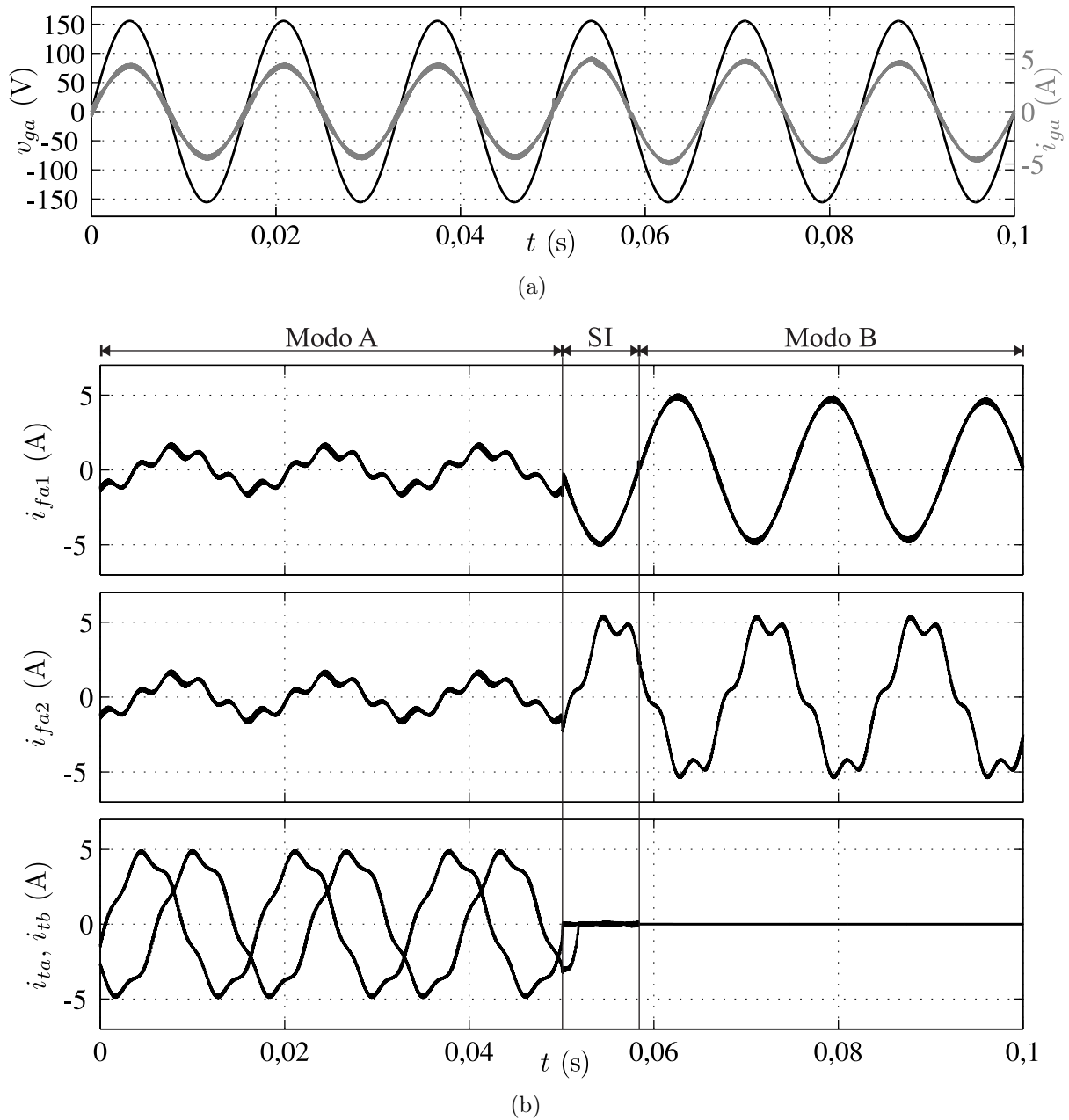


Figura 5.6 – Resultado de simulação da Conf. M-3f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes do filtro (i_{fa1} e i_{fa2}) e nos triacs (i_{ta} e i_{tb}).

A tensão v_{cc} e corrente i_{cc} do barramento CC do conversor e as tensões da v_{lab} e v_{lbc} da carga são mostradas na Figura 5.7. Observa-se um aumento na corrente do barramento o que implicará o aumento das perdas.

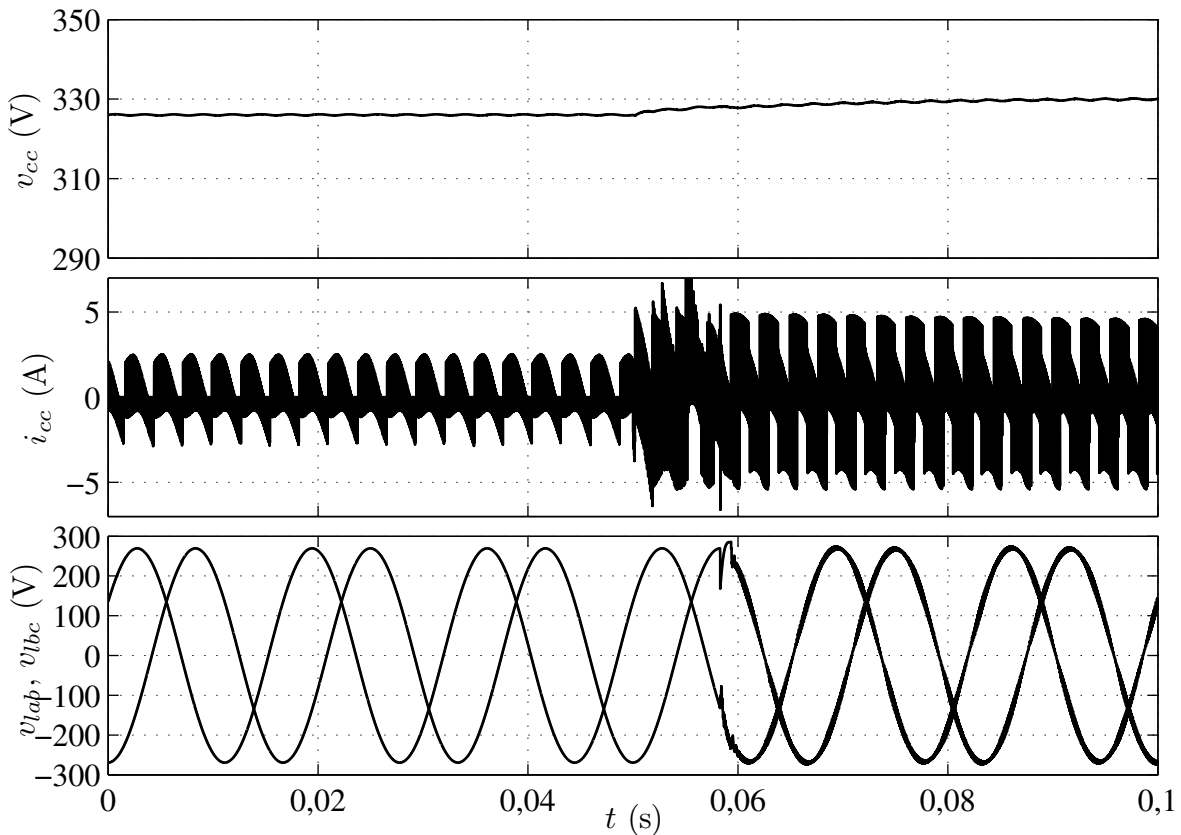


Figura 5.7 – Resultado de simulação da Conf. M-3f. Tensão do barramento CC (v_{cc}). Corrente do barramento CC (i_{cc}). Tensões na carga (v_{lab} e v_{lbc}).

5.5.1.2 Configuração M-4f

Os resultados de simulação do conversor multifuncional a quatro fios são mostrados nas Figuras 5.8, 5.9 e 5.10. Nestas observa-se o comportamento dinâmico do conversor e os transitórios entre os modos de operação. Assim como no conversor a três fios, no intervalo de 0 a 0,05s o conversor opera no modo de operação A. Em $t = 0,5$, o conversor entra no estado I e permanece por meio ciclo, neste intervalo as correntes i_{tab} tornam-se nulas. Em sequência as chaves t_a , t_b , t_c e t_n são abertas e o conversor entra no modo de operação B.

Na Figura 5.8(a) observam-se as tensões e correntes da rede, senoidais e em sincronia, durante todos os modos de operação. As correntes internas, da fase a de cada conversor, do FAP e a corrente da chave t_a são mostradas na Figura 5.8(b), observam-se os transitórios entre os modos de operação do sistema. A corrente i_{fa1} torna-se igual a i_{ga} , a corrente i_{fa2} igual a i_{la} e i_{ta} torna-se nula.

As correntes nos braços do conversor conectados ao neutro do sistema e a corrente no

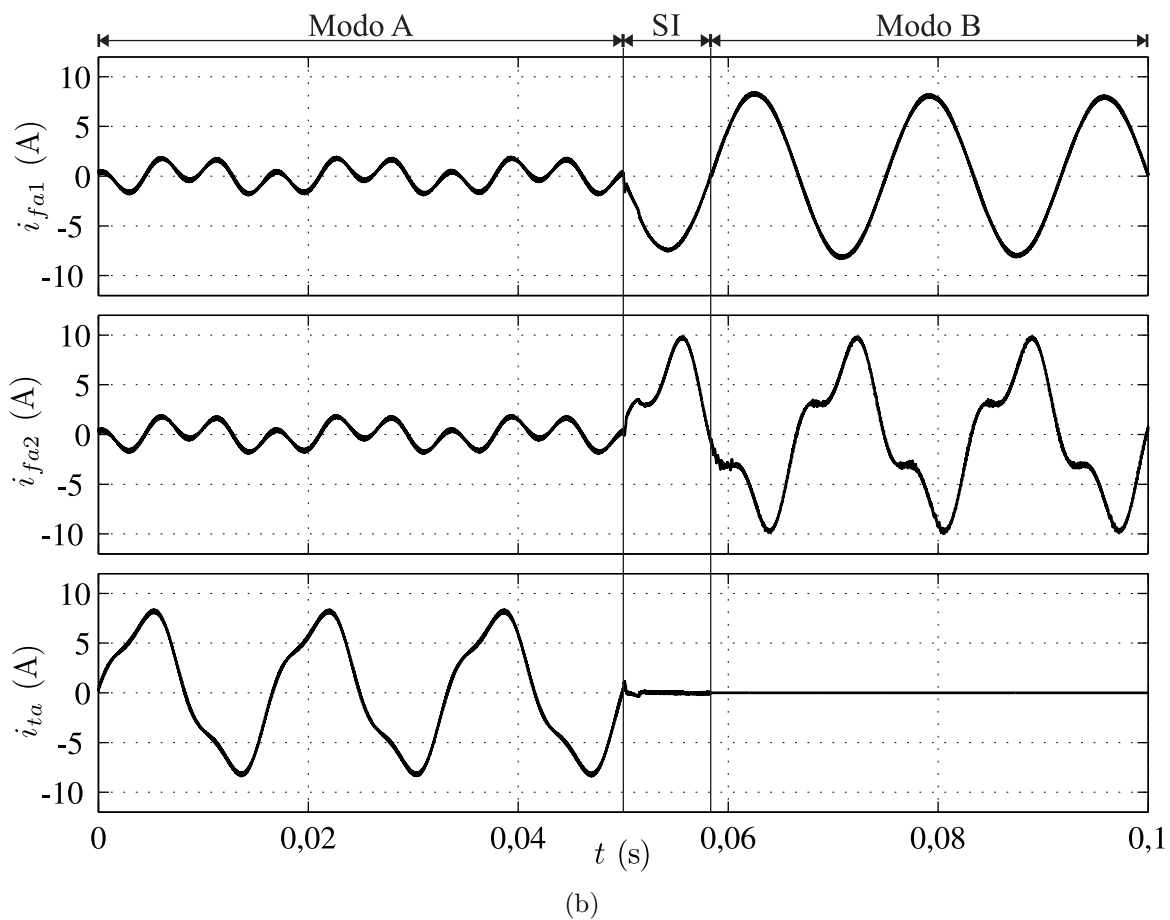
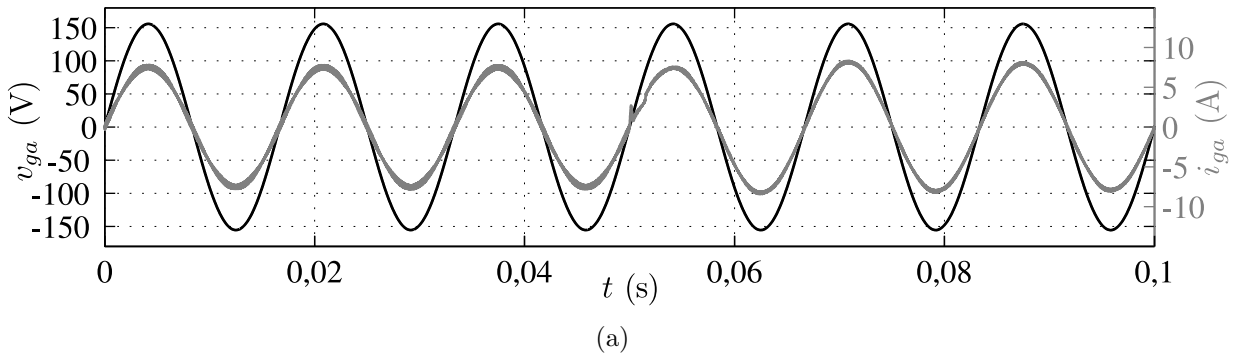


Figura 5.8 – Resultado de simulação da Conf. M-4f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes dos conversores i_{fa1} , i_{fa2} e corrente na chave t_a (i_{ta}).

neutro da rede, são mostradas na Figura 5.9. A tensão v_{cc} e corrente i_{cc} do barramento CC do conversor e as tensões da v_{la} e v_{lb} da carga são mostradas na Figura 5.10. Observa-se um aumento na corrente do barramento o que implicará o aumento das perdas.

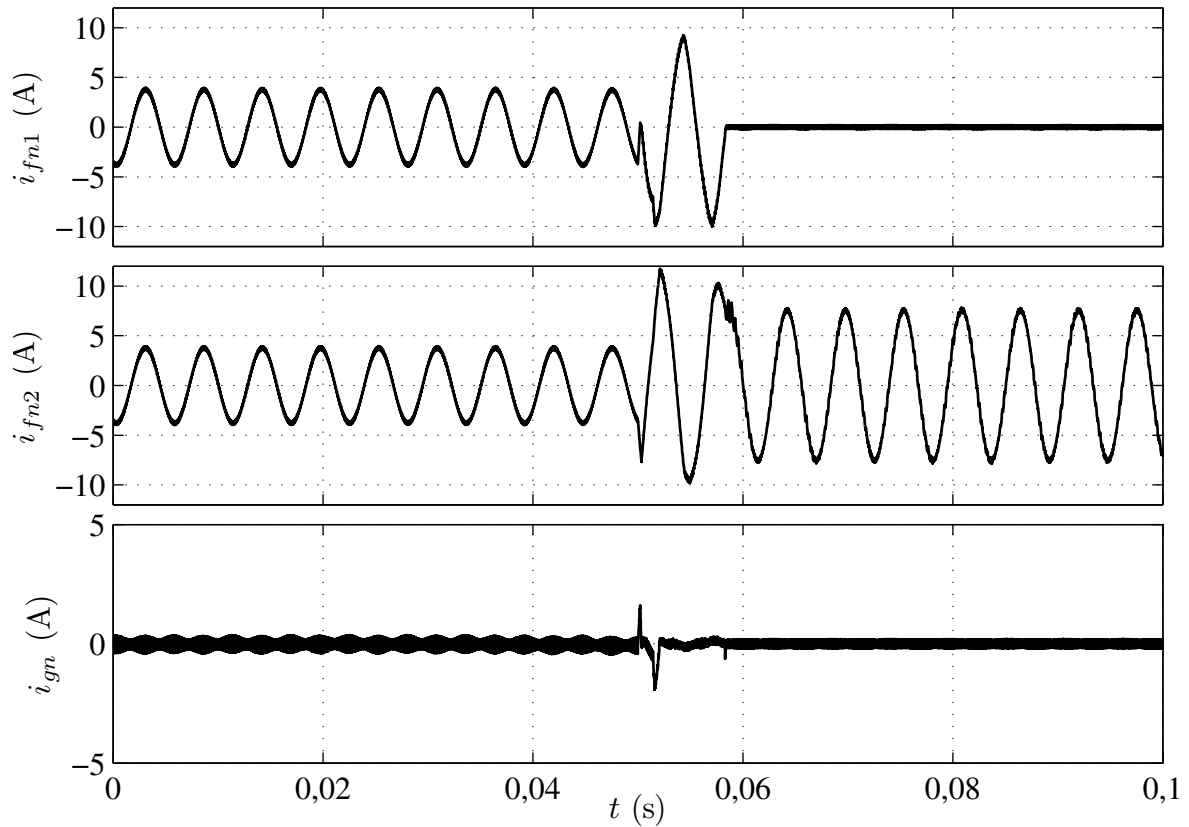


Figura 5.9 – Resultado de simulação do conversor multifuncional a quatro fios. Correntes i_{fn1} , i_{fn2} e i_{gn} .

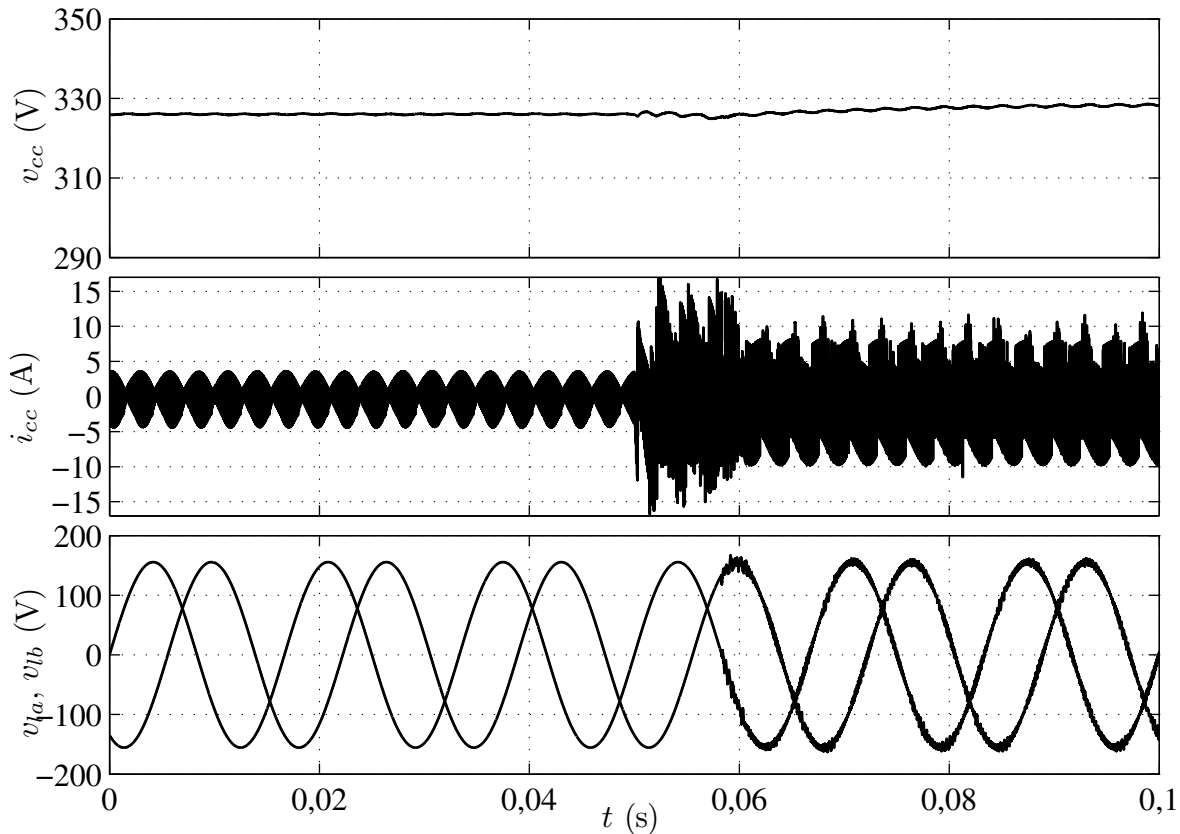


Figura 5.10 – Resultado de simulação da Conf. M-4f. Tensão do barramento CC (v_{cc}). Corrente do barramento CC (i_c). E tensões de fase aplicadas a carga v_{la} e v_{lb} .

5.5.2 Resultados Experimentais

São apresentados, nas Figuras 5.11, 5.12 e 5.13, os resultados experimentais da Conf. M-3f atuando no Modo A. Sua atuação no SI é mostrada nas Figuras 5.14, 5.15 e 5.16. Por fim, nas Figuras 5.17, 5.18 e 5.19 é mostrado o transitório entre esse dois modos de operação. As medições experimentais realizadas foram: tensão e corrente da rede (v_{ga} e i_{ga}) correntes do FAP (i_{fa1} e i_{fa2}), corrente na chave t_a , entre os conversores e tensão do barramento CC (v_{cc}).

- Modo de Operação A

No modo A, o conversor atua como FAP, compensando harmônicas e reativos, utilizando para isto a divisão de potência entre os conversores. Pode-se observar na Figura 5.11 a tensão de uma das fases de alimentação em sincronia com a corrente da rede, que se apresenta senoidal. As correntes dos conversores i_{fa} e i_{fb} são observadas na Figura 5.12. E na Figura 5.13 é vista a corrente na chave t_a (i_{ta}), entre os conversores no modo A de operação.

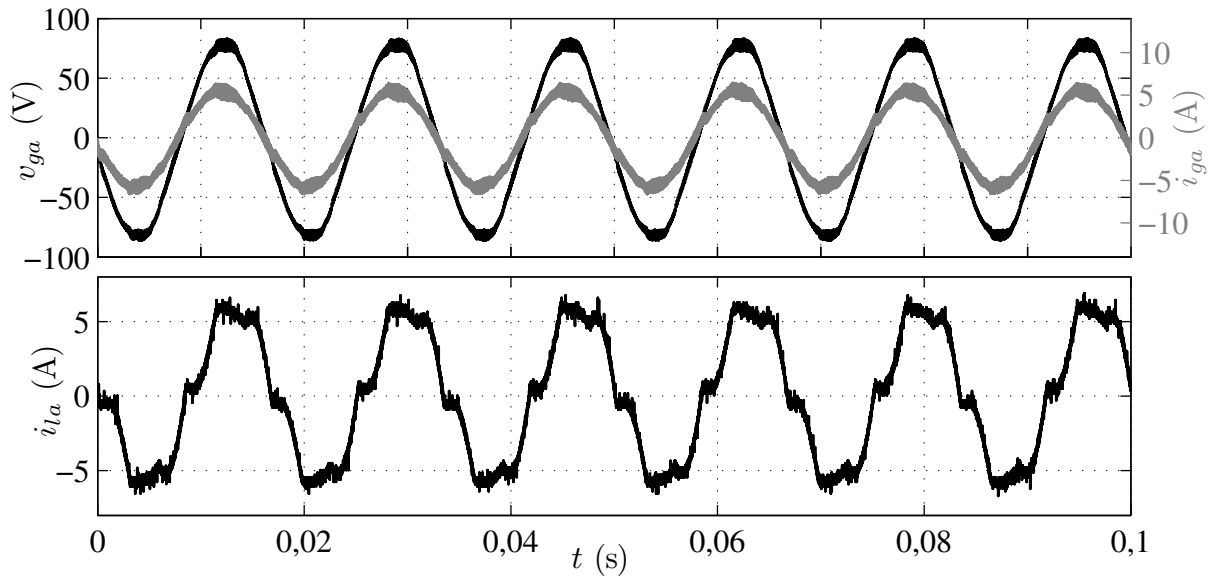


Figura 5.11 – Resultado experimental da Conf. M-3f no modo A. Tensão (v_{ga}) e correntes (i_{ga} e i_{la})

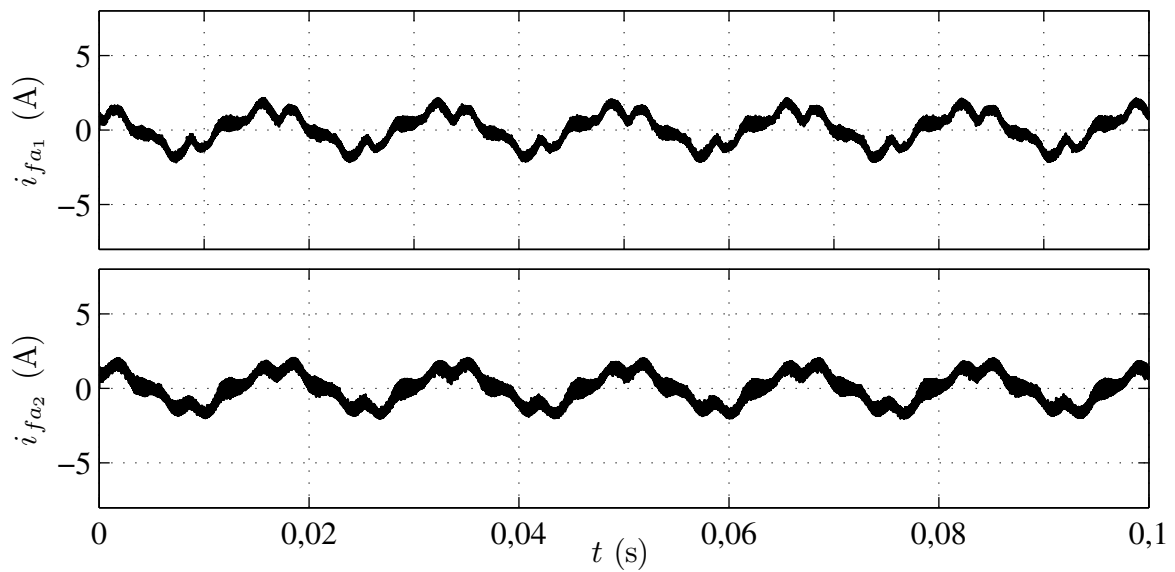


Figura 5.12 – Resultado experimental da Conf. M-3f no modo A. Correntes do FAP (i_{fa1} e i_{fa2}).

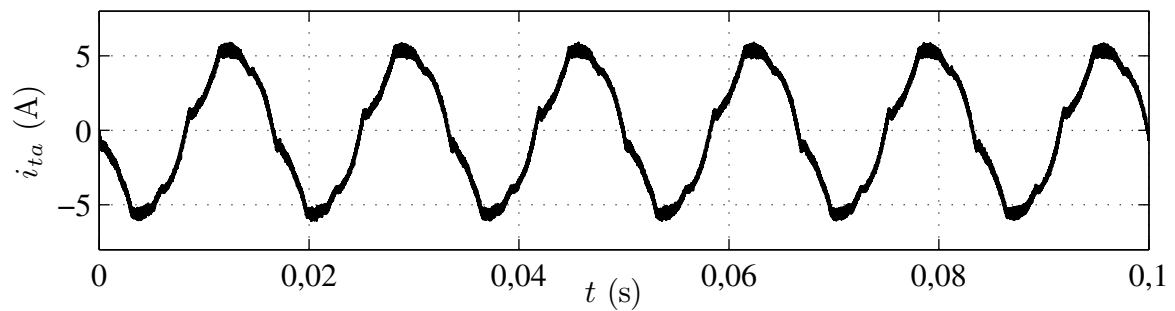


Figura 5.13 – Resultado experimental da Conf. M-3f no modo A. Corrente na chave t_a (i_{ta}).

- Estado Intermediário (SI)

Neste modo de operação, os conversores continuam garantindo correntes senoidais, na entrada do sistema [Figura 5.14]. Os conversores passam a processar toda a potência da carga, com as correntes $i_{fa1} = i_{ga}$ e $i_{fa2} = i_{la}$, como se pode ver na Figura 5.15. Com isto, a corrente na chave t_a se aproxima de zero [Figura 5.16].

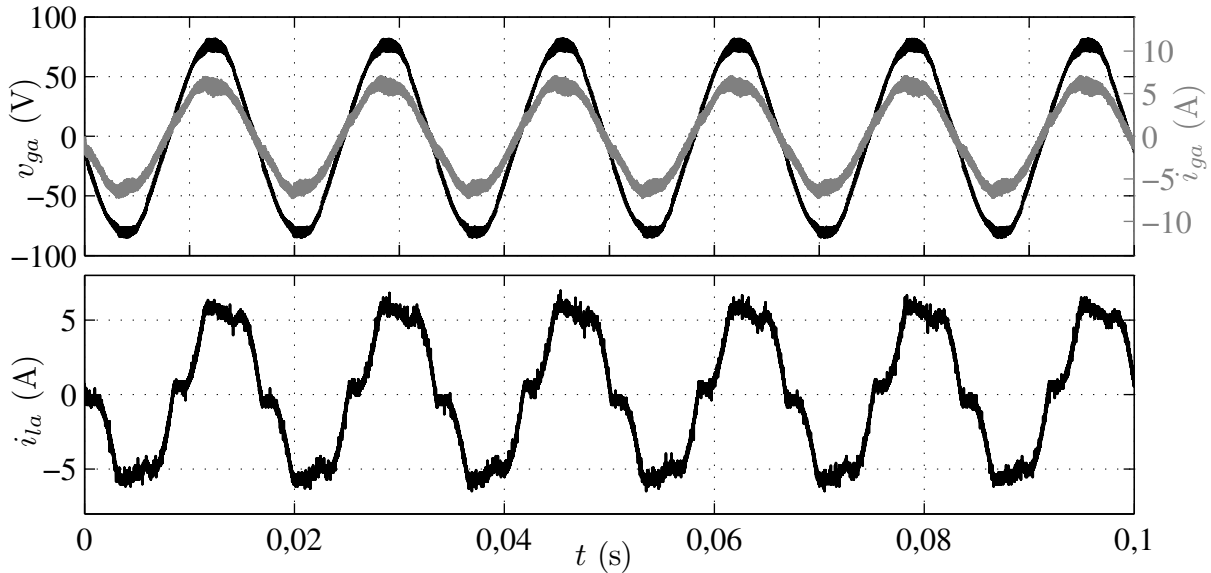


Figura 5.14 – Resultado experimental da Conf. M-3f no SI. Tensão (v_{ga}) e correntes (i_{ga} e i_{la})

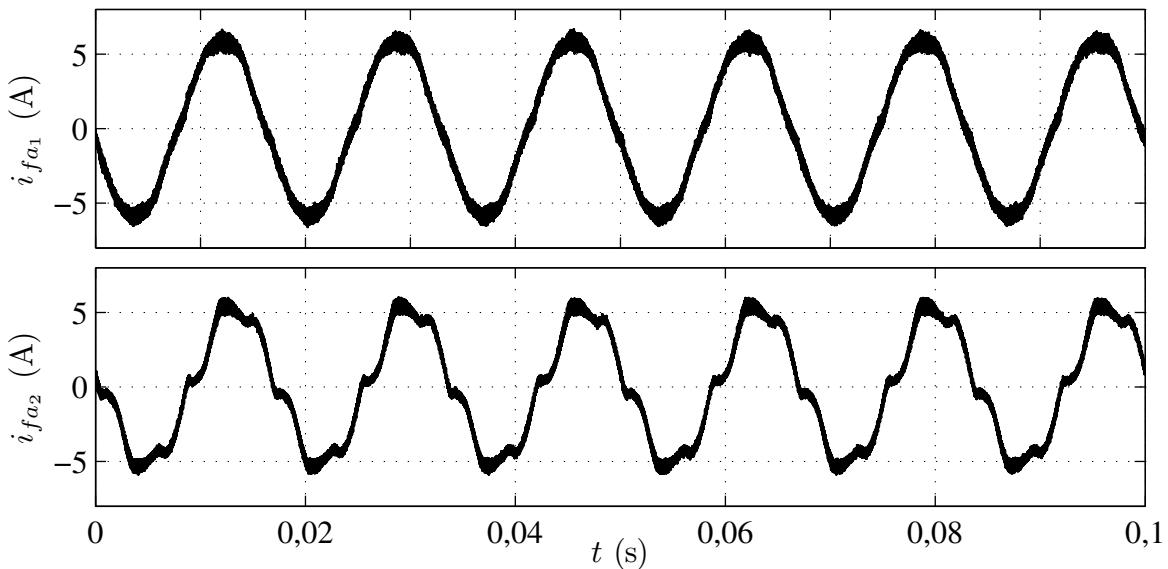


Figura 5.15 – Resultado experimental da Conf. M-3f no SI. Correntes do FAP (i_{fa1} e i_{fa2}).

- Transitório entre Modo A e SI

São apresentados os resultados de transitórios, na passagem, em $t = 0,04$ do modo de operação A para o estado intermediário.

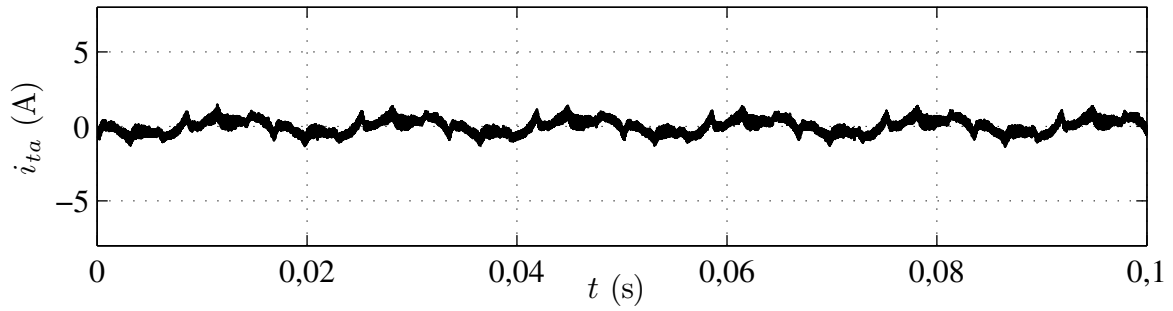


Figura 5.16 – Resultado experimental da Conf. M-3f no SI. Corrente na chave t_a (i_{ta}).

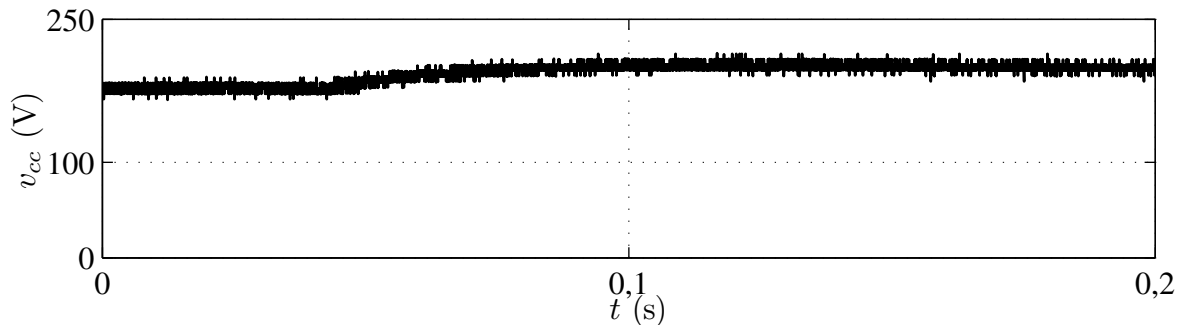


Figura 5.17 – Resultado experimental da Conf. M-3f em transitório entre modo A e SI. Tensão do barramento CC (v_{cc})

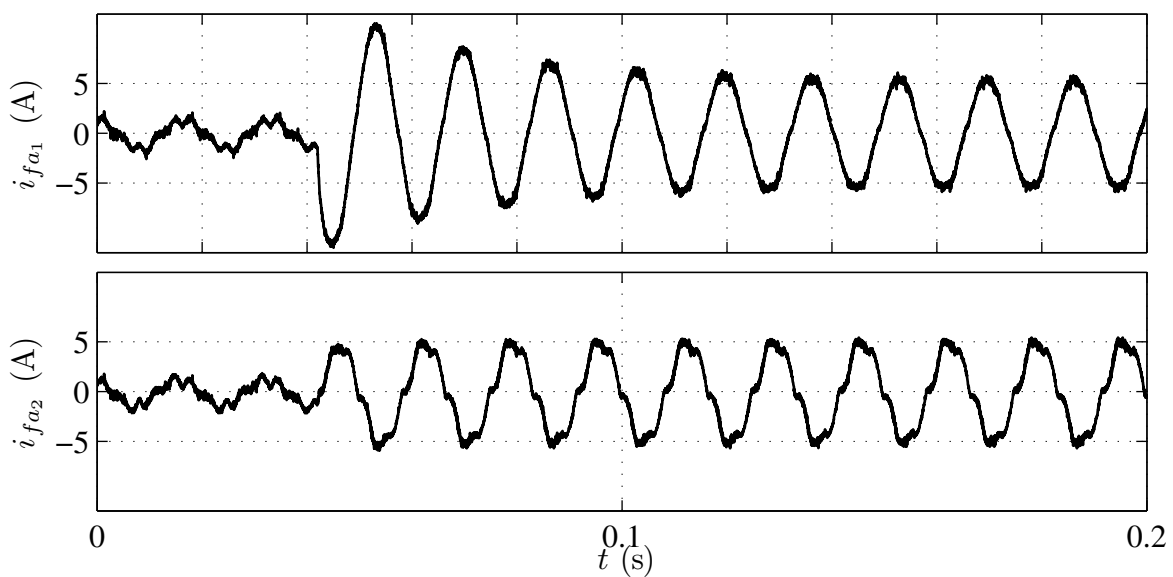


Figura 5.18 – Resultado experimental da Conf. M-3f em transitório entre modo A e SI. Correntes internas dos conversores (i_{fa1} e i_{fa2})

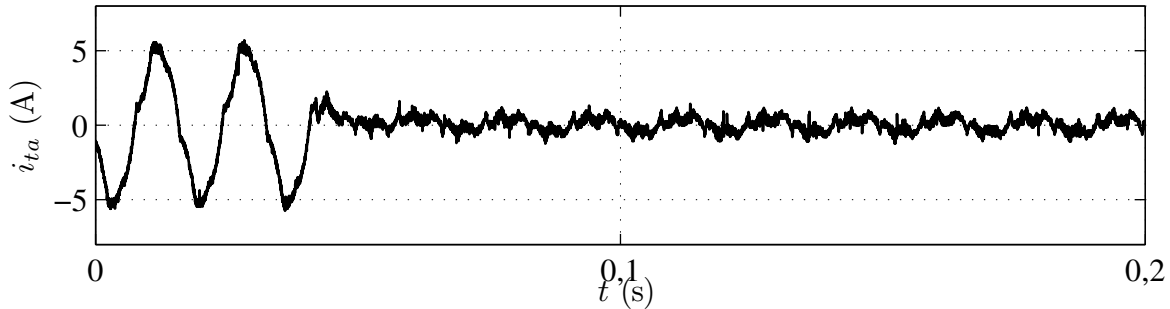


Figura 5.19 – Resultado experimental da Conf. M-3f em transitório entre modo A e SI. Corrente na chave t_a

5.6 Conclusões

Neste capítulo, foram estudadas duas topologias de conversores multifuncionais. Este sistema combina dois conversores que ora estão em paralelo operando como FAP e ora se reconfigura como um conversor CA-CC-CA. A topologia proposta adiciona uma nova função às topologias P1B-3f e P1B-4f, permitindo que os conversores forneçam tensões senoidais às cargas. Mas, para isto, os conversores devem ser projetados para processar toda a potência da carga.

Note que o sistema proposto é capaz de se reconfigurar para diferentes situações: i) atuando como FAP quando as tensões da rede apresentam padrões aceitáveis de qualidade; ii) atuando como conversor CA-CC-CA quando as tensões da rede apresentam níveis inaceitáveis de distorção; e iii) atuando como UPS, nos casos de falha no fornecimento de potência da rede, os conversores passam a fornecer potência através de uma fonte de energia extra.

Os conversores em paralelo permitem que o sistema seja tolerante a falhas internas no conversor. No caso de falha de um dos conversores, este pode ser desligado e o outro pode assumir toda a compensação e operar normalmente no modo de operação A. Isto é possível porque os conversores foram projetados para suprir toda a demanda da carga.

Em decorrência do estudo realizado neste capítulo tem-se a publicação do artigo (FABRÍCIO, 2013).

Capítulo 6

Filtro Ativo Trifásico Interconectado em Delta

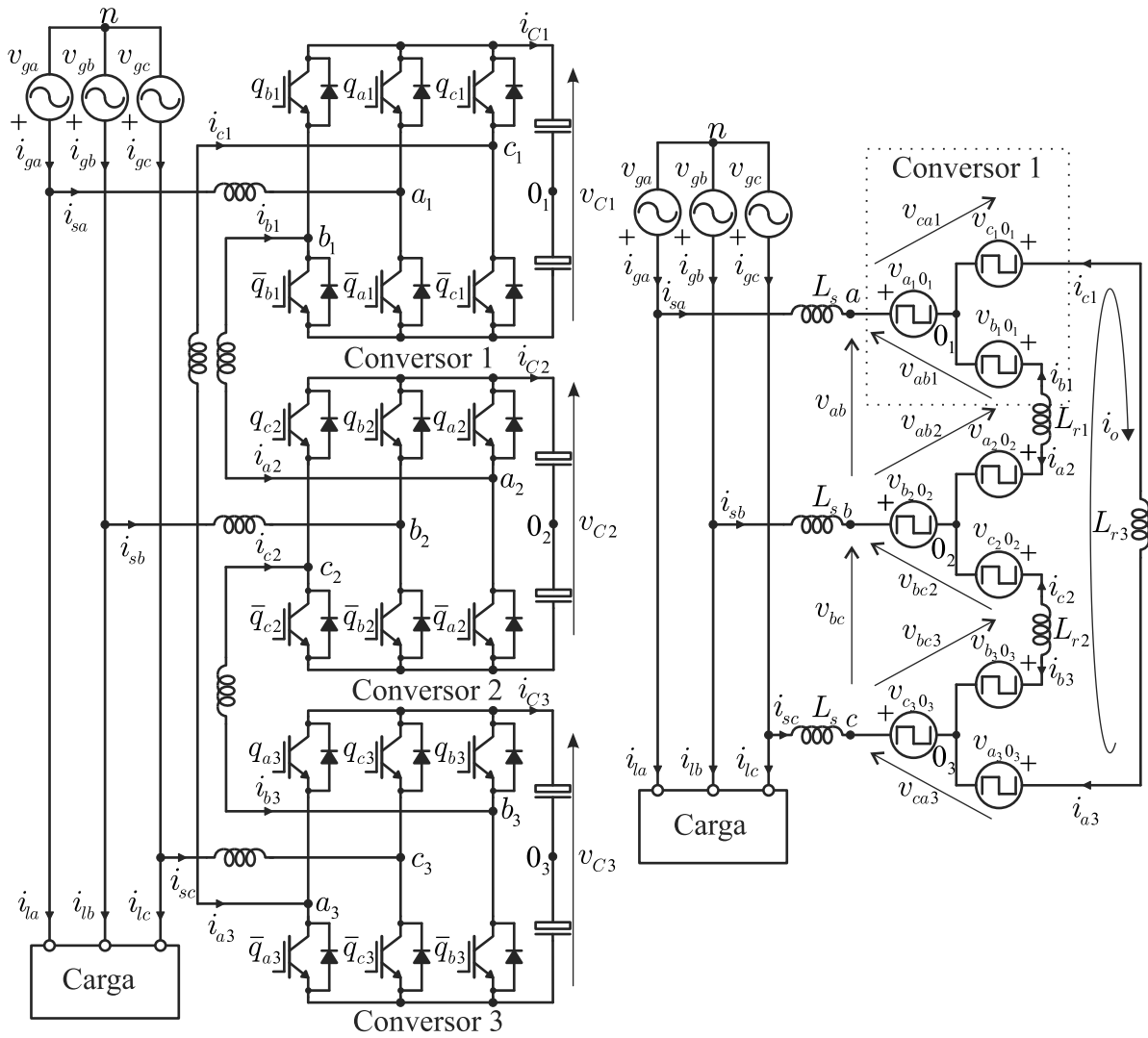
6.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentadas duas topologias de FAP em derivação a três fios compostas por três conversores de três ou quatro braços, cada conversor. A primeira topologia, mostrada na Figura 6.1 é denominada Conf. I9LD-3f e a segunda topologia, mostrada na Figura 6.2 é denominada Conf. I12LD-3f.

As Conf. I9LD-3f e Conf. I12LD-3f são estruturas modulares, agrupadas em cascatas, com os braços interconectados formando uma conexão em delta. Estas estruturas apresentam como vantagem o fato de serem multiníveis, reduzindo os estresses nas chaves semicondutoras, como será visto nos capítulos seguintes. Além de apresentar modularidade, o que as tornam de fácil construção e manutenção.

A Conf. I9LD-3f foi apresentada pela primeira vez em (WEN; SMEDLEY, 2008c). Porém, não foi amplamente analisada, principalmente em situações de desbalanceamento, como fora dito na revisão. Já a Conf. I12LD-3f é proposta com o objetivo de dividir a potência entre os braços que realizam a compensação. Para isto são acrescentados três braços à Conf. I9LD-3f.

Para essas topologias são desenvolvidos: i) modelo dinâmico do sistema, considerando desequilíbrio em impedâncias internas e corrente de circulação; ii) estratégia PWM; iii) potência nos conversores; e estratégia de controle, incluindo balanceamento dos barramentos CC e controle da corrente de circulação. Por fim, são apresentados os resultados de simulação e experimentais de ambas as topologias.



(a)

(b)

Figura 6.1 – FAP em derivação. (a) FAP interconectado em delta com nove braços (Conf. I9L-3f). (b) Modelo ideal da Conf. I9L-3f.

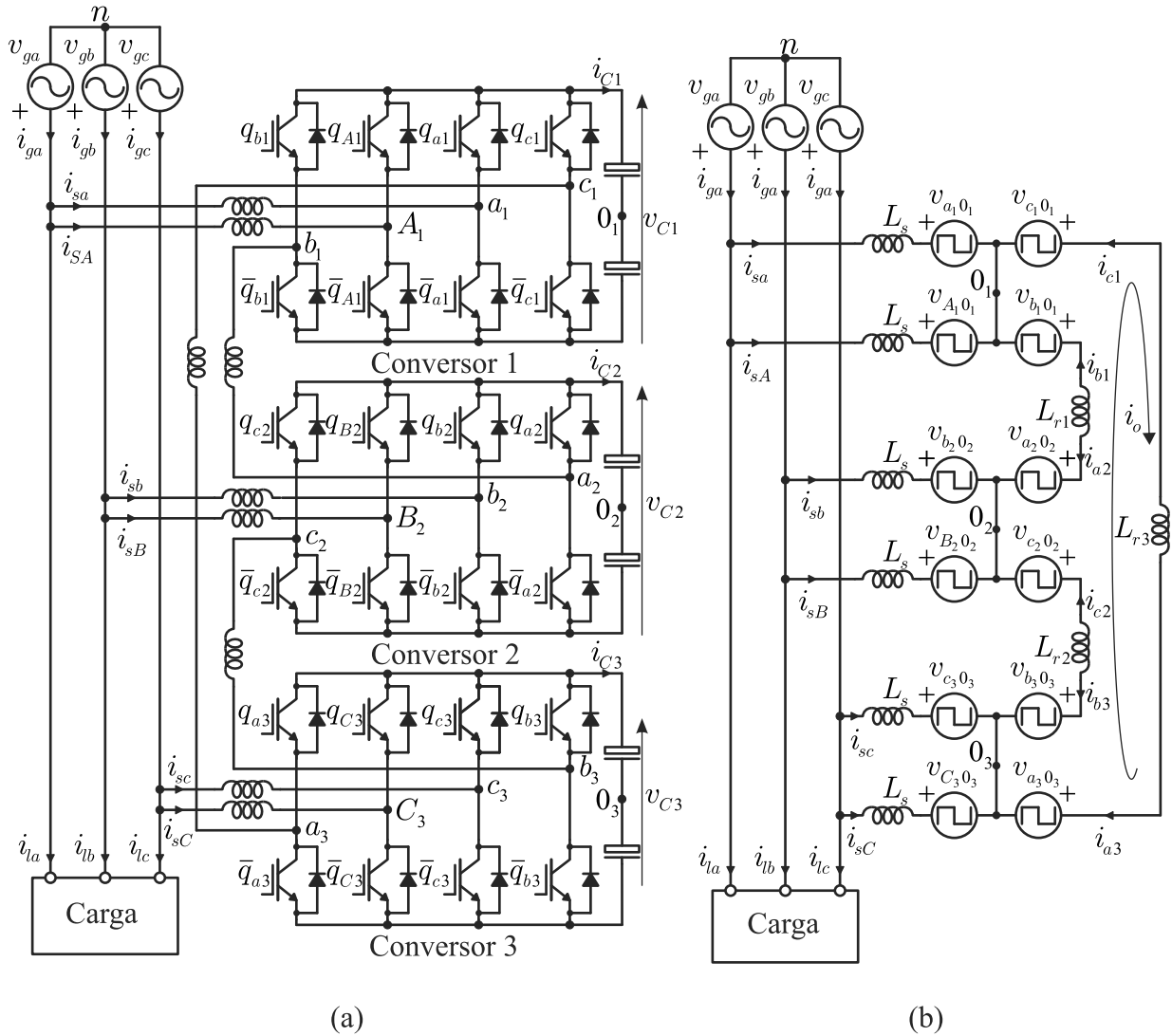


Figura 6.2 – FAP em derivação. (a) FAP interconectado em delta com doze braços (Conf. I12L-3f). (b) Modelo ideal da Conf. I12L-3f.

6.2 Modelo do Sistema

São apresentados os modelos das Conf. I9LD-3f e Conf. 12LD-3f, obtidos a partir dos circuitos ideais, mostrados nas Figuras 6.1(b) e 6.2(b), respectivamente.

A Conf. I9LD-3f é composta por três conversores (conversor 1, 2 e 3), três filtros indutivos L_s , três indutores auxiliares L_r e três barramentos CC. Os conversores são formados por nove braços, sendo três deles utilizados para compensação e os demais são interconectados, formando uma ligação delta. O conversor 1 é formado pelas chaves q_{a1} , \bar{q}_{a1} , q_{b1} , \bar{q}_{b1} , q_{c1} e \bar{q}_{c1} , o conversor 2 é composto por q_{a2} , \bar{q}_{a2} , q_{b2} , \bar{q}_{b2} , q_{c2} e \bar{q}_{c2} e o conversor 3 é composto por q_{a3} , \bar{q}_{a3} , q_{b3} , \bar{q}_{b3} , q_{c3} e \bar{q}_{c3} .

A Conf. I12LD-3f possui doze braços. Sua configuração é semelhante a Conf. I9LD-3f, diferenciando-se por possuir um braço a mais, por fase, na compensação. Com isto, divide-se a potência entre os braços que realizam a compensação. O conversor 1 é formado pelas chaves q_{a1} , \bar{q}_{a1} , q_{A1} , \bar{q}_{A1} , q_{b1} , \bar{q}_{b1} , q_{c1} e \bar{q}_{c1} , o conversor 2 é composto por q_{a2} , \bar{q}_{a2} , q_{b2} , \bar{q}_{b2} , q_{B2} , \bar{q}_{B2} , q_{c2} e \bar{q}_{c2} e o conversor 3 é composto por q_{a3} , \bar{q}_{a3} , q_{b3} , \bar{q}_{b3} , q_{c3} , \bar{q}_{c3} , q_{C3} e \bar{q}_{C3} .

Para estas topologias, consideram-se as impedâncias L_s balanceadas e as impedâncias L_{r1} , L_{r2} e L_{r3} , três impedâncias quaisquer. Além disto, consideram-se as impedâncias da rede elétrica nula e as correntes da carga como fontes ideais.

6.2.1 Configuração I9LD-3f

A partir do modelo ideal apresentado na Figura 6.1(b) pode-se escrever as equações da Conf. I9LD-3f:

- Tensões de malha do sistema:

$$v_{ga} - v_{gb} - v_{ab} = z_s \dot{i}_{sa} - z_s \dot{i}_{sb} - z_{r1} \dot{i}_{b1} \quad (6.1)$$

$$v_{gb} - v_{gc} - v_{bc} = z_s \dot{i}_{sb} - z_s \dot{i}_{sc} - z_{r2} \dot{i}_{c2} \quad (6.2)$$

$$v_{gc} - v_{ga} - v_{ca} = z_s \dot{i}_{sc} - z_s \dot{i}_{sa} - z_{r3} \dot{i}_{a3} \quad (6.3)$$

onde $z_s = r_s + pl_s$, $z_{rj} = r_{rj} + pl_{rj}$ ($p = \frac{d}{dt}$) e

$$v_{ab} = v_{ab1} + v_{ab2} \quad (6.4)$$

$$v_{bc} = v_{bc2} + v_{bc3} \quad (6.5)$$

$$v_{ca} = v_{ca1} + v_{ca3} \quad (6.6)$$

com as tensões dadas por

$$v_{ab1} = v_{a_1 0_1} - v_{b_1 0_1} \quad (6.7)$$

$$v_{ca1} = v_{c_1 0_1} - v_{a_1 0_1} \quad (6.8)$$

$$v_{ab2} = v_{a_2 0_2} - v_{b_2 0_2} \quad (6.9)$$

$$v_{bc2} = v_{b_2 0_2} - v_{c_2 0_2} \quad (6.10)$$

$$v_{bc3} = v_{b_3 0_3} - v_{c_3 0_3} \quad (6.11)$$

$$v_{ca3} = v_{c_3 0_3} - v_{a_3 0_3} \quad (6.12)$$

A malha de circulação do sistema pode ser obtida pelo somatório de (6.1)-(6.3), resultando em

$$v_o = z_{r1} i_{b1} + z_{r2} i_{c2} + z_{r3} i_{a3} \quad (6.13)$$

onde

$$v_o = v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} \quad (6.14)$$

- Correntes dos nós do sistema:

$$i_{ga} = i_{la} + i_{sa} \quad (6.15)$$

$$i_{gb} = i_{lb} + i_{sb} \quad (6.16)$$

$$i_{gc} = i_{lc} + i_{sc} \quad (6.17)$$

$$i_{sa} = i_{a3} - i_{b1} \quad (6.18)$$

$$i_{sb} = i_{b1} - i_{c2} \quad (6.19)$$

$$i_{sc} = i_{c2} - i_{a3} \quad (6.20)$$

$$\sum_{k=a,b,c} i_{gk} = \sum_{k=a,b,c} i_{sk} = \sum_{k=a,b,c} i_{lk} = 0 \quad (6.21)$$

A corrente de circulação do sistema, pode ser expressa por

$$i_o = i_{a3} + i_{b1} + i_{c2} = -i_{a2} - i_{b3} - i_{c1} \quad (6.22)$$

Das equações (6.18), (6.19) e (6.22), obtêm-se as correntes internas ao delta

$$i_{c2} = \frac{1}{3}(i_o + i_{sc} - i_{sb}) \quad (6.23)$$

$$i_{b1} = \frac{1}{3}(i_o + i_{sb} - i_{sa}) \quad (6.24)$$

$$i_{a3} = \frac{1}{3}(i_o + i_{sa} - i_{sc}) \quad (6.25)$$

Em regime, considerando o sistema equilibrado com sequência de fase abc , as componentes fundamentais das correntes são dadas por

$$\vec{i}_{sa} = I_s \angle(\theta) \quad (6.26)$$

$$\vec{i}_{sb} = I_s \angle(\theta - 120^\circ) \quad (6.27)$$

$$\vec{i}_{sc} = I_s \angle(\theta + 120^\circ) \quad (6.28)$$

das equações (6.23)-(6.25), obtém-se

$$\vec{i}_{c2} = \frac{I_s \angle(\theta + 120^\circ) - I_s \angle(\theta - 120^\circ)}{3} = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \angle(\theta + 90^\circ) \quad (6.29)$$

$$\vec{i}_{b1} = \frac{I_s \angle(\theta - 120^\circ) - I_s \angle(\theta)}{3} = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \angle(\theta + 210^\circ) \quad (6.30)$$

$$\vec{i}_{a3} = \frac{I_s \angle(\theta) - I_s \angle(\theta + 120^\circ)}{3} = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \angle(\theta - 30^\circ) \quad (6.31)$$

Das equações (6.29)-(6.31) tem-se que as amplitudes das correntes nas interconexões são relacionadas com as correntes de compensação por $I_s/\sqrt{3}$.

A partir das equações (6.1)-(6.3), (6.13) e (6.23)-(6.25), o modelo do sistema torna-se

$$v_{ga} - v_{gb} - v_{ab} = z_s i_{sa} - z_s i_{sb} - \frac{z_{r1}}{3} (i_o + i_b - i_a) \quad (6.32)$$

$$v_{gb} - v_{gc} - v_{bc} = z_s i_{sb} - z_s i_{sc} - \frac{z_{r2}}{3} (i_o + i_c - i_b) \quad (6.33)$$

$$v_{gc} - v_{ga} - v_{ca} = z_s i_{sc} - z_s i_{sa} - \frac{z_{r3}}{3} (i_o + i_a - i_c) \quad (6.34)$$

$$v_o = \frac{1}{3} (z_{r1} + z_{r2} + z_{r3}) i_o - \frac{1}{3} (z_{r1} - z_{r3}) i_a - \frac{1}{3} (z_{r2} - z_{r1}) i_b - \frac{1}{3} (z_{r3} - z_{r2}) i_c \quad (6.35)$$

Das equações (6.32)-(6.34), das tensões entre fases do sistema, obtém-se

$$v_{ga} = \frac{1}{3} (v_{ab} - v_{ca}) + z_s i_{sa} + \frac{1}{9} (z_{r1} + z_{r3}) i_{sa} - \frac{z_{r1}}{9} i_{sb} - \frac{z_{r3}}{9} i_{sc} + \frac{1}{9} (z_{r3} - z_{r1}) i_o \quad (6.36)$$

$$v_{gb} = \frac{1}{3} (v_{bc} - v_{ab}) + z_s i_{sb} + \frac{1}{9} (z_{r1} + z_{r2}) i_{sb} - \frac{z_{r2}}{9} i_{sc} - \frac{z_{r1}}{9} i_{sa} + \frac{1}{9} (z_{r1} - z_{r2}) i_o \quad (6.37)$$

$$v_{gc} = \frac{1}{3} (v_{ca} - v_{bc}) + z_s i_{sc} + \frac{1}{9} (z_{r2} + z_{r3}) i_{sc} - \frac{z_{r3}}{9} i_{sa} - \frac{z_{r2}}{9} i_{sb} + \frac{1}{9} (z_{r2} - z_{r3}) i_o \quad (6.38)$$

Introduzindo as tensões do FAP, modificadas, dadas por

$$v'_a = v_{ga} - z_s i_{sa} - \frac{z_r}{3} i_{sa} \quad (6.39)$$

$$v'_b = v_{gb} - z_s i_{sb} - \frac{z_r}{3} i_{sb} \quad (6.40)$$

$$v'_c = v_{gc} - z_s i_{sc} - \frac{z_r}{3} i_{sc} \quad (6.41)$$

onde $z_r = (z_{r1} + z_{r2} + z_{r3})/3$, com $v'_a + v'_b + v'_c = 0$, o modelo pode ser escrito como

$$v'_a = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) - \frac{z_{r2}}{9}i_{sa} - \frac{z_{r1}}{9}i_{sb} - \frac{z_{r3}}{9}i_{sc} - \frac{1}{9}(z_{r3} + z_{r1})i_o \quad (6.42)$$

$$v'_b = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) - \frac{z_{r1}}{9}i_{sa} - \frac{z_{r3}}{9}i_{sb} - \frac{z_{r2}}{9}i_{sc} - \frac{1}{9}(z_{r1} + z_{r2})i_o \quad (6.43)$$

$$v'_c = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) - \frac{z_{r3}}{9}i_{sa} - \frac{z_{r2}}{9}i_{sb} - \frac{z_{r1}}{9}i_{sc} - \frac{1}{9}(z_{r2} + z_{r3})i_o \quad (6.44)$$

Somente duas dessas três equações são linearmente independentes. Os controladores do sistema fornecem as tensões v'_a, v'_b ($v'_c = -v'_a - v'_b$), e v_o^* .

Para o sistema balanceado, e.g., $z_r = z_{r1} = z_{r2} = z_{r3}$, o modelo do sistema é simplificado, dado por

$$v_{ga} - v_{gb} - v_{ab} = z_s i_{sa} - z_s i_{sb} - \frac{z_r}{3}(i_o + i_b - i_a) \quad (6.45)$$

$$v_{gb} - v_{gc} - v_{bc} = z_s i_{sb} - z_s i_{sc} - \frac{z_r}{3}(i_o + i_c - i_b) \quad (6.46)$$

$$v_{gc} - v_{ga} - v_{ca} = z_s i_{sc} - z_s i_{sa} - \frac{z_r}{3}(i_o + i_a - i_c) \quad (6.47)$$

e

$$v'_a = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \quad (6.48)$$

$$v'_b = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \quad (6.49)$$

$$v'_c = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \quad (6.50)$$

$$v_o = v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} = z_r i_o \quad (6.51)$$

6.2.2 Configuração I12LD-3f

A partir do modelo ideal apresentado na Figura 6.2(d) pode-se escrever as equações da Conf. I12LD-3f:

- Tensões de malha do sistema:

$$v_{ga} - v_{gb} - v_{ab} = z_s i_{sa} - z_s i_{sb} - z_{r1} i_{b1} \quad (6.52)$$

$$v_{gb} - v_{gc} - v_{bc} = z_s i_{sb} - z_s i_{sc} - z_{r2} i_{c2} \quad (6.53)$$

$$v_{gc} - v_{ga} - v_{ca} = z_s i_{sc} - z_s i_{sa} - z_{r3} i_{a3} \quad (6.54)$$

$$v_{ga} - v_{gb} - v_{AB} = z_s i_{sA} - z_s i_{sB} - z_{r1} i_{b1} \quad (6.55)$$

$$v_{gb} - v_{gc} - v_{BC} = z_s i_{sB} - z_s i_{sC} - z_{r2} i_{c2} \quad (6.56)$$

$$v_{gc} - v_{ga} - v_{CA} = z_s i_{sC} - z_s i_{sA} - z_{r3} i_{a3} \quad (6.57)$$

onde $z_s = r_s + pl_s$, $z_{rj} = r_{rj} + pl_{rj}$ ($p = \frac{d}{dt}$) e

$$v_{ab} = v_{ab1} + v_{ab2} \quad (6.58)$$

$$v_{bc} = v_{bc2} + v_{bc3} \quad (6.59)$$

$$v_{ca} = v_{ca1} + v_{ca3} \quad (6.60)$$

$$v_{AB} = v_{Ab1} + v_{aB2} \quad (6.61)$$

$$v_{BC} = v_{Bc2} + v_{bC3} \quad (6.62)$$

$$v_{CA} = v_{cA1} + v_{Ca3} \quad (6.63)$$

com as tensões dadas por

$$v_{ab1} = v_{a_1 0_1} - v_{b_1 0_1} \quad (6.64)$$

$$v_{ca1} = v_{c_1 0_1} - v_{a_1 0_1} \quad (6.65)$$

$$v_{ab2} = v_{a_2 0_2} - v_{b_2 0_2} \quad (6.66)$$

$$v_{bc2} = v_{b_2 0_2} - v_{c_2 0_2} \quad (6.67)$$

$$v_{bc3} = v_{b_3 0_3} - v_{c_3 0_3} \quad (6.68)$$

$$v_{ca3} = v_{c_3 0_3} - v_{a_3 0_3} \quad (6.69)$$

$$v_{Ab1} = v_{A_1 0_1} - v_{b_1 0_1} \quad (6.70)$$

$$v_{cA1} = v_{c_1 0_1} - v_{A_1 0_1} \quad (6.71)$$

$$v_{aB2} = v_{a_2 0_2} - v_{B_2 0_2} \quad (6.72)$$

$$v_{Bc2} = v_{B_2 0_2} - v_{c_2 0_2} \quad (6.73)$$

$$v_{bC3} = v_{b_3 0_3} - v_{C_3 0_3} \quad (6.74)$$

$$v_{Ca3} = v_{C_3 0_3} - v_{a_3 0_3} \quad (6.75)$$

A malha de circulação do sistema pode ser obtida pelo somatório de (6.52)-(6.54) ou (6.55)-(6.57), resultando em

$$v_o = z_{r1}i_{b1} + z_{r2}i_{c2} + z_{r3}i_{a3} \quad (6.76)$$

onde

$$v_o = v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} = v_{AB} + v_{BC} + v_{CA} \quad (6.77)$$

- Correntes dos nós do sistema:

$$i_{ga} = i_{la} + i_{sa} + i_{sA} \quad (6.78)$$

$$i_{gb} = i_{lb} + i_{sb} + i_{sB} \quad (6.79)$$

$$i_{gc} = i_{lc} + i_{sc} + i_{sC} \quad (6.80)$$

$$i_{sa} + i_{sA} = i_{a3} - i_{b1} \quad (6.81)$$

$$i_{sb} + i_{sB} = i_{b1} - i_{c2} \quad (6.82)$$

$$i_{sc} + i_{sC} = i_{c2} - i_{a3} \quad (6.83)$$

$$\sum_{k=a,b,c} i_{gk} = \sum_{k=a,b,c} i_{sk} + \sum_{k=A,B,C} i_{sk} = \sum_{k=a,b,c} i_{lk} = 0 \quad (6.84)$$

A corrente de circulação do sistema pode ser expressa por

$$i_o = i_{a3} + i_{b1} + i_{c2} = -i_{a2} - i_{b3} - i_{c1} \quad (6.85)$$

Das equações (6.81)-(6.82) e (6.85)

$$i_{c2} = \frac{1}{3}(i_o + i_{sc} + i_{sC} - i_{sb} - i_{sB}) \quad (6.86)$$

$$i_{b1} = \frac{1}{3}(i_o + i_{sb} + i_{sB} - i_{sa} - i_{sA}) \quad (6.87)$$

$$i_{a3} = \frac{1}{3}(i_o + i_{sa} + i_{sA} - i_{sc} - i_{sC}) \quad (6.88)$$

Em regime, fazendo as mesmas considerações feitas para a Conf. I9LD-3f, as correntes dos braços interconectados podem ser expressas pelas equações (6.29)-(6.31). Logo, tem-se que as amplitudes das correntes nas interconexões são relacionadas com as correntes de compensação por $2I_s/\sqrt{3}$.

A partir das equações (6.52)-(6.57), (6.76), (6.86)-(6.88), o modelo do sistema torna-se

$$v_{ga} - v_{gb} - v_{ab} = z_s i_{sa} - z_s i_{sb} - \frac{z_{r1}}{3}(i_o + i_b + i_B - i_a - i_A) \quad (6.89)$$

$$v_{gb} - v_{gc} - v_{bc} = z_s i_{sb} - z_s i_{sc} - \frac{z_{r2}}{3}(i_o + i_c + i_C - i_b - i_B) \quad (6.90)$$

$$v_{gc} - v_{ga} - v_{ca} = z_s i_{sc} - z_s i_{sa} - \frac{z_{r3}}{3}(i_o + i_a + i_A - i_c - i_C) \quad (6.91)$$

$$v_{ga} - v_{gb} - v_{AB} = z_s i_{sA} - z_s i_{sB} - \frac{z_{r1}}{3}(i_o + i_b + i_B - i_a - i_A) \quad (6.92)$$

$$v_{gb} - v_{gc} - v_{BC} = z_s i_{sB} - z_s i_{sC} - \frac{z_{r2}}{3}(i_o + i_c + i_C - i_b - i_B) \quad (6.93)$$

$$v_{gc} - v_{ga} - v_{CA} = z_s i_{sC} - z_s i_{sA} - \frac{z_{r3}}{3}(i_o + i_a + i_A - i_c - i_C) \quad (6.94)$$

$$v_o = \frac{1}{3}(z_{r1} + z_{r2} + z_{r3})i_o - \frac{1}{3}(z_{r1} - z_{r3})(i_a + i_A) - \frac{1}{3}(z_{r2} - z_{r1})(i_b + i_B) - \frac{1}{3}(z_{r3} - z_{r2})(i_b + i_B) \quad (6.95)$$

Das equações (6.89)-(6.94), obtém-se

$$v_{ga} = \frac{v_{ab} - v_{ca}}{3} + z_s i_{sa} + \frac{z_{r1} + z_{r3}}{9}(i_{sa} + i_{sA}) - \frac{z_{r1}}{9}(i_{sb} + i_{sB}) - \frac{z_{r3}}{9}(i_{sc} + i_{sC}) + \frac{z_{r3} - z_{r1}}{9}i_o \quad (6.96)$$

$$v_{gb} = \frac{v_{bc} - v_{ab}}{3} + z_s i_{sb} + \frac{z_{r1} + z_{r2}}{9}(i_{sb} + i_{sB}) - \frac{z_{r2}}{9}(i_{sc} + i_{sC}) - \frac{z_{r1}}{9}(i_{sa} + i_{sA}) + \frac{z_{r1} - z_{r2}}{9}i_o \quad (6.97)$$

$$v_{gc} = \frac{v_{ca} - v_{bc}}{3} + z_s i_{sc} + \frac{z_{r2} + z_{r3}}{9}(i_{sc} + i_{sC}) - \frac{z_{r3}}{9}(i_{sa} + i_{sA}) - \frac{z_{r2}}{9}(i_{sb} + i_{sB}) + \frac{z_{r2} - z_{r3}}{9}i_o \quad (6.98)$$

$$v_{ga} = \frac{v_{AB} - v_{CA}}{3} + z_s i_{sA} + \frac{z_{r1} + z_{r3}}{9}(i_{sa} + i_{sA}) - \frac{z_{r1}}{9}(i_{sb} + i_{sB}) - \frac{z_{r3}}{9}(i_{sc} + i_{sC}) + \frac{z_{r3} - z_{r1}}{9}i_o \quad (6.99)$$

$$v_{gb} = \frac{v_{BC} - v_{AB}}{3} + z_s i_{sB} + \frac{z_{r1} + z_{r2}}{9}(i_{sb} + i_{sB}) - \frac{z_{r2}}{9}(i_{sc} + i_{sC}) - \frac{z_{r1}}{9}(i_{sa} + i_{sA}) + \frac{z_{r1} - z_{r2}}{9}i_o \quad (6.100)$$

$$v_{gc} = \frac{v_{CA} - v_{BC}}{3} + z_s i_{sC} + \frac{z_{r2} + z_{r3}}{9}(i_{sc} + i_{sC}) - \frac{z_{r3}}{9}(i_{sa} + i_{sA}) - \frac{z_{r2}}{9}(i_{sb} + i_{sB}) + \frac{z_{r2} - z_{r3}}{9}i_o \quad (6.101)$$

Introduzindo as tensões do FAP, modificadas, dadas por

$$v'_a = v_{ga} - z_s i_{sa} - \frac{z_r}{3}i_{sa} \quad (6.102)$$

$$v'_b = v_{gb} - z_s i_{sb} - \frac{z_r}{3}i_{sb} \quad (6.103)$$

$$v'_c = v_{gc} - z_s i_{sc} - \frac{z_r}{3}i_{sc} \quad (6.104)$$

$$v'_A = v_{ga} - z_s i_{sA} - \frac{z_r}{3}i_{sA} \quad (6.105)$$

$$v'_B = v_{gb} - z_s i_{sB} - \frac{z_r}{3}i_{sB} \quad (6.106)$$

$$v'_C = v_{gc} - z_s i_{sC} - \frac{z_r}{3}i_{sC} \quad (6.107)$$

onde $z_r = (z_{r1} + z_{r2} + z_{r3})/3$, com $v'_a + v'_b + v'_c = 0$ e $v'_A + v'_B + v'_C = 0$ o modelo pode ser escrito como

$$v'_a = \frac{v_{ab} - v_{ca}}{3} - \frac{z_{r2}}{9}i_{sa} + \frac{z_r}{3}i_{sA} - \frac{z_{r2}}{9}i_{sA} - \frac{z_{r1}}{9}(i_{sb} + i_{sB}) - \frac{z_{r3}}{9}(i_{sc} + i_{sC}) - \frac{z_{r3} - z_{r1}}{9}i_o \quad (6.108)$$

$$v'_b = \frac{v_{bc} - v_{ab}}{3} - \frac{z_{r1}}{9}i_{sa} + \frac{z_r}{3}i_{sB} - \frac{z_{r3}}{9}i_{sB} - \frac{z_{r2}}{9}(i_{sc} + i_{sC}) - \frac{z_{r1}}{9}(i_{sa} + i_{sA}) - \frac{z_{r1} - z_{r2}}{9}i_o \quad (6.109)$$

$$v'_c = \frac{v_{ca} - v_{bc}}{3} - \frac{z_{r3}}{9}i_{sa} + \frac{z_r}{3}i_{sC} - \frac{z_{r1}}{9}i_{sC} - \frac{z_{r3}}{9}(i_{sa} + i_{sA}) - \frac{z_{r2}}{9}(i_{sb} + i_{sB}) - \frac{z_{r2} - z_{r3}}{9}i_o \quad (6.110)$$

$$v'_A = \frac{v_{AB} - v_{CA}}{3} - \frac{z_{r2}}{9}i_{sA} + \frac{z_r}{3}i_{sa} - \frac{z_{r2}}{9}i_{sa} - \frac{z_{r1}}{9}(i_{sb} + i_{sB}) - \frac{z_{r3}}{9}(i_{sc} + i_{sC}) - \frac{z_{r3} - z_{r1}}{9}i_o \quad (6.111)$$

$$v'_B = \frac{v_{BC} - v_{AB}}{3} - \frac{z_{r1}}{9}i_{sB} + \frac{z_r}{3}i_{sb} - \frac{z_{r3}}{9}i_{sb} - \frac{z_{r2}}{9}(i_{sc} + i_{sC}) - \frac{z_{r1}}{9}(i_{sa} + i_{sA}) - \frac{z_{r1} - z_{r2}}{9}i_o \quad (6.112)$$

$$v'_C = \frac{v_{CA} - v_{BC}}{3} - \frac{z_{r3}}{9}i_{sC} + \frac{z_r}{3}i_{sc} - \frac{z_{r1}}{9}i_{sc} - \frac{z_{r3}}{9}(i_{sa} + i_{sA}) - \frac{z_{r2}}{9}(i_{sb} + i_{sB}) - \frac{z_{r2} - z_{r3}}{9}i_o \quad (6.113)$$

Somente duas dessas três equações são linearmente independentes. Os controladores do sistema fornecem as tensões v'_a , v'_b ($v'_c = -v'_a - v'_b$), e v'_o .

Para o sistema balanceado, e.g., $z_r = z_{r1} = z_{r2} = z_{r3}$, o modelo do sistema é simplificado, dado por

$$v_{ga} - v_{gb} - v_{ab} = z_s i_{sa} - z_s i_{sb} - \frac{z_r}{3} (i_o + i_{sb} + i_{sB} - i_{sa} - i_{sA}) \quad (6.114)$$

$$v_{gb} - v_{gc} - v_{bc} = z_s i_{sb} - z_s i_{sc} - \frac{z_r}{3} (i_o + i_{sc} + i_{sC} - i_{sb} - i_{sB}) \quad (6.115)$$

$$v_{gc} - v_{ga} - v_{ca} = z_s i_{sc} - z_s i_{sa} - \frac{z_r}{3} (i_o + i_{sa} + i_{sA} - i_{sc} - i_{sC}) \quad (6.116)$$

$$v_{ga} - v_{gb} - v_{AB} = z_s i_{sA} - z_s i_{sB} - \frac{z_r}{3} (i_o + i_{sb} + i_{sB} - i_{sa} - i_{sA}) \quad (6.117)$$

$$v_{gb} - v_{gc} - v_{BC} = z_s i_{sB} - z_s i_{sC} - \frac{z_r}{3} (i_o + i_{sc} + i_{sC} - i_{sb} - i_{sB}) \quad (6.118)$$

$$v_{gc} - v_{ga} - v_{CA} = z_s i_{sC} - z_s i_{sA} - \frac{z_r}{3} (i_o + i_{sa} + i_{sA} - i_{sc} - i_{sC}) \quad (6.119)$$

e

$$v'_a = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) + \frac{z_r}{3} i_{sA} \quad (6.120)$$

$$v'_b = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) + \frac{z_r}{3} i_{sB} \quad (6.121)$$

$$v'_c = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) + \frac{z_r}{3} i_{sC} \quad (6.122)$$

$$v'_A = \frac{1}{3}(v_{AB} - v_{CA}) + \frac{z_r}{3} i_{sA} \quad (6.123)$$

$$v'_B = \frac{1}{3}(v_{BC} - v_{AB}) + \frac{z_r}{3} i_{sB} \quad (6.124)$$

$$v'_C = \frac{1}{3}(v_{CA} - v_{BC}) + \frac{z_r}{3} i_{sC} \quad (6.125)$$

$$v_o = v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} = v_{AB} + v_{BC} + v_{CA} = z_r i_o \quad (6.126)$$

6.3 Estratégia PWM

6.3.1 Configuração I9LD-3f

As saídas dos controladores são v'_a , v'_b e v'_c (com $v'_c = -v'_a - v'_b$). A partir destas tensões e das equações (6.48)-(6.51), as tensões de referência v_{ab}^* , v_{bc}^* , e v_{ca}^* podem ser calculadas por

$$v_{ab}^* = v'_a - v'_b + \frac{1}{3}v_o^* \quad (6.127)$$

$$v_{bc}^* = v'_b - v'_c + \frac{1}{3}v_o^* \quad (6.128)$$

$$v_{ca}^* = v'_c - v'_a + \frac{1}{3}v_o^*. \quad (6.129)$$

As tensões v_{ab}^* , v_{bc}^* , v_{ca}^* são usadas para determinar as tensões de polo de referência. As equações (6.127)-(6.129) não são suficientes para determinar as nove tensões de polo de referência. Portanto, é necessário introduzir seis variáveis auxiliares (v_{xab}^* , v_{xbc}^* , v_{xca}^* , v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^*).

As tensões v_{ab}^* , v_{bc}^* e v_{ca}^* podem ser expressas por

$$v_{ab}^* = v_{ab1}^* + v_{ab2}^* \quad (6.130)$$

$$v_{bc}^* = v_{bc2}^* + v_{bc3}^* \quad (6.131)$$

$$v_{ca}^* = v_{ca1}^* + v_{ca3}^* \quad (6.132)$$

As variáveis v_{xab}^* , v_{xbc}^* , v_{xca}^* indicam como as tensões v_{ab}^* , v_{bc}^* e v_{ca}^* são compartilhadas entre os conversores, isto é,

$$v_{ab1}^* = v_{ab}^*/2 + v_{xab}^* \quad (6.133)$$

$$-v_{ab2}^* = -v_{ab}^*/2 + v_{xab}^* \quad (6.134)$$

$$v_{bc2}^* = v_{bc}^*/2 + v_{xbc}^* \quad (6.135)$$

$$-v_{bc3}^* = -v_{bc}^*/2 + v_{xbc}^* \quad (6.136)$$

$$v_{ca1}^* = v_{ca}^*/2 + v_{xca}^* \quad (6.137)$$

$$-v_{ca3}^* = -v_{ca}^*/2 + v_{xca}^* \quad (6.138)$$

Introduzindo as variáveis auxiliares v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^* e pelas equações do sistema, tem-se

$$v_{ab1}^* = v_{a10_1}^* - v_{b10_1}^* \quad (6.139)$$

$$v_{ca1}^* = v_{c10_1}^* - v_{a10_1}^* \quad (6.140)$$

$$v_{x1}^* = \frac{v_{a10_1}^* + v_{b10_1}^* + v_{c10_1}^*}{3} \quad (6.141)$$

$$v_{ab2}^* = v_{a20_2}^* - v_{b20_2}^* \quad (6.142)$$

$$v_{bc2}^* = v_{b20_2}^* - v_{c20_2}^* \quad (6.143)$$

$$v_{x2}^* = \frac{v_{a20_2}^* + v_{b20_2}^* + v_{c20_2}^*}{3} \quad (6.144)$$

$$v_{bc3}^* = v_{b30_3}^* - v_{c30_3}^* \quad (6.145)$$

$$v_{ca3}^* = -v_{c30_3}^* - v_{ab30_3}^* \quad (6.146)$$

$$v_{x3}^* = \frac{v_{a30_3}^* + v_{b30_3}^* + v_{c30_3}^*}{3} \quad (6.147)$$

Logo, a partir das equações (6.133)-(6.147) obtêm-se as tensões de polo de referência dos conversores trifásicos 1, 2 e 3, respectivamente, dadas por

– Conversor 1

$$v_{a_1 0_1}^* = \frac{1}{6}v_{ab}^* - \frac{1}{6}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xab}^* - \frac{1}{3}v_{xca}^* + v_{x1}^* \quad (6.148)$$

$$v_{b_1 0_1}^* = -\frac{1}{3}v_{ab}^* - \frac{1}{6}v_{ca}^* - \frac{2}{3}v_{xab}^* - \frac{1}{3}v_{xca}^* + v_{x1}^* \quad (6.149)$$

$$v_{c_1 0_1}^* = \frac{1}{6}v_{ab}^* + \frac{1}{3}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xab}^* + \frac{2}{3}v_{xca}^* + v_{x1}^* \quad (6.150)$$

$$(6.151)$$

– Conversor 2

$$v_{a_2 0_2}^* = \frac{1}{3}v_{ab}^* + \frac{1}{6}v_{bc}^* - \frac{2}{3}v_{xab}^* + \frac{1}{3}v_{xbc}^* + v_{x2}^* \quad (6.152)$$

$$v_{b_2 0_2}^* = -\frac{1}{6}v_{ab}^* + \frac{1}{6}v_{bc}^* + \frac{1}{3}v_{xab}^* + \frac{1}{3}v_{xbc}^* + v_{x2}^* \quad (6.153)$$

$$v_{c_2 0_2}^* = -\frac{1}{6}v_{ab}^* - \frac{1}{3}v_{bc}^* + \frac{1}{3}v_{xab}^* - \frac{2}{3}v_{xbc}^* + v_{x2}^* \quad (6.154)$$

$$(6.155)$$

– Conversor 3

$$v_{a_3 0_3}^* = -\frac{1}{6}v_{bc}^* - \frac{1}{3}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xbc}^* + \frac{2}{3}v_{xca}^* + v_{x3}^* \quad (6.156)$$

$$v_{b_3 0_3}^* = \frac{1}{3}v_{bc}^* + \frac{1}{6}v_{ca}^* - \frac{2}{3}v_{xbc}^* - \frac{1}{3}v_{xca}^* + v_{x3}^* \quad (6.157)$$

$$v_{c_3 0_3}^* = -\frac{1}{6}v_{bc}^* + \frac{1}{6}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xbc}^* - \frac{1}{3}v_{xca}^* + v_{x3}^* \quad (6.158)$$

Introduzindo v_a^* , v_b^* , v_c^* e v_o^* , escrevem-se as tensões de polo como

$$v_{a_1 0_1}^* = \frac{1}{2}v_a^* + \frac{1}{3}v_{xab}^* - \frac{1}{3}v_{xca}^* + v_{x1}^* \quad (6.159)$$

$$v_{b_1 0_1}^* = \frac{1}{2}v_b^* - \frac{1}{6}v_o^* - \frac{2}{3}v_{xab}^* - \frac{1}{3}v_{xca}^* + v_{x1}^* \quad (6.160)$$

$$v_{c_1 0_1}^* = \frac{1}{2}v_c^* + \frac{1}{6}v_o^* + \frac{1}{3}v_{xab}^* + \frac{2}{3}v_{xca}^* + v_{x1}^* \quad (6.161)$$

$$v_{a_2 0_2}^* = \frac{1}{2}v_a^* + \frac{1}{6}v_o^* - \frac{2}{3}v_{xab}^* + \frac{1}{3}v_{xbc}^* + v_{x2}^* \quad (6.162)$$

$$v_{b_2 0_2}^* = \frac{1}{2}v_b^* + \frac{1}{3}v_{xab}^* + \frac{1}{3}v_{xbc}^* + v_{x2}^* \quad (6.163)$$

$$v_{c_2 0_2}^* = \frac{1}{2}v_c^* - \frac{1}{6}v_o^* + \frac{1}{3}v_{xab}^* - \frac{2}{3}v_{xbc}^* + v_{x2}^* \quad (6.164)$$

$$v_{a_3 0_3}^* = \frac{1}{2}v_a^* - \frac{1}{6}v_o^* + \frac{1}{3}v_{xbc}^* + \frac{2}{3}v_{xca}^* + v_{x3}^* \quad (6.165)$$

$$v_{b_3 0_3}^* = \frac{1}{2}v_b^* + \frac{1}{6}v_o^* - \frac{2}{3}v_{xbc}^* - \frac{1}{3}v_{xca}^* + v_{x3}^* \quad (6.166)$$

$$v_{c_3 0_3}^* = \frac{1}{2}v_c^* + \frac{1}{3}v_{xbc}^* - \frac{1}{3}v_{xca}^* + v_{x3}^* \quad (6.167)$$

As tensões auxiliares devem ser escolhidas respeitando os limites máximo ($v_C^*/2$) e mínimo ($-v_C^*/2$) das tensões de polo (assumindo que $v_C^* = v_{C1}^* = v_{C2}^* = v_{C3}^*$).

Para $v_{xab}^* = v_{xbc}^* = v_{xca}^* = 0$, as tensões v_{ab}^* , v_{bc}^* e v_{ca}^* e a potência são divididas igualmente entre os conversores (ver Seção 6.4).

As tensões de polo podem ser determinadas independentemente para cada conversor. Para o conversor 1, $v_{a10_1}^*$, $v_{b10_1}^*$ e $v_{c10_1}^*$ são obtidas a partir de (6.148)-(6.150). Como $\max\{v_{a10_1}^*\} = \max\{v_{b10_1}^*\} = \max\{v_{c10_1}^*\} = v_C^*/2$ and $\min\{v_{a10_1}^*\} = \min\{v_{b10_1}^*\} = \min\{v_{c10_1}^*\} = -v_C^*/2$, os valores máximos e mínimos de v_{x1}^* são

$$v_{x1 \max}^* = v_C^*/2 - \max\{\vartheta_1\} \quad (6.168)$$

$$v_{x1 \min}^* = -v_C^*/2 - \min\{\vartheta_1\} \quad (6.169)$$

onde $\vartheta_1 = \{\frac{1}{6}v_{ab}^* - \frac{1}{6}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xab}^* - \frac{1}{3}v_{xca}^*, -\frac{1}{3}v_{ab}^* - \frac{1}{6}v_{ca}^* - \frac{2}{3}v_{xab}^* - \frac{1}{3}v_{xca}^*, \frac{1}{6}v_{ab}^* + \frac{1}{3}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xab}^* + \frac{2}{3}v_{xca}^*\}$. A variação de v_{x1}^* pode ser normalizada, introduzindo um parâmetro de distribuição μ_{x1}^* ($0 \leq \mu_{x1}^* \leq 1$). Então, v_{x1}^* é determinado usando

$$v_{x1}^* = \mu_{x1}^* v_{x1 \max}^* + (1 - \mu_{x1}^*) v_{x1 \min}^*. \quad (6.170)$$

Para o conversor 2, $v_{a20_2}^*$, $v_{b20_2}^*$ e $v_{c20_2}^*$ são obtidos a partir das equações (6.152)-(6.154). Como $\max\{v_{a20_2}^*\} = \max\{v_{b20_2}^*\} = \max\{v_{c20_2}^*\} = v_C^*/2$ e $\min\{v_{a20_2}^*\} = \min\{v_{b20_2}^*\} = \min\{v_{c20_2}^*\} = -v_C^*/2$, os valores máximos e mínimos de v_{x2}^* são

$$v_{x2 \max}^* = v_C^*/2 - \max\{\vartheta_2\} \quad (6.171)$$

$$v_{x2 \min}^* = -v_C^*/2 - \min\{\vartheta_2\} \quad (6.172)$$

onde $\vartheta_2 = \{\frac{1}{3}v_{ab}^* + \frac{1}{6}v_{bc}^* - \frac{2}{3}v_{xab}^* + \frac{1}{3}v_{xbc}^*, -\frac{1}{6}v_{ab}^* + \frac{1}{6}v_{bc}^* + \frac{1}{3}v_{xab}^* + \frac{1}{3}v_{xbc}^*, -\frac{1}{6}v_{ab}^* - \frac{1}{3}v_{bc}^* + \frac{1}{3}v_{xab}^* - \frac{2}{3}v_{xbc}^*\}$. Introduzindo o parâmetro de distribuição μ_{x2}^* ($0 \leq \mu_{x2}^* \leq 1$), v_{x2}^* é dado por

$$v_{x2}^* = \mu_{x2}^* v_{x2 \max}^* + (1 - \mu_{x2}^*) v_{x2 \min}^*. \quad (6.173)$$

Para o conversor 3, $v_{a30_3}^*$, $v_{b30_3}^*$ e $v_{c30_3}^*$ são obtidos a partir das equações (6.156)-(6.158). Como $\max\{v_{a30_3}^*\} = \max\{v_{b30_3}^*\} = \max\{v_{c30_3}^*\} = v_C^*/2$ e $\min\{v_{a30_3}^*\} = \min\{v_{b30_3}^*\} = \min\{v_{c30_3}^*\} = -v_C^*/2$, os valores máximos e mínimos de v_{x3}^* são

$$v_{x3 \max}^* = v_C^*/2 - \max\{\vartheta_3\} \quad (6.174)$$

$$v_{x3 \min}^* = -v_C^*/2 - \min\{\vartheta_3\} \quad (6.175)$$

onde $\vartheta_3 = \{-\frac{1}{6}v_{bc}^* - \frac{1}{3}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xbc}^* + \frac{2}{3}v_{xca}^*, \frac{1}{3}v_{bc}^* + \frac{1}{6}v_{ca}^* - \frac{2}{3}v_{xbc}^* - \frac{1}{3}v_{xca}^*, -\frac{1}{6}v_{bc}^* + \frac{1}{6}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xbc}^* -$

$\frac{1}{3}v_{xca}^* \}$. Introduzindo um parâmetro de distribuição μ_{x3}^* ($0 \leq \mu_{x3}^* \leq 1$), v_{x3}^* é dado por

$$v_{x3}^* = \mu_{x3}^* v_{x3 \max}^* + (1 - \mu_{x3}^*) v_{x3 \min}^*. \quad (6.176)$$

Os parâmetros μ_{x1}^* , μ_{x2}^* and μ_{x3}^* determinam a posição do pulso de tensão gerado pelo conversor, modificando a distorção das componentes de alta frequência, similar ao que ocorre no caso convencional.

Uma vez escolhidas as variáveis v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^* , as tensões de polo $v_{a10_1}^*$, $v_{b10_1}^*$, $v_{c10_1}^*$, $v_{a20_2}^*$, $v_{b20_2}^*$, $v_{c20_2}^*$, $v_{a30_3}^*$, $v_{b30_3}^*$ e $v_{c30_3}^*$ são definidas a partir das equações (6.159)-(6.167).

A partir das equações (6.133)-(6.138) e escolhidos v_{xab}^* , v_{xbc}^* e v_{xca}^* , as tensões v_{ab1}^* , v_{ca1}^* , v_{ab2}^* , v_{bc2}^* , v_{bc3}^* e v_{ca3}^* são determinadas. Como foi dito anteriormente, $v_{xab}^* = v_{xbc}^* = v_{xca}^* = 0$ definem que a potência seja distribuída igualmente entre os conversores 1, 2 e 3.

Os sinais de gatilho são obtidos comparando-se as tensões de polo de referência com uma (IC-1P), duas (IC-2P) ou três (IC-3P) portadoras PWM. Duas técnicas são ilustradas na Figura 6.3. A primeira utiliza três portadoras com mesma frequência e defasadas de 120° entre si, como mostrado na Figura 6.3(a). Neste caso aplica-se uma portadora por conversor. Uma outra opção, utilizando-se duas portadoras com frequências diferentes é mostrada na Figura 6.3(b). Este caso é proposto para igualar as perdas entre os braços do conversor, tendo em vista que estes processam correntes diferentes.

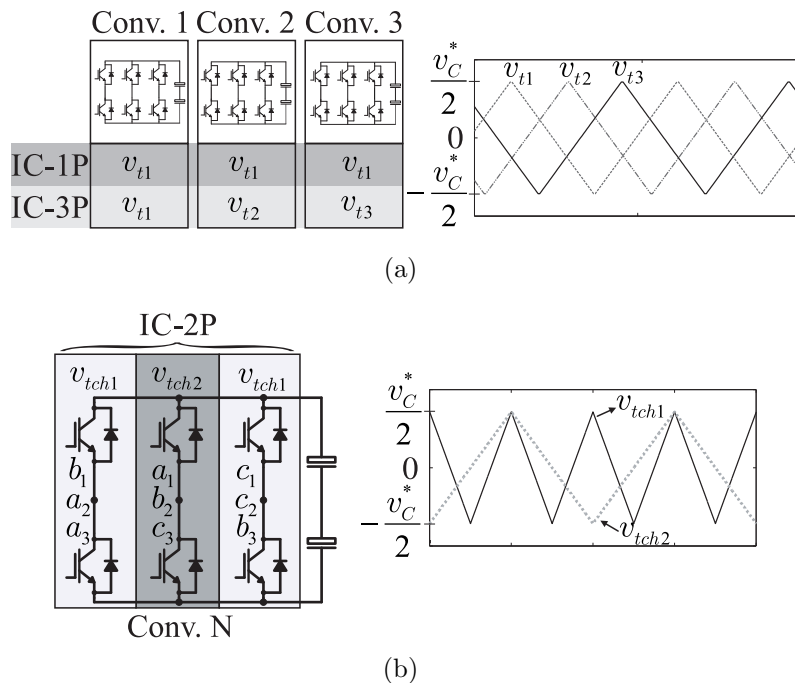


Figura 6.3 – Lugares onde aplica-se cada triangular. (a) Utilizando-se três portadoras (IC-3P). (b) Utilizando-se duas portadoras (IC-2P).

A operação com v_{xab}^* , v_{xbc}^* e v_{xca}^* diferentes de zero exige observar que todas as tensões

v_{abj}^* , v_{bcj}^* e v_{caj}^* ($j = 1, 2, 3$), são limitadas em $\pm v_C^*$. Isto é,

$$-v_C^* \leq v_{abj}^* \leq v_C^* \quad (6.177)$$

$$-v_C^* \leq v_{bcj}^* \leq v_C^* \quad (6.178)$$

$$-v_C^* \leq v_{caj}^* \leq v_C^* \quad (6.179)$$

Somente seis variáveis entre v_{abj}^* , v_{bcj}^* e v_{caj}^* (v_{ab1}^* , v_{ca1}^* , v_{ab2}^* , v_{bc2}^* , v_{bc3}^* e v_{ca3}^*) são determinadas diretamente. Então os limites das outras variáveis (v_{bc1}^* , v_{ca2}^* e v_{ab3}^*) também devem ser incluídos para determinar adequadamente todas as variáveis. Três entre as seis variáveis são determinadas primeiro (v_{ab1}^* , v_{ab2}^* e v_{bc3}^*) respeitando os limites $\pm v_C^*$ e as outras três (v_{bc2}^* , v_{ca1}^* e v_{ca3}^*) são determinadas em seguida, respeitando os limites $\pm v_C^*$ e os limites $\pm v_C^*$ de v_{bc1}^* , v_{ca2}^* e v_{ab3}^* , que dependem dos valores determinados inicialmente para v_{ab1}^* , v_{ab2}^* e v_{bc3}^* . Uma vez que

$$v_{abj}^* + v_{bcj}^* + v_{caj}^* = 0 \quad (6.180)$$

os limites de v_{bc1}^* , v_{ca2}^* e v_{ab3}^* (6.177)-(6.179) podem ser escritos por meio de v_{bc2}^* , v_{ca1}^* e v_{ca3}^* como uma função de v_{ab1}^* , v_{ab2}^* e v_{bc3}^* , obtendo-se

$$-v_C^* \leq v_{bc1}^* \leq v_C^* \rightarrow -v_C^* - v_{ab1}^* \leq v_{ca1}^* \leq v_C^* - v_{ab1}^* \quad (6.181)$$

$$-v_C^* \leq v_{ca2}^* \leq v_C^* \rightarrow -v_C^* - v_{ab2}^* \leq v_{bc2}^* \leq v_C^* - v_{ab2}^* \quad (6.182)$$

$$-v_C^* \leq v_{ab3}^* \leq v_C^* \rightarrow -v_C^* - v_{bc3}^* \leq v_{ca3}^* \leq v_C^* - v_{bc3}^* \quad (6.183)$$

Então, o seguinte algoritmo pode ser derivado para determinar as tensões v_{xab}^* , v_{xbc}^* e v_{xca}^* , dados os parâmetros de distribuição μ_{xab}^* ($0 \leq \mu_{xab}^* \leq 1$), μ_{xbc}^* ($0 \leq \mu_{xbc}^* \leq 1$) e μ_{xca}^* ($0 \leq \mu_{xca}^* \leq 1$) introduzidos, usando uma relação similar a equação (6.170).

– Passo 1:

A partir de v_{ab}^* , escolhe-se v_{xab}^* pelas equações (6.133) e (6.134), respeitando os limites, $v_{xab \max}^*$ e $v_{xab \min}^*$,

$$v_{xab \max}^* = \min\{v_C^* - v_{ab}^*/2, v_C^* + v_{ab}^*/2\} \quad (6.184)$$

$$v_{xab \min}^* = \max\{-v_C^* - v_{ab}^*/2, -v_C^* + v_{ab}^*/2\} \quad (6.185)$$

Uma vez escolhido μ_{xab}^* , v_{xab}^* é determinada e as tensões v_{ab1}^* e v_{ab2}^* são obtidas a partir das equações (6.133) e (6.134).

– Passo 2:

Com v_{bc}^* e v_{ab2}^* , determinam-se os limites de v_{xbc}^* , a partir das equações (6.135) e (6.136),

dados por

$$v_{xbc \max}^* = \min\{v_{bc2 \max}^* - v_{bc}^*/2, v_C^* + v_{bc}^*/2\} \quad (6.186)$$

$$v_{xbc \min}^* = \max\{v_{bc2 \min}^* - v_{bc}^*/2, -v_C^* + v_{bc}^*/2\} \quad (6.187)$$

onde

$$v_{bc2 \max}^* = \min\{v_C^*, -v_{ab2}^* + v_C^*\} \quad (6.188)$$

$$v_{bc2 \min}^* = \max\{-v_C^*, -v_{ab2}^* - v_C^*\}. \quad (6.189)$$

Os termos $(-v_{ab2}^* + v_C^*)$ e $(-v_{ab2}^* - v_C^*)$ nas equações (6.188)-(6.189) são obtidos a partir da equação (6.182). Escolhido o parâmetro μ_{xbc}^* , v_{xbc}^* é determinada e v_{bc2}^* e v_{bc3}^* são obtidas a partir da equação (6.135) e (6.136).

– Passo 3:

Com v_{ca}^* , v_{ab1}^* e v_{bc3}^* determinam-se os limites de v_{xca}^* a partir das equações (6.137) e (6.138),

$$v_{xca \max}^* = \min\{v_{ca1 \max}^* - v_{ca}^*/2, v_{ca3 \max}^{*-} + v_{ca}^*/2\} \quad (6.190)$$

$$v_{xca \min}^* = \max\{v_{ca1 \min}^* - v_{ca}^*/2, v_{ca3 \min}^{*-} + v_{ca}^*/2\} \quad (6.191)$$

onde

$$v_{ca1 \max}^* = \min\{v_C^*, -v_{ab1}^* + v_C^*\} \quad (6.192)$$

$$v_{ca1 \min}^* = \max\{-v_C^*, -v_{ab1}^* - v_C^*\} \quad (6.193)$$

$$v_{ca3 \max}^{*-} = \min\{v_C^*, v_{bc3}^* + v_C^*\} \quad (6.194)$$

$$v_{ca3 \min}^{*-} = \max\{-v_C^*, v_{bc3}^* - v_C^*\}. \quad (6.195)$$

Os termos $(-v_{ab1}^* + v_C^*)$ e $(-v_{ab1}^* - v_C^*)$ nas equações (6.192)-(6.193) são obtidos a partir das equações (6.181) e os termos $(v_{bc3}^* + v_C^*)$ e $(v_{bc3}^* - v_C^*)$ em (6.194)-(6.195) são $\max\{-v_{ca3}^*\}$ e $\min\{-v_{ca3}^*\}$, respectivamente, obtidos a partir da equação (6.183). Escolhido o parâmetro μ_{xca}^* , v_{xca}^* é determinado e v_{ca1}^* e v_{ca3}^* são obtidos a partir das equações (6.133) e (6.134).

Quando escolhe-se $\mu_{xab}^* = 0,5$ ($v_{xab}^* = 0$) e $v_o^* = 0$, as variáveis v_{xbc}^* e v_{xca}^* podem ser determinadas com μ_{xbc}^* e μ_{xca}^* em todo intervalo $[0, 1]$ com a tensão do barramento CC. O intervalo em que μ_{xbc}^* e μ_{xca}^* pode ser escolhido reduz levemente com o aumento de V_o^* . Por exemplo, para $V_o^* = 0,3V_m^*$ o intervalo torna-se $[0, 15, 0, 85]$, amplo o suficiente para distribuir potência entre os conversores 1 e 2.

6.3.2 Configuração I12LD-3f

As saídas dos controladores da Conf. I12LD-3f são v_a^* , v_b^* , v_A^* , v_B^* e v_o^* (com $v_c^* = -v_a^* - v_b^*$ e $v_C^* = -v_A^* - v_B^*$). A partir destas tensões e das equações (6.120)-(6.126), as tensões de referência v_{ab}^* , v_{bc}^* , v_{ca}^* , v_{AB}^* , v_{BC}^* e v_{CA}^* podem ser calculadas por

$$v_{ab}^* = v_a^* - v_b^* + \frac{1}{3}v_o^* \quad (6.196)$$

$$v_{bc}^* = v_b^* - v_c^* + \frac{1}{3}v_o^* \quad (6.197)$$

$$v_{ca}^* = v_c^* - v_a^* + \frac{1}{3}v_o^*. \quad (6.198)$$

$$v_{AB}^* = v_A^* - v_B^* + \frac{1}{3}v_o^* \quad (6.199)$$

$$v_{BC}^* = v_B^* - v_C^* + \frac{1}{3}v_o^* \quad (6.200)$$

$$v_{CA}^* = v_C^* - v_A^* + \frac{1}{3}v_o^*. \quad (6.201)$$

$$v_o^* = v_{ab}^* + v_{bc}^* + v_{ca}^* = v_{AB}^* + v_{BC}^* + v_{CA}^* \quad (6.202)$$

As tensões v_{ab}^* , v_{bc}^* , v_{ca}^* , v_{AB}^* , v_{BC}^* , v_{CA}^* e v_o^* são usadas para determinar as tensões de polo de referência. Das equações (6.196)-(6.202), apenas cinco são linearmente independentes. Estas não são suficientes para determinar as doze tensões de polo de referência. Portanto, é necessário introduzir sete variáveis auxiliares (v_{xAB} , v_{xBC} , v_{xCA} , v_{xca}^* , v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^*).

As tensões v_{ab}^* , v_{bc}^* , v_{ca}^* , v_{AB}^* , v_{BC}^* e v_{CA}^* podem ser expressas por

$$v_{ab}^* = v_{ab1}^* + v_{ab2}^* \quad (6.203)$$

$$v_{bc}^* = v_{bc2}^* + v_{bc3}^* \quad (6.204)$$

$$v_{ca}^* = v_{ca1}^* + v_{ca3}^* \quad (6.205)$$

$$v_{AB}^* = v_{Ab1}^* + v_{aB2}^* \quad (6.206)$$

$$v_{BC}^* = v_{Bc2}^* + v_{bC3}^* \quad (6.207)$$

$$v_{CA}^* = v_{cA1}^* + v_{cA3}^* \quad (6.208)$$

As variáveis v_{xAB} , v_{xBC} , v_{xCA} e v_{xca}^* indicam como as tensões v_{AB}^* , v_{BC}^* , v_{CA}^* e v_{ca}^* são

compartilhadas entre os conversores, isto é,

$$v_{Ab1}^* = v_{AB}^*/2 + v_{xAB}^* \quad (6.209)$$

$$-v_{aB2}^* = -v_{AB}^*/2 + v_{xAB}^* \quad (6.210)$$

$$v_{Bc2}^* = v_{BC}^*/2 + v_{xBC}^* \quad (6.211)$$

$$-v_{bC3}^* = -v_{BC}^*/2 + v_{xBC}^* \quad (6.212)$$

$$v_{cA1}^* = v_{CA}^*/2 + v_{xCA}^* \quad (6.213)$$

$$-v_{Ca3}^* = -v_{ca}^*/2 + v_{xCA}^* \quad (6.214)$$

$$v_{ca1}^* = v_{ca}^*/2 + v_{xca}^* \quad (6.215)$$

$$-v_{ca3}^* = -v_{ca}^*/2 + v_{xca}^* \quad (6.216)$$

Introduzindo as variáveis auxiliares v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^* e pelas equações do sistema, tem-se

$$v_{ab}^* = v_{a10_1}^* - v_{b10_1}^* + v_{a20_2}^* - v_{b20_2}^* \quad (6.217)$$

$$v_{Ab1}^* = v_{A10_1}^* - v_{b10_1}^* \quad (6.218)$$

$$v_{cA1}^* = v_{c10_1}^* - v_{A10_1}^* \quad (6.219)$$

$$v_{ca1}^* = v_{c10_1}^* - v_{a10_1}^* \quad (6.220)$$

$$v_{x1}^* = -\frac{2}{3}v_{A10_1}^* + v_{a10_1}^* + \frac{1}{3}v_{b10_1}^* + \frac{1}{3}v_{c10_1}^* \quad (6.221)$$

$$v_{aB2}^* = v_{a20_2}^* - v_{b20_2}^* \quad (6.222)$$

$$v_{Bc2}^* = v_{b20_2}^* - v_{c20_2}^* \quad (6.223)$$

$$v_{x2}^* = \frac{1}{3}v_{B20_2}^* + \frac{1}{3}v_{a20_2}^* + \frac{1}{3}v_{c20_2}^* \quad (6.224)$$

$$v_{bC3}^* = v_{b30_3}^* - v_{c30_3}^* \quad (6.225)$$

$$v_{Ca3}^* = v_{C30_3}^* - v_{a30_3}^* \quad (6.226)$$

$$v_{ca3}^* = v_{c30_3}^* - v_{a30_3}^* \quad (6.227)$$

$$v_{x3}^* = \frac{1}{3}v_{C30_3}^* + \frac{1}{3}v_{a30_3}^* + \frac{1}{3}v_{b30_3}^* \quad (6.228)$$

Logo, a partir das equações (6.217)-(6.228) obtêm-se as tensões de polo de referência dos conversores trifásicos 1, 2 e 3, respectivamente, dadas por

– Conversor 1

$$v_{a10_1}^* = \frac{1}{6}v_{AB}^* - \frac{1}{6}v_{CA}^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* - \frac{1}{3}v_{xCA}^* + v_{x1}^* \quad (6.229)$$

$$v_{A10_1}^* = \frac{1}{6}v_{AB}^* - \frac{2}{3}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* - \frac{4}{3}v_{xCA}^* + v_{xca}^* + v_{x1}^* \quad (6.230)$$

$$v_{b10_1}^* = -\frac{1}{3}v_{AB}^* - \frac{2}{3}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* - \frac{2}{3}v_{xAB}^* - \frac{4}{3}v_{xCA}^* + v_{xca}^* + v_{x1}^* \quad (6.231)$$

$$v_{c10_1}^* = \frac{1}{6}v_{AB}^* - \frac{1}{6}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* - \frac{1}{3}v_{xCA}^* + v_{xca}^* + v_{x1}^* \quad (6.232)$$

– Conversor 2

$$v_{a_2 0_2}^* = \frac{1}{3}v_{AB}^* + \frac{1}{6}v_{BC}^* - \frac{2}{3}v_{xAB}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* + v_{x_2}^* \quad (6.233)$$

$$v_{b_2 0_2}^* = -\frac{1}{6}v_{AB}^* - \frac{5}{6}v_{BC}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^* + v_{bc}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* + v_{xCA}^* - v_{xca}^* + v_{x_2}^* \quad (6.234)$$

$$v_{B_2 0_2}^* = -\frac{1}{6}v_{AB}^* + \frac{1}{6}v_{BC}^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* + v_{x_2}^* \quad (6.235)$$

$$v_{c_2 0_2}^* = -\frac{1}{6}v_{AB}^* - \frac{1}{3}v_{BC}^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* - \frac{2}{3}v_{xBC}^* + v_{x_2}^* \quad (6.236)$$

– Conversor 3

$$v_{a_3 0_3}^* = -\frac{1}{6}v_{BC}^* - \frac{1}{3}v_{CA}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* + \frac{2}{3}v_{xCA}^* + v_{x_3}^* \quad (6.237)$$

$$v_{b_3 0_3}^* = \frac{1}{3}v_{BC}^* + \frac{1}{6}v_{CA}^* - \frac{2}{3}v_{xBC}^* - \frac{1}{3}v_{xCA}^* + v_{x_3}^* \quad (6.238)$$

$$v_{c_3 0_3}^* = -\frac{1}{6}v_{BC}^* - \frac{1}{3}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* + \frac{2}{3}v_{xCA}^* - v_{xca}^* + v_{x_3}^* \quad (6.239)$$

$$v_{C_3 0_3}^* = -\frac{1}{6}v_{BC}^* + \frac{1}{6}v_{CA}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* - \frac{1}{3}v_{xCA}^* + v_{x_3}^* \quad (6.240)$$

Introduzindo v_a^* , v_b^* , v_c^* e v_o^* , escrevem-se as tensões de polo para cada conversor:

– Conversor 1

$$v_{a_1 0_1}^* = \frac{1}{2}v_A^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* - \frac{1}{3}v_{xCA}^* + v_{x_1}^* \quad (6.241)$$

$$v_{A_1 0_1}^* = v_A^* - \frac{1}{2}v_a^* - \frac{1}{2}v_C^* + \frac{1}{2}v_c^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* - \frac{4}{3}v_{xCA}^* + v_{xca}^* + v_{x_1}^* \quad (6.242)$$

$$v_{b_1 0_1}^* = v_B^* - \frac{1}{2}v_b^* + v_A^* - v_a^* - \frac{1}{6}v_o^* - \frac{2}{3}v_{xAB}^* - \frac{4}{3}v_{xCA}^* + v_{xca}^* + v_{x_1}^* \quad (6.243)$$

$$v_{c_1 0_1}^* = \frac{1}{2}v_c^* + \frac{1}{2}v_A^* - \frac{1}{2}v_a^* + \frac{1}{6}v_o^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* - \frac{1}{3}v_{xCA}^* + v_{xca}^* + v_{x_1}^* \quad (6.244)$$

– Conversor 2

$$v_{a_2 0_2}^* = \frac{1}{2}v_A^* + \frac{1}{6}v_o^* - \frac{2}{3}v_{xAB}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* + v_{x_2}^* \quad (6.245)$$

$$v_{b_2 0_2}^* = -v_B^* + \frac{3}{2}v_b^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* + v_{xCA}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* - v_{xca}^* + v_{x_2}^* \quad (6.246)$$

$$v_{B_2 0_2}^* = \frac{1}{2}v_B^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* + v_{x_2}^* \quad (6.247)$$

$$v_{c_2 0_2}^* = \frac{1}{2}v_C^* - \frac{1}{6}v_o^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* - \frac{2}{3}v_{xBC}^* + v_{x_2}^* \quad (6.248)$$

$$(6.249)$$

– Conversor 3

$$v_{a_3 0_3}^* = \frac{1}{2}v_A^* - \frac{1}{6}v_o^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* + \frac{2}{3}v_{xCA}^* + v_{3x}^* \quad (6.250)$$

$$v_{b_3 0_3}^* = \frac{1}{2}v_B^* + \frac{1}{6}v_o^* - \frac{2}{3}v_{xBC}^* - \frac{1}{3}v_{xCA}^* + v_{3x}^* \quad (6.251)$$

$$v_{c_3 0_3}^* = \frac{1}{2}v_c^* + \frac{1}{2}v_A^* - \frac{1}{2}v_a^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* + \frac{2}{3}v_{xCA}^* - v_{xca}^* + v_{3x}^* \quad (6.252)$$

$$v_{C_3 0_3}^* = \frac{1}{2}v_C^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* - \frac{1}{3}v_{xCA}^* + v_{3x}^* \quad (6.253)$$

As tensões auxiliares devem ser escolhidas respeitando os limites máximos e mínimos. Estes limites devem ser calculados levando em conta os valores de máximo ($v_C^*/2$) e mínimo ($-v_C^*/2$) das tensões de polo (assumindo que $v_C^* = v_{C_1}^* = v_{C_2}^* = v_{C_3}^*$). Para $v_{xAB}^* = v_{xBC}^* = v_{xCA}^* = v_{xca}^* = 0$, as tensões v_{AB}^* , v_{BC}^* , v_{CA}^* e v_{ca}^* e a potência são divididas igualmente entre os conversores, similarmente ao que ocorre para a Conf. I9LD-3f.

As tensões auxiliares v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^* podem ser determinadas independentemente para cada conversor. Para o conversor 1, $v_{a_1 0_1}^*$, $v_{A_1 0_1}^*$, $v_{b_1 0_1}^*$ e $v_{c_1 0_1}^*$ são obtidas a partir de (6.229)-(6.232). Como $\max\{v_{a_1 0_1}^*\} = \max\{v_{A_1 0_1}^*\} = \max\{v_{b_1 0_1}^*\} = \max\{v_{c_1 0_1}^*\} = v_C^*/2$ e $\min\{v_{a_1 0_1}^*\} = \min\{v_{A_1 0_1}^*\} = \min\{v_{b_1 0_1}^*\} = \min\{v_{c_1 0_1}^*\} = -v_C^*/2$, os valores máximos e mínimos de v_{x1}^* são

$$v_{x1 \max}^* = v_C^*/2 - \max\{\vartheta_1\} \quad (6.254)$$

$$v_{x1 \min}^* = -v_C^*/2 - \min\{\vartheta_1\} \quad (6.255)$$

onde $\vartheta_1 = \{\frac{1}{6}v_{AB}^* - \frac{1}{6}v_{CA}^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* - \frac{1}{3}v_{xCA}^*, \frac{1}{6}v_{AB}^* - \frac{2}{3}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* - \frac{4}{3}v_{xCA}^* + v_{xca}^*, -\frac{1}{3}v_{AB}^* - \frac{2}{3}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* - \frac{2}{3}v_{xAB}^* - \frac{4}{3}v_{xCA}^* + v_{xca}^*, \frac{1}{6}v_{AB}^* - \frac{1}{6}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* - \frac{1}{3}v_{xCA}^* + v_{xca}^*\}$. A variação de v_{x1}^* pode ser normalizada, introduzindo um parâmetro de distribuição μ_{x1}^* ($0 \leq \mu_{x1}^* \leq 1$). Então, v_{x1}^* é determinado usando

$$v_{x1}^* = \mu_{x1}^* v_{x1 \max}^* + (1 - \mu_{x1}^*) v_{x1 \min}^*. \quad (6.256)$$

Para o conversor 2, $v_{a_2 0_2}^*$, $v_{b_2 0_2}^*$, $v_{B_2 0_2}^*$ e $v_{c_2 0_2}^*$ são obtidos a partir das equações (6.233)-(6.236). Como $\max\{v_{a_2 0_2}^*\} = \max\{v_{b_2 0_2}^*\} = \max\{v_{B_2 0_2}^*\} = \max\{v_{c_2 0_2}^*\} = v_C^*/2$ e $\min\{v_{a_2 0_2}^*\} = \min\{v_{b_2 0_2}^*\} = \min\{v_{B_2 0_2}^*\} = \min\{v_{c_2 0_2}^*\} = -v_C^*/2$, os valores máximos e mínimos de v_{x2}^* são

$$v_{x2 \max}^* = v_C^*/2 - \max\{\vartheta_2\} \quad (6.257)$$

$$v_{x2 \min}^* = -v_C^*/2 - \min\{\vartheta_2\} \quad (6.258)$$

onde $\vartheta_2 = \{\frac{1}{3}v_{AB}^* + \frac{1}{6}v_{BC}^* - \frac{2}{3}v_{xAB}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^*, -\frac{1}{6}v_{AB}^* - \frac{5}{6}v_{BC}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^* + v_{bc}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* + v_{xCA}^* - v_{xca}^*, -\frac{1}{6}v_{AB}^* + \frac{1}{6}v_{BC}^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^*, -\frac{1}{6}v_{AB}^* - \frac{1}{3}v_{BC}^* + \frac{1}{3}v_{xAB}^* - \frac{2}{3}v_{xBC}^*\}$.

Introduzindo o parâmetro de distribuição $\mu_{x_2}^*$ ($0 \leq \mu_{x_2}^* \leq 1$), $v_{x_2}^*$ é dado por

$$v_{x_2}^* = \mu_{x_2}^* v_{x_2 \max}^* + (1 - \mu_{x_2}^*) v_{x_2 \min}^*. \quad (6.259)$$

Para o conversor 3, $v_{a_3 0_3}^*$, $v_{b_3 0_3}^*$, $v_{c_3 0_3}^*$ e $v_{C_3 0_3}^*$ são obtidos a partir das equações (6.237)-(6.240). Como $\max\{v_{a_3 0_3}^*\} = \max\{v_{b_3 0_3}^*\} = \max\{v_{c_3 0_3}^*\} = \max\{v_{C_3 0_3}^*\} = v_C^*/2$ e $\min\{v_{a_3 0_3}^*\} = \min\{v_{b_3 0_3}^*\} = \min\{v_{c_3 0_3}^*\} = \min\{v_{C_3 0_3}^*\} = -v_C^*/2$, os valores máximos e mínimos de $v_{x_3}^*$ são

$$v_{x_3 \max}^* = v_C^*/2 - \max\{\vartheta_3\} \quad (6.260)$$

$$v_{x_3 \min}^* = -v_C^*/2 - \min\{\vartheta_3\} \quad (6.261)$$

onde $\vartheta_3 = \{-\frac{1}{6}v_{BC}^* - \frac{1}{3}v_{CA}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* + \frac{2}{3}v_{xCA}^*, \frac{1}{3}v_{BC}^* + \frac{1}{6}v_{CA}^* - \frac{2}{3}v_{xBC}^* - \frac{1}{3}v_{xCA}^*, -\frac{1}{6}v_{BC}^* - \frac{1}{3}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* + \frac{2}{3}v_{xCA}^* - v_{xca}^*, -\frac{1}{6}v_{BC}^* + \frac{1}{6}v_{CA}^* + \frac{1}{3}v_{xBC}^* - \frac{1}{3}v_{xCA}^*\}$. Introduzindo um parâmetro de distribuição $\mu_{x_3}^*$ ($0 \leq \mu_{x_3}^* \leq 1$), $v_{x_3}^*$ é dado por

$$v_{x_3}^* = \mu_{x_3}^* v_{x_3 \max}^* + (1 - \mu_{x_3}^*) v_{x_3 \min}^*. \quad (6.262)$$

Uma vez escolhidas as variáveis $v_{x_1}^*$, $v_{x_2}^*$ e $v_{x_3}^*$, as tensões de polo $v_{a_1 0_1}^*$, $v_{b_1 0_1}^*$, $v_{c_1 0_1}^*$, $v_{a_2 0_2}^*$, $v_{b_2 0_2}^*$, $v_{c_2 0_2}^*$, $v_{a_3 0_3}^*$, $v_{b_3 0_3}^*$ e $v_{c_3 0_3}^*$ são definidas a partir das equações (6.229)-(6.240).

A partir das equações (6.209)-(6.216) e escolhidos v_{xAB}^* , v_{xBC}^* e v_{xCA}^* , as tensões v_{ab1}^* , v_{ca1}^* , v_{cA1}^* , v_{aB2}^* , v_{Bc2}^* , v_{bC3}^* , v_{Ca3}^* e v_{ca3}^* são determinadas. Como foi dito anteriormente, $v_{xAB}^* = v_{xBC}^* = v_{xCA}^* = v_{xca}^* = 0$ definem que a potência seja distribuída igualmente entre os conversores 1, 2 e 3.

A operação com v_{xAB}^* , v_{xBC}^* , v_{xCA}^* e v_{xca}^* diferentes de zero exige observar que todas as tensões entre dois braços, para cada conversor, são limitadas em $\pm v_C^*$. Para se estabelecer estes limites apropriadamente, deve-se acrescentar as seguintes relações

– Conversor 1

$$v_{ab1}^* = v_{a_1 0_1}^* - v_{b_1 0_1}^* = \frac{1}{2}v_{AB}^* + \frac{1}{2}v_{CA}^* - \frac{1}{2}v_{ca}^* + v_{xAB}^* + v_{xCA}^* - v_{xca}^* \quad (6.263)$$

$$v_{bc1}^* = v_{b_1 0_1}^* - v_{c_1 0_1}^* = -\frac{1}{2}v_{AB}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^* - v_{xAB}^* - v_{xCA}^* \quad (6.264)$$

$$v_{aA1}^* = v_{a_1 0_1}^* - v_{A_1 0_1}^* = \frac{1}{2}v_{CA}^* - \frac{1}{2}v_{ca}^* + v_{xCA}^* - v_{xca}^* \quad (6.265)$$

– Conversor 2

$$v_{ab2}^* = v_{a_2 0_2}^* - v_{b_2 0_2}^* = \frac{1}{2}v_{AB}^* + v_{BC}^* - v_{bc}^* + \frac{1}{2}v_{CA}^* - \frac{1}{2}v_{ca}^* - v_{xAB}^* - v_{xCA}^* + v_{xca}^* \quad (6.266)$$

$$v_{bc2}^* = v_{b_2 0_2}^* - v_{c_2 0_2}^* = -\frac{1}{2}v_{BC}^* + v_{bc}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* + v_{xBC}^* + v_{xCA}^* - v_{xca}^* \quad (6.267)$$

$$v_{ca2}^* = v_{c_2 0_2}^* - v_{a_2 0_2}^* = -\frac{1}{2}v_{AB}^* - \frac{1}{2}v_{BC}^* + v_{xAB}^* - v_{xBC}^* \quad (6.268)$$

$$v_{bB2}^* = v_{b_2 0_2}^* - v_{B_2 0_2}^* = -\frac{1}{2}v_{BC}^* + v_{bc}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* + v_{xCA}^* - v_{xca}^* \quad (6.269)$$

– Conversor 3

$$v_{ab3}^* = v_{a_3 0_3}^* - v_{b_3 0_3}^* = -\frac{1}{2}v_{BC}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^* + v_{xBC}^* + v_{xCA}^* \quad (6.270)$$

$$v_{bc3}^* = v_{b_3 0_3}^* - v_{c_3 0_3}^* = \frac{1}{2}v_{BC}^* + \frac{1}{2}v_{CA}^* - \frac{1}{2}v_{ca}^* - v_{xBC}^* - v_{xCA}^* + v_{xca}^* \quad (6.271)$$

$$v_{C3}^* = v_{C_3 0_3}^* - v_{c_3 0_3}^* = \frac{1}{2}v_{CA}^* - \frac{1}{2}v_{ca}^* - v_{xCA}^* + v_{xca}^* \quad (6.272)$$

Portanto, deve-se atentar para os limites das relações dadas pelas equações (6.209)-(6.216) e (6.263)-(6.272). Para simplificar a obtenção desses limites, introduz-se a simplificação

$$v_{xca}^* = 0 \quad (6.273)$$

$$v_{xCA}^* = 0 \quad (6.274)$$

Para determinar a variável auxiliar v_{xBC}^* , utilizam-se as seguintes relações

$$v_{Bc2}^* = \frac{v_{BC}^*}{2} + v_{xBC}^* \quad (6.275)$$

$$-v_{bC3}^* = -\frac{v_{BC}^*}{2} + v_{xBC}^* \quad (6.276)$$

$$v_{bc2}^* = -\frac{1}{2}v_{BC}^* + v_{bc}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* + v_{xBC}^* \quad (6.277)$$

$$v_{ab3}^* = -\frac{1}{2}v_{BC}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^* + v_{xBC}^* \quad (6.278)$$

$$-v_{bc3}^* = -\frac{1}{2}v_{BC}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* + v_{xBC}^* \quad (6.279)$$

Logo, o valor máximo $v_{xBC \max}^*$ e mínimo $v_{xBC \min}^*$ de v_{xBC}^* são definidos por

$$v_{xBC \max}^* = v_C^* - \max\{\vartheta_{BC}\} \quad (6.280)$$

$$v_{xBC \min}^* = -v_C^* - \min\{\vartheta_{BC}\} \quad (6.281)$$

onde $\vartheta_{BC} = \left\{ \frac{v_{BC}^*}{2}, -\frac{v_{BC}^*}{2}, -\frac{1}{2}v_{BC}^* + v_{bc}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^*, -\frac{1}{2}v_{BC}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^*, -\frac{1}{2}v_{BC}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* \right\}$. A variação de v_{xBC}^* é normalizada, introduzindo o parâmetro de distribuição μ_{xBC}^* ($0 \leq$

$\mu_{xBC}^* \leq 1$), v_{xBC}^* é dado por

$$v_{xBC}^* = \mu_{xBC}^* v_{xAB \max}^* + (1 - \mu_{xBC}^*) v_{xBC \min}^*. \quad (6.282)$$

Dado v_{xBC}^* , para ser determinada a variável auxiliar v_{xAB}^* utilizam-se as seguintes relações

$$v_{Ab1}^* = \frac{v_{AB}^*}{2} + v_{xAB}^* \quad (6.283)$$

$$-v_{aB2}^* = -\frac{v_{AB}^*}{2} + v_{xAB}^* \quad (6.284)$$

$$-v_{bc1}^* = \frac{1}{2}v_{AB}^* + \frac{1}{2}v_{CA}^* + v_{xAB}^* \quad (6.285)$$

$$v_{ab1}^* = \frac{1}{2}v_{AB}^* + \frac{1}{2}v_{CA}^* - \frac{1}{2}v_{ca}^* + v_{xAB}^* \quad (6.286)$$

$$-v_{ab2}^* = -\frac{1}{2}v_{AB}^* - v_{BC}^* + v_{bc}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^* + v_{xAB}^* \quad (6.287)$$

$$v_{ca2}^* = -\frac{1}{2}v_{AB}^* - \frac{1}{2}v_{BC}^* - v_{xBC}^* + v_{xAB}^* \quad (6.288)$$

E o valor máximo $v_{xAB \max}^*$ e mínimo $v_{xAB \min}^*$ de v_{xAB}^* são definidos por

$$v_{xAB \max}^* = v_C^* - \max\{\vartheta_{AB}\} \quad (6.289)$$

$$v_{xAB \min}^* = -v_C^* - \min\{\vartheta_{AB}\} \quad (6.290)$$

onde $\vartheta_{AB} = \left\{ \frac{v_{AB}^*}{2}, -\frac{v_{AB}^*}{2}, \frac{1}{2}v_{AB}^* + \frac{1}{2}v_{CA}^*, \frac{1}{2}v_{AB}^* + \frac{1}{2}v_{CA}^* - \frac{1}{2}v_{ca}^*, -\frac{1}{2}v_{AB}^* - v_{BC}^* + v_{bc}^* - \frac{1}{2}v_{CA}^* + \frac{1}{2}v_{ca}^*, -\frac{1}{2}v_{AB}^* - \frac{1}{2}v_{BC}^* - v_{xBC}^* \right\}$. A variação de v_{xAB}^* é normalizada, introduzindo o parâmetro de distribuição μ_{xAB}^* ($0 \leq \mu_{xAB}^* \leq 1$). v_{xAB}^* é dado por

$$v_{xAB}^* = \mu_{xAB}^* v_{xAB \max}^* + (1 - \mu_{xAB}^*) v_{xAB \min}^*. \quad (6.291)$$

6.4 Potência nos Conversores Interconectados da Conf. I9LD-3f

As potências instantâneas nos conversores 1, 2 e 3 são expressas por

$$p_1 = \frac{(i_{sa}v'_a + i_{sb}v'_b + i_{sc}v'_c)}{6} + \frac{i_{sa}v'_a}{2} - \frac{i_o v_o}{9} - \frac{v_o}{18} (i_{sb} - i_{sc}) + \frac{i_o}{6} (v'_b - v'_c) - \frac{v_{xab}}{3} (i_o + i_{sb} - i_{sa}) - \frac{v_{xca}}{3} (i_o + i_{sa} - i_{sc}) \quad (6.292)$$

$$p_2 = \frac{(i_{sa}v'_a + i_{sb}v'_b + i_{sc}v'_c)}{6} + \frac{i_{sb}v'_b}{2} - \frac{i_o v_o}{9} - \frac{v_o}{18} (i_{sc} - i_{sa}) + \frac{i_o}{6} (v'_c - v_a) + \frac{v_{xab}}{3} (i_o + i_{sb} - i_{sa}) - \frac{v_{xbc}}{3} (i_o + i_{sc} - i_{sb}) \quad (6.293)$$

$$p_3 = \frac{(i_{sa}v'_a + i_{sb}v'_b + i_{sc}v'_c)}{6} + \frac{i_{sc}v'_c}{2} - \frac{i_o v_o}{9} - \frac{v_o}{18} (i_{sa} - i_{sb}) + \frac{i_o}{6} (v'_a - v'_b) + \frac{v_{xbc}}{3} (i_o + i_{sc} - i_{sb}) + \frac{v_{xca}}{3} (i_o + i_{sa} - i_{sc}) \quad (6.294)$$

Estas são compostas por uma potência trifásica (primeira parcela), uma parcela monofásica e as outras duas parcelas dependem de duas das três tensões auxiliares (v_{xab} , v_{xbc} e v_{xca}). Estas tensões auxiliares e as correntes podem ser usadas para controlar a potência em cada conversor. O controle de potência nos conversores 1 e 2 pode ser feito por meio de v_{xca} e v_{xbc} , respectivamente, com $v_{xab} = 0$.

6.5 Estratégia de Controle

6.5.1 Configuração I9LD-3f

É apresentado na Figura 6.4 o diagrama de controle da Conf. I9LD-3f. Deste diagrama tem-se que: a tensão média dos barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3, v_{Cm} , é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_c), no valor de referência v_{Cm}^* . A partir disto o controle das correntes do FAP (i_{sa} e i_{sb}) é realizado como nas demais topologias já apresentadas neste trabalho. O controle destas correntes fornece as tensões de referência v_{ab}^* (v_a^* e v_b^*). A corrente de circulação i_o é regulada no valor de referência nulo por um controlador PI de dupla sequência (ressonante) sintonizado em 60 Hz (representado pelo bloco R_o). Este fornece a tensão de referência v_o^* .

O equilíbrio das tensões nos barramentos CC é garantido pelos controladores R_{c1} e R_{c2} e do bloco Equilíbrio Ctrl, que fornece os parâmetros μ_{xca}^* e μ_{xbc}^* . O bloco Equilíbrio Ctrl. verifica se a condição ($i_{sc} - i_{sa} > 0$) é satisfeita. Sendo satisfeita, faz-se o valor de $\mu_{xca}^* = u_1^*$, caso não seja satisfeita é fornecido o valor de $\mu_{xca}^* = 1 - u_1^*$. Para o controlador R_{c2} , se a condição ($i_{sb} - i_{sc} > 0$) é satisfeita, faz-se o valor de $\mu_{xbc}^* = u_2^*$, caso não seja satisfeita é fornecido o valor de $\mu_{xbc}^* = 1 - u_2^*$.

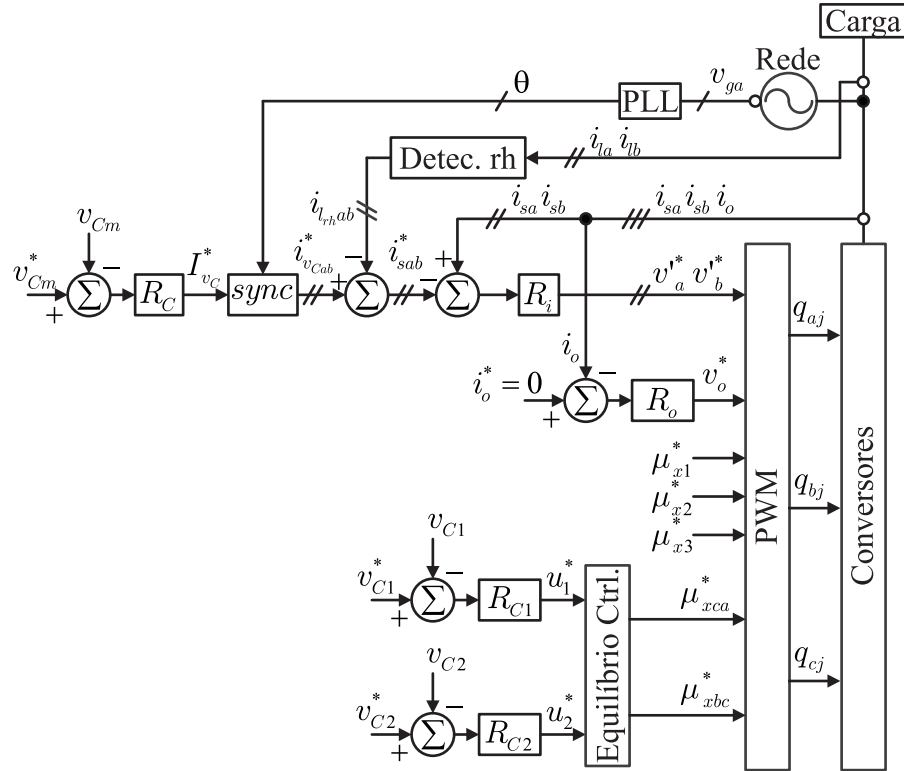


Figura 6.4 – Diagrama de blocos do controle da Conf. I9LD-3f.

6.5.2 Configuração I12LD-3f

A estratégia de controle da Conf. I12LD-3 é apresentada na Figura 6.5. Este diagrama é semelhante ao diagrama da Conf. I9LD-3f, diferenciando-se apenas na geração das correntes internas do FAP i_{sab}^* (i_{sa}^* e i_{sb}^*) e i_{sAB}^* (i_{sA}^* e i_{sB}^*). Estas são obtidas pela relação $(i_{vCab}^* - i_{rhab}^*)/2$ e são reguladas pelo controlador R_i .

A saída de todos os controladores R_i são somadas, obtendo-se tensões de referência $v_{ab}'^*$ ($v_a'^*$ e $v_b'^*$) e $v_{AB}'^*$ ($v_A'^*$ e $v_B'^*$) para as correntes i_{sab} e i_{sAB} , respectivamente. Este controle garante a divisão de potência igualmente entre os braços responsáveis pela compensação. O equilíbrio entre os barramentos é garantido pela mesma estratégia utilizada para a Conf. I9LD-3f.

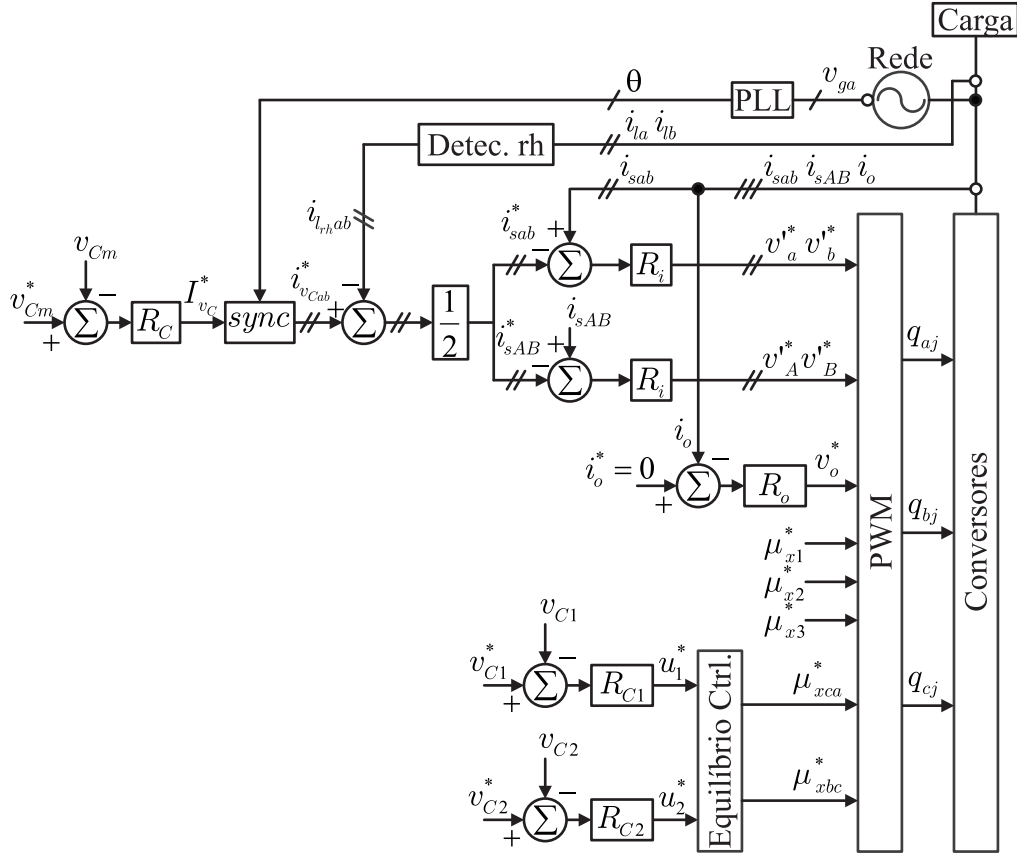


Figura 6.5 – Diagrama de blocos do controle da Conf. I12LD-3f.

6.6 Resultados do Sistema

6.6.1 Resultados de Simulação

6.6.1.1 Configuração I9LD-3f

Os resultados de simulação da Conf. I9LD-3f são apresentados nas Figuras 6.6, 6.7 e 6.8. As medições de simulações foram: tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede trifásica, correntes de compensação dos conversores (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}), correntes nos braços interconectados (i_{a3} , i_{b1} e i_{c3}), corrente de circulação (i_o), tensões nos barramentos dos conversores 1 (v_{C1}), 2 (v_{C2}) e 3 (v_{C3}).

Verifica-se a atuação do FAP ao observar as correntes da rede do sistema, senoidais e em fase com as tensões da rede Figura 6.6(a). As correntes fornecidas pelo FAP, para a compensação, são vistas na Figura 6.6(b).

Nota-se que as correntes nos braços interconectados (i_{a3} , i_{b1} e i_{c3}) apresentam menor amplitude que as correntes dos braços que realizam a compensação e que as tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}) são controladas em metade da tensão da Conf. C-3f, como observado na Figura 6.7.

Na Figura 6.8 observa-se a corrente de circulação para dois casos, onde as impedâncias

z_{r1} , z_{r2} e z_{r3} são desbalanceadas em 15%, isto é $z_{r1} = 1,15z_{r2} = 1,15z_{r3}$. No primeiro caso, mostrado na Figura 6.8(a), a corrente i_o é controlada no valor nulo. No segundo caso, mostrado na Figura 6.8(b), a saída do controlador R_o é feita igual zero, i.e., $v_o^* = 0$, retirando a atuação de controle na corrente de circulação. Com isto, pode-se observar a importância do controle da corrente de circulação em sistemas com algum desequilíbrio.

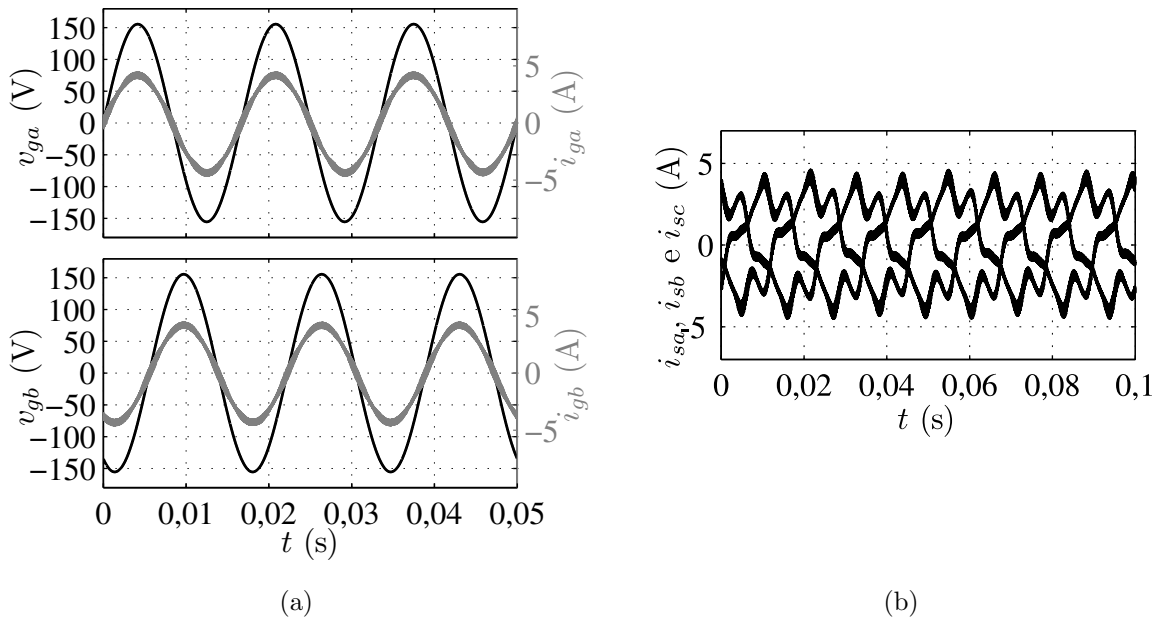


Figura 6.6 – Resultado de simulação da Conf. I9LD-3f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes nos braços que realizam a compensação (i_{sa} e i_{sb}).

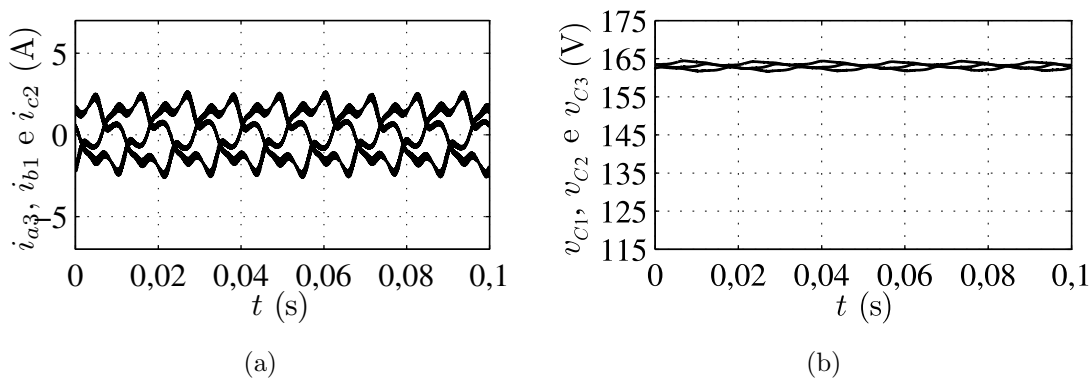


Figura 6.7 – Resultado de simulação da Conf. I9LD-3f. (a) Correntes nos braços interconectados (i_{a3} , i_{b1} e i_{c3}). (b) Tensões dos barramentos CC v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente.

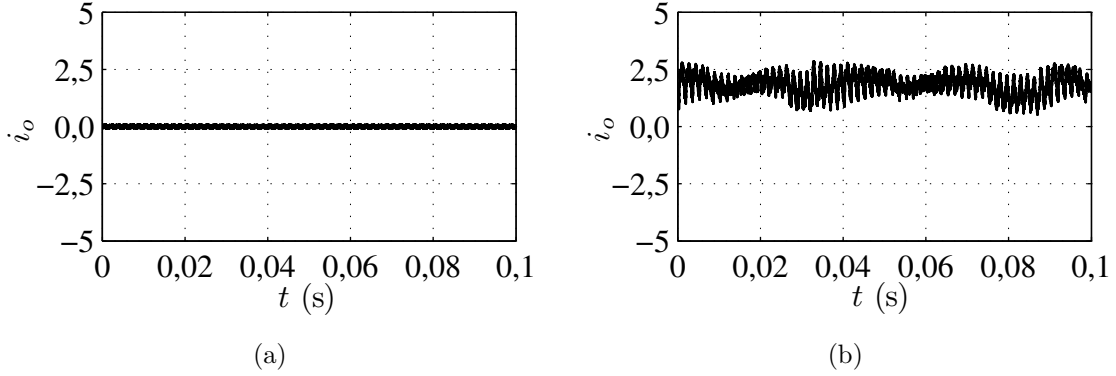


Figura 6.8 – Resultado de simulação da Conf. I9LD-3f. (a) Corrente de circulação i_o . (b) Corrente de circulação i_o .

6.6.1.2 Configuração I12LD-3f

Os resultados de simulação da Conf. I12LD-3f são apresentados nas Figuras 6.9 e 6.10. As medições de simulações foram: tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede trifásica, correntes de compensação dos conversores (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) e (i_{sA} , i_{sB} e i_{sB}), correntes nos braços interconectados (i_{a3} , i_{b1} e i_{c3}) e tensões nos barramentos dos conversores 1 (v_{C1}), 2 (v_{C2}) e 3 (v_{C3}).

Verifica-se a atuação do FAP ao observar as correntes da rede do sistema, senoidais e em fase com as tensões da rede Figura 6.9(a).

A Conf. I12LD-3f utiliza doze braços para a compensação. Destes, são utilizados dois por fase. Logo, tem-se redução dos níveis de corrente nos braços que realizam compensação. As correntes fornecidas pelo FAP, para a compensação, são vistas na Figura 6.9(b). Nota-se que estas correntes são metade das correntes da Conf. I9LD-3f.

As correntes nos braços interconectados (i_{a3} , i_{b1} e i_{c3}) passam a apresentar amplitude semelhante às das correntes dos braços que realizam a compensação. Outro aspecto é que as tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}) são controladas em metade da tensão da Conf. C-3f, como observado na Figura 6.10.

6.6.2 Resultados Experimentais

6.6.2.1 Configuração I9LD-3f

São apresentados, nas Figuras 6.11, 6.12, 6.13 e 6.14, os resultados experimentais da Conf. I9LD-3f, utilizando-se $\mu_{x1} = \mu_{x2} = \mu_{x3} = 0,5$. As medições experimentais, em regime permanente, foram: tensões e correntes de duas fases da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}), corrente do braço que realiza compensação (i_{sa}), corrente de uma das fases da carga (i_{ia}), corrente de circulação (i_o) e correntes dos braços interconectados (i_{b1} e i_{c1}). São mostrados os transitórios das tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}).

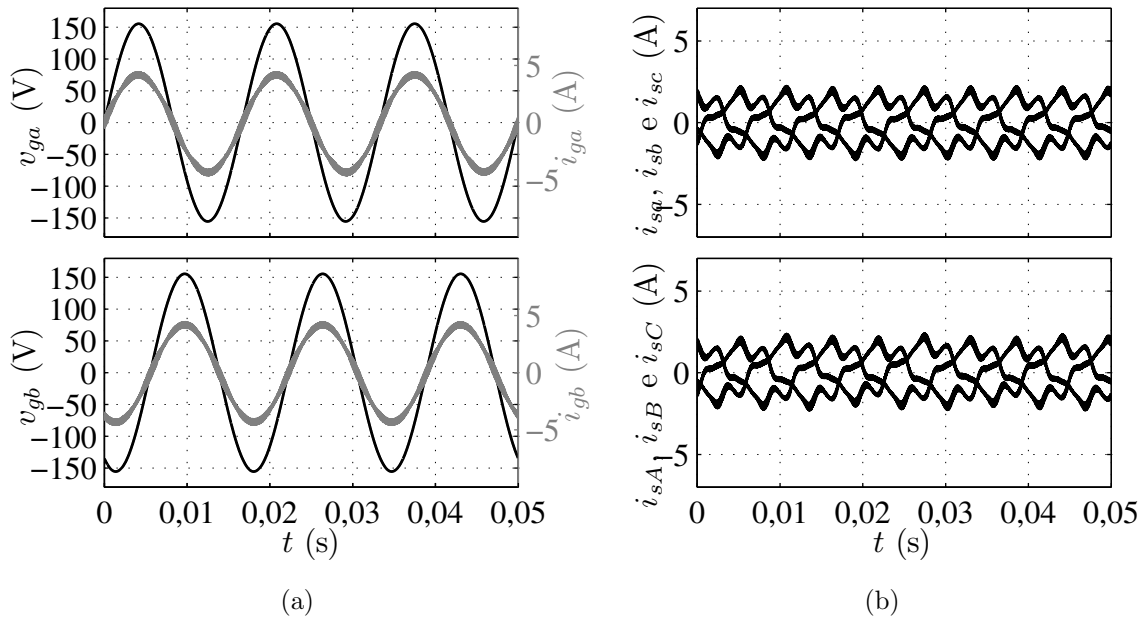


Figura 6.9 – Resultado de simulação da Conf. I12LD-3f (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes nos braços que realizam a compensação (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) e (i_{sA} , i_{sB} e i_{sC}).

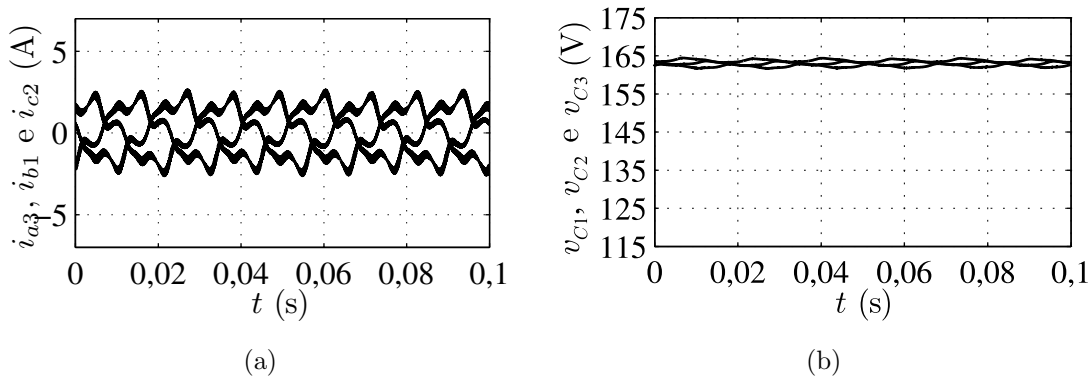


Figura 6.10 – Resultado de simulação da Conf. I12LD-3f. (a) Correntes nos braços interconectados (i_{a3} , i_{b1} e i_{c3}). (b) Tensões dos barramentos CC v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente.

Apresenta-se, na Figura 6.11, o sincronismo entre tensões e correntes da rede. Notam-se as correntes senoidais com baixa distorção harmônica. Uma das correntes injetadas, no sistema, pelo FAP e a corrente, de uma das fases, da carga são mostradas na Figura 6.12. A corrente de circulação devidamente controlada no valor de referência nulo e as correntes dos braços interconectados podem ser vistas na Figura 6.14.

As tensões dos barramentos CC são mostradas na Figura 6.14. O balanceamento das tensões é obtido pelo controle individual e médio das tensões. No intervalo de $0 \leq t \leq 8s$ o controle individual está desconectado e no intervalo $8 \leq t \leq 20s$ é ativado. Pode-se observar que sem o controle individual as tensões nos capacitores tornam-se desbalanceadas.

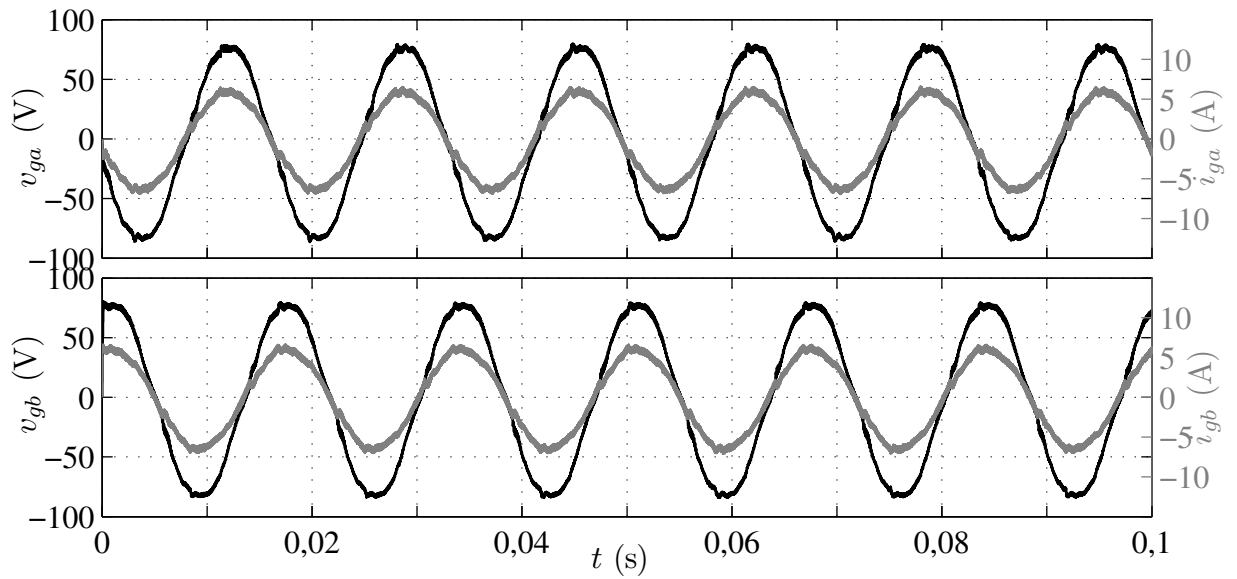


Figura 6.11 – Resultado experimental da Conf. I9LD-3f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede elétrica.

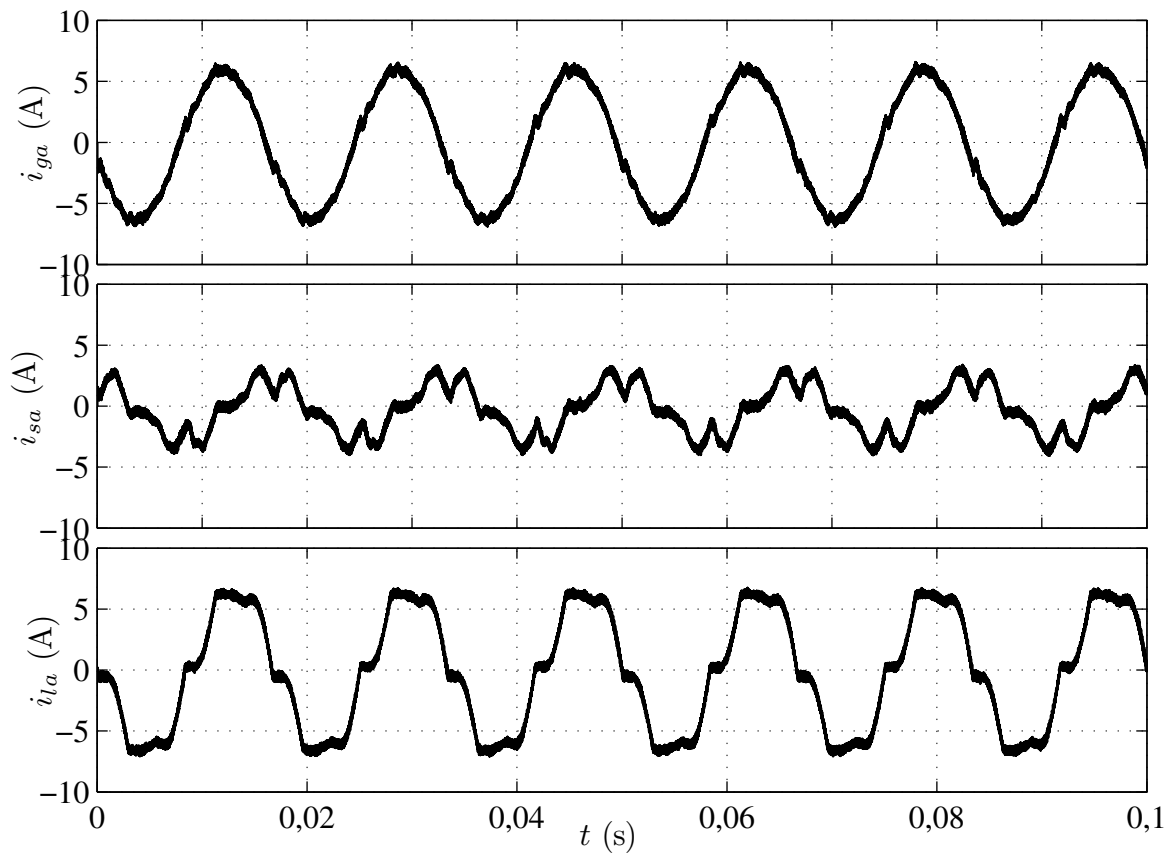


Figura 6.12 – Resultado experimental da Conf. I9LD-3f. Correntes i_{ga} , i_{sa} e i_{la} .

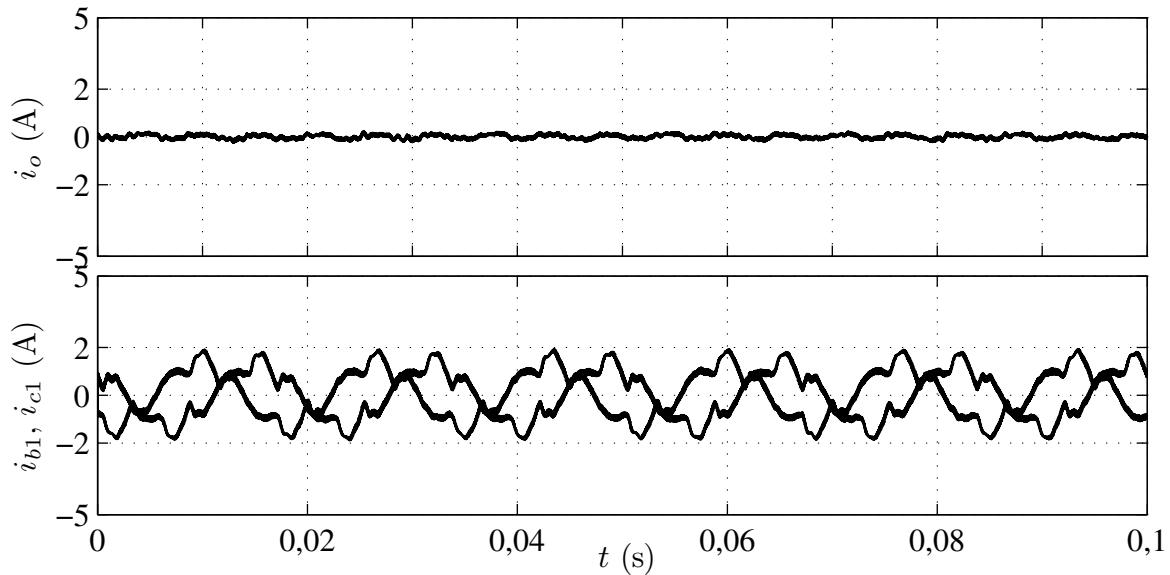


Figura 6.13 – Resultado experimental da Conf. I9LD-3f. Corrente de circulação i_o e correntes dos braços interconectados i_{b1} e i_{c1} .

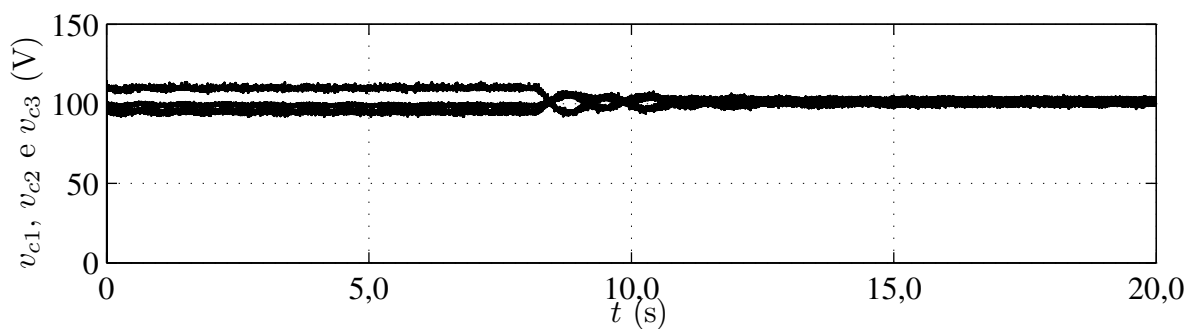


Figura 6.14 – Resultado experimental da Conf. I9LD-3f. Tensões dos barramentos CC (v_{c1} , v_{c2} e v_{c3}).

6.6.2.2 Configuração I12LD-3f

São apresentados, nas Figuras 6.15, 6.16, 6.17 e 6.18, os resultados experimentais da Conf. I12LD-3f. Utilizou-se $\mu_{x1} = \mu_{x2} = \mu_{x3} = 0,5$. As medições experimentais, em regime permanente, realizadas foram: tensões e correntes de duas fase da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}), corrente do braço que realiza compensação (i_{sa}), corrente de uma das fase da carga (i_{la}), corrente de circulação (i_o) e correntes dos braços interconectados (i_{b1} e i_{c1}). São mostrados os transitórios das tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}).

Apresenta-se, na Figura 6.15, o sincronismo entre tensões e correntes da rede. Notam-se as correntes senoidais com baixa distorção harmônica. Uma das correntes injetadas, no sistema, pelo FAP e a corrente de uma das fases da carga são mostradas na Figura 6.16. A corrente de circulação devidamente controlada no valor de referência nulo e as correntes dos braços interconectados são apresentadas na Figura 6.18.

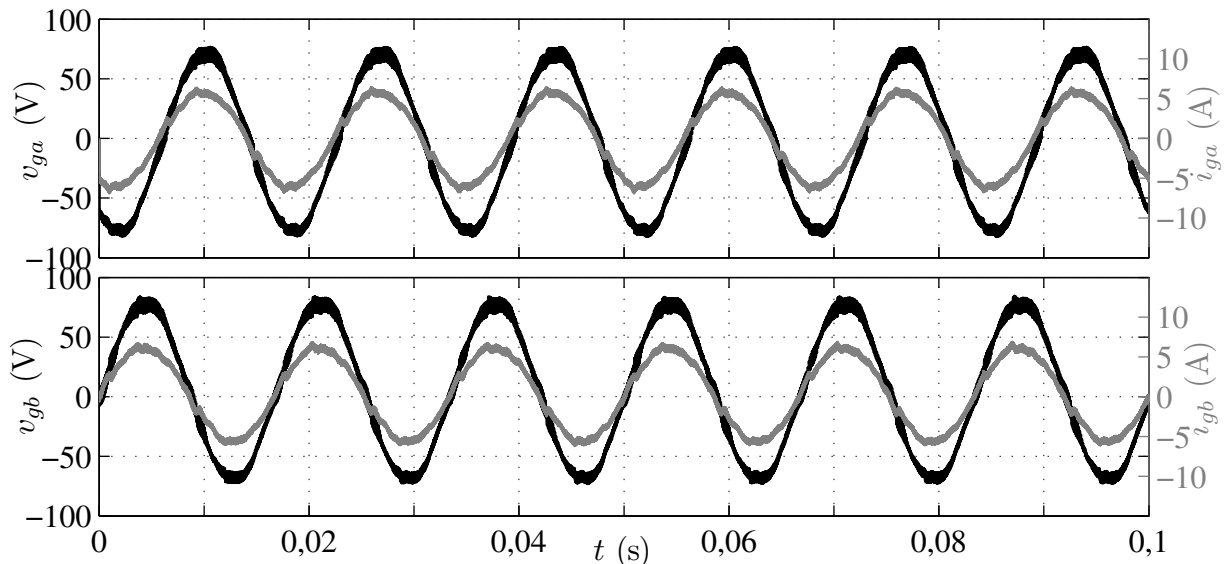


Figura 6.15 – Resultado experimental da Conf. I12LD-3f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede elétrica.

As tensões dos barramentos CC são mostradas na Figura 6.18. O balanceamento das tensões é obtido pelo controle individual e médio das tensões. No intervalo de $0 \leq t \leq 10s$ o controle individual está desconectado e no intervalo $10 \leq t \leq 20s$ é conectado. Pode-se observar que sem o controle individual as tensões nos capacitores tornam-se desbalanceadas.

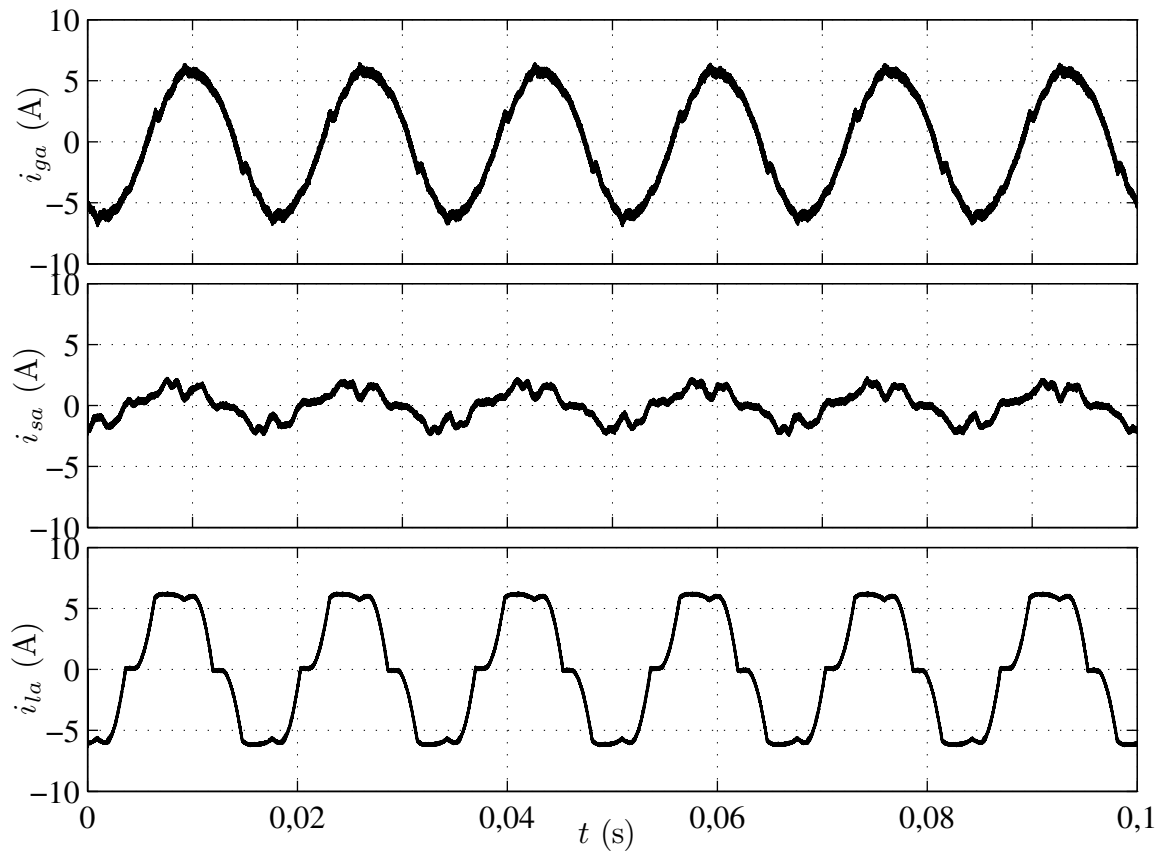


Figura 6.16 – Resultado experimental da Conf. I12LD-3f. Correntes i_{ga} , i_{sa} e i_{la} .

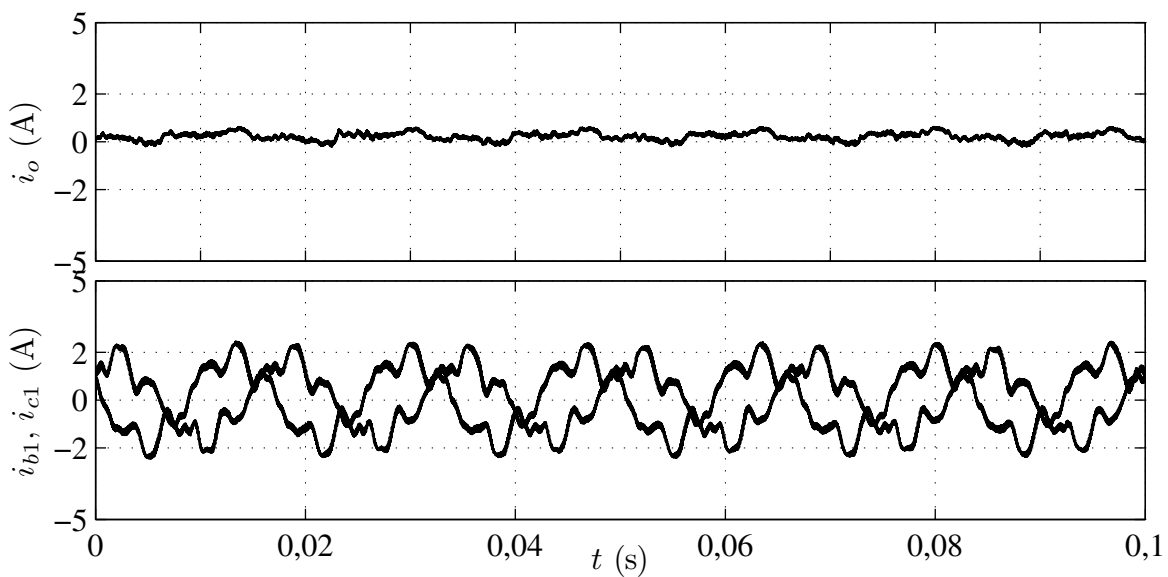


Figura 6.17 – Resultado experimental da Conf. I12LD-3f. Corrente de circulação i_o e correntes dos braços interconectados i_{b1} e i_{c1} .

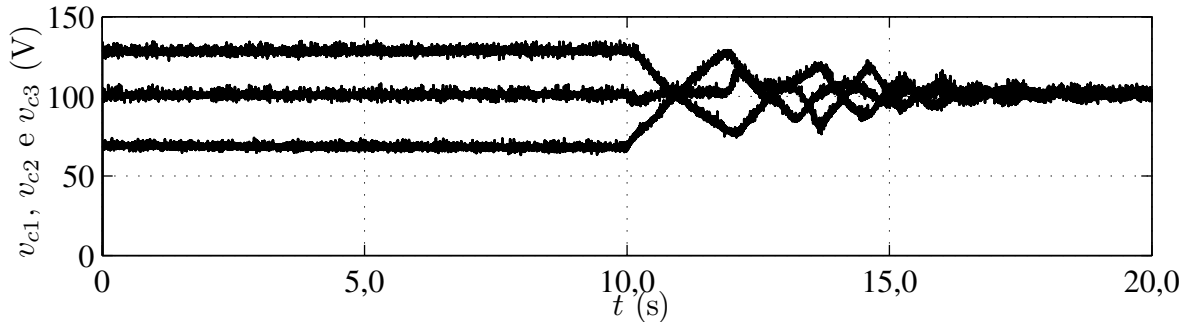


Figura 6.18 – Resultado experimental da Conf. I12LD-3f. Tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}).

6.7 Conclusões

Neste capítulo, foram estudadas duas topologias de FAP em derivação, compostas por três conversores interconectados. Ambas apresentam ligações entre os braços dos conversores, formando uma ligação em delta e diferenciam-se pelo número de braços utilizados na compensação, como mostrado nas Figuras 6.1 e 6.2. A Conf. I12LD-3f dobra o número de braços utilizados na compensação, logo é utilizada a mesma estratégia das topologias associadas em paralelo, i.e., divisão do fluxo de potência entre os braços. Com isto, reduzem-se os níveis de corrente nas chaves semicondutoras.

Um aspecto importante é a relação entre as amplitudes das correntes nos braços que realizam compensação (I_s) e os braços interconectados (I_i). Para a Conf. I9LD-3f tem-se $I_i \approx 0,58I_{s9L}$ e para a Conf. I12LD-3f tem-se $I_i \approx 1,15I_{s12L}$, sendo $I_{s12L} = I_{s9L}/2$. Note-se que em ambas topologias tem-se níveis de correntes diferentes nos braços de um mesmo conversor. Com isto, tem-se perdas diferentes em cada braço. Uma estratégia, apresentada neste capítulo, para contornar esse efeito é diminuir a frequência de chaveamento nas chaves de maior corrente, tornando as perdas de chaveamento iguais em todos as chaves dos conversores.

Para estas topologias foram desenvolvidas: equações do modelo, estratégia PWM, potência nos conversores e estratégia de controle. Por fim, resultados de simulação e experimentais são apresentados. No modelo dinâmico é considerado o desbalanceamento das impedâncias auxiliares. Este desbalanceamento afeta diretamente a corrente de circulação que é regulada pelo controlador, utilizando a tensão V_o^* .

As topologias apresentadas neste capítulo são comparadas, em capítulos seguintes, com as topologias NPC de três níveis, MMC de cinco níveis e C-3f em aspectos como distorção harmônica das correntes da rede e perdas nos dispositivos semicondutores.

A topologia I12LD-3f é proposta neste trabalho. Além dessa topologia, todos os estudos feitos neste capítulo são contribuições deste trabalho. Em decorrência do estudo realizado neste capítulo foram publicados os artigos (JACOBINA, 2013; FABRICIO, 2015).

Capítulo 7

Filtro Ativo Trifásico Interconectado em Y

7.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentadas duas topologias de FAP em derivação com conversores interconectados, ilustrados nas Figuras 7.1 e 7.2. Estas topologias são compostas por três conversores de três braços com interconexões formando duas ligações em Y, denominada de Conf. I9L2Y-3f [Figura 7.1] ou uma ligação em Y, denominada Conf. I9LY-3f [Figura 7.2]. Estas são variações da Conf. I9LD-3f. Assim como as demais topologias presentes neste trabalho, os estudos dessas topologias são realizados com as mesmas atuando como FAP.

Estas topologias apresentam o mesmo número de componentes das topologias conectadas em delta, diferenciando-se por apresentar conexões internas em Y. Com isto, reduz-se o nível das correntes dos ramos internos, obtêm-se melhorias no número de níveis das tensões produzidas pelos conversores e reduzem-se as perdas nos dispositivos. No entanto, a parcela de potência monofásica nos barramentos CC é maior que nas topologias em delta.

As topologias apresentadas neste capítulo são comparadas, em capítulos seguintes, com as topologias C-3f e CY3HB-3f em aspectos como distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores.

Para essas topologias são desenvolvidos: i) modelo dinâmico do sistema, considerando desequilíbrio em impedâncias internas e corrente de circulação; ii) estratégia PWM, utilizando técnicas como PSPWM (*phase shifted PWM*) e LSPWM (*level shifted PWM*); iii) potência nos conversores; e estratégia de controle, incluindo balanceamento dos barramentos CC e controle da corrente de circulação. Por fim, são apresentados os resultados de simulação e experimentais.

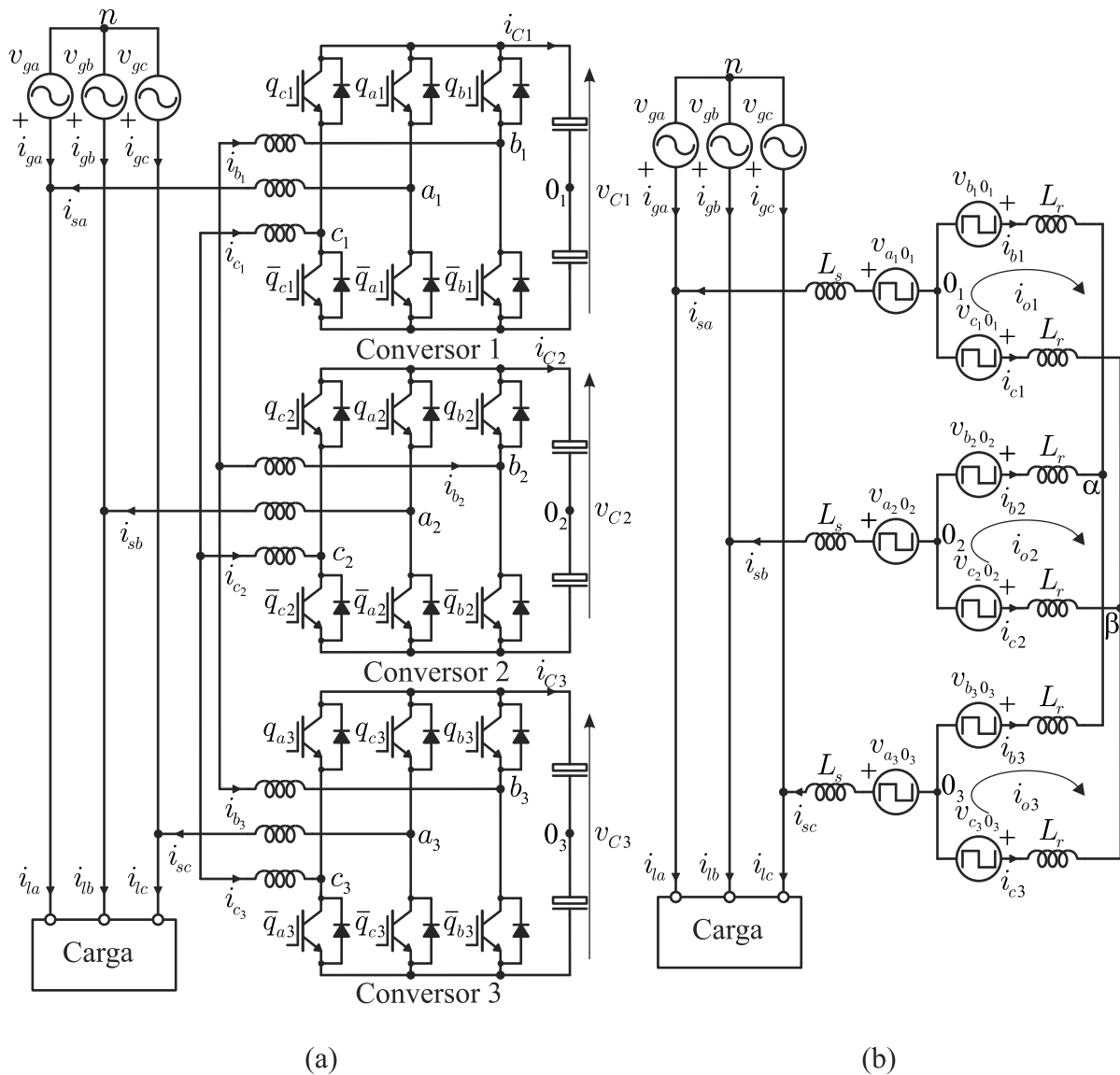


Figura 7.1 – FAP em derivação. (a) FAP interconectado em duplo Y com nove braços (Conf. I9L2Y-3f). (b) Modelo ideal da Conf. I9L2Y-3f.

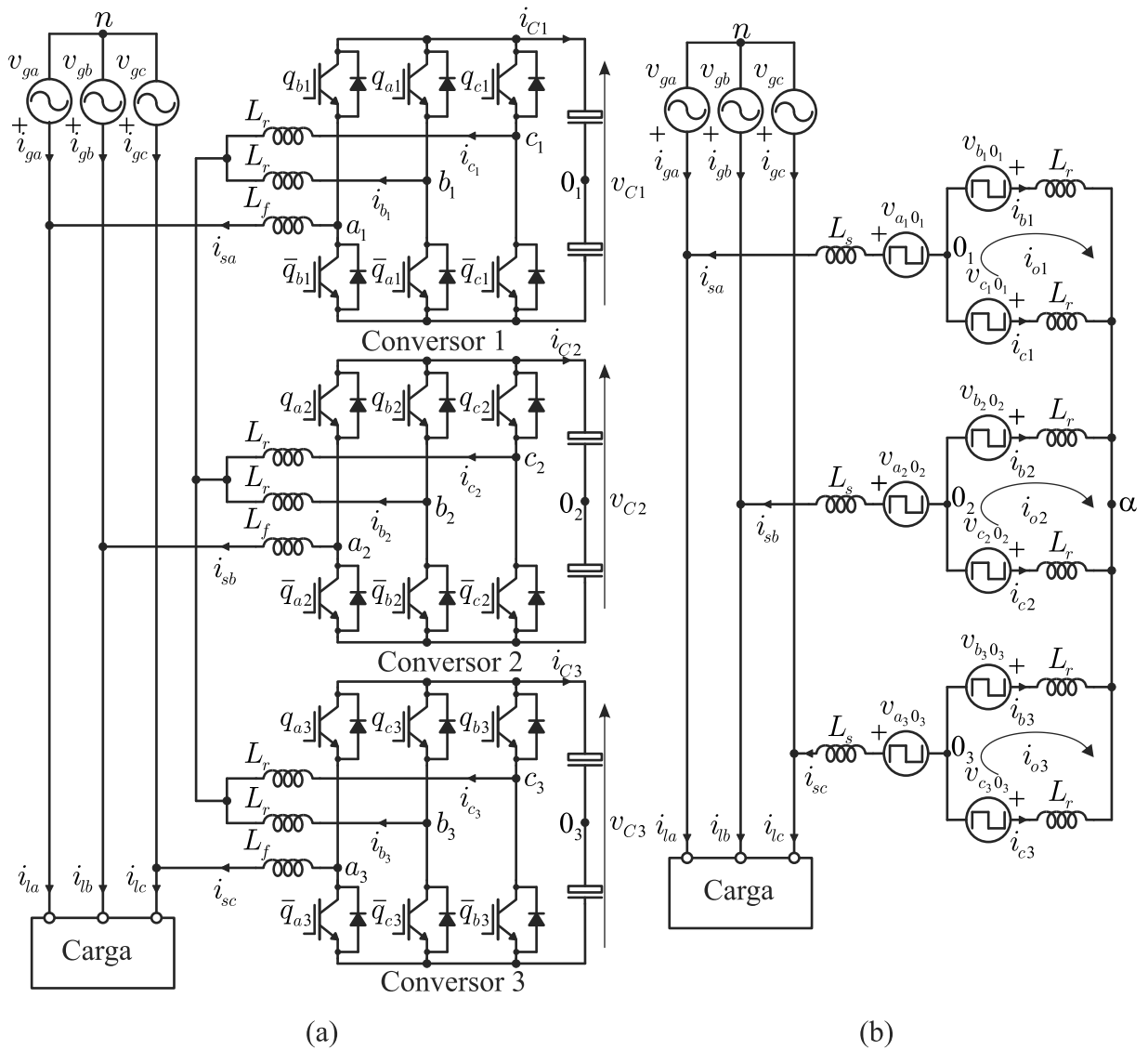


Figura 7.2 – FAP em derivação. (a) FAP interconectado em Y com nove braços (Conf. I9L2Y-3f). (b) Modelo ideal da Conf. I9LY-3f.

7.2 Modelo do Sistema

Os modelos dinâmicos das Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f são obtidos a partir dos circuitos ideais, apresentados nas Figuras 7.1(b) e 7.2(b), respectivamente.

Ambas as configurações são compostas por três conversores (conversor 1, 2 e 3), três filtros indutivos L_s , seis indutores auxiliares L_r e três barramentos CC. Os conversores são formados por nove braços, sendo três deles utilizados para compensação e os demais são interconectados, formando ligações Y. O conversor 1 é formado pelas chaves q_{a1} , \bar{q}_{a1} , q_{b1} , \bar{q}_{b1} , q_{c1} e \bar{q}_{c1} , o conversor 2 é composto por q_{a2} , \bar{q}_{a2} , q_{b2} , \bar{q}_{b2} , q_{c2} e \bar{q}_{c2} e o conversor 3 é composto por q_{a3} , \bar{q}_{a3} , q_{b3} , \bar{q}_{b3} , q_{c3} e \bar{q}_{c3} .

Para estas topologias, consideram-se as impedâncias L_s e L_r balanceadas. Além disto, consideraram-se as impedâncias da rede elétrica nulas e as correntes da carga como fontes ideais.

7.2.1 Configuração I9L2Y-3f

A partir do modelo ideal, apresentado na Figura 7.1(b), pode-se escrever as equações da Conf. I9L2Y-3f.

- Tensões de malha do sistema:

$$v_{ga} - v_{f\alpha 1} = -i_{sa}z_s + z_r i_{b1} \quad (7.1)$$

$$v_{gb} - v_{f\alpha 2} = -i_{sb}z_s + z_r i_{b2} \quad (7.2)$$

$$v_{gc} - v_{f\alpha 3} = -i_{sc}z_s + z_r i_{b3} \quad (7.3)$$

$$v_{ga} - v_{f\beta 1} = -i_{sa}z_s + z_r i_{c1} \quad (7.4)$$

$$v_{gb} - v_{f\beta 2} = -i_{sb}z_s + z_r i_{c2} \quad (7.5)$$

$$v_{gc} - v_{f\beta 3} = -i_{sc}z_s + z_r i_{c3} \quad (7.6)$$

onde $z_s = r_s + pl_s$, $z_{rj} = r_{rj} + pl_{rj}$ ($p = \frac{d}{dt}$) e as tensões dadas por

$$v_{f\alpha 1} = v_{a_1 0_1} - v_{b_1 0_1} + v_{\alpha n} \quad (7.7)$$

$$v_{f\alpha 2} = v_{a_2 0_2} - v_{b_2 0_2} + v_{\alpha n} \quad (7.8)$$

$$v_{f\alpha 3} = v_{a_3 0_3} - v_{b_3 0_3} + v_{\alpha n} \quad (7.9)$$

$$v_{f\beta 1} = v_{a_1 0_1} - v_{c_1 0_1} + v_{\beta n} \quad (7.10)$$

$$v_{f\beta 2} = v_{a_2 0_2} - v_{c_2 0_2} + v_{\beta n} \quad (7.11)$$

$$v_{f\beta 3} = v_{a_3 0_3} - v_{c_3 0_3} + v_{\beta n} \quad (7.12)$$

e

$$v_{\alpha n} = \frac{v_{b_1 0_1} - v_{a_1 0_1} + v_{b_2 0_2} - v_{a_2 0_2} + v_{b_3 0_3} - v_{a_3 0_3}}{3} \quad (7.13)$$

$$v_{\beta n} = \frac{v_{c_1 0_1} - v_{a_1 0_1} + v_{c_2 0_2} - v_{a_2 0_2} + v_{c_3 0_3} - v_{a_3 0_3}}{3} \quad (7.14)$$

As malhas de circulação do sistema, são regidas por

$$v_{o1} = z_r i_{b1} - z_r i_{c1} \quad (7.15)$$

$$v_{o2} = z_r i_{b2} - z_r i_{c2} \quad (7.16)$$

$$v_{o3} = z_r i_{b3} - z_r i_{c3} \quad (7.17)$$

com

$$v_{o1} = v_{c_1 0_1} - v_{b_1 0_1} + v_{\alpha n} - v_{\beta n} \quad (7.18)$$

$$v_{o2} = v_{c_2 0_2} - v_{b_2 0_2} + v_{\alpha n} - v_{\beta n} \quad (7.19)$$

$$v_{o3} = v_{c_3 0_3} - v_{b_3 0_3} + v_{\alpha n} - v_{\beta n} \quad (7.20)$$

- Correntes dos nós do sistema:

$$\sum_{k=a,b,c} i_{gk} = \sum_{k=a,b,c} i_{sk} = 0 \quad (7.21)$$

$$i_{b1} + i_{a2} + i_{a3} = i_{c1} + i_{c2} + i_{b3} = 0 \quad (7.22)$$

$$i_{sa} + i_{b1} + i_{c1} = 0 \quad (7.23)$$

$$i_{sb} + i_{a2} + i_{c2} = 0 \quad (7.24)$$

$$i_{sc} + i_{a3} + i_{b3} = 0 \quad (7.25)$$

As correntes de circulação do sistema, podem ser expressas por

$$i_{o1} = \frac{i_{b1} - i_{c1}}{2} \quad (7.26)$$

$$i_{o2} = \frac{i_{b2} - i_{c2}}{2} \quad (7.27)$$

$$i_{o3} = \frac{i_{b3} - i_{c3}}{2} \quad (7.28)$$

onde

$$i_{o1} + i_{o2} + i_{o3} = 0 \quad (7.29)$$

Das equações (7.23)-(7.28), obtêm-se as correntes internas do FAP

$$i_{b1} = \frac{i_{sa}}{2} - i_{o1} \quad (7.30)$$

$$i_{c1} = \frac{i_{sa}}{2} + i_{o1} \quad (7.31)$$

$$i_{b2} = \frac{i_{sb}}{2} - i_{o2} \quad (7.32)$$

$$i_{c2} = \frac{i_{sb}}{2} + i_{o2} \quad (7.33)$$

$$i_{b3} = \frac{i_{sc}}{2} - i_{o3} \quad (7.34)$$

$$i_{c3} = \frac{i_{sc}}{2} + i_{o3} \quad (7.35)$$

Em regime, tem-se das equações (7.30)-(7.35) que as correntes das interconexões (ramos internos do conversor) são metade da correntes de compensação.

A partir das equações (7.1)-(7.6), (7.18)-(7.20), (7.30)-(7.35), o modelo do sistema torna-se

$$v_{ga} = -(z_s + \frac{z_r}{2})i_{sa} + v_{sa} \quad (7.36)$$

$$v_{gb} = -(z_s + \frac{z_r}{2})i_{sb} + v_{sb} \quad (7.37)$$

$$v_{gc} = -(z_s + \frac{z_r}{2})i_{sc} + v_{sc} \quad (7.38)$$

$$v_{o1} = 2z_r i_{o1} \quad (7.39)$$

$$v_{o2} = 2z_r i_{o2} \quad (7.40)$$

$$v_{o3} = 2z_r i_{o3} \quad (7.41)$$

com

$$v_{sa} = \frac{v_{f\alpha 1} + v_{f\beta 1}}{2} \quad (7.42)$$

$$v_{sb} = \frac{v_{f\alpha 2} + v_{f\beta 2}}{2} \quad (7.43)$$

$$v_{sc} = \frac{v_{f\alpha 3} + v_{f\beta 3}}{2} \quad (7.44)$$

7.2.2 Configuração I9LY-3f

As equações da Conf. I9LY-3f podem ser obtidas a partir do modelo ideal, apresentado na Figura 7.2(b). Como as topologias Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f diferenciam-se apenas pelo número de conexões em Y. Com isto, as equações destas topologias assemelham-se, isto é, as equações (7.1)-(7.44) são válidas para a topologia I9LY-3f, desde que satis-

façam as equações a seguir:

$$v_{\beta n} = v_{\alpha n} \quad (7.45)$$

com

$$v_{\alpha n} = \sum_{k=1}^3 \left(\frac{v_{b_k 0_k} + v_{c_k 0_k}}{6} - \frac{v_{a_k 0_k}}{3} \right) \quad (7.46)$$

7.3 Estratégia PWM

As tensões de polo de referência das configurações apresentadas neste capítulo são obtidas a partir das saídas dos controladores da Conf. I9L2Y-3f v_{sa}^* , v_{sb}^* , v_{o1}^* e v_{o2}^* e da Conf. I9LY-3f são v_{sa}^* , v_{sb}^* , v_{o1}^* , v_{o2}^* e v_{o3}^* . A seguir, descreve-se a obtenção das tensões para comparação com as portadoras PWM.

7.3.1 Configuração I9L2Y-3f

A partir das equações do modelo do sistema, (7.18)-(7.19) e (7.42)-(7.43), as tensões são expressas por

$$v_{sa}^* = \frac{2}{3}v_{a_1 0_1}^* - \frac{1}{3}v_{b_1 0_1}^* - \frac{1}{3}v_{c_1 0_1}^* - \frac{1}{3}v_{a_2 0_2}^* + \frac{1}{6}v_{b_2 0_2}^* + \frac{1}{6}v_{c_2 0_2}^* - \frac{1}{3}v_{a_3 0_3}^* + \frac{1}{6}v_{b_3 0_3}^* + \frac{1}{6}v_{c_3 0_3}^* \quad (7.47)$$

$$v_{sb}^* = -\frac{1}{3}v_{a_1 0_1}^* + \frac{1}{6}v_{b_1 0_1}^* + \frac{1}{6}v_{c_1 0_1}^* + \frac{2}{3}v_{a_2 0_2}^* - \frac{1}{3}v_{b_2 0_2}^* - \frac{1}{3}v_{c_2 0_2}^* - \frac{1}{3}v_{a_3 0_3}^* + \frac{1}{6}v_{b_3 0_3}^* + \frac{1}{6}v_{c_3 0_3}^* \quad (7.48)$$

$$v_{o1}^* = -\frac{2}{3}v_{b_1 0_1}^* + \frac{2}{3}v_{c_1 0_1}^* + \frac{1}{3}v_{b_2 0_2}^* - \frac{1}{3}v_{c_2 0_2}^* + \frac{1}{3}v_{b_3 0_3}^* - \frac{1}{3}v_{c_3 0_3}^* \quad (7.49)$$

$$v_{o2}^* = \frac{1}{3}v_{b_1 0_1}^* - \frac{1}{3}v_{c_1 0_1}^* - \frac{2}{3}v_{b_2 0_2}^* + \frac{2}{3}v_{c_2 0_2}^* + \frac{1}{3}v_{b_3 0_3}^* - \frac{1}{3}v_{c_3 0_3}^* \quad (7.50)$$

As equações (7.47)-(7.50) não são suficientes para definir as nove tensões de polo de referência. Logo, é necessário introduzir cinco variáveis auxiliares v_{x1}^* , v_{x2}^* , v_{x3}^* , $v_{\beta n}^*$ e $v_{\alpha n}^*$. Definidas por

$$v_{x1}^* = v_{a_1 0_1}^* \quad (7.51)$$

$$v_{x2}^* = v_{a_2 0_2}^* \quad (7.52)$$

$$v_{x3}^* = v_{a_3 0_3}^* \quad (7.53)$$

$$v_{\alpha n}^* = \frac{v_{b_1 0_1}^* - v_{a_1 0_1}^* + v_{b_2 0_2}^* - v_{a_2 0_2}^* + v_{b_3 0_3}^* - v_{a_3 0_3}^*}{3} \quad (7.54)$$

$$v_{\beta n}^* = \frac{v_{c_1 0_1}^* - v_{a_1 0_1}^* + v_{c_2 0_2}^* - v_{a_2 0_2}^* + v_{c_3 0_3}^* - v_{a_3 0_3}^*}{3} \quad (7.55)$$

Das equações (7.47)-(7.55), obtêm-se as tensões de polo de referência

$$v_{a_1 0_1}^* = v_{x1}^* \quad (7.56)$$

$$v_{b_1 0_1}^* = -v_{sa}^* - \frac{1}{2}v_{o1}^* + v_{\alpha n}^* + v_{x1}^* \quad (7.57)$$

$$v_{c_1 0_1}^* = -v_{sa}^* + \frac{1}{2}v_{o1}^* + v_{\beta n}^* + v_{x1}^* \quad (7.58)$$

$$v_{a_2 0_2}^* = v_{x2}^* \quad (7.59)$$

$$v_{b_2 0_2}^* = -v_{sb}^* - \frac{1}{2}v_{o2}^* + v_{\alpha n}^* + v_{x2}^* \quad (7.60)$$

$$v_{c_2 0_2}^* = -v_{sb}^* + \frac{1}{2}v_{o2}^* + v_{\beta n}^* + v_{x2}^* \quad (7.61)$$

$$v_{a_3 0_3}^* = v_{x3}^* \quad (7.62)$$

$$v_{b_3 0_3}^* = -v_{sc}^* - \frac{1}{2}v_{o3}^* + v_{\alpha n}^* + v_{x3}^* \quad (7.63)$$

$$v_{c_3 0_3}^* = -v_{sc}^* + \frac{1}{2}v_{o3}^* + v_{\beta n}^* + v_{x3}^* \quad (7.64)$$

A partir das equações (7.56)-(7.64) obtêm-se as relações que podem ser aplicadas para determinar as variáveis auxiliares $v_{\alpha n}^*$ e $v_{\beta n}^*$, dadas por

$$v_{b_1 0_1}^* - v_{a_1 0_1}^* = -v_{sa}^* - \frac{1}{2}v_{o1}^* + v_{\alpha n}^* \quad (7.65)$$

$$v_{b_2 0_2}^* - v_{a_2 0_2}^* = -v_{sb}^* - \frac{1}{2}v_{o2}^* + v_{\alpha n}^* \quad (7.66)$$

$$v_{b_3 0_3}^* - v_{a_3 0_3}^* = -v_{sc}^* - \frac{1}{2}v_{o3}^* + v_{\alpha n}^* \quad (7.67)$$

$$v_{c_1 0_1}^* - v_{a_1 0_1}^* = -v_{sa}^* + \frac{1}{2}v_{o1}^* + v_{\beta n}^* \quad (7.68)$$

$$v_{c_2 0_2}^* - v_{a_2 0_2}^* = -v_{sb}^* + \frac{1}{2}v_{o2}^* + v_{\beta n}^* \quad (7.69)$$

$$v_{c_3 0_3}^* - v_{a_3 0_3}^* = -v_{sc}^* + \frac{1}{2}v_{o3}^* + v_{\beta n}^* \quad (7.70)$$

As tensões $v_{\alpha n}^*$ e $v_{\beta n}^*$ podem ser escolhidas de forma independente, desde que sejam respeitadas os limites de tensões das relações (7.65)-(7.70), isto é

$$v_{\alpha n \max}^* = v_C^* - \max\{U\} \quad (7.71)$$

$$v_{\alpha n \min}^* = -v_C^* - \min\{U\} \quad (7.72)$$

$$v_{\beta n \max}^* = v_C^* - \max\{U\} \quad (7.73)$$

$$v_{\beta n \min}^* = -v_C^* - \min\{U\} \quad (7.74)$$

onde U é um vetor, dado por

$$U = \left\{ -v_{sa}^* - \frac{1}{2}v_{o1}^*, -v_{sb}^* - \frac{1}{2}v_{o2}^*, -v_{sc}^* - \frac{1}{2}v_{o3}^* \right\} \quad (7.75)$$

e $v_C^* = v_{C1}^* = v_{C2}^* = v_{C3}^*$ são as tensões de referência dos barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3. As tensões auxiliares podem ser escritas como

$$v_{\alpha n}^* = \mu_\alpha v_{\alpha n \max}^* + (1 - \mu_\alpha) v_{\alpha n \min}^* \quad (7.76)$$

$$v_{\beta n}^* = \mu_\beta v_{\beta n \max}^* + (1 - \mu_\beta) v_{\beta n \min}^* \quad (7.77)$$

onde $0 \leq \mu_\alpha \leq 1$ e $0 \leq \mu_\beta \leq 1$.

As tensões auxiliares v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^* , também podem ser escolhidas independentemente, respeitando os limites

$$v_{x1 \max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\{\vartheta_1\} \quad (7.78)$$

$$v_{x1 \min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\{\vartheta_1\} \quad (7.79)$$

$$v_{x2 \max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\{\vartheta_2\} \quad (7.80)$$

$$v_{x2 \min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\{\vartheta_2\} \quad (7.81)$$

$$v_{x3 \max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\{\vartheta_3\} \quad (7.82)$$

$$v_{x3 \min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\{\vartheta_3\} \quad (7.83)$$

onde

$$\vartheta_1 = \left\{ 0, -v_{sa}^* - \frac{1}{2}v_{o1}^* + v_{\alpha n}^*, -v_{sa}^* + \frac{1}{2}v_{o1}^* + v_{\beta n}^* \right\} \quad (7.84)$$

$$\vartheta_2 = \left\{ 0, -v_{sb}^* - \frac{1}{2}v_{o2}^* + v_{\alpha n}^*, -v_{sb}^* + \frac{1}{2}v_{o2}^* + v_{\beta n}^* \right\} \quad (7.85)$$

$$\vartheta_3 = \left\{ 0, -v_{sc}^* - \frac{1}{2}v_{o3}^* + v_{\alpha n}^*, -v_{sc}^* + \frac{1}{2}v_{o3}^* + v_{\beta n}^* \right\} \quad (7.86)$$

As variações de v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^* podem ser normalizadas, introduzindo dos parâmetros de distribuição μ_{x1}^* , μ_{x2}^* e μ_{x3}^* , respectivamente. Obtendo-se

$$v_{x1}^* = \mu_{x1} v_{x1 \max}^* + (1 - \mu_{x1}) v_{x1 \min}^* \quad (7.87)$$

$$v_{x2}^* = \mu_{x2} v_{x2 \max}^* + (1 - \mu_{x2}) v_{x2 \min}^* \quad (7.88)$$

$$v_{x3}^* = \mu_{x3} v_{x3 \max}^* + (1 - \mu_{x3}) v_{x3 \min}^* \quad (7.89)$$

7.3.2 Configuração I9LY-3f

A partir das equações do modelo do sistema, (7.18)-(7.20) e (7.42)-(7.43), as tensões de referência podem ser expressas por (7.47)-(7.48) e

$$v_{o1}^* = v_{c_1 0_1}^* - v_{b_1 0_1}^* \quad (7.90)$$

$$v_{o2}^* = v_{c_2 0_2}^* - v_{b_2 0_2}^* \quad (7.91)$$

$$v_{o3}^* = v_{c_3 0_3}^* - v_{b_3 0_3}^* \quad (7.92)$$

Neste caso, essas equações não são suficientes para definir as nove equações de polo. Para isto, é necessário adicionar quatro variáveis auxiliares, definidas por

$$v_{x1}^* = v_{a_1 0_1}^* \quad (7.93)$$

$$v_{x2}^* = v_{a_2 0_2}^* \quad (7.94)$$

$$v_{x3}^* = v_{a_3 0_3}^* \quad (7.95)$$

$$v_{\alpha n}^* = \sum_{k=1}^3 \left(\frac{v_{b_k 0_k}^* + v_{c_k 0_k}^*}{6} - \frac{v_{a_k 0_k}^*}{3} \right). \quad (7.96)$$

Com isto, pode-se definir as tensões de polo de referência como

$$v_{a_1 0_1}^* = v_{x1}^* \quad (7.97)$$

$$v_{b_1 0_1}^* = -v_{sa}^* - \frac{1}{2}v_{o1}^* + v_{\alpha n}^* + v_{x1}^* \quad (7.98)$$

$$v_{c_1 0_1}^* = -v_{sa}^* + \frac{1}{2}v_{o1}^* + v_{\alpha n}^* + v_{x1}^* \quad (7.99)$$

$$v_{a_2 0_2}^* = v_{x2}^* \quad (7.100)$$

$$v_{b_2 0_2}^* = -v_{sb}^* - \frac{1}{2}v_{o2}^* + v_{\alpha n}^* + v_{x2}^* \quad (7.101)$$

$$v_{c_2 0_2}^* = -v_{sb}^* + \frac{1}{2}v_{o2}^* + v_{\alpha n}^* + v_{x2}^* \quad (7.102)$$

$$v_{a_3 0_3}^* = v_{x3}^* \quad (7.103)$$

$$v_{b_3 0_3}^* = -v_{sc}^* - \frac{1}{2}v_{o3}^* + v_{\alpha n}^* + v_{x3}^* \quad (7.104)$$

$$v_{c_3 0_3}^* = -v_{sc}^* + \frac{1}{2}v_{o3}^* + v_{\alpha n}^* + v_{x3}^* \quad (7.105)$$

A partir das equações (7.97)-(7.105) obtêm-se as relações que podem ser aplicadas

para determinar a variável auxiliar $v_{\alpha n}^*$, dadas por

$$v_{b_1 0_1}^* - v_{a_1 0_1}^* = v_{c_1 0_1}^* - v_{a_1 0_1}^* = -v_{sa}^* - \frac{1}{2}v_{o1}^* + v_{\alpha n}^* \quad (7.106)$$

$$v_{b_2 0_2}^* - v_{a_2 0_2}^* = v_{c_2 0_2}^* - v_{a_2 0_2}^* = -v_{sb}^* - \frac{1}{2}v_{o2}^* + v_{\alpha n}^* \quad (7.107)$$

$$v_{b_3 0_3}^* - v_{a_3 0_3}^* = v_{c_3 0_3}^* - v_{a_3 0_3}^* = -v_{sc}^* - \frac{1}{2}v_{o3}^* + v_{\alpha n}^* \quad (7.108)$$

A tensão $v_{\alpha n}^*$ pode ser escolhidas de forma independente, desde que sejam respeitadas os limites de tensões das relações (7.106)-(7.108), isto é

$$v_{\alpha n \max}^* = v_C^* - \max\{U\} \quad (7.109)$$

$$v_{\alpha n \min}^* = -v_C^* - \min\{U\} \quad (7.110)$$

onde U é um vetor, dado por

$$U = \left\{ -v_{sa}^* - \frac{1}{2}v_{o1}^*, -v_{sb}^* - \frac{1}{2}v_{o2}^*, -v_{sc}^* - \frac{1}{2}v_{o3}^* \right\} \quad (7.111)$$

e $v_C^* = v_{C1}^* = v_{C2}^* = v_{C3}^*$ são as tensões de referência dos barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3. A tensão auxiliar pode ser escrita como

$$v_{\alpha n}^* = \mu_{\alpha} v_{\alpha n \max}^* + (1 - \mu_{\alpha}) v_{\alpha n \min}^* \quad (7.112)$$

onde $0 \leq \mu_{\alpha} \leq 1$.

As tensões auxiliares v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^* , também podem ser escolhidas independentemente, respeitando os limites (7.78)-(7.83), em que

$$\vartheta_1 = \left\{ 0, -v_{sa}^* - \frac{1}{2}v_{o1}^* + v_{\alpha n}^* \right\} \quad (7.113)$$

$$\vartheta_2 = \left\{ 0, -v_{sb}^* - \frac{1}{2}v_{o2}^* + v_{\alpha n}^* \right\} \quad (7.114)$$

$$\vartheta_3 = \left\{ 0, -v_{sc}^* - \frac{1}{2}v_{o3}^* + v_{\alpha n}^* \right\} \quad (7.115)$$

Assim como nas topologias estudadas anteriormente. As variações de v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^* podem ser normalizadas, introduzindo dos parâmetros de distribuição μ_{x1}^* , μ_{x2}^* e μ_{x3}^* , respectivamente, obtendo-se (7.87)-(7.89).

7.3.3 Técnicas PWM Utilizadas

Os estados das chaves dos conversores são definidos pela comparação das tensões de referência com as portadoras de alta frequência. Para as topologias I9L2Y-3f e I9LY-3f foram utilizadas duas técnicas: PSPWM [Figura 7.3(a)] e LSPWM [Figura 7.3(b)]. Na

técnica PSPWM, mostrada na Figura 7.3(a), são utilizadas três portadoras defasadas de $2\pi/3\text{rad}$, uma para cada conversor. Já na técnica LSPWM, mostrada na Figura 7.3(b), foram aplicados dois casos: caso 1) apenas $C1$ e $C2$ são usadas para todos os braços, e caso 2) $C1$, $C2$, $C3$ e $C4$ são usadas, como mostrado na figura. Neste caso, utiliza-se LSPWM+interleaved. Na Figura 7.3(b) também são mostrados os braços onde cada portadora é aplicada. Os estados das chaves e as tensões ($v_{sk} - v_{\alpha_n}$) obtidas a partir da LSPWM são mostradas na Tabela 7.1. Desta tabela, nota-se que as chaves dos braços a_k operam em baixa frequência, isto é, 60 Hz e os braços b_k e c_k operam na frequência da portadora PWM (geralmente 10 kHz). É válido notar que é possível se obter as mesmas tensões utilizando-se ambas as técnicas (PSPWM e LSPWM), porém, para isto deve-se utilizar uma combinação não trivial de portadoras e μ .

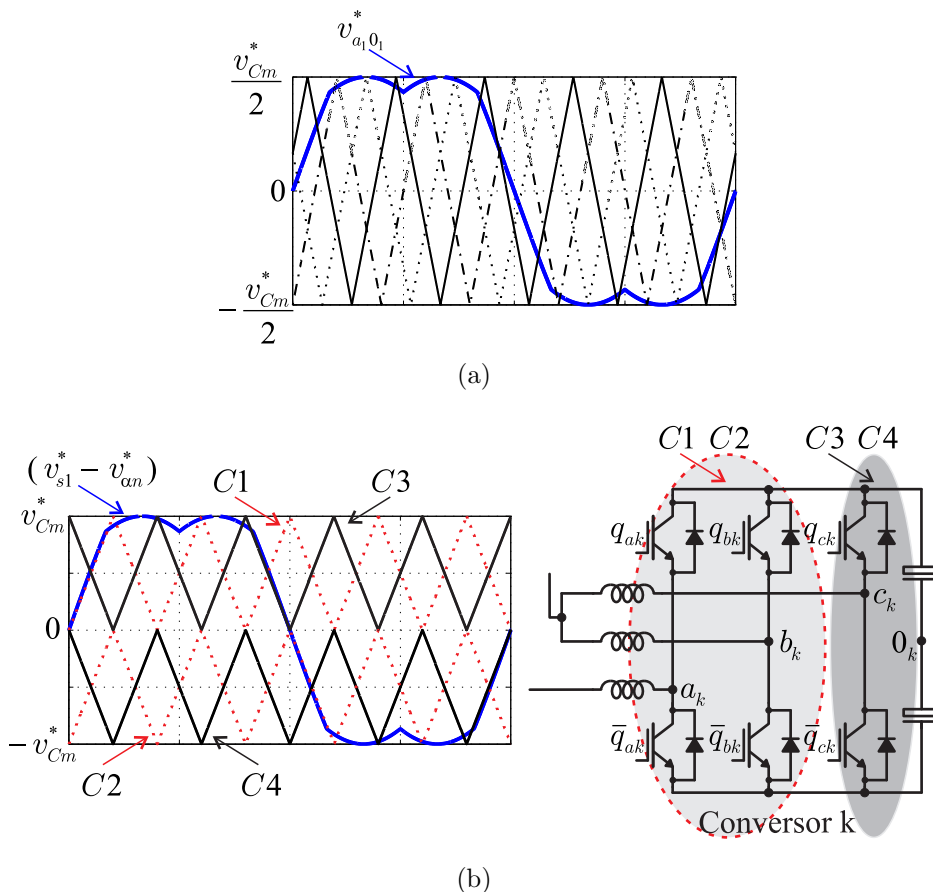


Figura 7.3 – Técnicas PWM aplicadas. (a) Técnica PSPWM - possível combinação de portadoras. (b) Técnica LSPWM (caso 2) - portadoras usadas e os respectivos braços dos conversores onde são aplicadas.

Tabela 7.1 – Estados das chaves e tensões obtidas a partir da LSPWM.

$(v_{sk} - v_{\alpha n})$	s_{ak}	s_{bk}	s_{ck}
v_{Cm}	1	0	
0	1	1	
0	0	0	
$-v_{Cm}$	0	1	

7.4 Potência nos Conversores Interconectados em Y

7.4.1 Configuração I9L2Y-3f

As potências instantâneas nos conversores 1, 2 e 3 são expressas por

$$p_1 = -v_{sa}i_{sa} - v_{o1}i_{o1} + \frac{1}{2}v_{\alpha n}i_{sa} + \frac{1}{2}v_{\beta n}i_{sa} + v_{\alpha n}i_o - v_{\beta n}i_{o1} \quad (7.116)$$

$$p_2 = -v_{sb}i_{sb} - v_{o2}i_{o2} + \frac{1}{2}v_{\alpha n}i_{sb} + \frac{1}{2}v_{\beta n}i_{sb} + v_{\alpha n}i_{o2} - v_{\beta n}i_{o2} \quad (7.117)$$

$$p_3 = -v_{sc}i_{sc} - v_{o3}i_{o3} + \frac{1}{2}v_{\alpha n}i_{sc} + \frac{1}{2}v_{\beta n}i_{sc} + v_{\alpha n}i_{o3} - v_{\beta n}i_{o3} \quad (7.118)$$

Note que, além da potência monofásica (primeira parcela), existem duas parcelas que dependem das tensões auxiliares ($v_{\alpha n}$ e $v_{\beta n}$). Logo, estas tensões podem ser utilizadas para controlar as potências nos conversores, assim como foi feito para a Conf. I9LD-3f.

7.4.2 Configuração I9LY-3f

As potências instantâneas nos conversores, para a Conf. I9LY-3f, são definidas como

$$p_1 = -v_{sa}i_{sa} - v_{o1}i_{o1} + v_{\alpha n}i_{sa} \quad (7.119)$$

$$p_2 = -v_{sb}i_{sb} - v_{o2}i_{o2} + v_{\alpha n}i_{sb} \quad (7.120)$$

$$p_3 = -v_{sc}i_{sc} - v_{o3}i_{o3} + v_{\alpha n}i_{sc} \quad (7.121)$$

Note que, além da potência monofásica (primeira parcela) existe uma parcela que depende da tensão auxiliar ($v_{\alpha n}$) e das correntes do FAP i_{sab} . Logo, estas tensões podem ser utilizadas para controlar o fluxo de potência nos conversores e conseqüentemente as tensões dos barramentos.

7.5 Estratégia de Controle

É apresentado, na Figura 7.4, o diagrama de controle genérico para as Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f. Deste diagrama tem-se que: a tensão média dos barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3 (v_{Cm}) é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_c), no valor de referência v_{Cm}^* . R_c fornece a amplitude de corrente de referência $I_{v_C}^*$. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência $i_{v_{Cab}}^*$ ($i_{v_{Ca}}^*$ e $i_{v_{Cb}}^*$) com as tensões da rede trifásica, a partir do ângulo θ , obtido pelo PLL e do bloco *sync*. As correntes de referência internas dos conversores, i_{sab}^* (i_{sa}^* e i_{sb}^*), são obtidas pela relação ($i_{v_{Cab}}^* - i_{i_{rh}ab}^*$). Essas são reguladas pelo controlador R_i , fornecendo as tensões de referência v_{ab}^* (v_a^* e v_b^*).

Para a Conf. I9L2Y-3f é necessário o controle das correntes de circulação i_{o1} e i_{o2} , que são reguladas no valor de referência nulo pelo bloco R_o . Estes fornecem as tensões de referência v_{o1}^* e v_{o2}^* . Já para a Conf. I9LY-3f, além de i_{o1} e i_{o2} , é necessário o controle de i_{o3} fornecendo a tensão v_{o3}^* .

O equilíbrio das tensões nos barramentos CC é garantido de maneira diferente nas duas configurações:

– Para a Conf. I9L2Y-3f: são realizados os controles das tensões dos barramentos 1 e 2 (v_{C1} e v_{C2}) pelos controladores R_{c1} e R_{c2} e do bloco Equilíbrio Ctrl, que fornece os parâmetros $\mu_{\alpha n}^*$ e $\mu_{\beta n}^*$. O bloco Equilíbrio Ctrl. faz $\mu_{\alpha n}^* = u_1^*$ caso $i_{sa} > 0$, caso contrário é feito $\mu_{\alpha n}^* = 1 - u_1^*$ e $\mu_{\beta n}^* = u_2^*$ caso $i_{sb} > 0$, caso contrário é feito $\mu_{\beta n}^* = 1 - u_2^*$.

– Para a Conf. I9LY-3f: o controle dos barramentos CC é garantido pelo bloco $\mu_{\alpha m}^*$. Este realiza as leituras das correntes i_{sab} e das tensões v_{C123} fornecendo o parâmetro $\mu_{\alpha n}^*$. Seguindo o algoritmo de 1 a 7:

1. Se $v_{C1} < (v_C^* - \Delta v_C)$ e $v_{C2} > (v_C^* + \Delta v_C)$ e $v_{C3} > (v_C^* + \Delta v_C)$, então se $i_{a1} > 0$, $\mu_{\alpha n} = 1$ caso contrário $\mu_{\alpha n} = 0$;
2. Se $v_{C1} > (v_C^* + \Delta v_C)$ e $v_{C2} < (v_C^* - \Delta v_C)$ e $v_{C3} > (v_C^* + \Delta v_C)$, então se $i_{a2} > 0$, $\mu_{\alpha n} = 1$ caso contrário $\mu_{\alpha n} = 0$;
3. Se $v_{C1} > (v_C^* + \Delta v_C)$ e $v_{C2} > (v_C^* + \Delta v_C)$ e $v_{C3} < (v_C^* - \Delta v_C)$, então se $i_{a3} > 0$, $\mu_{\alpha n} = 1$ caso contrário $\mu_{\alpha n} = 0$;
4. Se $v_{C1} > (v_C^* + \Delta v_C)$ e $v_{C2} < (v_C^* - \Delta v_C)$ e $v_{C3} < (v_C^* - \Delta v_C)$, então se $i_{a1} > 0$, $\mu_{\alpha n} = 0$ caso contrário $\mu_{\alpha n} = 1$;
5. Se $v_{C1} < (v_C^* - \Delta v_C)$ e $v_{C2} > (v_C^* + \Delta v_C)$ e $v_{C3} < (v_C^* - \Delta v_C)$, então se $i_{a2} > 0$, $\mu_{\alpha n} = 0$ caso contrário $\mu_{\alpha n} = 1$;
6. Se $v_{C1} < (v_C^* - \Delta v_C)$ e $v_{C2} < (v_C^* - \Delta v_C)$ e $v_{C3} > (v_C^* + \Delta v_C)$, então se $i_{a3} > 0$, $\mu_{\alpha n} = 0$ caso contrário $\mu_{\alpha n} = 1$;

7. Caso contrário $\mu_{an} = 0,5$.

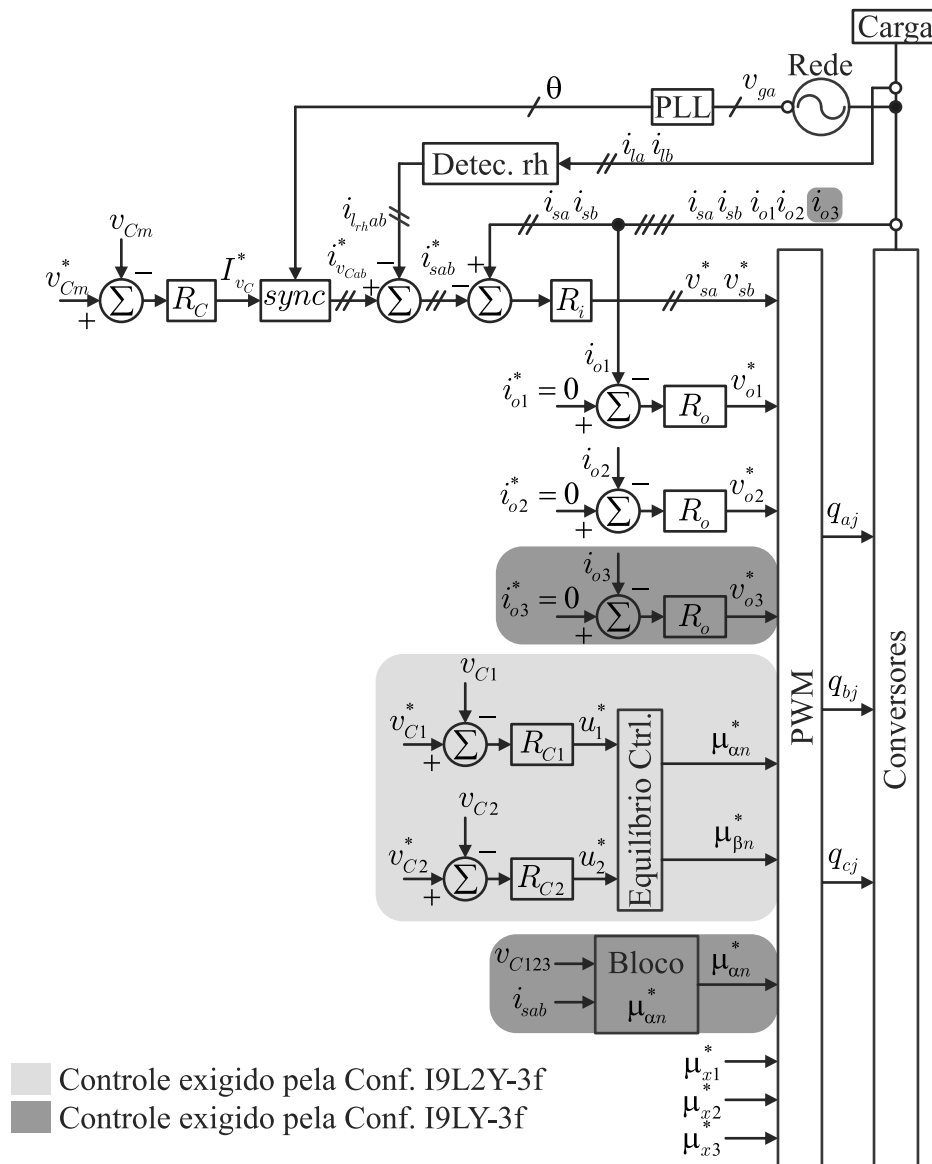


Figura 7.4 – Diagrama de blocos do controle das configurações I9L2Y-3f e I9LY-3f.

7.6 Tolerância a Falha

Uma das características da Conf. I9LY-3f é a tolerância a falha. Isto se deve à redundância intrínseca das conexões internas em Y da topologia. Como esta topologia é composta por conversores padrão de três braços, todas as chaves possuem as mesmas características. Com isto, cada braço pode assumir a função de outro que venha a falhar, mantendo o funcionamento normal do FAP. A compensação da falha é alcançada através de fusíveis rápidos para isolar o braço faltoso e em uma das situações descritas a seguir, utilizam-se chaves s_f e \bar{s}_f (e.g. SCRs). O número mínimo de braços, de cada

conversor, para manter o funcionamento adequado do FAP é dois. Em termos de falta, três possibilidades de configurações devem ser consideradas:

- 1 – operação pré-falta (“segura”) [Figura 7.5(a)];
 - 2 – operação pós-falta, falta no braço b_k ou c_k [Figura 7.5(b)];
 - 3 – operação pós-falta, falta no braço que realiza a compensação a_k [Figura 7.5(c)].
- Note que neste caso são necessárias chaves auxiliares s_f e \bar{s}_f para que ocorra a transferência entre as conexões entre os braços e o ponto de acoplamento comum (PAC).

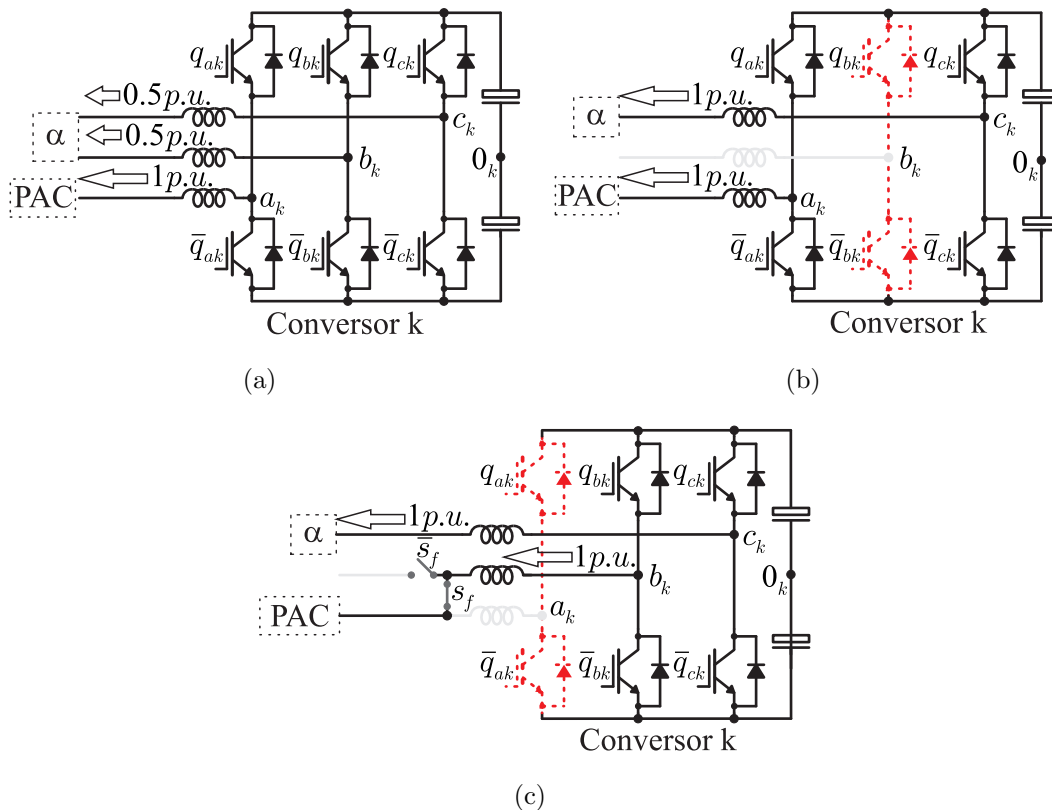


Figura 7.5 – Resultado de simulação da Conf. I9L2Y-3f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes nos braços que realizam a compensação (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}).

7.7 Resultados do Sistema

7.7.1 Resultados de Simulação

Os resultados de simulação das Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f são apresentados nas Figuras 7.6 e 7.7. As medições de simulações foram: tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e

i_{gb}) da rede trifásica, correntes de compensação dos conversores (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}), correntes nos braços interconectados (i_{b1} , i_{b2} e i_{b3}) e (i_{c1} , i_{c2} e i_{c3}) e tensões nos barramentos dos conversores 1 (v_{C1}), 2 (v_{C2}) e 3 (v_{C3}).

Verifica-se a atuação do FAP ao observar as correntes da rede do sistema, que apresentam-se senoidais e em fase com as tensões da rede Figura 7.6(a).

As correntes dos braços interconectados [Figura 7.7(a)] são controladas no valor de referência, cuja amplitude é metade da corrente dos braços que realizam a compensação (i_{sab}). Logo, nota-se que essas correntes possuem menor amplitude quando comparadas com às correntes internas das Conf. I9LD-3f e Conf. I12LD-3f.

Para este FAP, também tem-se a tensão do barramento CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}) controladas em metade da tensão da Conf. C-3f, como observado na Figura 7.7(b).

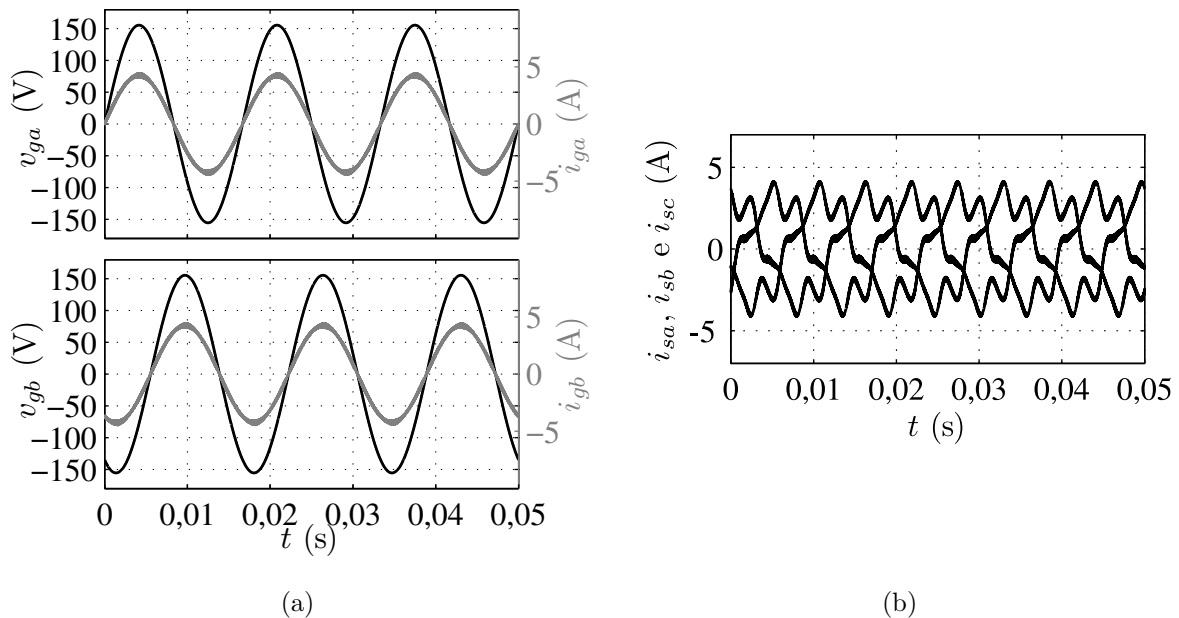


Figura 7.6 – Resultado de simulação da Conf. I9L2Y-3f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes nos braços que realizam a compensação (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}).

7.7.2 Resultados Experimentais

São apresentados nas Figuras 7.8, 7.9, 7.10 e 7.11 os resultados experimentais que validam as Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f. Foram realizadas as medições: tensões e correntes de duas fase da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}), correntes de braços que realizam a compensação (i_{sa} e i_{sb}), correntes de circulação (i_{o1} , i_{o2} e i_{o3}), correntes da carga (i_{la} e i_{lb}) e tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}).

Na Figura 7.8 observa-se o controle do fator de potência e as correntes da rede com baixa distorção harmônica. As correntes de compensação do FAP (i_{sa} e i_{sb}) são mostradas na Figura 7.9. Nesta mesma figura observam-se as correntes de circulação (i_{o1} , i_{o2} e i_{o3})

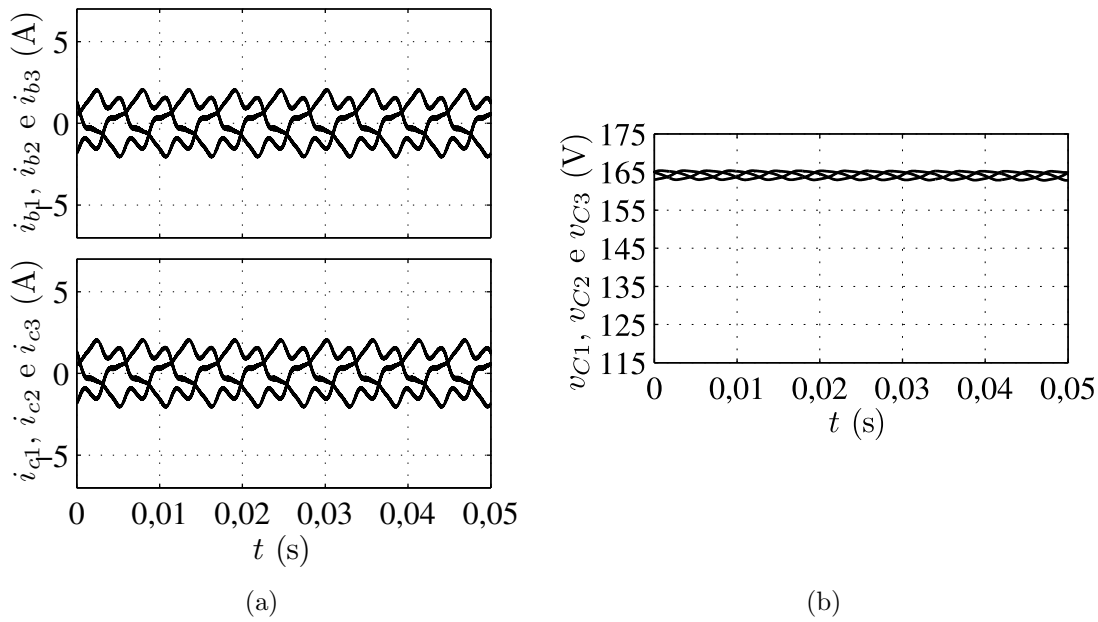


Figura 7.7 – Resultado de simulação da Conf. I9L2Y-3f. (a) Correntes nos braços interconectados (i_{b1} , i_{b2} e i_{b3}) e (i_{c1} , i_{c2} e i_{c3}). (b) Tensões dos barramentos CC v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente.

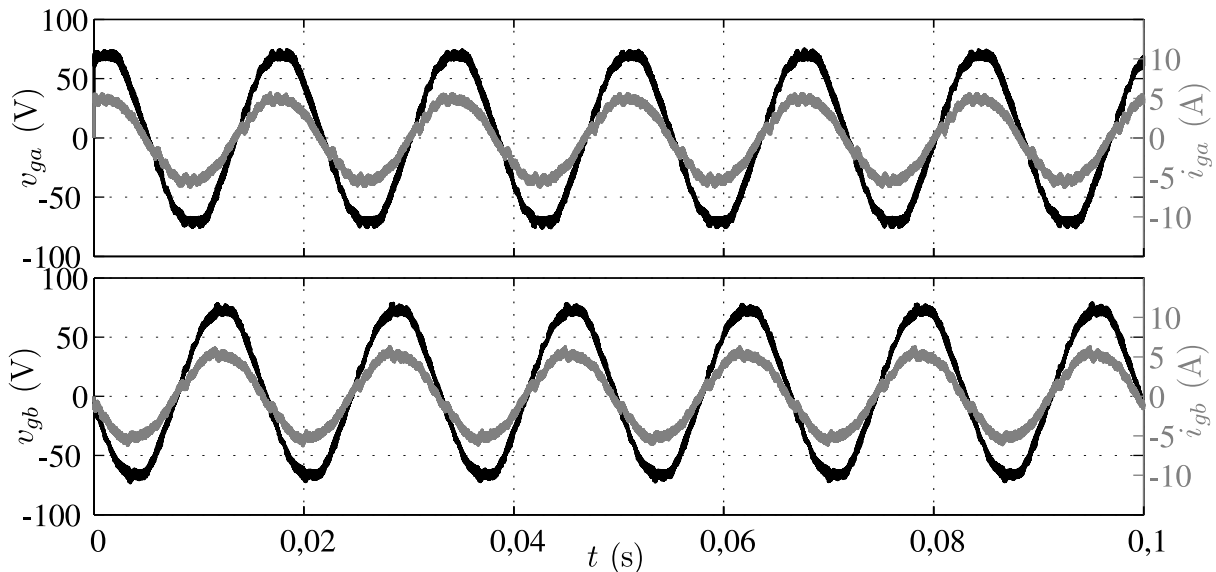


Figura 7.8 – Resultado experimental das Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede elétrica.

devidamente controladas, no valor de referência nulo, e as correntes da carga (i_{la} e i_{lb}). Já na Figura 7.10 são mostradas as tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}) devidamente controladas no valor de referência.

Na Figura 7.11(a), (b), (c) e (d) são mostradas as tensões (v_{sa} e v_{sb}) e correntes (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) obtidas em malha aberta. Nesta figura pode ser vista a influência do uso das duas técnicas PWM utilizadas LSPWM (Figura 7.11(a) e (b)) e LSPWM+interleaved (Figura 7.11(c) e (d)). Observa-se um aumento do número de níveis nas tensões v_{sa} e v_{sb} ao se utilizar a técnica LSPWM+interleaved e consequente redução da distorção das correntes

da rede.

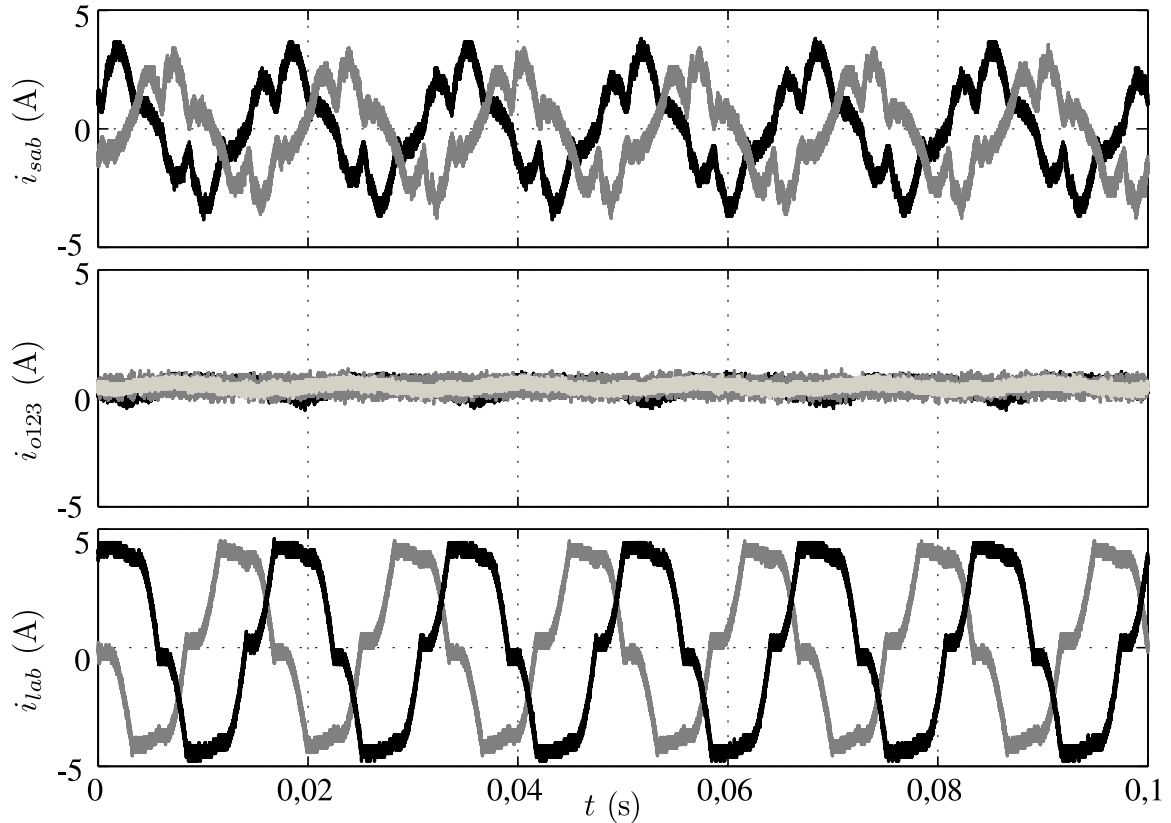


Figura 7.9 – Resultado experimental das Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f. Correntes do FAP i_{sa} e i_{sb} , correntes i_{o123} e correntes da carga i_{la} e i_{lb} .

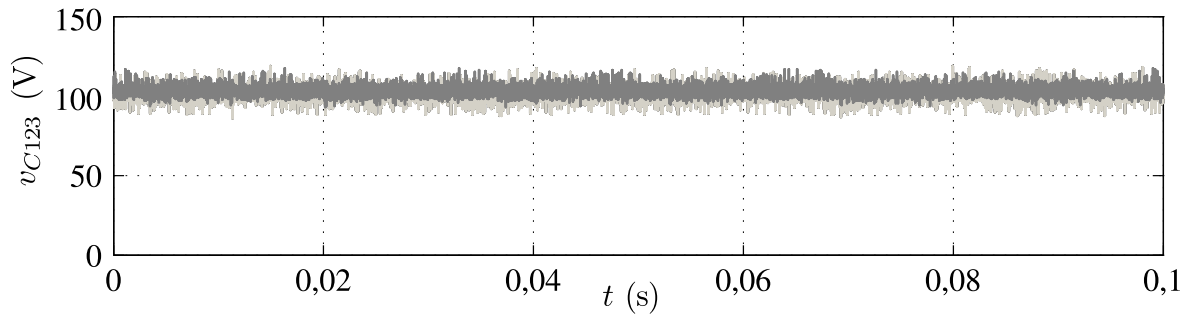
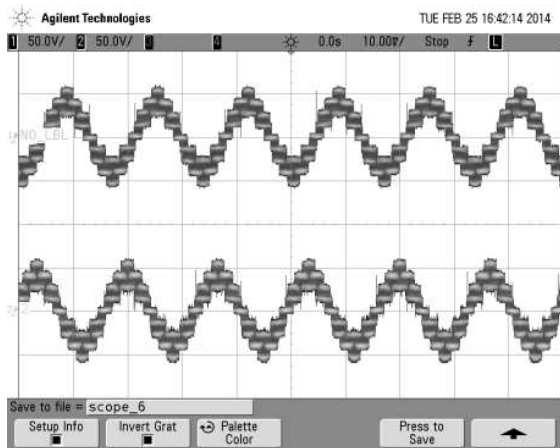
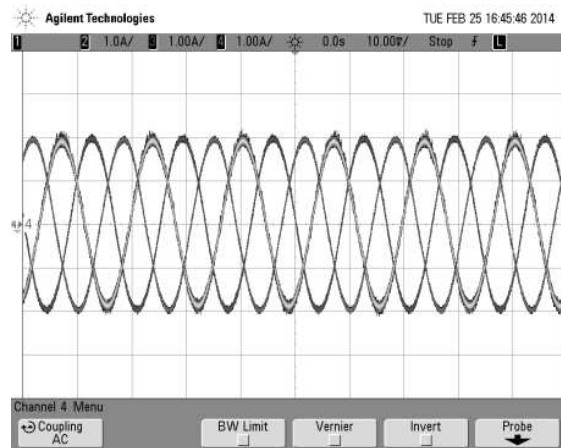


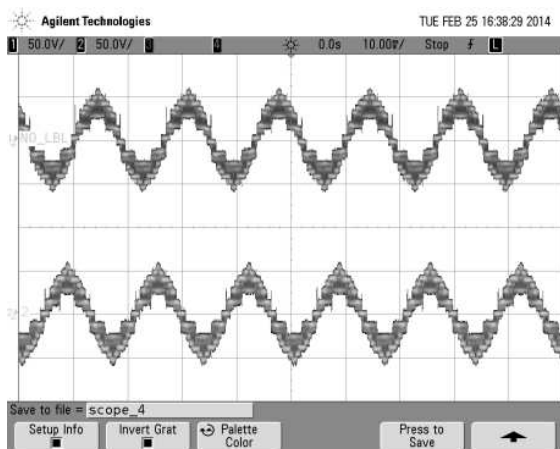
Figura 7.10 – Resultado experimental das Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f. Tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}).



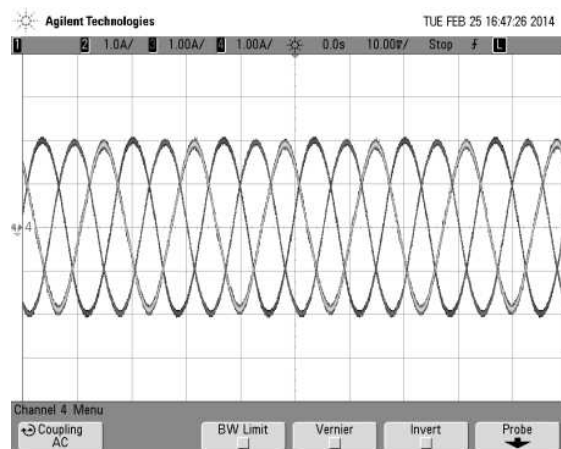
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 7.11 – Resultado experimental das Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f. Tensões v_{sab} (50V/div) e respectivas correntes i_{gabc} (1A/div), (10ms/div). (a) Tensões v_{sab} e (b) correntes i_{gk} com LSPWM. (c) Tensões v_{sk} e (d) corrente i_{gk} com LSPWM+interleaved.

7.8 Conclusões

Neste capítulo, foram estudadas duas topologias de FAP em derivação, compostas por três conversores de três braços. Estas topologias apresentam ligações em Y entre braços dos conversores.

Nota-se, para estas topologias, que as correntes nos braços interconectados (I_i) possuem metade da amplitude das correntes que realizam a compensação (I_s). Sendo esta uma vantagem comparativa frente a Conf. I9LD-3f, que possui $I_i = 0,58I_s$. Logo, as correntes internas da Conf. I9LD-3f são 8% maiores que as correntes das topologias I9L2Y-3f e I9LY-3f. Logo, para estas topologias, menores perdas de condução nos dispositivos semicondutores são esperadas. Além disso, as topologias interconectadas em Y geram melhores níveis de tensão que as demais topologias já apresentadas neste trabalho. Isto refletirá na THD das correntes da rede, como será visto adiante. As topologias I9L2Y-3f e I9LY-3f apresentam como desvantagem a parcela de potência monofásica CA presente nos barramentos CC que deve contribuir para maiores perdas nos mesmos, comparativamente com a Conf. I9LD-3f.

Para esta topologia foram desenvolvidas: equações do modelo, estratégias PWM (LSPWM e PSPWM), potências nos conversores e estratégia de controle. São apresentados os resultados de simulação e experimentais. Observa-se que as topologias I9L2Y-3f e I9LY-3f apresentam comportamento idêntico. A partir da Conf. I9L2Y-3f é desenvolvida a generalização apresentada no Apêndice B. Estas estruturas foram propostas neste trabalho e todos os estudos relacionados a elas são contribuições deste trabalho. Em decorrência do estudo realizado neste capítulo tem-se a publicação do artigo (FABRICIO, 2014).

Capítulo 8

Filtro Ativo Trifásico Interconectado a Quatro Fios

8.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentadas três topologias de FAP em derivação aplicadas a sistemas de quatro fios. Estas são formadas por conversores interconectados, apresentadas nas Figuras 8.1 e 8.2. A primeira, denominada aqui como Conf. I9LY-4f [Figura 8.1], é composta por conversores de dois níveis e três braços. Adicionalmente, uma alternativa à topologia I9LY-4f é apresentada na Figura 8.2(a) e é denominada Conf. I9LT-4f. Esta utiliza três transformadores e o mesmo número de braços da Conf. I9LY-4f mas em contrapartida utiliza apenas um barramento. Por último, na Figura 8.2(b), é mostrada uma topologia composta por quatro conversores ponte-H, sendo um desses de baixa potência (conversor auxiliar). Esta topologia é denominada como Conf. I4HB-4f.

Um importante aspecto das configurações a quatro fios é a capacidade de compensar correntes de sequência zero e componentes de baixa frequência no neutro da rede. A Conf. I9LY-4f não é capaz de mitigar completamente a corrente do neutro pois cada conversor dessa topologia atua independentemente, requerendo uma corrente diferente nas fases da rede. Já a Conf. I9LT-4f, por utilizar transformadores e todos os conversores que a compõem compartilham um único barramento CC, é capaz de compensar completamente a corrente do neutro do sistema. A Conf. I4HB-4f é uma alternativa para garantir a compensação completa do neutro sem a utilização de transformadores.

As topologias apresentadas neste capítulo são comparadas, em capítulos seguintes, com as Conf. C-4f, Conf. C3HB-4f e Conf. C3HBT-4f, em aspectos como perdas e distorção harmônica.

Para as topologias apresentadas são desenvolvidos: i) modelo dinâmico do sistema, considerando desequilíbrio em impedâncias internas e corrente de circulação; ii) estratégia PWM; iii) potência nos conversores; e estratégia de controle, incluindo balanceamento dos

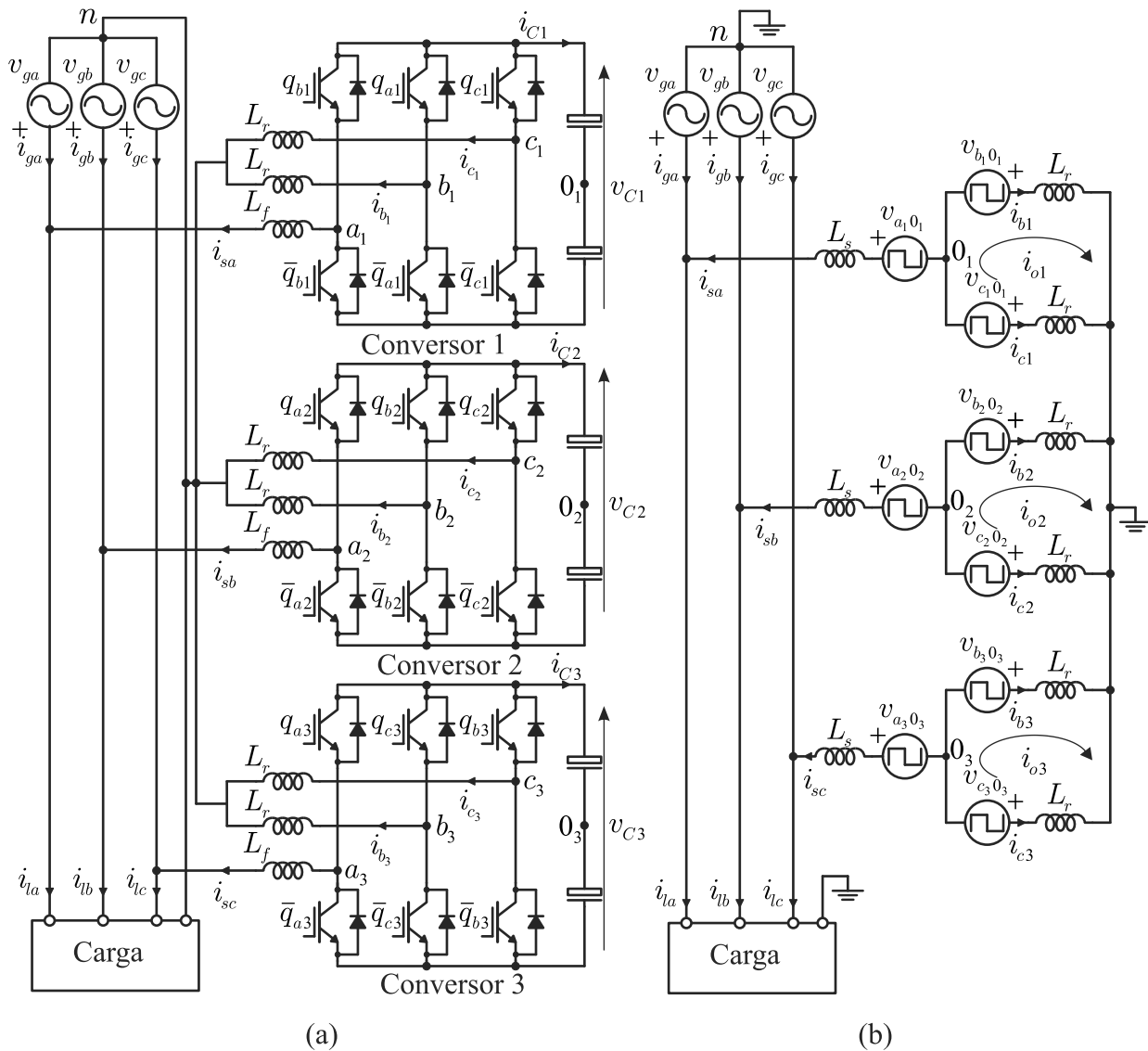


Figura 8.1 – FAP em derivação a quatro fios. (a) Configuração I9LY-4f. (b) Modelo ideal da Conf. I9LY-4f.

barramentos CC e controle da corrente de circulação. Por último, são apresentados os resultados de simulação e experimentais.

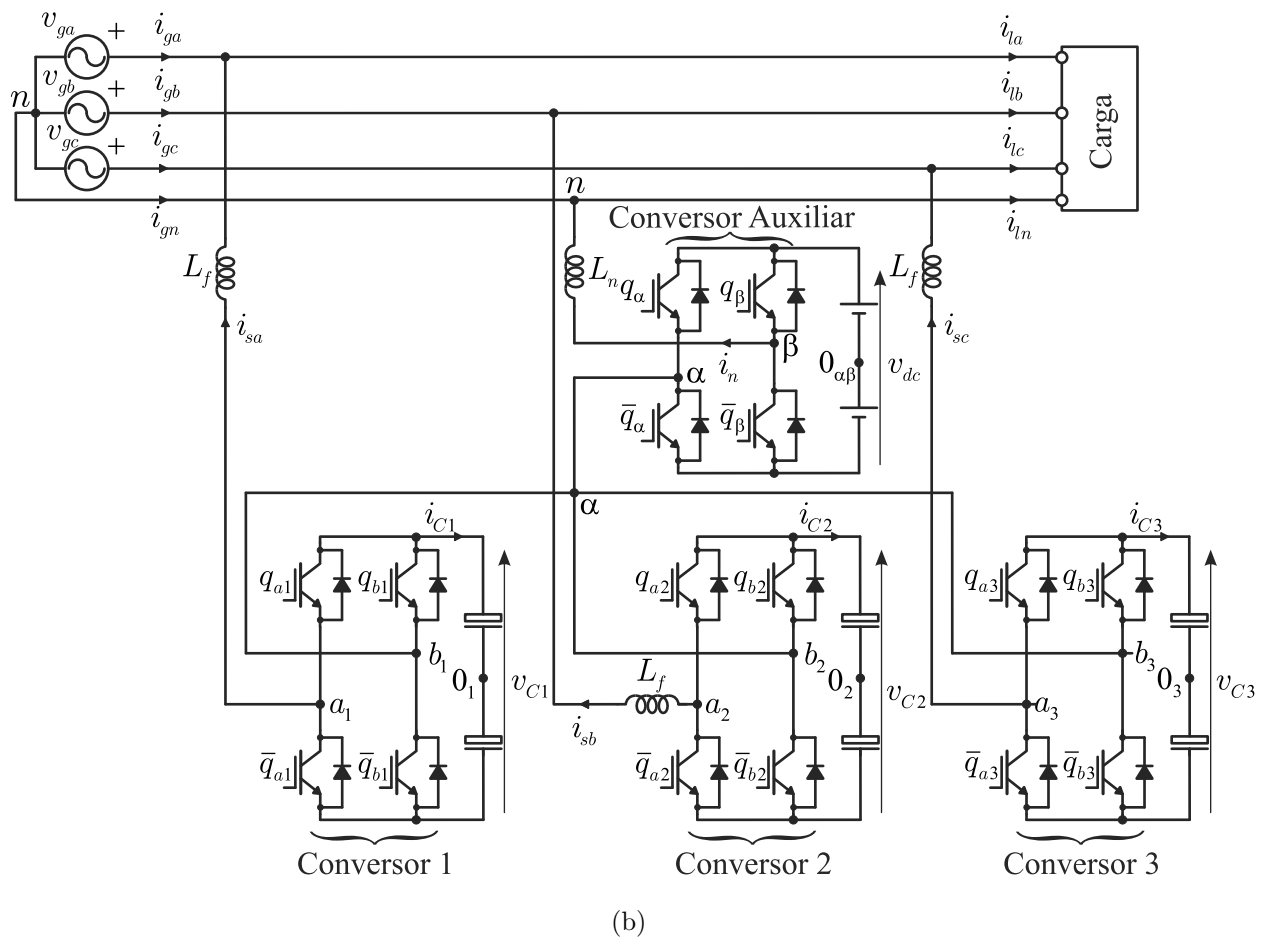
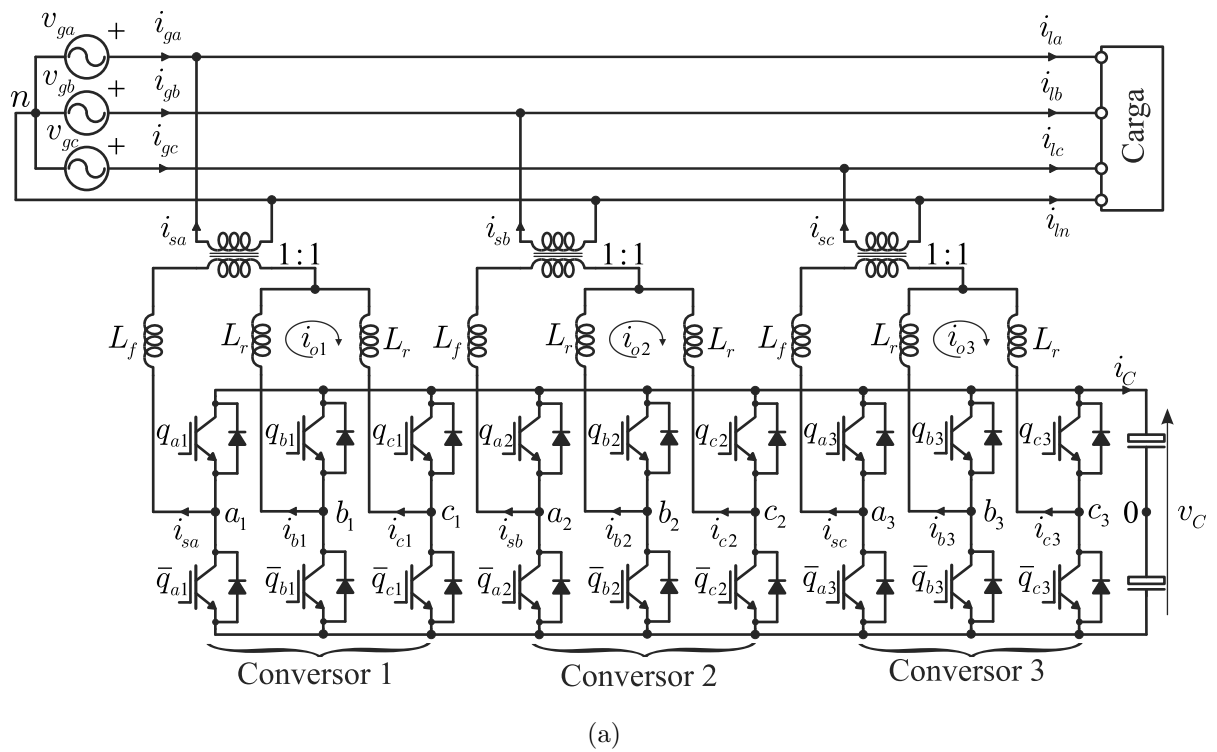


Figura 8.2 – Topologias interconectadas a quatro fios. (a) Configuração I9LT-4f. (b) Configuração I4HB-4f.

8.2 Modelo do Sistema

Os modelos dinâmicos das Conf. I9LY-4f, Conf. I9LT-4f e Conf. I4HB-4f são obtidos a partir de modelos de circuitos similares apresentados em capítulos anteriores.

As Conf. I9LY-4f, Conf. I9LT-4f são compostas por três conversores (conversor 1, 2 e 3), três filtros indutivos L_s e seis indutores auxiliares L_r . Além desses componentes, a Conf. I9LY-4f utiliza três barramentos CC e a Conf. I9LT-4f utiliza apenas um. Porém, esta última utiliza três transformadores para isolamento. As indutâncias de dispersão e as perdas dos transformadores são levadas em consideração nas indutâncias do FAP (L_s).

Já a Conf. I4HB-4f é composta por quatro conversores ponte-H, sendo um deles de menor potência, indutâncias de filtro (L_f e L_n) e quatro barramentos CC. A ponte-H de menor potência é denominada conversor auxiliar e necessita de fonte externa de tensão CC.

As mesmas considerações feitas nos capítulos anteriores com relação ao balanceamento das impedâncias e rede foram levadas em conta para se obter os modelos destas topologias.

8.2.1 Configuração I9LY-4f e I9LT-4f

As equações das Conf. I9LY-4f e Conf. I9LT-4f podem ser obtidas a partir do modelo ideal, apresentado na Figura 8.1(b). As topologias Conf. I9LY-3f, Conf. Conf. I9LY-4f e Conf. I9LT-4f diferenciam-se apenas pela conexão entre o neutro da rede e as conexões internas do conversor. Com isto, as equações destas topologias assemelham-se. Isto é, as equações (7.1)-(7.44) são válidas para as Conf. I9LY-4f e Conf. I9LT-4f, desde que satisfaçam as equações a seguir:

$$v_{\beta n} = v_{\alpha n} = 0 \quad (8.1)$$

8.2.2 Configuração I4HB-4f

- Tensões de malha do sistema:

$$v_{ga} = -z_f \dot{i}_{sa} + v_{1\alpha} + v_{\alpha n} \quad (8.2)$$

$$v_{gb} = -z_f \dot{i}_{sb} + v_{2\alpha} + v_{\alpha n} \quad (8.3)$$

$$v_{gc} = -z_f \dot{i}_{sc} + v_{3\alpha} + v_{\alpha n} \quad (8.4)$$

com $z_f = r_f + pl_f$ ($p = d/dt$) e

$$v_{1\alpha} = v_{a_1 0_1} - v_{b_1 0_1} \quad (8.5)$$

$$v_{2\alpha} = v_{a_2 0_2} - v_{b_2 0_2} \quad (8.6)$$

$$v_{3\alpha} = v_{a_3 0_3} - v_{b_3 0_3} \quad (8.7)$$

Para o ramo αn tem-se

$$0 = -i_n z_n - v_{\alpha 0_{\alpha\beta}} + v_{\beta 0_{\alpha\beta}} + v_{\alpha n}, \quad (8.8)$$

com $z_n = r_n + pl_n$.

- Correntes dos nós do sistema:

$$\sum_{k=1}^3 i_{ak} = -i_n \quad (8.9)$$

$$i_{gk} = i_{lk} - i_{ak}. \quad (8.10)$$

A tensão $v_{\alpha n}$ pode ser obtida a partir das equações (8.2), (8.8) and (8.9)

$$v_{\alpha n} = \frac{-(v_{1\alpha} + v_{2\alpha} + v_{3\alpha})z_n}{3z_n + z_f} + \frac{(v_{\alpha 0_{\alpha\beta}} - v_{\beta 0_{\alpha\beta}})z_f}{3z_n + z_f}. \quad (8.11)$$

Para $z_n = z_f$, a tensão $v_{\alpha n}$ torna-se igual a

$$v_{\alpha n} = \frac{-v_{1\alpha} - v_{2\alpha} - v_{3\alpha} + v_{\alpha 0_{\alpha\beta}} - v_{\beta 0_{\alpha\beta}}}{4}. \quad (8.12)$$

A partir das equações (8.2)-(8.7) e (8.12) as equações do modelo do sistema tornam-se

$$v_{ga} = -z_f i_{sa} + v_{sa} \quad (8.13)$$

$$v_{gb} = -z_f i_{sb} + v_{sb} \quad (8.14)$$

$$v_{gc} = -z_f i_{sc} + v_{sc} \quad (8.15)$$

onde

$$v_{sa} = v_{1\alpha} + v_{\alpha n} \quad (8.16)$$

$$v_{sb} = v_{2\alpha} + v_{\alpha n} \quad (8.17)$$

$$v_{sc} = v_{3\alpha} + v_{\alpha n}. \quad (8.18)$$

8.3 Estratégia PWM

As saídas dos controladores das topologias I9LY-4f e I9LT-4f são v_{sa}^* , v_{sb}^* , v_{sc}^* , v_{o1}^* , v_{o2}^* , v_{o3}^* e da Conf. I3HB-3f são v_{sa}^* , v_{sb}^* e v_{sc}^* . A partir dessas tensões e introduzindo novas variáveis auxiliares obtêm-se as tensões de polo de referência, como detalhado a seguir.

8.3.1 Configuração I9LY-4f e I9LT-4f

As tensões de polo de referência das Conf. I9LY-4f e Conf. I9LT-4f assemelham-se com as obtidas para a Conf. I9LY-3f. Isto é, as equações (7.97)-(7.105) são válidas quando

$$v_{\alpha n}^* = 0 \quad (8.19)$$

Os limites para as variáveis auxiliares (v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^*) dessas estruturas são os mesmos da Conf. I9LY-3f.

Para as configurações I9LY-4f e I9LT-4f utilizam-se as técnicas PSPWM, LSPWM e LSPWM+interleaved. Apresentadas na seção 7.3.3.

8.3.2 Configuração I4HB-4f

Para esta topologia cinco variáveis auxiliares são adicionadas (v_{x1}^* , v_{x2}^* , v_{x3}^* , v_{x4}^* e $v_{\alpha n}^*$) dadas por

$$v_{x1}^* = v_{a10_1}^* \quad (8.20)$$

$$v_{x2}^* = v_{a20_2}^* \quad (8.21)$$

$$v_{x3}^* = v_{a30_3}^* \quad (8.22)$$

$$v_{x4}^* = v_{\alpha 0_{\beta\alpha}}^* \quad (8.23)$$

$$v_{\alpha n}^* = \frac{-v_{1\alpha}^* - v_{2\alpha}^* - v_{3\alpha}^* + v_{\alpha 0_n}^* - v_{n0_n}^*}{4}, \quad (8.24)$$

Com estas variáveis auxiliares e as tensões de saída dos controladores, a partir das equações do modelo (8.7), (8.12) e (8.17)-(8.18), podem-se obter as tensões de polo de referência, dadas por

$$v_{a10_1}^* = v_{x1}^* \quad (8.25)$$

$$v_{b10_1}^* = -v_{sa}^* + v_{\alpha n}^* + v_{x1}^* \quad (8.26)$$

$$v_{a20_2}^* = v_{x2}^* \quad (8.27)$$

$$v_{b20_2}^* = -v_{sb}^* + v_{\alpha n}^* + v_{x2}^* \quad (8.28)$$

$$v_{a30_3}^* = v_{x3}^* \quad (8.29)$$

$$v_{b30_3}^* = -v_{sc}^* + v_{\alpha n}^* + v_{x3}^* \quad (8.30)$$

$$v_{\alpha 0_{\beta\alpha}}^* = v_{x4}^* \quad (8.31)$$

$$v_{\beta 0_{\beta\alpha}}^* = -v_{sa}^* - v_{sb}^* - v_{sc}^* - v_{\alpha n}^* + v_{x4}^*. \quad (8.32)$$

Assim como as outras topologias apresentadas neste trabalho, as variáveis auxiliares podem ser escolhidas livremente desde que respeitem os limites de máximo e mínimo.

Estes limites devem ser calculados levando em consideração os valores de máximo ($v_C^*/2$) e mínimo ($-v_C^*/2$) das tensões de polo de referência (assumindo que $v_C^* = v_{C1}^* = v_{C2}^* = v_{C3}^*$). Então $v_{\alpha n \max}^*$, $v_{\alpha n \min}^*$, $v_{xk \max}^*$, $v_{xk \min}^*$, $v_{x4 \max}^*$ e $v_{x4 \min}^*$ são dadas por

$$v_{\alpha n \max}^* = \min\{v_{dc} - v_{sa}^* - v_{sb}^* - v_{sc}^*, v_C^* - \max\{\vartheta\}\} \quad (8.33)$$

$$v_{\alpha n \min}^* = \max\{-v_{dc} - v_{sa}^* - v_{sb}^* - v_{sc}^*, v_C^* - \min\{\vartheta\}\} \quad (8.34)$$

$$v_{x1 \max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\{\vartheta_1\} \quad (8.35)$$

$$v_{x1 \min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\{\vartheta_1\} \quad (8.36)$$

$$v_{x2 \max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\{\vartheta_2\} \quad (8.37)$$

$$v_{x2 \min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\{\vartheta_2\} \quad (8.38)$$

$$v_{x3 \max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\{\vartheta_3\} \quad (8.39)$$

$$v_{x3 \min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\{\vartheta_3\} \quad (8.40)$$

$$v_{x4 \max}^* = \frac{v_{dc}^*}{2} - \max\{\vartheta_\alpha\} \quad (8.41)$$

$$v_{x4 \min}^* = -\frac{v_{dc}^*}{2} - \min\{\vartheta_\alpha\}, \quad (8.42)$$

onde,

$$\vartheta = \{-v_{sa}^*, -v_{sb}^*, -v_{sc}^*\} \quad (8.43)$$

$$\vartheta_1 = \{0, -v_{sa}^* + v_{\alpha n}^*\} \quad (8.44)$$

$$\vartheta_2 = \{0, -v_{sb}^* + v_{\alpha n}^*\} \quad (8.45)$$

$$\vartheta_3 = \{0, -v_{sc}^* + v_{\alpha n}^*\} \quad (8.46)$$

$$\vartheta_\alpha = \{0, -v_{sa}^* - v_{sb}^* - v_{sc}^* - v_{\alpha n}^*\}. \quad (8.47)$$

As variações de $v_{\alpha n}^*$, v_{x1}^* , v_{x2}^* , v_{x3}^* e v_{x4}^* podem ser normalizadas introduzindo os parâmetros de distribuição $\mu_{\alpha n}^*$, μ_{x1}^* , μ_{x2}^* , μ_{x3}^* e μ_{x4}^* , respectivamente. Então, determinam-se $v_{\alpha n}^*$, v_{x1}^* , v_{x2}^* , v_{x3}^* e v_{x4}^* por

$$v_{\alpha n}^* = \mu_{\alpha n}^* v_{\alpha n \max}^* + (1 - \mu_{\alpha n}^*) v_{\alpha n \min}^* \quad (8.48)$$

$$v_{x1}^* = \mu_{x1}^* v_{x1 \max}^* + (1 - \mu_{x1}^*) v_{x1 \min}^* \quad (8.49)$$

$$v_{x2}^* = \mu_{x2}^* v_{x2 \max}^* + (1 - \mu_{x2}^*) v_{x2 \min}^* \quad (8.50)$$

$$v_{x3}^* = \mu_{x3}^* v_{x3 \max}^* + (1 - \mu_{x3}^*) v_{x3 \min}^* \quad (8.51)$$

$$v_{x4}^* = \mu_{x4}^* v_{x4 \max}^* + (1 - \mu_{x4}^*) v_{x4 \min}^*. \quad (8.52)$$

Os parâmetros μ_{x1} , μ_{x2} , μ_{x3} e μ_{x4} permitem a mudança dos pulsos de tensão dos conversores, modificando também a distorção harmônica do conversor. Por outro lado, o parâmetro $\mu_{\alpha n}^*$ (determinado pelo controlador) permite mudar a distribuição de potência entre os barramentos CC dos conversores, como será visto na seção seguinte.

Uma vez escolhidos μ_{xk} , μ_{x4} e $\mu_{\alpha n}^*$, as tensões de polo de referência $v_{a_1 0_1}^*$, $v_{b_1 0_1}^*$, $v_{a_2 0_2}^*$, $v_{b_2 0_2}^*$, $v_{a_3 0_3}^*$, $v_{b_3 0_3}^*$, $v_{\alpha 0_{\alpha\beta}}^*$ e $v_{\beta 0_{\alpha\beta}}^*$ são definidas a partir das equações (8.25)-(8.32). Os sinais de gatilho são obtidos a partir da comparação dessas tensões de referência (modulantes) com o sinal triangular de alta frequência (portadora).

8.4 Potência nos Conversores Interconectados a Quatro Fios

As potências instantâneas nos conversores foram obtidas apenas para a Conf. I4HB-4f pois utiliza tensão auxiliar para controle dos barramentos individuais dos conversores que compõem sua estrutura.

$$p_1 = -v_{sa}i_{sa} + v_{\alpha n}i_{sa} \quad (8.53)$$

$$p_2 = -v_{sb}i_{sb} + v_{\alpha n}i_{sb} \quad (8.54)$$

$$p_3 = -v_{sc}i_{sc} + v_{\alpha n}i_{sc} \quad (8.55)$$

Note que, além da potência monofásica (primeira parcela) existe uma parcela que depende da tensão auxiliar ($v_{\alpha n}$) e das correntes do FAP i_{sabc} . Logo, estas tensões podem ser utilizadas para controlar o fluxo de potência nos conversores e conseqüentemente as tensões dos barramentos.

O barramento do conversor auxiliar da Conf. I4HB-4f pode ser controlado por um inversor de baixa potência conectado à rede, como mostrado na Figura 8.3. Neste caso, é necessário a introdução de um transformador para evitar corrente de circulação e o número de espiras N deve ser escolhido para garantir a tensão mínima do barramento. Este inversor devolve potência ao sistema. É válido notar que, quanto menor for a corrente do neutro da carga menor será v_{dc} e i_{cg} . Dessa maneira, em alguns casos o controle de v_{dc} pode ser feito por um resistor. Neste caso, sempre que $v_{dc} > v_{dc}^*$ o resistor é conectado, caso contrário o resistor é desconectado. Isto é viável porque a potência recebida é baixa, i.e, ela é comparável com as perdas de um conversor.

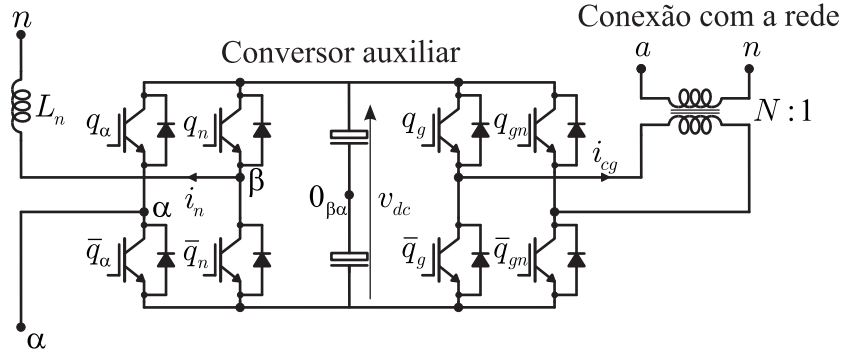


Figura 8.3 – Conversor auxiliar da Conf. I4HB-4f.

8.5 Estratégia de Controle

8.5.1 Configurações I9LY-4f

Apresenta-se na Figura 8.4 o diagrama de controle da Conf. I9LY-4f. Deste diagrama tem-se que: as tensões dos barramentos CC dos conversores 1, 2 e 3 (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}) são reguladas individualmente por controladores PI convencionais (R_C). Estes fornecem as amplitudes das correntes $I_{v_{Ca}}^*$, $I_{v_{Cb}}^*$ e $I_{v_{Cc}}^*$, respectivamente. A partir destas são obtidas as correntes de referência $i_{v_{Cabc}}^*$ sincronizadas com as tensões da rede. As correntes de referência do FAP (i_{sab}^*) são obtidas do mesmo modo que as demais topologias já apresentadas neste trabalho. As correntes do FAP são reguladas pelos controladores R_i que fornecem as tensões de referência v_{sa}^* , v_{sb}^* e v_{sc}^* . As correntes de circulação (i_{o1} , i_{o2} e i_{o3}) são reguladas no valor de referência nulo. Estes fornecem as tensões de referência v_{o1}^* , v_{o2}^* e v_{o3}^* . Estas tensões, como dito antes, são utilizadas na estratégia PWM para comandar as chaves do conversor.

8.5.2 Configurações I9LT-4f e I4HB-4f

É apresentado, na Figura 7.4, o diagrama de controle genérico para as Conf. I9LT-4f e Conf. I4HB-4f. Para a Conf. I9LT-4f o controle da tensão do barramento $v_{Cm} = v_C$ é realizado pelo controlador PI convencional R_c . A detecção das correntes de referência do filtro e controle das mesmas são realizados como nas topologias apresentadas anteriormente. Para esta topologia deve-se controlar as correntes de circulação (i_{o1} , i_{o2} e i_{o3}), como destacado na mesma figura. Para a Conf. I4HB-4f controla-se a média dos barramentos dos conversores 1, 2 e 3 ($v_{Cm} = (v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})/3$). As tensões de referência são obtidas como na estrutura I9LT-4f. Para a Conf. I4HB-4f é necessário o controle individual dos barramentos CC, este controle é realizado por meio do Bloco $\mu_{\alpha n}^*$ da mesma forma como mostrado para Conf. I9LY-3f.

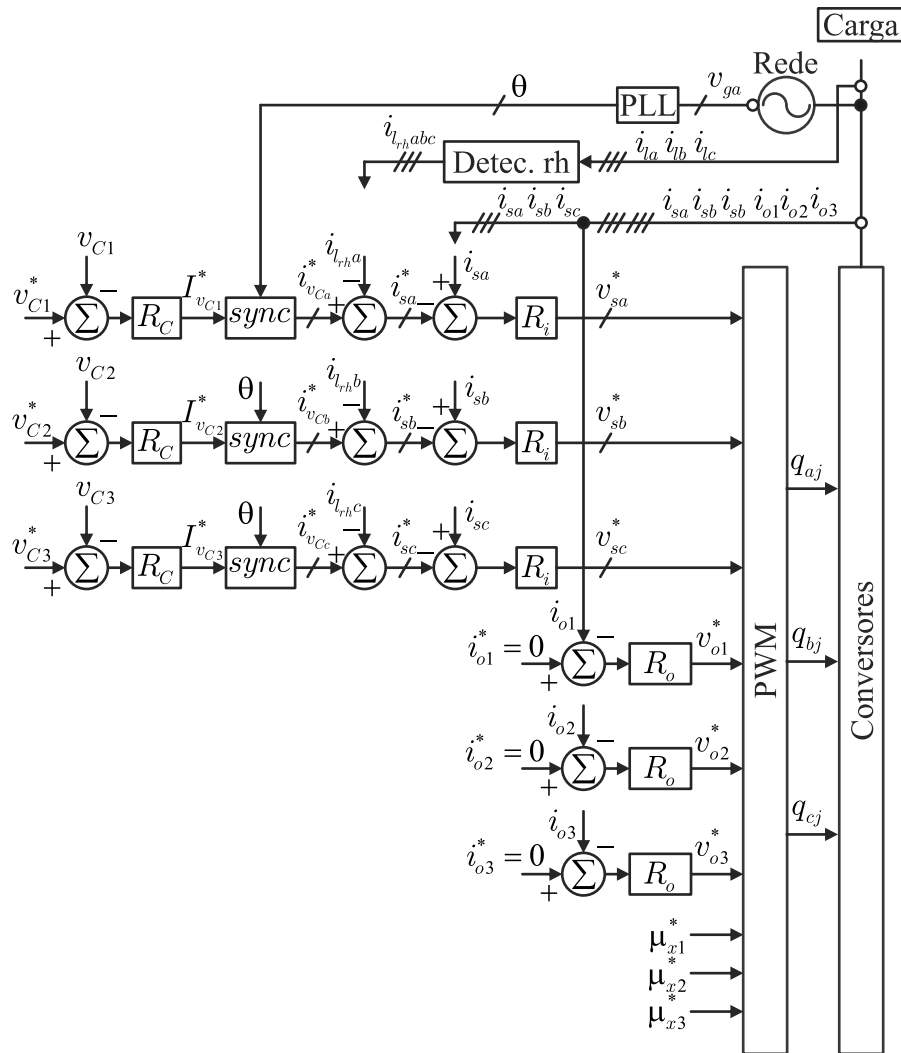


Figura 8.4 – Diagrama de blocos do controle da Conf. I9LY-4f.

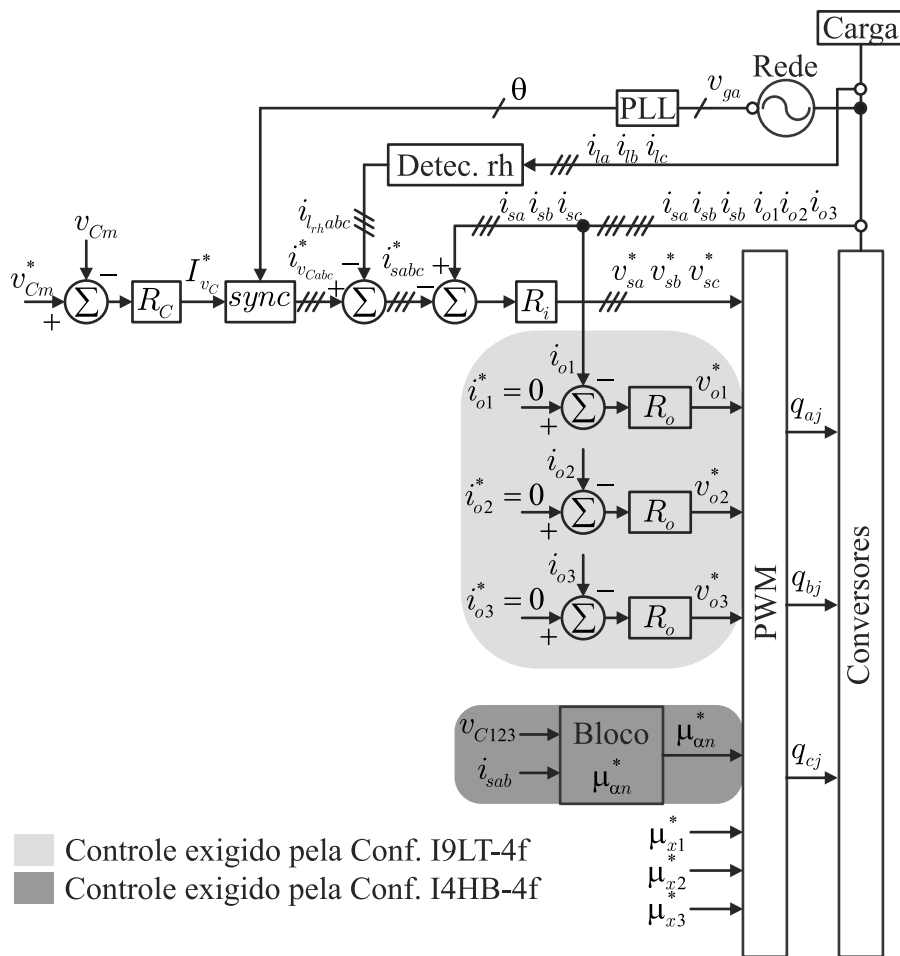


Figura 8.5 – Diagrama de blocos do controle das Conf. I9LT-4f e Conf. I4HB-4f.

8.6 Resultados do Sistema

8.6.1 Resultados de Simulação

8.6.1.1 Configuração I9LY-4f

Os resultados de simulação da Conf. I9LY-4f são apresentados nas Figuras 8.6 e 8.7. As medições de simulações foram: tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) da rede trifásica, corrente do neutro da rede (i_{gn}), correntes de compensação dos conversores (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}), correntes de circulação dos conversores (i_{o1} , i_{o2} e i_{o3}) e tensões nos barramentos dos conversores 1 (v_{C1}), 2 (v_{C2}) e 3 (v_{C3}).

Verifica-se a atuação do FAP ao se observar as correntes da rede do sistema. Estas apresentam-se senoidais e em fase com as tensões da rede Figura 8.6(a). Observa-se, na Figura 8.6(b), o desequilíbrio das correntes da rede que resulta em corrente no neutro da rede. Este resultado é esperado tendo em vista que este conversor não é capaz de mitigar completamente desequilíbrios, permanecendo no neutro as componentes de sequência negativa.

As correntes de compensação do filtro (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}), tensões dos barramentos (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}) e correntes de circulação são observadas na Figura 8.7(a), (b) e (c), respectivamente. Estas variáveis mostram-se controladas em seus respectivos valores de referência.

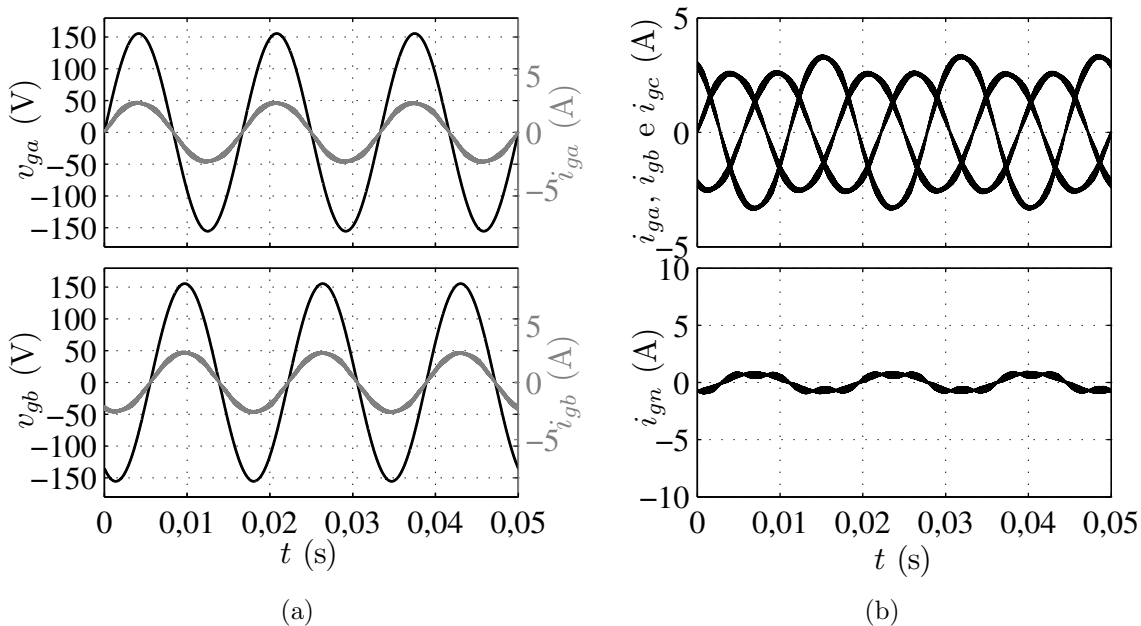


Figura 8.6 – Resultado de simulação da Conf. I9LY-4f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes na rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) e no neutro da rede (i_{gn}).

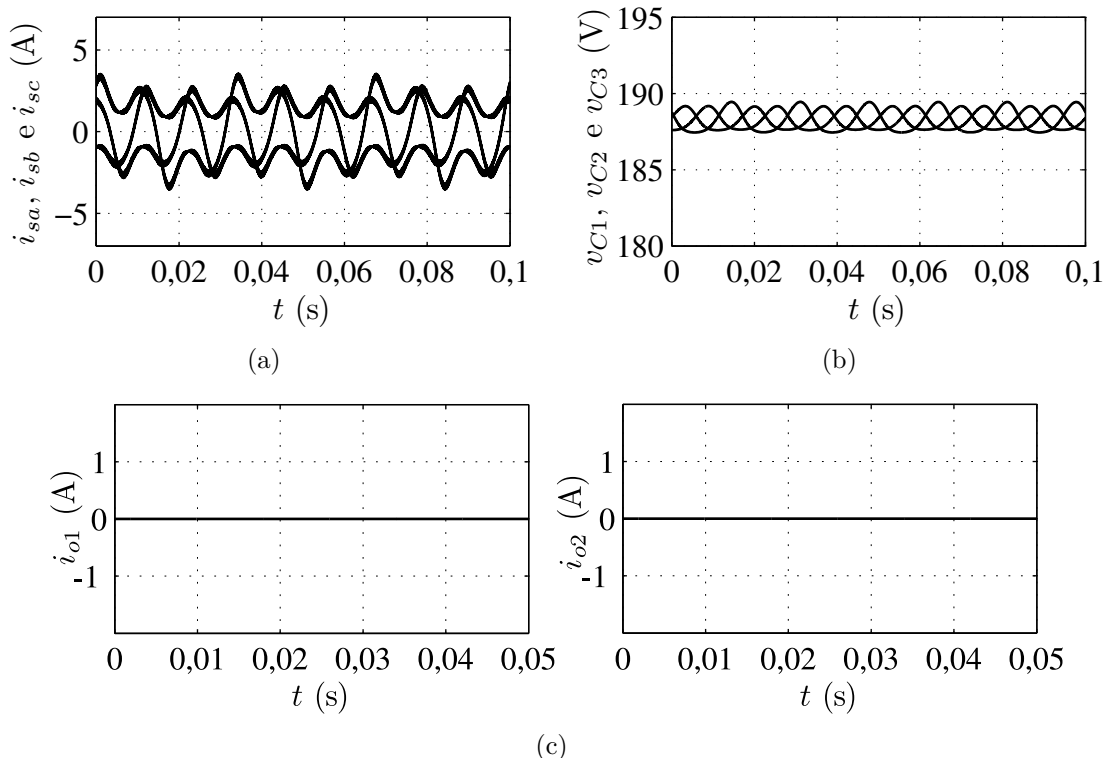


Figura 8.7 – Resultado de simulação da Conf. I9LY-4f. (a) Correntes de compensação do FAP (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) (b) Tensões dos barramentos CC v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente. (c) Correntes de circulação (i_{o1} , i_{o2} e i_{o3}).

8.6.1.2 Configuração I9LT-4f

Os resultados de simulação da Conf. I9LY-4f são apresentados nas Figuras 8.8 e 8.9. Observam-se as mesmas grandezas medidas para a Conf. I9LY-4f. Além da compensação de harmônicas e reativos observada na Figura 8.8(a) uma característica importante da Conf. I9LT-4f é a capacidade de mitigar completamente a corrente do neutro. Este fato pode ser observado na Figura 8.8(b).

8.6.1.3 Configuração I4HB-4f

Os resultados de simulação da Conf. I9LT-4f são apresentados nas Figuras 8.10 e 8.11. Observam-se as mesmas grandezas medidas para as Confs. I9LY-4f e I9LT-4f. Nota-se que a Conf. I4HB-4f apresenta resultados semelhantes à Conf. I9LT-4f. Isto é, a capacidade de mitigar completamente a corrente do neutro é observada na Figura 8.10(b).

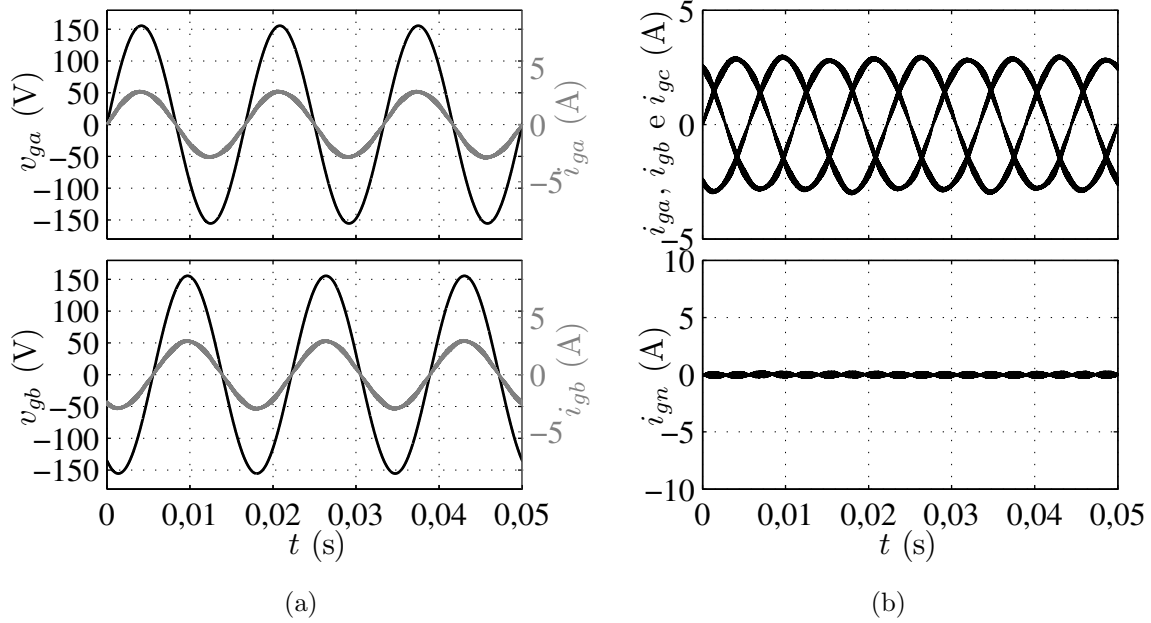


Figura 8.8 – Resultado de simulação da Conf. I9LT-4f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes na rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) e no neutro da rede (i_{gn}).

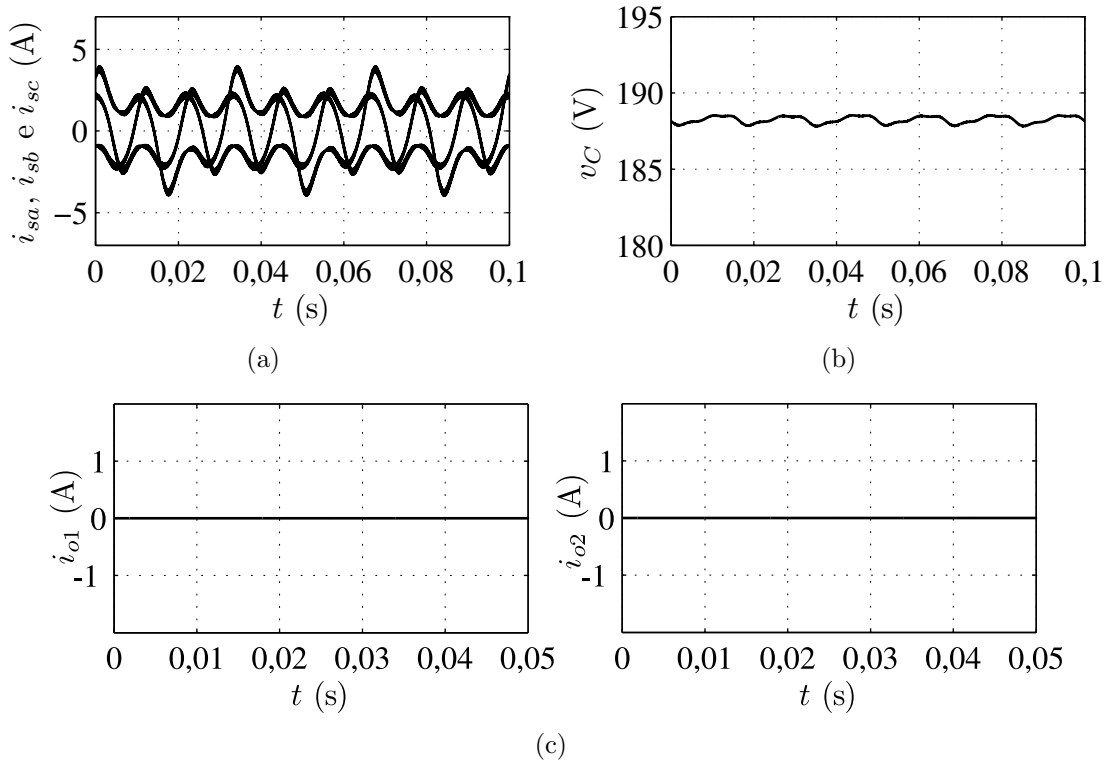


Figura 8.9 – Resultado de simulação da Conf. I9LT-4f. (a) Correntes de compensação do FAP (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) (b) Tensões dos barramentos CC v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente. (c) Correntes de circulação (i_{o1} , i_{o2} e i_{o3}).

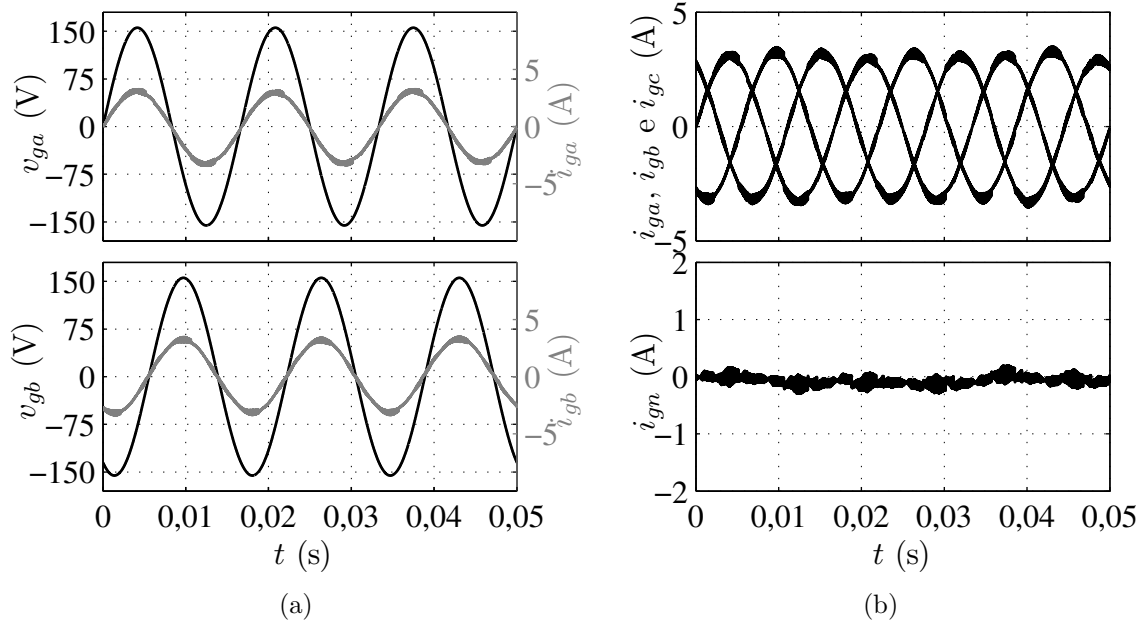


Figura 8.10 – Resultado de simulação da Conf. I4HB-4f. (a) Tensões e correntes da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}). (b) Correntes na rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) e no neutro da rede (i_{gn}).

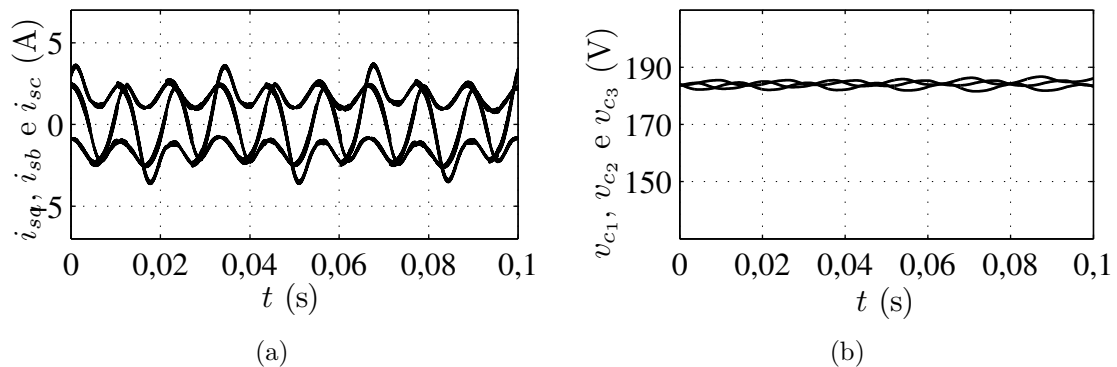


Figura 8.11 – Resultado de simulação da Conf. I9L2Y-3f. (a) Correntes nos braços interconectados (i_{b1} , i_{b2} e i_{b3}) e (i_{c1} , i_{c2} e i_{c3}). (b) Tensões dos barramentos CC v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} dos conversores 1, 2 e 3, respectivamente.

8.6.2 Resultados Experimentais

8.6.2.1 Configuração I9LY-4f

São apresentados nas Figuras 8.12, 8.13, 8.14 e 8.15 os resultados experimentais que validam as Conf. I9LY-4f. as medições experimentais realizadas foram: tensões e correntes de duas fases da rede (v_{ga} e i_{ga}) e (v_{gb} e i_{gb}), correntes de braços que realizam a compensação (i_{sa} e i_{sb}), correntes de circulação (i_{o1} , i_{o2} e i_{o3}), correntes da carga (i_{la} e i_{lb}), corrente no neutro da carga (i_{ln}), corrente de compensação do neutro ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}$), corrente do neutro da rede (i_{gn}) e tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}).

Na Figura 8.12 observa-se o controle do fator de potência e a mitigação das harmôni-

cas. Tendo em vista que as correntes da carga [Figura 8.14] estão muito distorcidas, os resultados de corrente da rede apresentados são satisfatórios.

As correntes de compensação do FAP (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são mostradas na Figura 8.14. Nesta mesma figura observa-se as correntes de circulação (i_{o1} , i_{o2} e i_{o3}) devidamente controladas, no valor de referência nulo, e as correntes da carga (i_{la} , i_{lb} e i_{lc}). As corrente no neutro da carga (i_{ln}), corrente de compensação do neutro ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}$), corrente do neutro da rede (i_{gn}) são mostradas na Figura 8.14. Observa-se que a corrente no neutro do sistema foi atenuada porém, como mencionado anteriormente, a mitigação completa não é possível. Por fim, na Figura 8.15 são mostradas as tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}) devidamente controladas no valor de referência.

Os resultados apresentados para Conf. I9LY-4f correspondem ao da Conf. I4HB-4f sem a atuação do conversor auxiliar.

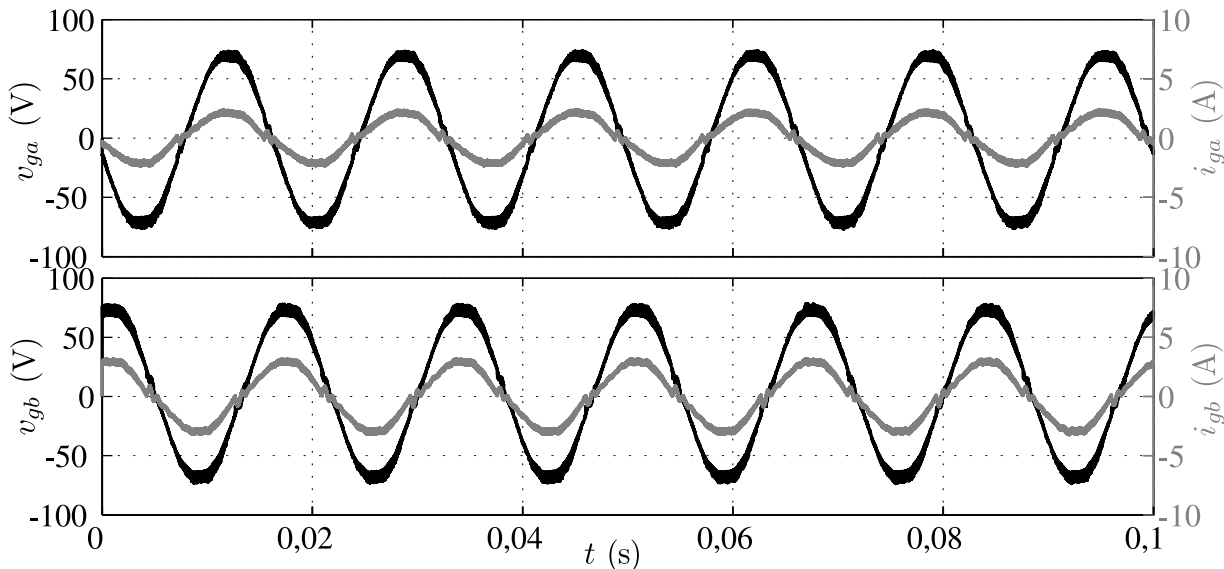


Figura 8.12 – Resultado experimental da Conf. I9LY-4f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede elétrica.

8.6.2.2 Configuração I9LT-4f

Os resultados experimentais, que validam a Conf. I9LT-4f, são apresentados nas Figuras 8.16, 8.17, 8.18 e 8.19. São realizadas medições das mesmas grandezas apresentadas para a Conf. I9LY-4. Nestas figuras pode-se observar o controle do fator de potência e eliminação das harmônicas [Figura 8.16], controle das correntes de circulação do FAP [Figura 8.17], mitigação da corrente no neutro do sistema [8.18] e controle da tensão do barramento CC da estrutura [Figura 8.19].

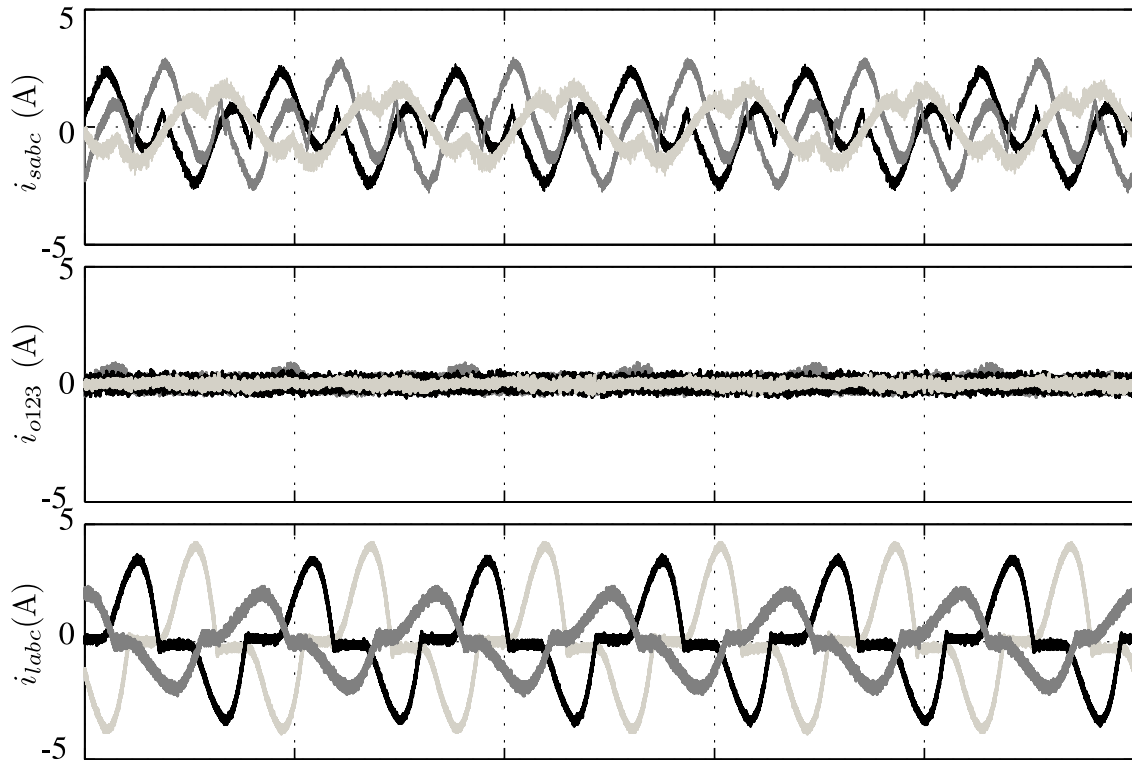


Figura 8.13 – Resultado experimental da Conf. I9LY-4f. Correntes do FAP i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} , correntes i_{o123} e correntes da carga i_{la} , i_{lb} e i_{lc} .

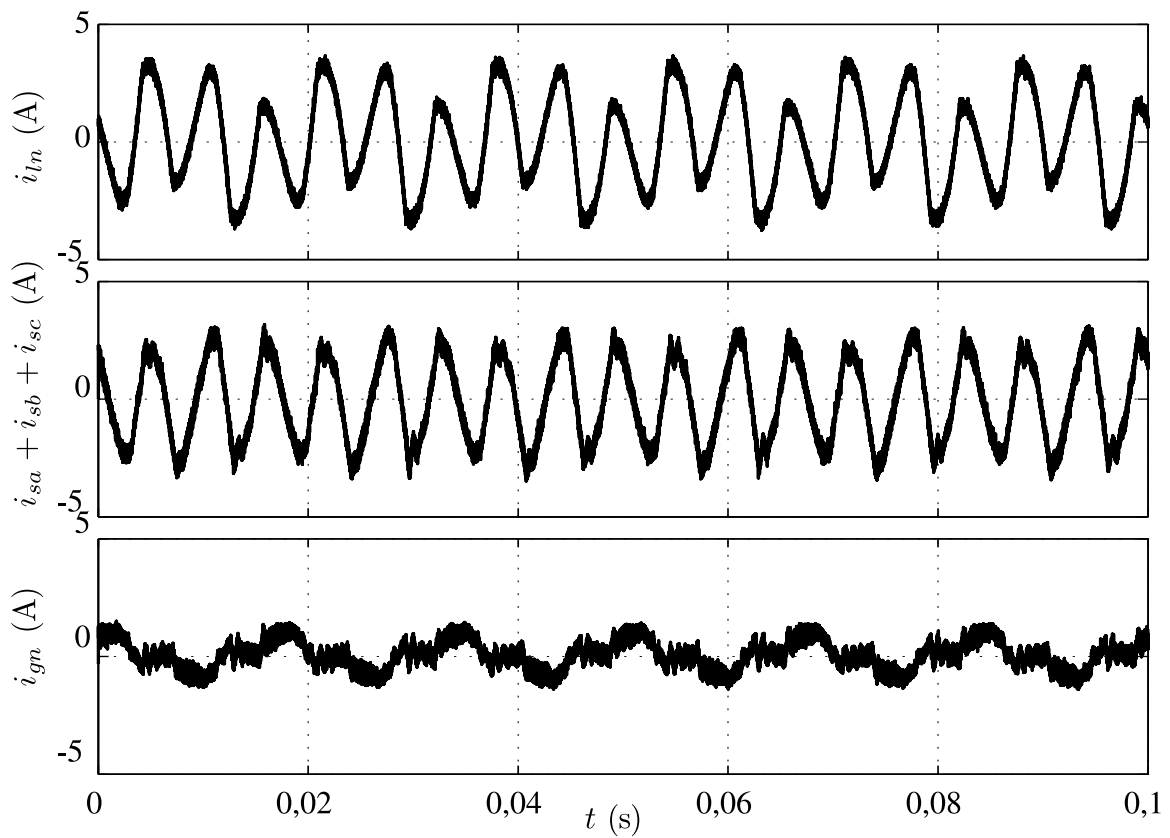


Figura 8.14 – Resultado experimental da Conf. I9LY-4f. Correntes no neutro do sistema: neutro da carga i_{ln} , de compensação do neutro $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}$ e neutro da rede i_{gn} .

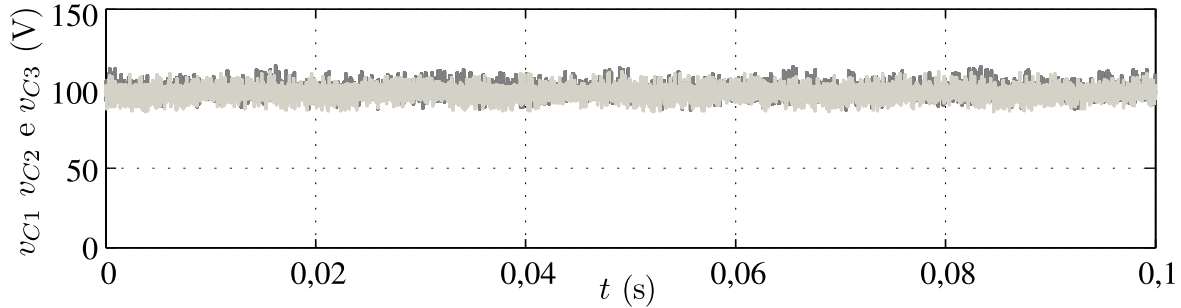


Figura 8.15 – Resultado experimental da Conf. I9LY-4f. Tensões dos barramentos CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3}).

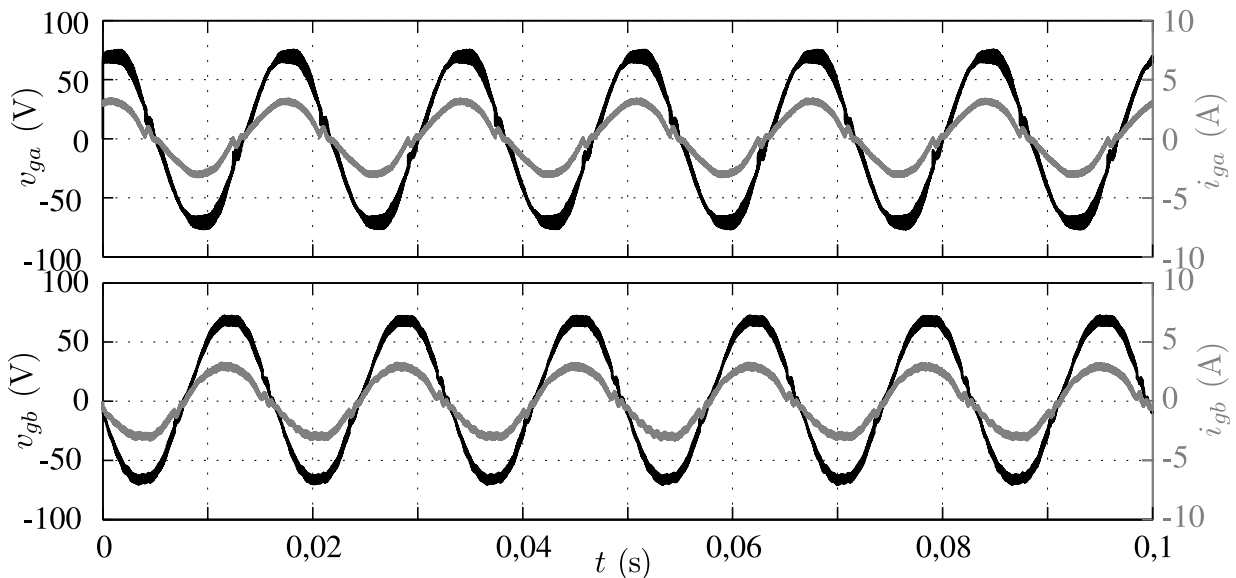


Figura 8.16 – Resultado experimental da Conf. I9LT-4f. Tensões (v_{ga} e v_{gb}) e correntes (i_{ga} e i_{gb}) da rede elétrica.

8.6.2.3 Configuração I9LY-4f e I9LT-4f

Na Figura 8.20(a), (b), (c) e (d) são mostradas as tensões (v_{sa} e v_{sb}) e correntes (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) obtidas em malha aberta. Estes resultados são válidos para as Confs. I9LY-4f e I9LT-4f. Nesta figura pode ser vista a influência do uso das duas técnicas PWM utilizadas LSPWM (Figura 8.20(a) e (b)) e LSPWM+interleaved (Figura 8.20(c) e (d)). Observa-se um aumento do número de níveis nas tensões v_{sa} e v_{sb} ao se utilizar a técnica LSPWM+interleaved e conseqüente redução da distorção das correntes da rede.

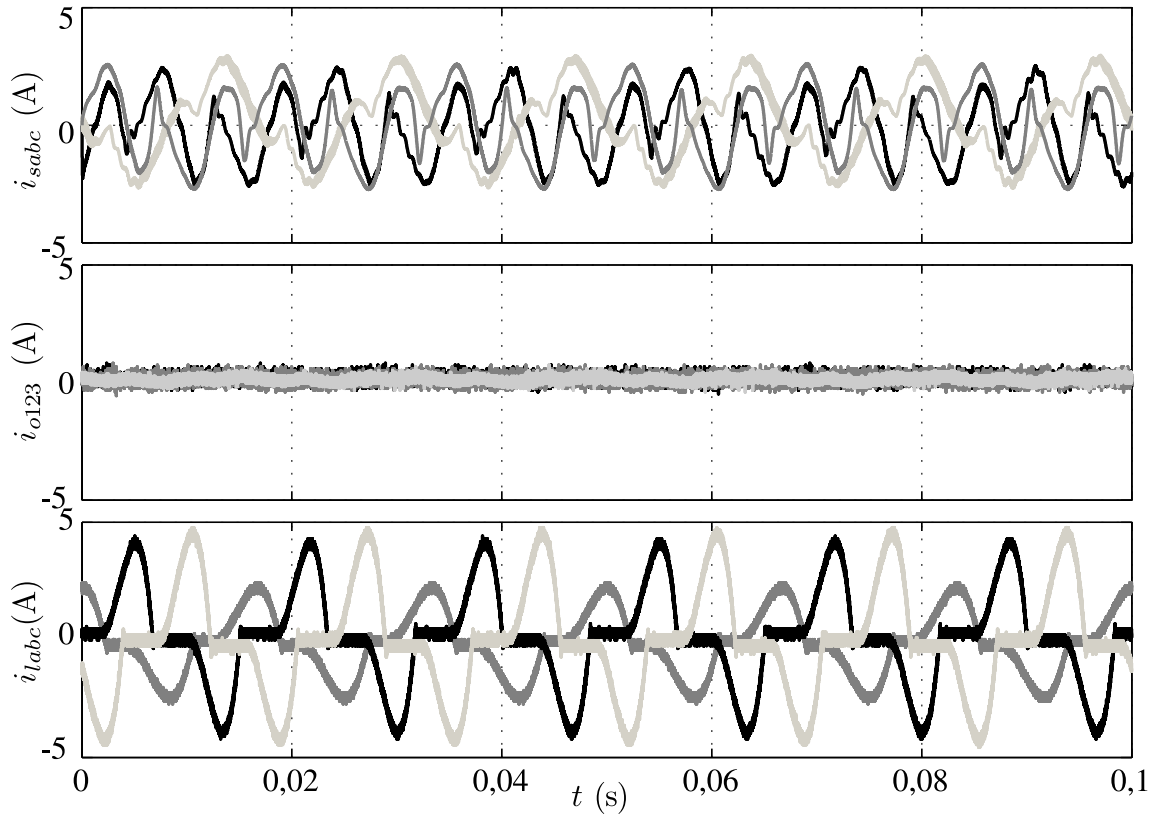


Figura 8.17 – Resultado experimental da Conf. I9LT-4f. Correntes do FAP i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} , correntes i_{o123} e correntes da carga i_{la} , i_{lb} e i_{lc} .

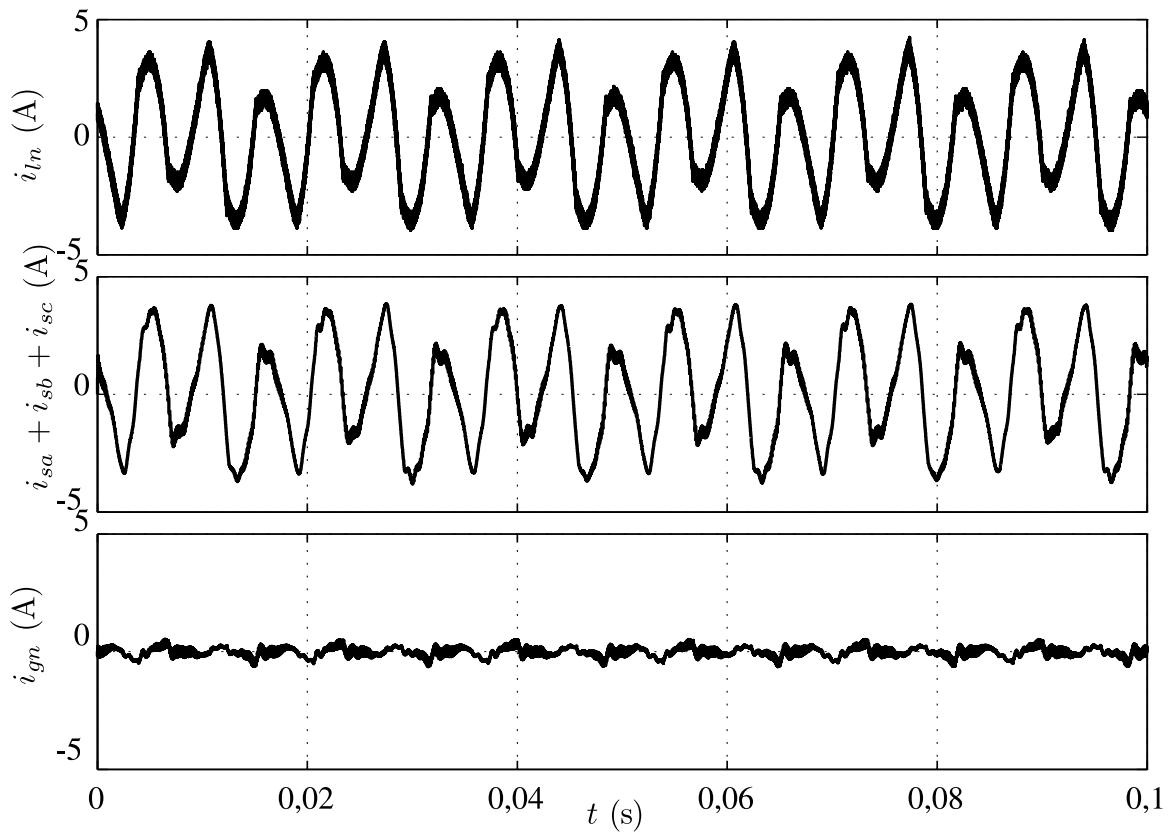


Figura 8.18 – Resultado experimental da Conf. I9LT-4f. Correntes no neutro do sistema: neutro da carga i_{ln} , de compensação do neutro $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}$ e neutro da rede i_{gn} .

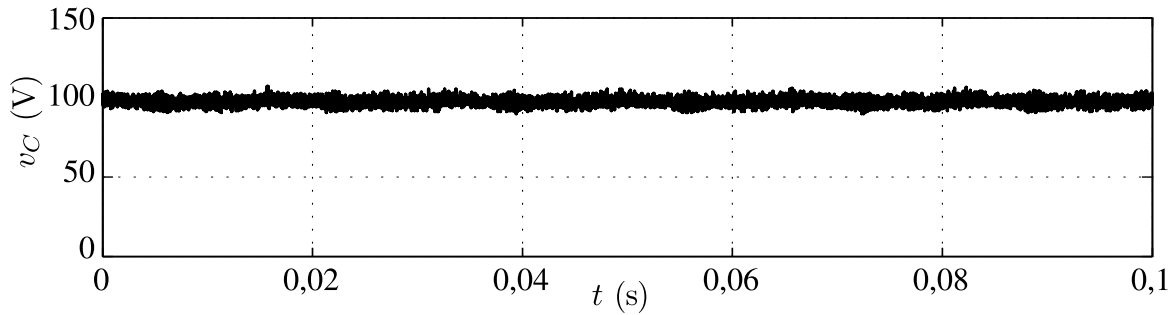
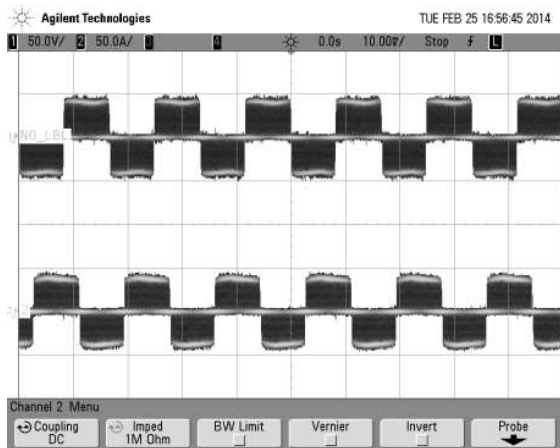
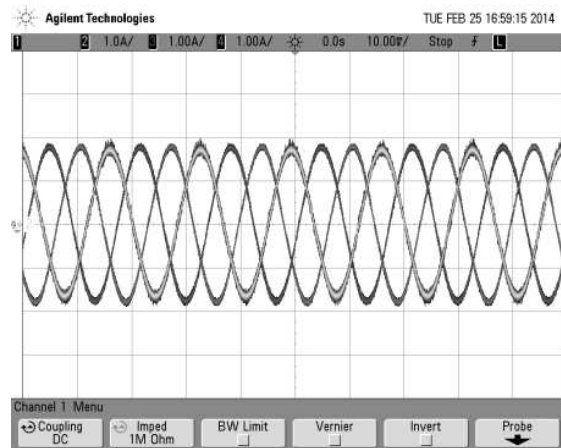


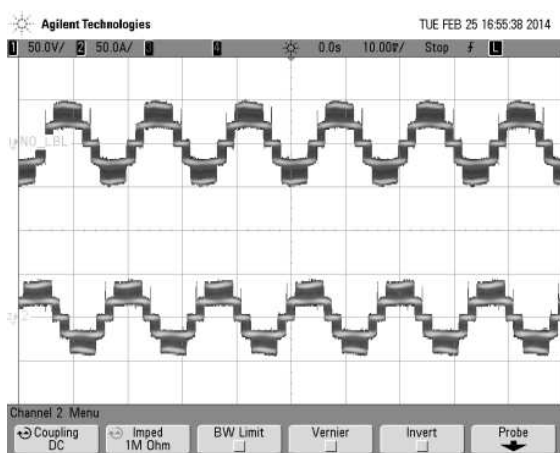
Figura 8.19 – Resultado experimental da Conf. I9LT-4f. Tensão do barramento CC (v_C).



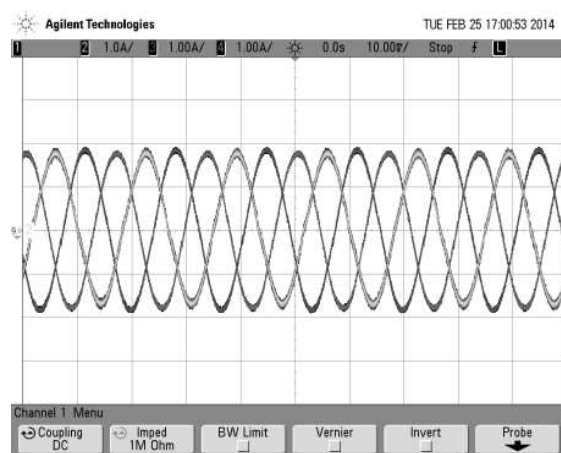
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 8.20 – Resultado experimental das Conf. I9LY-4f e Conf. I9LT-4f. Tensões v_{sab} (50V/div) e respectivas correntes i_{gabc} (1A/div), (10ms/div). (a) Tensões v_{sab} e (b) correntes i_{gk} para LSPWM. (c) Tensões v_{sk} e (d) correntes i_{gk} ao se aplica a técnica LSPWM+interleaved.

8.7 Conclusões

Neste capítulo, foram estudadas topologias de FAP em derivação aplicadas a sistemas a quatro fios. Estas são compostas por conversores de dois níveis interconectados, formando ligações em Y (conectadas ao neutro do sistema).

As topologias propostas foram denominadas Conf. I9LY-4F, Conf. I9LT-4f e Conf. I4HB-4f. As duas primeiras utilizam conversores de três braços e a última utiliza apenas conversores ponte-H. A utilização desses conversores nas Conf. I9LY-4F e Conf. I9LT-4f permitem reduzir as correntes internas pela metade, aplicar técnicas como LSPWM+interleaved para reduzir as distorções harmônicas das correntes da rede e introduz característica de tolerância a falha, presente nas topologias a três fios com conexões em Y.

Dentre as topologias propostas apenas as Conf. I9LT-4f e Conf. I4HB-4f são capazes de mitigar completamente a corrente do neutro. Para isto, a Conf. I9LT-4f utiliza transformadores de isolamento e a Conf. I4HB-4f utiliza o conversor auxiliar.

Para esta topologia foram desenvolvidas: equações do modelo, estratégia PWM, potência nos conversores e estratégia de controle. São apresentados resultados de simulação e experimentais. Todas as topologias apresentadas neste capítulo são propostas e todo o estudo realizado são contribuições deste trabalho. A partir deste estudo foram publicados os artigos (FABRICIO, 2014; FABRICIO, 2014).

Capítulo 9

Análise das Topologias Estudadas

9.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentadas análises comparativas de todas as topologias estudadas neste trabalho. Estas análises são realizadas seguindo três critérios: distorção harmônica, perdas nos dispositivos semicondutores e perdas nos barramentos CC dos conversores. As comparações são realizadas sempre referenciando-se às topologias convencionais. Todo o estudo apresentado neste capítulo é realizado em regime permanente e utilizando-se os parâmetros apresentados no Apêndice A.

9.1.1 Distorção Harmônica Total

A THD (do inglês *Total Harmonic Distortion*) é um fator importante para a análise da “poluição” harmônica de uma corrente. Este fator pode ser definido como:

$$THD(p)\% = \frac{100}{Y_1} \sqrt{\sum_{n=2}^p (Y_n)^2} \quad (9.1)$$

onde $n = 2, 3, 4, \dots$ e p é a ordem da harmônica, Y_1 é a amplitude da componente fundamental, Y_n é a amplitude da n -ésima harmônica e p é o número de harmônicas que serão consideradas.

Neste trabalho, a análise da distorção harmônica é realizada nas correntes da rede (i_{gabc}) considerando que todas as componentes harmônicas e reativas são completamente compensadas, isto é, são fornecidas as tensões para os conversores (em malha aberta), logo, todos os efeitos dos controladores são desprezados e é visto apenas o efeito dos conversores na corrente da rede.

9.2 Perdas nos Conversores

Um importante aspecto comparativo para diferentes estruturas são as perdas nos conversores. Este aspecto permite avaliar o rendimento das topologias estudadas, possibilitando a comparação entre elas. Além disso, a estimativa das perdas é útil para o projeto de redução dos custos e dimensionamento do material, pois tendo conhecimento do desgaste térmico é possível elaborar medidas para reduzi-lo. Neste contexto, encontram-se alguns trabalhos que apresentam métodos para estimar as perdas de chaveamento e condução nas chaves de potência como por exemplo (DIAS, 2009) e (CAVALCANTI, 2003) e as perdas de potência nos capacitores (AMARAL; CARDOSO, 2008) e (HARADA, 1993).

Realiza-se uma análise comparativa entre as topologias, em diferentes condições de operação do circuito. Isto é, para diferentes frequências de chaveamento, diferentes potências na carga ou diferentes chaves semicondutoras.

9.2.1 Perdas nos Dispositivos Semicondutores

A estimativa das perdas nos dispositivos semicondutores, neste trabalho, é obtida a partir de um programa de simulação com chaves ideais, utilizando a técnica apresentada em (DIAS, 2009) e (CAVALCANTI, 2003). Estes modelos simplificados das perdas foram obtidos experimentalmente, baseados nas medidas de perdas instantâneas nos dispositivos semicondutores. A partir de um modelo de regressão, usado para ajustar os pontos discretos, foram determinados os modelos simplificados das perdas de condução e chaveamento no IGBT e no diodo, que são definidas como:

$$P_{cd} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d (i_{cl})^2 + e(T_j)^f (i_{cl})^3 \quad (9.2)$$

$$P_{ch} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_c)^b (T_j)^c + d(v_c)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_c)^h (T_j)^i (i_{cl})^2] \quad (9.3)$$

onde P_{cd} é a perda por condução, P_{ch} é a perda por chaveamento, T_j é a temperatura de junção, a , b , c , d , e , f , g , h e i são os parâmetros do modelo e i_{cl} é a corrente instantânea do coletor e v_c é a tensão do barramento CC.

Para elaborar o modelo de perdas, utilizou-se uma chave IGBT com módulo dual CM50DY-24H, produzido pela POWEREX, com o drive SKHI-10 da SEMIKRON. Em alguns testes são comparados os desempenhos de dois tipos de módulos de IGBTs (SKM25GD 125D e SKM50GD 125D) de 25 e 50A, respectivamente. Neste último caso, utilizou-se os módulos térmicos do PSIM com os dados de DATASHEET dessas chaves.

9.2.2 Perdas no Barramento CC

No projeto do barramento CC deve-se atentar a um fator importante que é o esforço da corrente do capacitor. A corrente RMS e a temperatura, do barramento CC, são os fatores responsáveis pelas perdas nos capacitores, reduzindo a vida útil dos mesmos. As perdas de potência dos capacitores são calculadas em (KIEFERNDORF, 2004), por

$$P_{c,loss} = \sum_{h=1}^{N_h} ESR(h)I_c^2(h) \quad (9.4)$$

onde ESR é a resistência em série equivalente (do inglês *Equivalent Series Resistance*) e $I_c(h)$ é a componente harmônica da corrente do capacitor. A resistência ESR do capacitor eletrolítico é estimada por diferentes técnicas apresentada nos trabalhos (AMARAL; CARDOSO, 2008), (HARADA, 1993), (CHEN, 2008), (VENET, 2002) e (KIEFERNDORF, 2004). Essa resistência diminui quando um dos seguintes fatores aumenta: frequência, oscilação de alta frequência da corrente do capacitor, tamanho do capacitor, capacitância e temperatura ambiente. No entanto, a ESR pode ser considerada constante em frequências maiores que 3 kHz em (VENET, 2002), sendo considerada igual a 45% da resistência medida numa frequência de 100 Hz em (ASIMINOAEI, 2006). Desse modo, a partir da equação (9.4), tem-se

$$P_{c,loss}^{lf} = \sum_{h=1}^{50} ESR(h)I_c^2(h) \quad (9.5)$$

e

$$P_{c,loss}^{hf} = 0,45ESR_{(100\text{ Hz})} \sum_{h>50}^{N_h} I_c^2(h) \quad (9.6)$$

onde $P_{c,loss}^{lf}$ representa as perdas de potência, para harmônicas de baixa ordem, causadas principalmente pelo controle e $P_{c,loss}^{hf}$ são as perdas de potência, das harmônicas de alta frequência, causadas pela frequência de chaveamento.

A influência da capacitância no valor da ESR é bem maior que a influência da frequência. Quando a capacitância é dobrada, o valor de ESR é reduzido praticamente pela metade, (ASIMINOAEI, 2008).

Para estimar as perdas de potência dos capacitores do barramento CC é necessário determinar a corrente RMS do barramento CC que é definida em (KIEFERNDORF, 2004), por

$$I_{c,RMS} = \sqrt{\sum_{h=1}^{N_h} I_c^2(h)}. \quad (9.7)$$

Dividindo a corrente RMS em uma componente de baixa frequência e uma de alta

frequência, tem-se

$$I_{c,\text{RMS}} = I_{c,\text{RMS}}^{lf} + I_{c,\text{RMS}}^{hf} \quad (9.8)$$

com

$$I_{c,\text{RMS}}^{lf} = \sqrt{\sum_{h=1}^{50} I_c^2(h)} \quad (9.9)$$

e

$$I_{c,\text{RMS}}^{hf} = \sqrt{\sum_{h>50}^{N_h} I_c^2(h)} \quad (9.10)$$

onde $I_{c,\text{RMS}}^{lf}$ é a componente RMS da corrente do capacitor das harmônicas de baixa frequência e $I_{c,\text{RMS}}^{hf}$ é a componente de alta frequência.

Desta forma, a partir da equação (9.6), obtém-se

$$P_{c,\text{loss}}^{hf} = 0,45ESR_{(100\text{ Hz})} \left(I_{c,\text{RMS}}^{hf} \right)^2. \quad (9.11)$$

Como a ESR pode ser considerada praticamente constante em altas frequências, as perdas de potência de alta frequência ($P_{c,\text{loss}}^{hf}$) dependem apenas da componente da corrente RMS de alta frequência $I_{c,\text{RMS}}^{hf}$, significando que a redução nas perdas dos barramentos CC é determinada pela redução das oscilações de alta frequência da corrente RMS do capacitor. São apresentadas e analisadas, nesta subseção, os espectros das harmônicas das correntes nos barramentos CC das topologias estudadas nesse trabalho.

O valor médio da corrente do barramento CC, em um período T_s , da topologia convencional a três fios (Conf. C-3f), pode se dado como

$$\bar{i}_c = -\frac{\tau_1}{T_s} i_{f1} - \frac{\tau_2}{T_s} i_{f2} - \frac{\tau_3}{T_s} i_{f3} \quad (9.12)$$

onde τ_1 , τ_2 e τ_3 são os intervalos de tempo em que as chaves q_1 , q_2 e q_3 estão fechadas, respectivamente.

Considerando que as tensões de polo de referência podem ser constantes em cada período T_s , os intervalos de tempo τ_1 , τ_2 e τ_3 podem ser escritos em função da tensão de polo de referência. Obtendo-se:

$$\tau_1 = \left(\frac{v_{10}^*}{v_{cc}^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (9.13)$$

$$\tau_2 = \left(\frac{v_{20}^*}{v_{cc}^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (9.14)$$

$$\tau_3 = \left(\frac{v_{30}^*}{v_{cc}^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (9.15)$$

Assim, a partir de (9.12)-(9.15), a corrente média do barramento CC, torna-se

$$\bar{i}_c = \frac{1}{v_{cc}^*} (-i_{f1}v_{10}^* - i_{f2}v_{20}^* - i_{f3}v_{30}^*). \quad (9.16)$$

Como as correntes do filtro e as tensões de polo possuem componentes harmônicas, estas, quando aplicadas na equação (9.16) não se anulam, refletindo na corrente do barramento CC.

As expressões das correntes médias, por um período de chaveamento, dos barramentos CC das demais topologias apresentadas são similares à expressão do barramento CC da topologia convencional.

9.3 Análise da Distorção Harmônica Total

São apresentadas e analisadas as THDs das correntes da rede de alimentação (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) ao se utilizar, na compensação, as topologias, a três fios: Conf. C-3f, P2B-3f, P1B-3f, I9LD-3f, I9LY-3f e I9L2Y-3f, e quatro fios: Conf. C-4f, P2B-4f, P1B-4f, I9LY-4f, I9LT-4f e I4HB-4f.

Para a análise da distorção harmônica, foram realizadas simulações, em regime permanente, no sistema *por unidade* (p.u.).

9.3.1 Configurações P2B-3f e P1B-3f

São analisadas as configurações P2B-3f e P1B-3f, comparando-as com a topologia convencional C-3f. Para este estudo, a Conf. C-3f é chamada de C e as configurações P2B-3f e P1B-3f são chamadas de 2F.

As curvas da THD são traçadas em função do fator de distribuição μ , para diferentes números de portadoras PWM. Para a Conf. P2B-3f, a análise da THD é realizada considerando os parâmetros μ (definido nas equações de PWM), dos conversores 1 e 2, independentes. Isto é, μ_1 e μ_2 podem assumir valores diferentes, obtendo-se as superfícies apresentadas na Figura 9.1. Nesta figura, são observadas as THDs das correntes da rede, da Conf. P2B-3f, em função dos fatores de distribuição de roda livre (μ_1 e μ_2), para uma (1P), duas (2P) ou seis (6P) portadoras PWM. Outras combinações de portadoras podem ser utilizadas, porém estas levaram aos melhores resultados. Como foi dito anteriormente, os valores de μ_1 e μ_2 são variados no intervalo de 0 a 1 de forma independente, gerando superfícies simétricas. Observa-se que a superfície S-1P apresenta as menores THDs em $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 0$ ou em $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$. Nota-se também, na mesma figura que ao se utilizar duas portadoras PWM (superfície S-2P) obtém-se correntes com menores THD que na superfície S-1P, para todos os valores de μ_1 e μ_2 . Os melhores resultados são obtidos com seis portadoras PWM (superfície S-6P), em que se obtêm valores de THD

menores ou iguais (nos casos $\mu_1 = \mu_2 = 0$ ou 1) à THD de S-2P, para todos os valores de μ_1 e μ_2 .

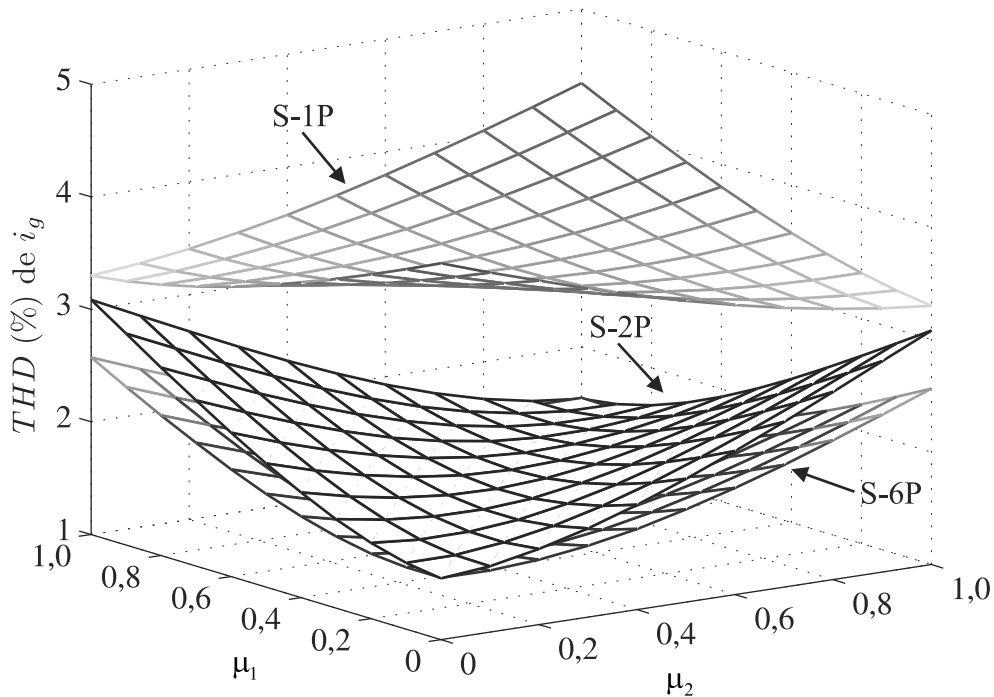


Figura 9.1 – THD das correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} , em função de μ , da Conf. P2B-3f.

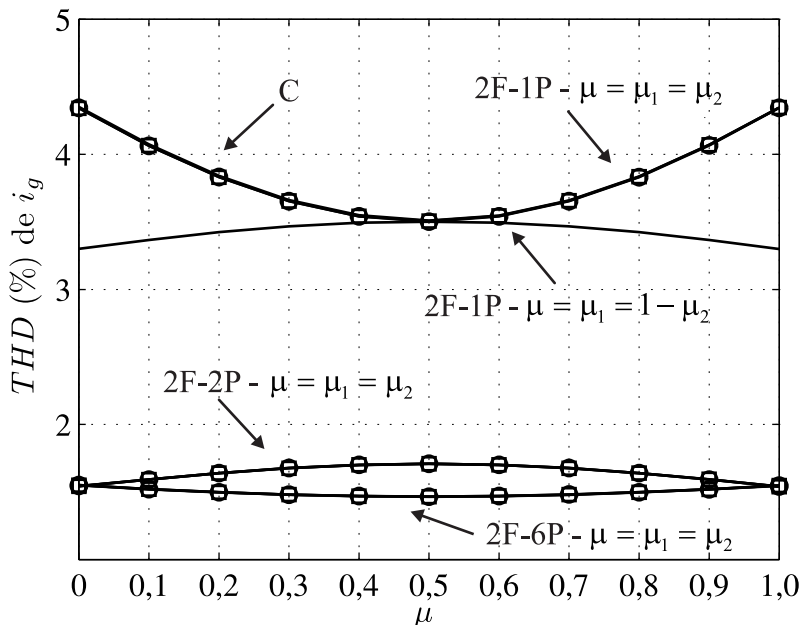


Figura 9.2 – Curvas dos pontos ótimos da THD das correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} , em função de μ . Para as topologias C e 2F utilizando uma, duas ou seis portadoras PWM.

Na Figura 9.2, são apresentadas as curvas com os pontos ótimos, com os menores valores de THD das superfícies mostradas na Figura 9.1. A curva de THD da Conf. C é obtida nos pontos da superfície S-1P em que $\mu_1 = \mu_2 = \mu$. Os pontos com menores THDs da superfície S-1P encontram-se na curva em que a condição $\mu = \mu_1 = 1 - \mu_2$ é

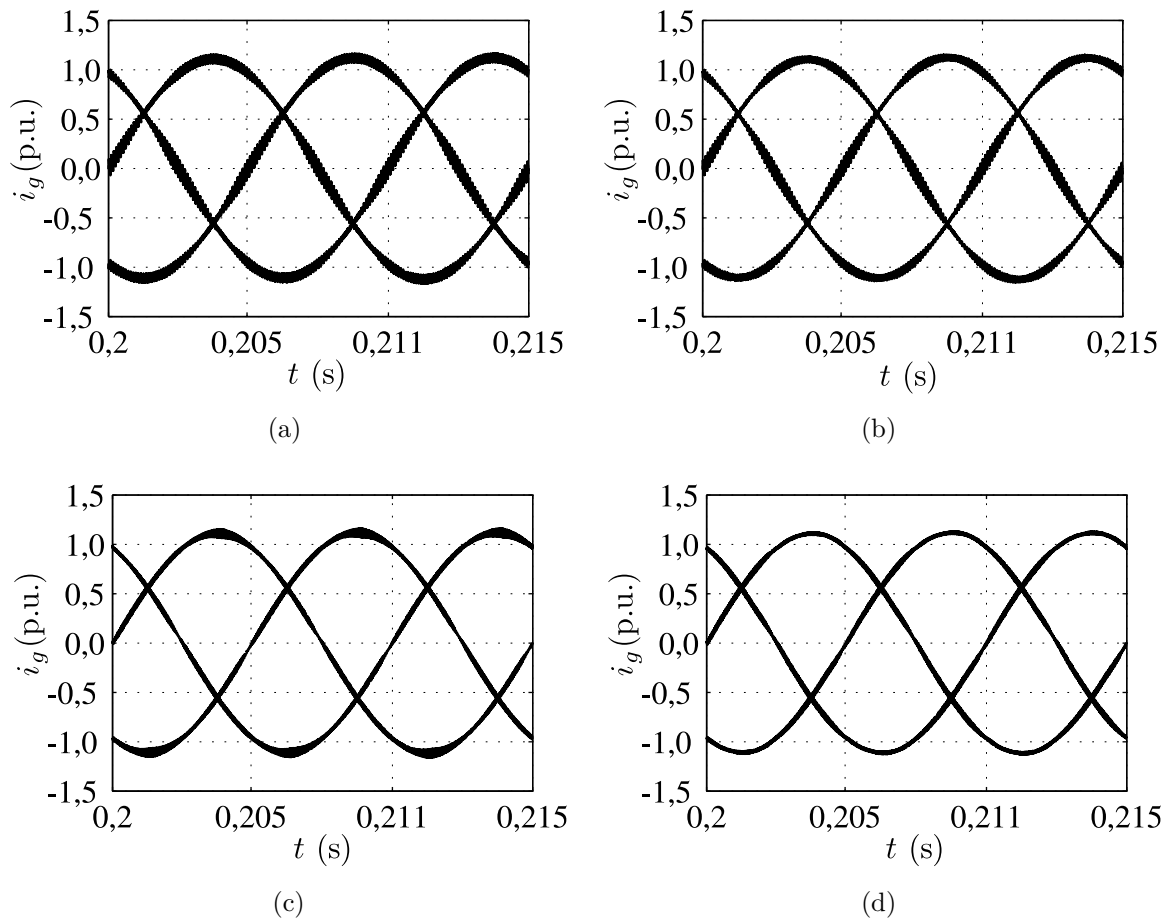


Figura 9.3 – Correntes i_g da rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) das topologias 2F a três fios. (a) Com 1P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$. (b) Com 1P e $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$ (c) Com 2P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$. (d) Com 6P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$.

satisfeita. Para as superfícies S-2P e S-6P, as menores THDs encontram-se nas curvas em $\mu_1 = \mu_2$, estas curvas representam a THD da Conf. P1B-3f. A superfície S-2P apresenta dois pontos de menor THD, em $\mu_1 = \mu_2 = 0$ ou 1. Já para superfície S-6P, a menor THD encontra-se em $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$. Os resultados de THD obtidos são comprovados ao se comparar as curvas das correntes da rede dessas configurações para as diferentes condições de operação, como mostradas na Figura 9.3.

A partir da equação (3.20), observa-se que as correntes da rede dependem das tensões geradas pelos conversores. Portanto, essas tensões influenciam na THD dessas correntes. Na Figura 9.4, são apresentadas as curvas das tensões $v_{a1} + v_{a2}$. Observa-se que para as topologias C e 2F-1P com $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$, o número de níveis de tensões é menor que nas topologias 2F-2P e 2F-6P. Para 2F-1P com $\mu_1 = 1 - \mu_2$ o número de níveis é o mesmo de quando é utilizado duas e seis portadoras PWM, porém, os pulsos para duas e seis portadoras são melhor distribuídos. A utilização de seis portadoras PWM (6P) é a estratégia que permite melhor distribuição de pulsos, de forma que reduz as componentes de alta frequência das correntes da rede, como pode ser visto na Figura 9.3. Sabe-se que quanto maior o número de níveis da tensão e melhor sua distribuição, menor será a

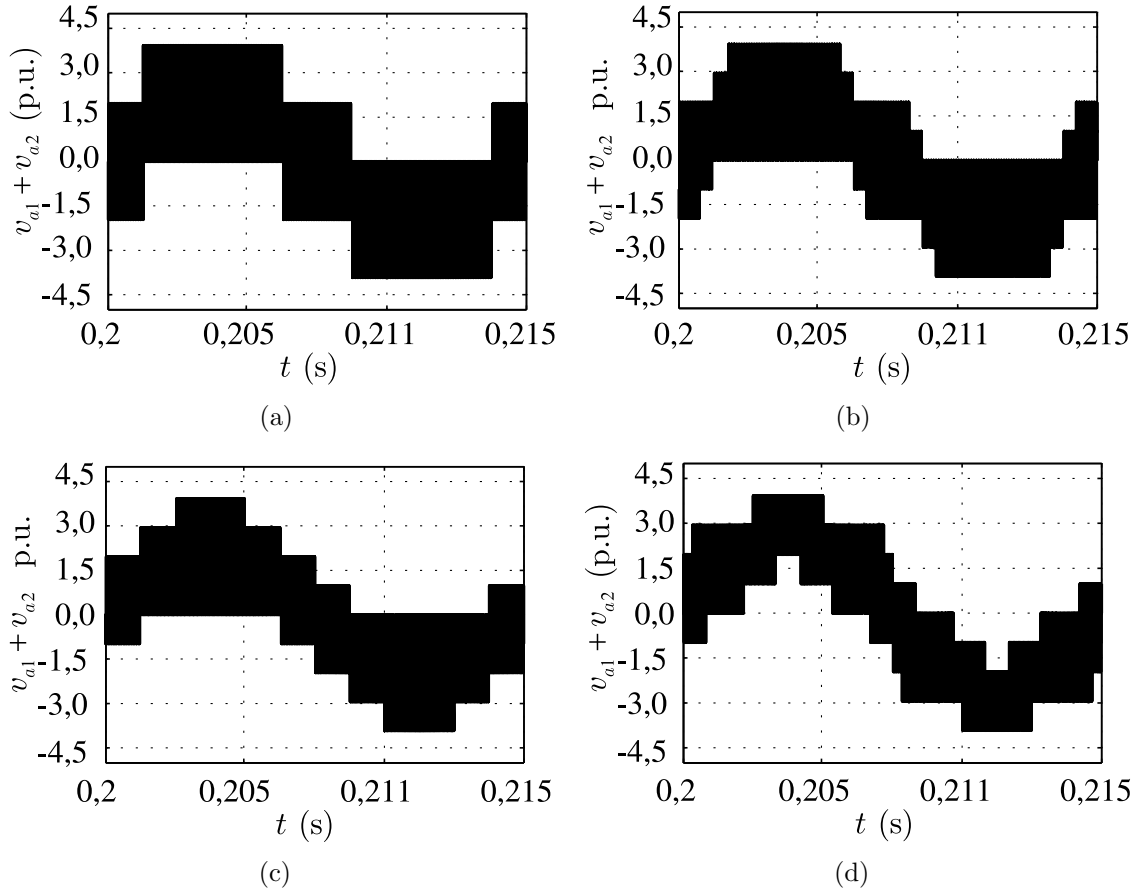


Figura 9.4 – Tensões $v_{a1} + v_{a2}$ das topologias 2F a três fios. (a) Com 1P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$. (b) Com 1P e $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$ (c) Com 2P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$. (d) Com 6P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$.

THD da corrente. Isto comprova o comportamento das curvas de distorção harmônica do sistema.

Na Tabela 9.1 é apresentado um resumo dos resultados obtidos para as topologias 2F, em que observam-se os valores numéricos da distorção na corrente. Nota-se que ao se utilizar 6P e $\mu = 0,5$ a distorção da corrente reduz em aproximadamente 59%. Observa-se que mesmo ao se utilizar $\mu = 0,0$ e $\mu = 1,0$, que implica em menor frequência de chaveamento média, obtém-se menores THD que a 2F-1P. Por fim, é mostrado um resultado obtido para 2F-2P com $\mu = 0,0$ ou $\mu = 1,0$ reduzindo-se a frequência da portadora até se obter a THD da topologia convencional C-3f com $\mu = 0,5$.

Tabela 9.1 – Resumo dos resultados de THD das topologias 2F a três fios.

$\mu_1 - \mu_2$	THD(%) de i_{gabc}				
	0 – 0	0,5 – 0,5	1 – 1	0 – 1	1 – 0
2F-1P	4,4	3,5	4,4	3,3	3,3
2F-2P	1,6	1,75	1,6	-	-
2F-6P	1,6	1,45	1,6	-	-
2F-2P ($f_p = 4,5\text{kHz}$)	3,5	–	3,5	-	-

9.3.2 Configurações P2B-4f e P1B-4f

Apresenta-se o estudo da THD das Conf. C-4f (chamada de C), Conf. P2B-4f e Conf. P1B-4f (ambas chamadas de 2F). Na Figura 9.5 é mostrada a THD das correntes da rede

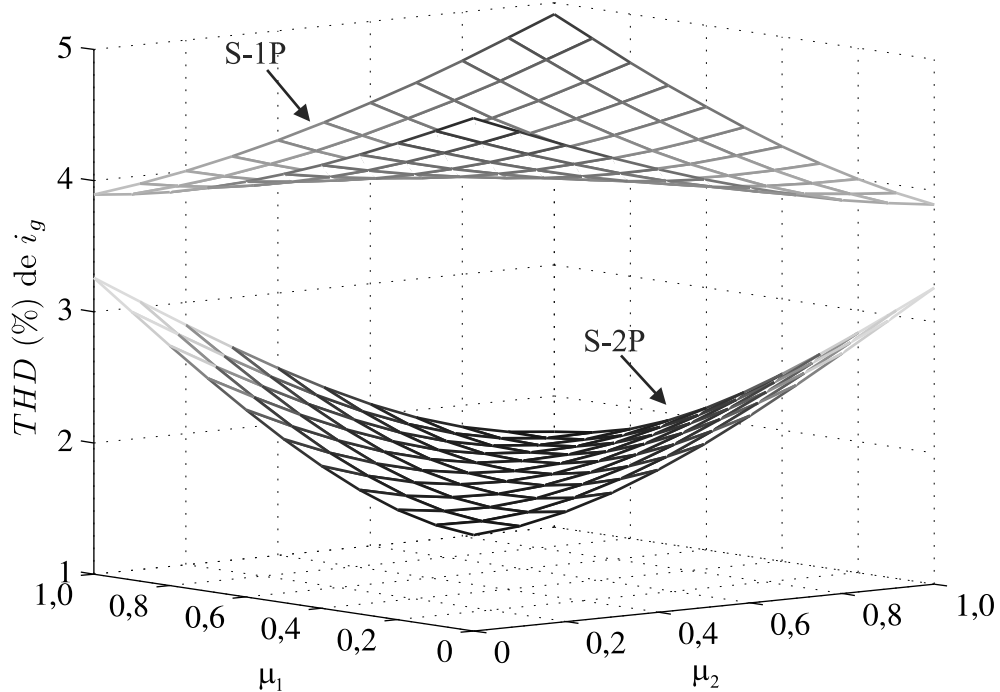


Figura 9.5 – THD das correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} , em função de μ . Para a topologia 2F a quatro fios, utilizando uma e duas portadoras PWM.

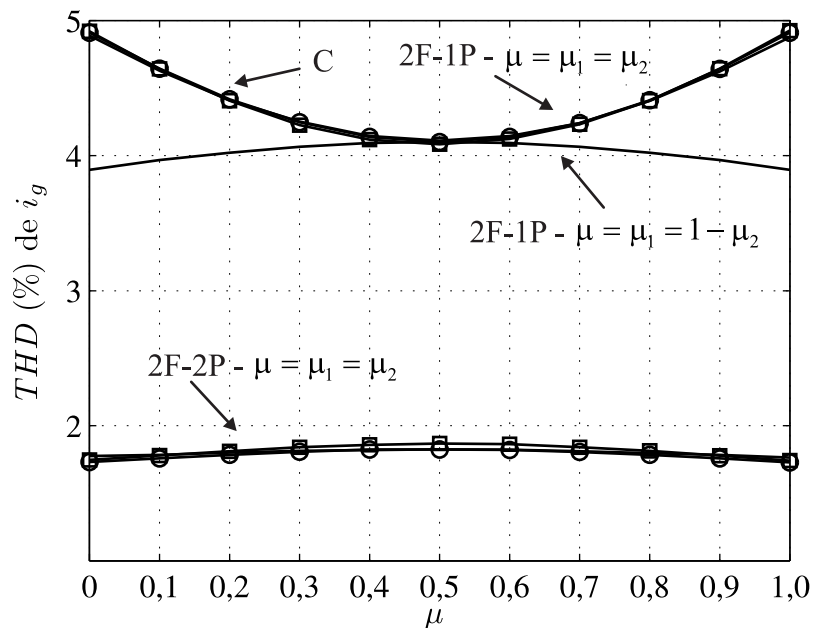


Figura 9.6 – Curvas dos pontos ótimos da THD das correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} , em função de μ . Para as topologias a quatro fios, utilizando uma e duas portadoras PWM.

ao se utilizar a Conf. P2B-4f, em função dos fatores de distribuição de roda livre (μ_1 e μ_2), para uma (1P) e duas (2P) portadoras PWM. Os valores de μ_1 e μ_2 são variados

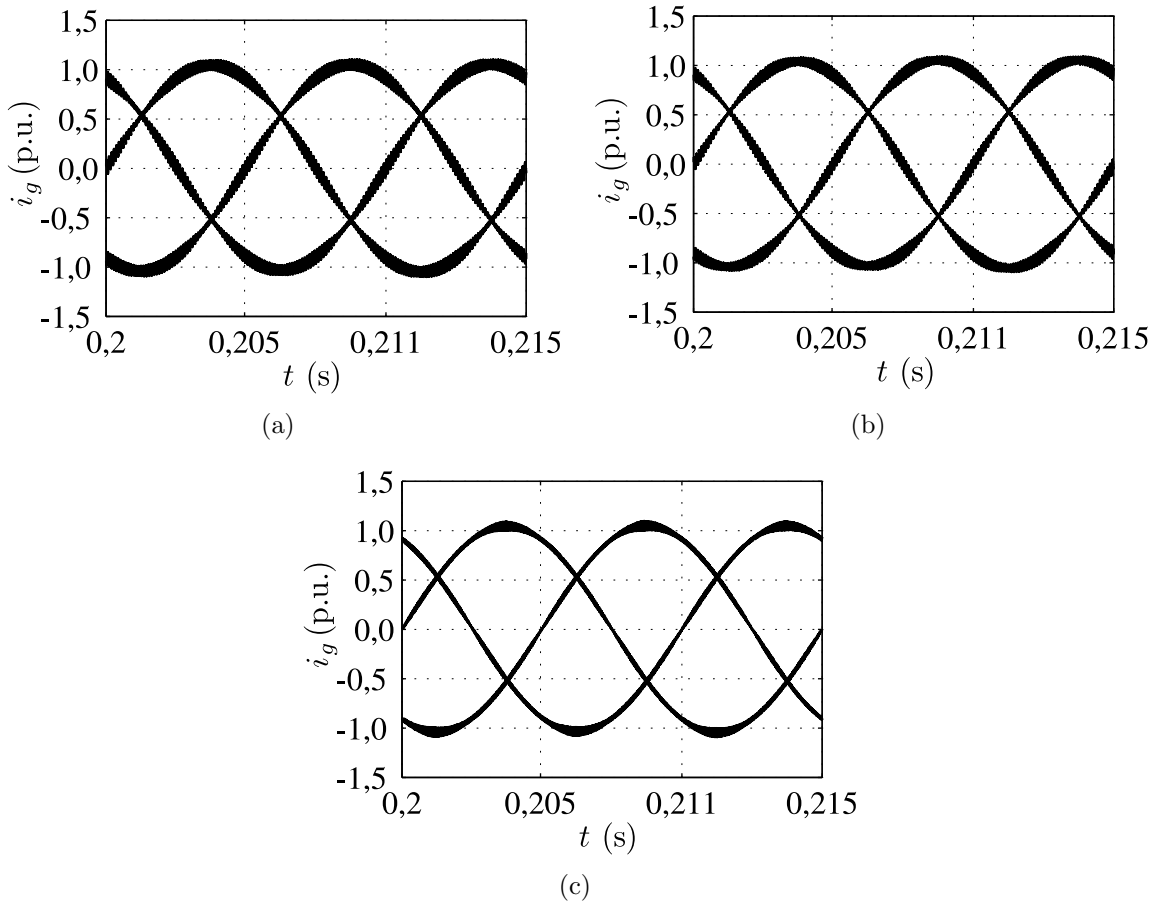


Figura 9.7 – Correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} das topologias 2F a quatro fios. (a) Com 1P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$. (b) Com 1P e $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$ (c) Com 2P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$.

no intervalo de 0 a 1 de forma independente, gerando superfícies simétricas. A superfície S-1P apresenta a menor THD em $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 0$ ou em $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$. Nota-se também, na mesma figura, que o sistema com duas portadoras PWM (superfície S-2P) apresenta correntes com as menores distorções. É possível que existam outros arranjos de portadoras PWM que gerem superfícies com menores THD, mas dentre as possibilidades testadas estas foram as que mais resultaram em menores distorções. Estes resultados são comprovados quando comparam-se as curvas das correntes da rede dessas configurações para as diferentes condições de operação, conforme mostradas na Figura 9.7. Na Figura 9.6, são apresentadas as curvas com os pontos ótimos, com os menores valores de THDs das superfícies mostradas na Figura 9.5. Na Figura 9.6 observa-se que a curva de THD da Conf. C-4f é obtida nos pontos da superfície S-1P, onde $\mu_1 = \mu_2 = \mu$. Os pontos com menores THDs da superfície S-1P encontram-se nas curvas onde $\mu = \mu_1 = 1 - \mu_2$. Para a superfície S-2P, as menores THDs encontra-se na curva onde $\mu_1 = \mu_2$. Apresentando dois pontos de menor THD, em $\mu_1 = \mu_2 = 0$ ou 1.

Do mesmo modo que nas topologias a três fios, a corrente na fase a , por exemplo, depende das tensões chaveadas $v_{a1} + v_{a2}$. Portanto, essas tensões influenciam a THD dessas correntes. Na Figura 9.8, são apresentadas as curvas das tensões $v_{a1} + v_{a2}$. Observa-

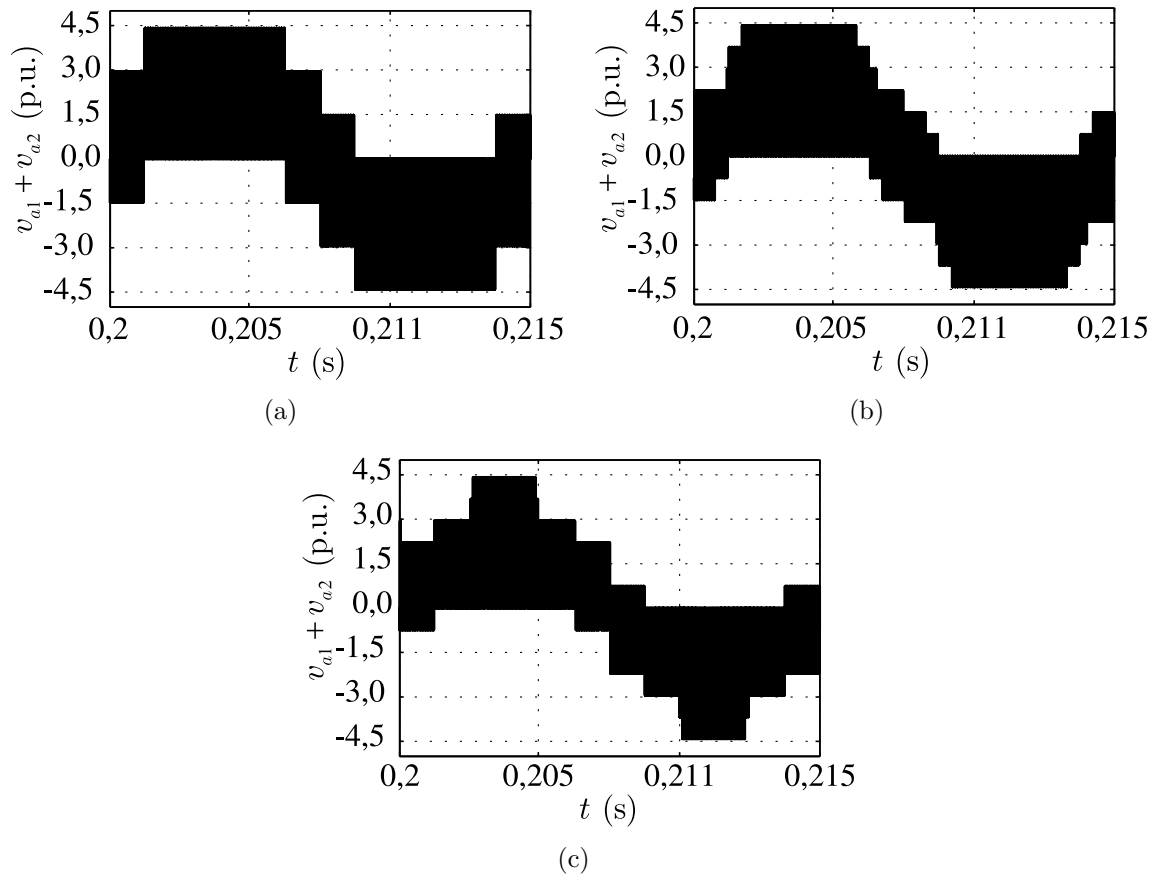


Figura 9.8 – Tensões $v_{a1} + v_{a2}$ das topologias 2F a quatro fios. (a) Com 1P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$. (b) Com 1P e $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$ (c) Com 2P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$.

se que, para a topologia C e 2F-1P e $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$ o número de níveis de tensões é menor que quando se utilizam duas portadoras PWM. Para 2F-1P utilizando os valores de μ iguais a $\mu_1 = 1 - \mu_2$, o número de níveis é o mesmo de quando se utiliza duas portadoras PWM. Porém, os pulsos para duas portadoras são melhor distribuídos, de forma que reduzem-se as componentes de alta frequência das correntes da rede, como pode ser visto na Figura 9.7. Sabe-se que, quanto maior o número de níveis da tensão e melhor sua distribuição menor será a THD da corrente. Isto comprova o comportamento da distorção harmônica do sistema.

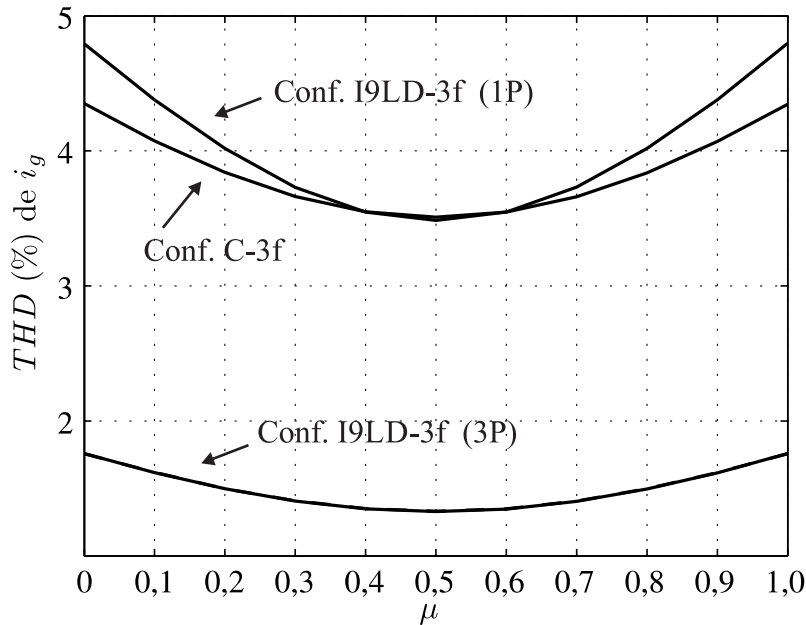
É apresentado na Tabela 9.2 o resumo dos resultados obtidos para as topologias de FAP compostas por dois conversores a quatro fios. Verifica-se que a configuração 2F-1P apresenta menor THD quando é utilizado $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$ ou $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 0$. Observa-se também que, para essa mesma topologia, o aumento no número de portadoras (para 2P) resultou em THD cada vez menores e mesmo utilizando-se $\mu = 0$ ou 1 obtêm-se menores THD que 2F-1P. Com isto, foi possível reduzir a frequência da portadora PWM, para 4,5 kHz e utilizando $\mu = 1$ ou 0, atingindo-se a THD da Conf. C-4f com $\mu = 0,5$.

As topologias a quatro fios não apresentaram redução da THD nas três correntes ao se utilizar mais de duas portadoras PWM. Nesses casos sempre houve aumento da distorção em pelo menos uma das correntes.

Tabela 9.2 – Resumo dos resultados de THD das topologias 2F a quatro fios.

$\mu_1 - \mu_2$	THD(%) de i_{gabc}				
	0 – 0	0,5 – 0,5	1 – 1	0 – 1	1 – 0
2F-1P	4,9	4,1	4,9	3,9	3,9
2F-2P	1,75	1,85	1,75	-	-
2F-2P ($f_p = 4,1$ kHz)	4,1	-	4,1	-	-

9.3.3 Configuração I9LD-3f

**Figura 9.9** – THD da Conf. I9LD-3f (P). Curvas dos pontos ótimos da THD das correntes i_g (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) em função de μ .

Apresenta-se o estudo da THD da Conf. I9LD-3f na Figura 9.9. Nesta figura é mostrada a THD das correntes da rede em função dos fatores de distribuição de roda livre μ . Para este estudo considerou-se $\mu = \mu_{x1} = \mu_{x2} = \mu_{x3}$. As tensões v'_a , v'_b e v'_c , geradas pelos conversores, são responsáveis pelo controle das correntes do FAP i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} , respectivamente, o que significa que essas tensões são usadas para regular a distorção harmônica da rede elétrica.

Ao se utilizar uma portadora PWM (1P), o comportamento da THD da Conf. I9LD-3f é similar ao da Conf. C-3f com $\mu = 0,5$, mas ao se utilizarem três portadoras PWM (3P), a THD da Conf. I9LD-3f é menor que a THD da Conf. C-3f, para todos valores de μ .

Na Figura 9.10 podem-se observar as correntes da rede (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}). Na Figura 9.10(a) observam-se essas correntes para 1P e $\mu = 0,5$ e na Figura 9.10(b) observam-se as correntes para 3P e $\mu = 0,5$. Vê-se na Figura 9.11 que ao se utilizar 3P a tensão v'_a tem melhor distribuição e maior número de níveis que o mesmo sistema ao utilizar 1P, ao longo do período. Isto é refletido em uma menor THD na utilização de 3P. Nota-se

também que para $\mu = 0,5$ e 1P a distribuição da tensão é igual à apresentada da topologia convencional. Isto é, a Conf. I9LD-3f com 1P e $\mu = 0,5$, possui a mesma THD da Conf. C-3f com $\mu = 0,5$.

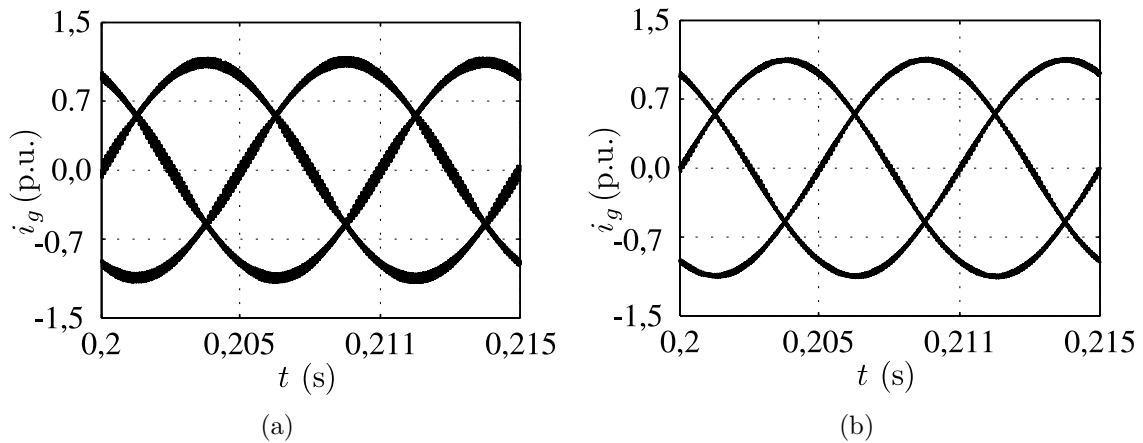


Figura 9.10 – Correntes i_g (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) da Conf. I9LD-3f. (a) Utilizando-se uma portadora PWM (1P) e $\mu = 0,5$. (b) Utilizando-se três portadoras PWM (3P) e $\mu = 0,5$.

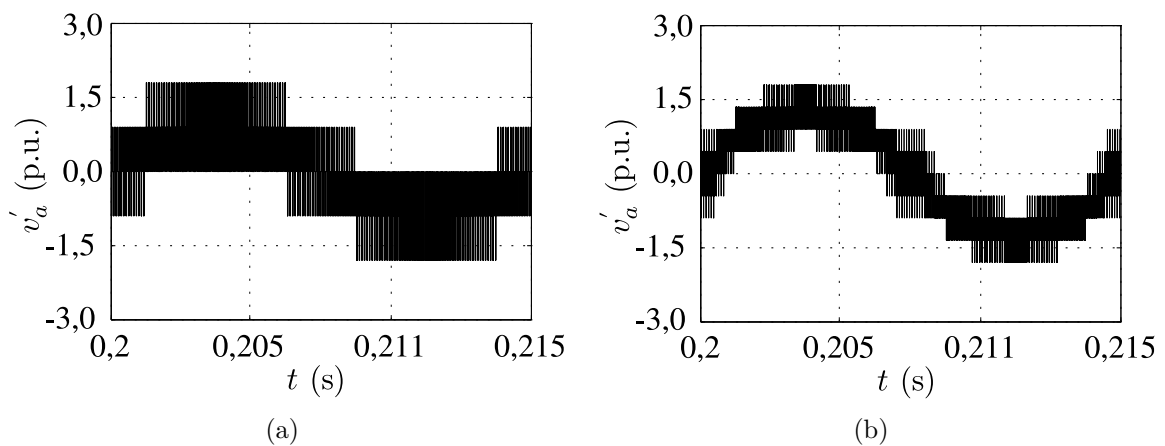


Figura 9.11 – Tensões v'_a da Conf. I9LD-3f. (a) Utilizando-se uma portadora PWM (1P) e $\mu = 0,5$. (b) Utilizando-se três portadoras PWM (3P) e $\mu = 0,5$.

Tabela 9.3 – Resumo dos resultados de THD da Conf. I9LD-3f.

<i>THD</i> (%) de i_{gabc}			
μ	0	0,5	1
1P	4,8	3,5	4,8
3P	1,8	1,34	1,8
3P ($f_p = 3,8\text{kHz}$)	–	3,5	–
3P ($f_p = 4,7\text{kHz}$)	3,5	–	–

Os resultados da Conf. I9LD-3f são apresentados na Tabela 9.3. Nota-se que ao se utilizar três portadoras PWM, com $\mu = 0,5$, reduz-se em 62% a THD em relação à topologia convencional, com $\mu = 0,5$. E para $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ com três portadoras

reduz-se em aproximadamente 49% a THD em relação à topologia convencional, com $\mu = 0,5$. Realizou-se também o estudo reduzindo-se a frequência da portadora (f_p). Com isto obteve-se uma redução de 64% (com $\mu = 0,5$ e 3P) ou 52% (com $\mu = 0,0$ ou $\mu = 1,0$ e 3P) na f_p da Conf. I9LD-3f para manter a mesma THD da Conf. C-3f com $\mu = 0,5$.

9.3.4 Configurações I9L2Y-3f e I9LY-3f

É realizado o estudo comparativo de THD das Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f com topologias convencionais (Conf. C-3f e Conf. CY3HB-3f). As configurações I9L2Y-3f e I9LY-3f apresentam o mesmo comportamento de THD e neste estudo são chamadas de topologias P.

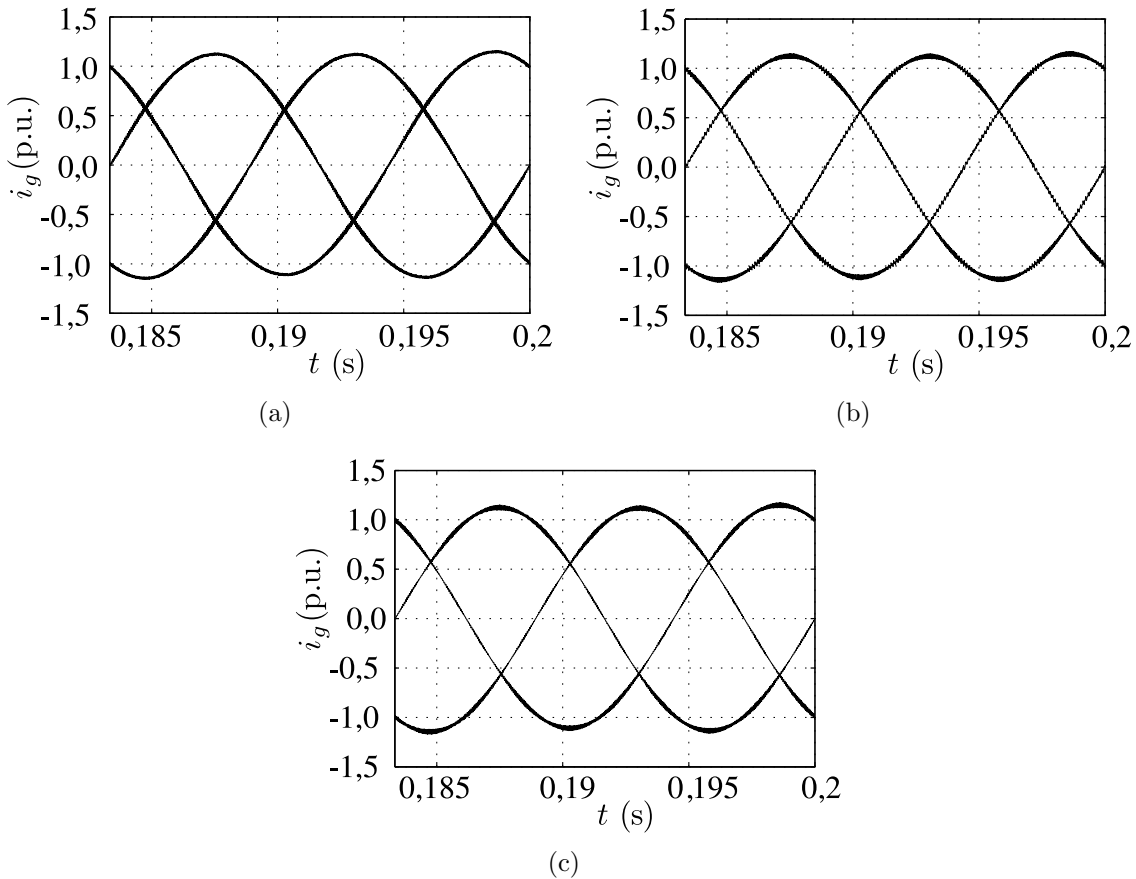


Figura 9.12 – Correntes da rede i_g (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) da Conf. I9LY-3f ou I9L2Y-3f. (a) Usando a técnica PSPWM. (b) Usando LSPWM. (c) Usando LSPWM+interleaved.

A partir do modelo do sistema, nota-se que as correntes do filtro dependem das tensões dos conversores (v_{sa} , v_{sb} e v_{sc}). Então, assim como na análise das demais topologias, para reduzir a distorção de alta frequência das correntes é necessário aumentar o número de níveis das tensões dos conversores ou melhorar a distribuição dos pulsos dessas tensões. Observam-se nas Figuras 9.12 e 9.13 as correntes da rede e tensões do conversor (v_{sa}), respectivamente, obtidas para as técnicas PWM estudadas (SPWM, PSPWM, LSPWM,

LSPWM+interleaved). As correntes e tensão, mostradas na Figura 9.12(a) e 9.13(a), respectivamente, são obtidas usando-se PSPWM. Nota-se que estas formas de onda são similares às obtidas na Conf. I9LD-3f. Já as correntes e tensão obtidas ao se utilizar LSPWM são mostradas nas Figuras 9.12(b) e 9.13(b), respectivamente. Estes resultados são similares aos obtidos na Conf. CY3HB-3f, utilizando-se a mesma técnica PWM. E por fim, nas Figuras 9.12(c) e 9.13(c) são mostradas as correntes e tensão ao se utilizar a técnica LSPWM+interleaved. Nestas figuras observa-se um aumento no número de níveis na tensão v_{sa} e consequente redução do *ripple* da corrente ao se utilizar as técnicas PWM mencionadas.

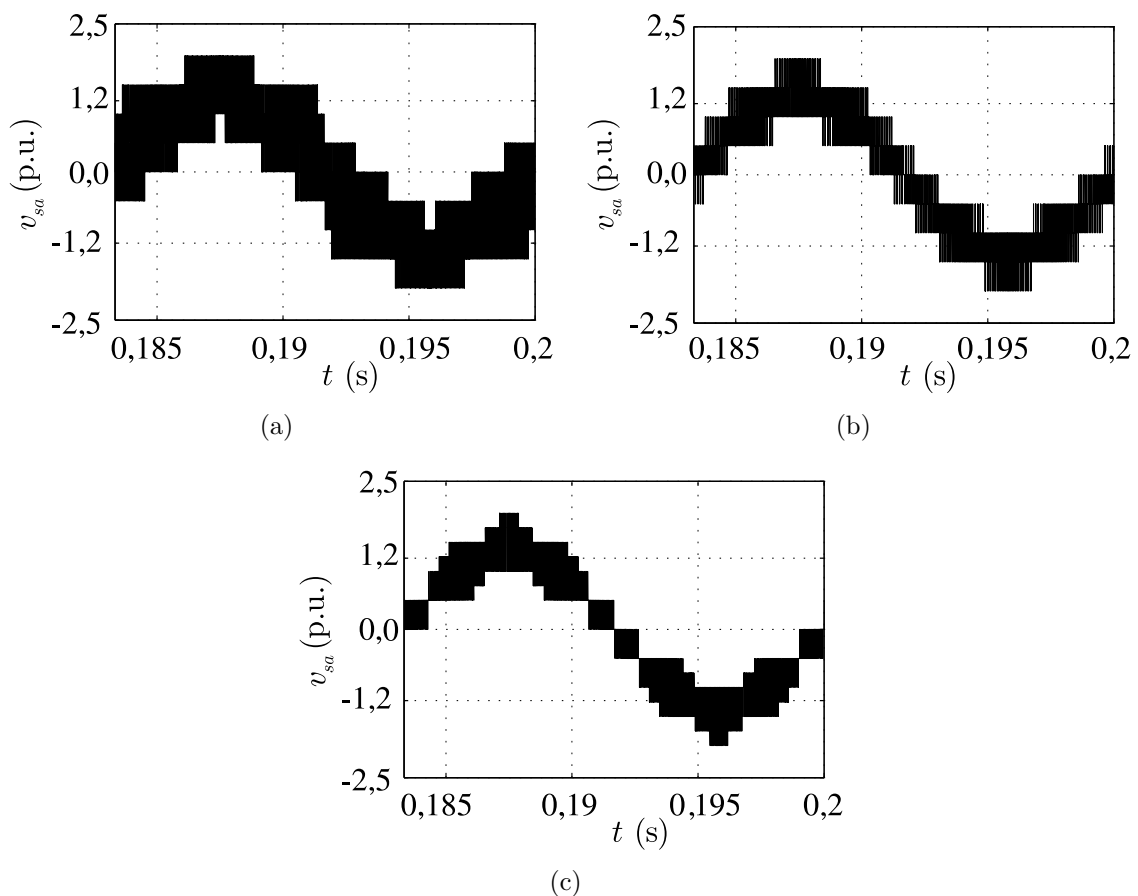


Figura 9.13 – Tensões v'_a da Conf. I9LY-3f ou I9L2Y-3f. (a) Usando a técnica PSPWM. (b) Usando LSPWM. (c) Usando LSPWM+interleaved.

A THD das correntes da rede, das configurações P e convencionais, são mostradas na Tabela 9.4. A partir desta tabela nota-se que a topologia P possui valores de THD menores que a Conf. C-3f. O resultado de maior destaque é obtido quando a técnica LSPWM+interleaved é aplicada. Neste caso, a topologia P alcança uma redução de 65% em relação a Conf. C-3f e 14% em relação a Conf. CY3HB-3f. São realizadas análises reduzindo-se a frequência da portadora (f_p) das topologias P a 3,24 e 4,5 kHz, atingindo os valores de THD das topologias C-3f e CY3HB-3f, respectivamente.

Tabela 9.4 – Resumo comparativo dos resultados de THD das configurações I9LY-3f e I9L2Y-3f.

Topologia	f_p	Técnica PWM	$THD(\%)$
C-3f	10 kHz	SPWM	3,64
CY3HB-3f	10 kHz	LSPWM	1,49
P	10 kHz	PSPWM	1,68
P	10 kHz	LSPWM	1,49
P	10 kHz	LSPWM+interleaved	1,28
P	3,24 kHz	LSPWM+interleaved	3,64
P	4,5 kHz	LSPWM+interleaved	1,49

9.3.5 Configurações I9LY-4f e I9LT-4f

Realiza-se uma análise comparativa de THD entre as configurações a quatro fios I9LY-4f e I9LT-4f e as topologias convencionais C-4f, CY3HB-4f e C3HB-4f. As configurações I9LY-4f e I9LT-4f apresentam o mesmo comportamento de THD, entre si, e são chamadas de topologias P. Outras duas topologias que apresentam o mesmo perfil de THD são as configurações CY3HB-4f e C3HB-4f.

Assim como as outras topologias já analisadas, são apresentadas as tensões dos conversores e as correntes da rede [Figuras 9.14 e 9.15]. Para estas topologias utilizaram-se as técnicas PWM: PSPWM, LSPWM e LSPWM+interleaved. Os padrões de correntes e tensão obtidos utilizando a técnica PSPWM e LSPWM são mostrados nas Figuras 9.14(a) e 9.15(a), respectivamente. Estes padrões são os mesmos obtidos para as topologias convencionais CY3HB-4f e C3HB-4f. Entretanto, ao se aplicar a técnica LSPWM+interleaved, nas topologias P, o número de níveis da tensão v_{sa} aumenta reduzindo a THD das correntes da rede, como mostrado nas Figuras 9.14(b) e 9.15(b).

Apresenta-se um resumo da distorção harmônica das topologias P e convencionais na Tabela 9.5. A partir desta tabela nota-se que a topologia P apresenta valores de THD menores que as topologias convencionais. Isto é, as topologias P alcançam uma redução de THD de 71% em comparação com a Conf. C-4f e 74% em comparação com CY3HB-4f e C3HB-4f. São realizadas análises reduzindo-se a frequência da portadora PWM utilizada nas topologias P a 3,8 e 2,5 kHz, atingindo os valores de THD das topologias C-4f e CY3HB-4f/C3HB-4f, respectivamente.

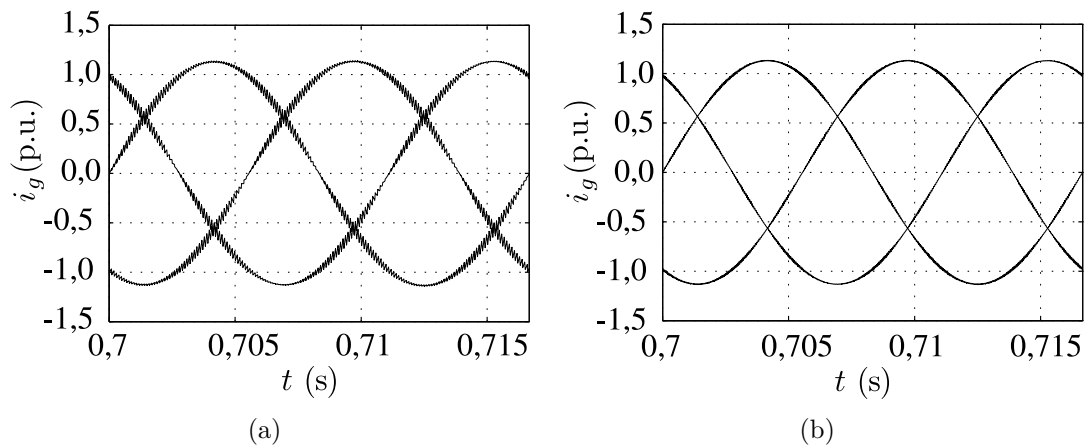


Figura 9.14 – Correntes da rede i_g (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}) da Conf. I9LY-4f ou Conf. I9LT-4f. (a) Usando a técnica LSPWM. (b) Usando a técnica LSPWM+interleaved.

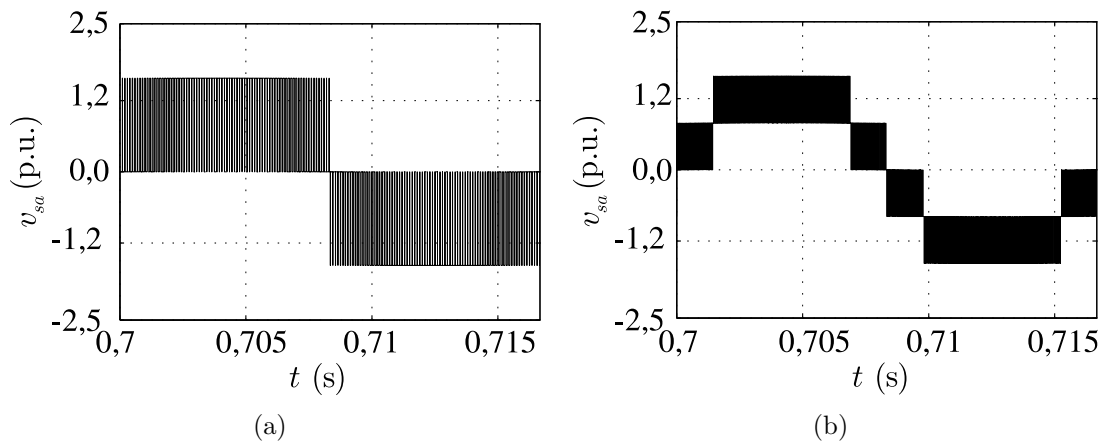


Figura 9.15 – Tensões v'_a da Conf. I9LY-4f ou Conf. I9LT-4f. (a) Usando a técnica LSPWM. (b) Usando a técnica LSPWM+interleaved.

Tabela 9.5 – Resumo comparativo dos resultados de THD das configurações I9LY-4f e I9LT-4f.

Topologia	f_p	Técnica PWM	THD(%)
C-4f	10 kHz	SPWM	2,64
CY3HB-4f/C3HB-4f	10 kHz	LSPWM	2,7
P	10 kHz	LSPWM	2,7
P	10 kHz	LSPWM+interleaved	0,71
P	3,8 kHz	LSPWM+interleaved	2,64
P	2,5 kHz	LSPWM+interleaved	2,7

9.3.6 Configuração I4HB-4f

Por fim, apresenta-se a análise para a Conf. I4HB-4f. Como dito em capítulos anteriores, esta topologia utiliza um conversor auxiliar que tem como uma de suas funções aumentar o número de níveis nas tensões do conversor. Para esta topologia utilizou-se apenas a técnica SPWM realizando comparações com as topologias convencionais operando com frequência média de chaveamento de $10kHz$.

Apresenta-se na Figura 9.16 a tensão do conversor v_{sa} e as correntes da rede i_g , ao se utilizar a topologia I4HB-4f. Na Tabela 9.6 observa-se que a Conf. I4HB-4f reduz a distorção harmônica das correntes da rede em 56,75% comparado com a Conf. CY3HB-4f ou C3HB-4f e em 73,42% comparado com a Conf. C-4f. Reduzindo-se a frequência da portadora das topologias CY3HB-4f/C3HB-4f e P para 7,1 e 4,4 kHz, respectivamente, iguala-se a THD destas estruturas com a convencional C-4f.

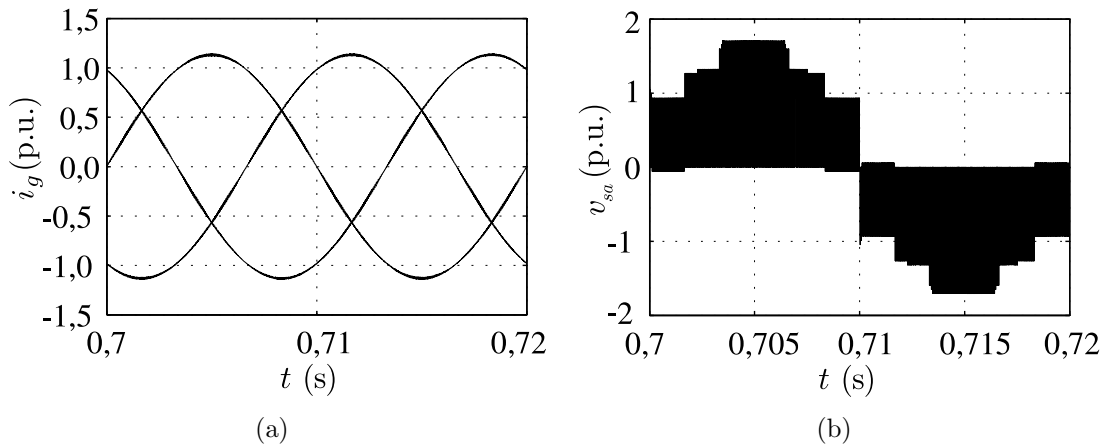


Figura 9.16 – Resultados em malha aberta da Conf. I4HB-3f. (a) Correntes da rede i_g (i_{ga} , i_{gb} e i_{gc}). (b) Tensão v_{sa} .

Tabela 9.6 – Resumo comparativo dos resultados de THD da configuração I4HB-4f.

Topologia	f_p	THD(%)
C-4f	10 kHz	2,62
CY3HB-4f/C3HB-4f	10 kHz	1,61
P	10 kHz	0,6963
CY3HB-4f/C3HB-4f	7,1 kHz	2,62
P	4,4 kHz	2,62

9.4 Análise das Perdas nos Dispositivos Semicondutores

Nesta seção, realiza-se o estudo de perdas nos dispositivos semicondutores das topologias estudadas neste trabalho. São levadas em consideração as perdas por condução (P_{cd}), as perdas por chaveamento (P_{ch}) e as perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$).

9.4.1 Configurações C-3f, P2B-3f e P1B-3f

São apresentadas e analisadas as perdas por condução (P_{cd}), por chaveamento (P_{ch}) e as perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$) das Conf. C-3f (denominada neste estudo de C), P2B-3f e P1B-3f (denominadas de 2F), em alguns cenários específicos, em que se obtêm baixas perdas ou baixa THD.

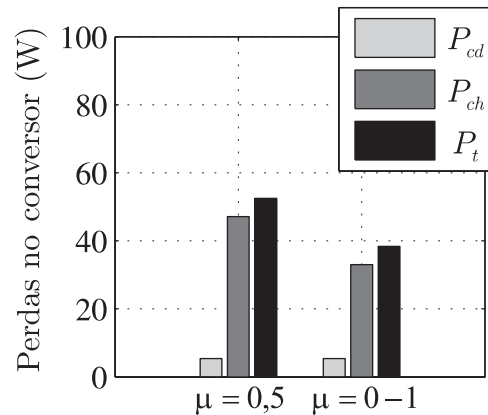


Figura 9.17 – Perdas no conversor da Conf. C-3f.

Na Figura 9.17, são apresentadas as perdas estimadas da Conf. C-3f para $\mu = 0,5$ e $\mu = 0$ ou 1. Pode-se notar a redução de 26,93% das perdas ao se utilizar $\mu = 0$ ou 1, em relação à mesma topologia com $\mu = 0,5$. Isto é esperado, tendo em vista que reduz-se a frequência média de chaveamento pela metade ao se utilizar $\mu = 0$ ou 1. Entretanto, como visto na anteriormente, neste caso ocorre aumento da THD.

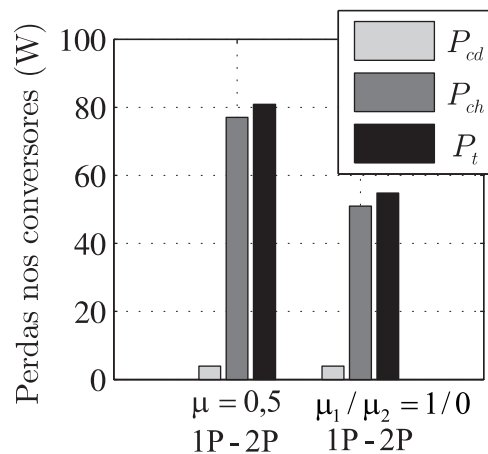


Figura 9.18 – Perdas nos conversores das Conf. P2B-3f e Conf. P1B-3f.

Na Figura 9.18 observam-se as perdas estimadas das configurações 2F, para $\mu_1 = \mu_2 = \mu$ iguais a 0,5, 0 e 1 e $\mu_1/\mu_2 = 1/0$ (μ_1 e μ_2 iguais a 1 ou 0) utilizando uma (1P) ou duas (2P) portadoras PWM. Pode-se notar uma redução de 32,24% das perdas quando é feito μ_1 ou/e μ_2 iguais a 0 ou 1 em relação as perdas de quando se utiliza $\mu = 0,5$. Observa-se também que o número de portadoras PWM utilizadas não altera o valor das perdas, isto é, os resultados obtidos são válidos para qualquer número de portadoras. É válido notar que esses resultados foram obtidos para frequência de portadora de 10 kHz.

Os principais resultados de perdas são mostrados na Figura 9.19, em que observam-se as perdas da topologia C, com $\mu = 0,5$, as perdas das topologias 2F, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ (cenário de melhor THD que a C) e as perdas das topologias 2F, com $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, reduzindo a frequência de chaveamento média para 2,25kHz (cenário de THD igual a C).

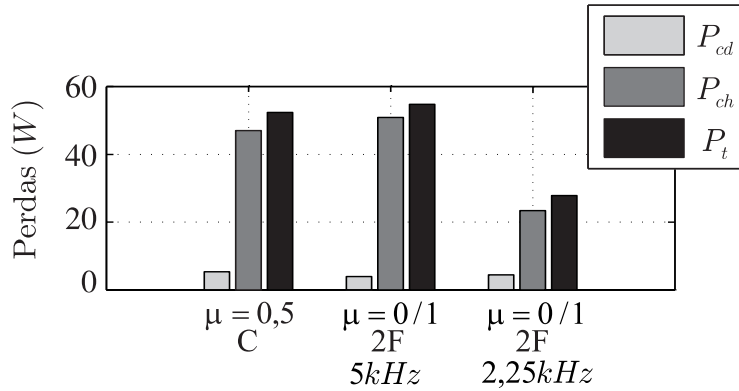


Figura 9.19 – Principais resultados de perdas das Conf. C-3f, P2B-3f e P1B-3f.

As topologias 2F, mesmo possuindo o dobro de chaves da topologia C, tem perdas totais que excedem em apenas 4% as perdas da topologia C, com $\mu = 0,5$, mas em contrapartida reduzem significativamente a THD. Em outro caso, considerando uma frequência de chaveamento média de $2,25kHz$, as topologias 2F com duas portadoras PWM, apresentam o mesmo valor de THD da topologia C, com $\mu = 0,5$. Entretanto, neste caso as perdas são reduzidas, em relação à topologia C em aproximadamente 50%.

Na Tabela 9.7 são apresentados os principais índices de perdas nos dispositivos semicondutores da topologia 2F, normalizadas em função das perdas da topologia convencional, isto é, $P_t(2F)/P_t(C)$. em que $P_t(C)$ são as perdas totais da topologia C com $\mu = 0,5$.

Tabela 9.7 – Perdas totais das Conf. P2B-3f e P1B-3f (2F).

Perdas Totais $P_t(2F)/P_t(C)$			
f_{ch}	10 kHz	5 kHz	2,25 kHz
	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou $\mu = 1$	$\mu = 0$ ou $\mu = 1$
	1,54	1,04	0,5

Nos cenários analisados até aqui são utilizados conversores de mesmas características (especificações) para as topologias C e 2F. A seguir é analisado o cenário onde utiliza-se um conversor de menor corrente (metade) nas topologias 2F. Como dito anteriormente, as topologias 2F processam metade da corrente da configuração C. Com isto, pode-se optar por utilizar conversores de menor potência. Neste caso, são mostrados na Figura 9.20 os resultados de perdas do topologias C e 2F operando com corrente nominal em suas chaves. As perdas são apresentadas como porcentagem das perdas da topologia C ($388W$), obtidas a partir da compensação de uma carga de $13kW$. Nota-se uma redução de 38,2% nas perdas das topologias 2F em relação à topologia C. Neste caso, ambas as topologias possuem mesma THD. Para isto, as topologias 2F operam com frequência média de chaveamento de $2,25kHz$. Logo, mesmo utilizando-se chaves de menor corrente (menor custo) as topologias 2F mostram-se mais eficientes que a topologia convencional (C).

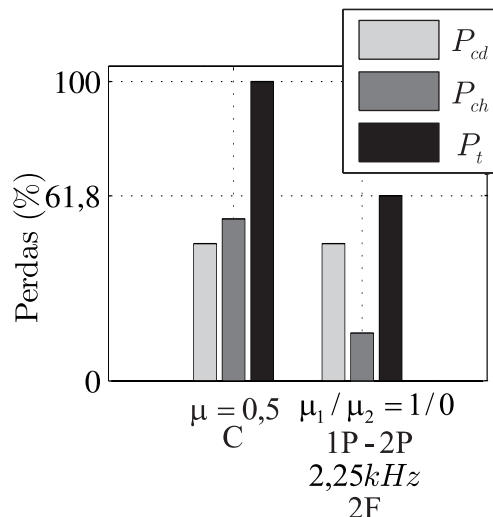


Figura 9.20 – Resultados de perdas das Conf. C-3f, P2B-3f e P1B-3f, utilizando chaves de menor corrente nas topologias 2F.

9.4.2 Configurações C-4f, P2B-4f e P1B-4f

São apresentadas e analisadas as perdas por condução e por chaveamento e as perdas totais dos dispositivos semicondutores das configurações C-4f (denominada C), P2B-4f e P1B-4f (denominadas 2F), em cenários específicos em que se obtêm valores de perdas ou THD reduzidos.

Na Figura 9.21(a), são apresentadas as perdas estimadas da topologia C para $\mu = 0,5$ e $\mu = 0$ ou 1 . Pode-se notar a redução de 22,24% nas perdas quando é feito $\mu = 0$ ou 1 , como nas topologias a três fios. Isto ocorre devido ao mesmo motivo já exposto anteriormente, isto é, a redução pela metade da frequência de chaveamento média. Entretanto, neste caso, ocorre aumento da THD.

Na Figura 9.21(b) observam-se as perdas estimadas das topologias 2F, para $\mu = \mu_1 = \mu_2$ iguais a 0,5, 0 e 1 e $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$ ou $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 0$ utilizando uma (1P) ou duas portadoras (2P) PWM. Pode-se notar uma redução 23,67% das perdas quando é feito μ_1 ou/e μ_2 iguais a 0 ou 1, comparados com a mesma topologia com $\mu = 0,5$. Observa-se também que o número de portadoras PWM utilizadas não altera o valor das perdas, isto é, os resultados obtidos são válidos para qualquer número de portadoras.

Principais resultados de perdas são expostos na Figura 9.21(c), onde observam-se as perdas da topologia C com $\mu = 0,5$, as perdas das topologias 2F, com $\mu = \mu_1 = \mu_2$ iguais a 0 ou 1, $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$ ou $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 0$ utilizando 1P ou 2P. Neste caso, essas topologias 2F apresentam melhores THD comparadas com a convencional. Considerando-se uma frequência de chaveamento média de 2,05 kHz nas topologias 2F e utilizando-se 2P obtém-se a mesma THD da topologia C, com isto, reduz-se as perdas de chaveamento e conseqüentemente as perdas totais em 49%.

Na Tabela 9.8 são mostrados os valores numéricos da perdas totais, normalizadas em função das perdas da topologia convencional, isto é, $Pt(2F)/Pt(C)$. Em que $Pt(C)$ são

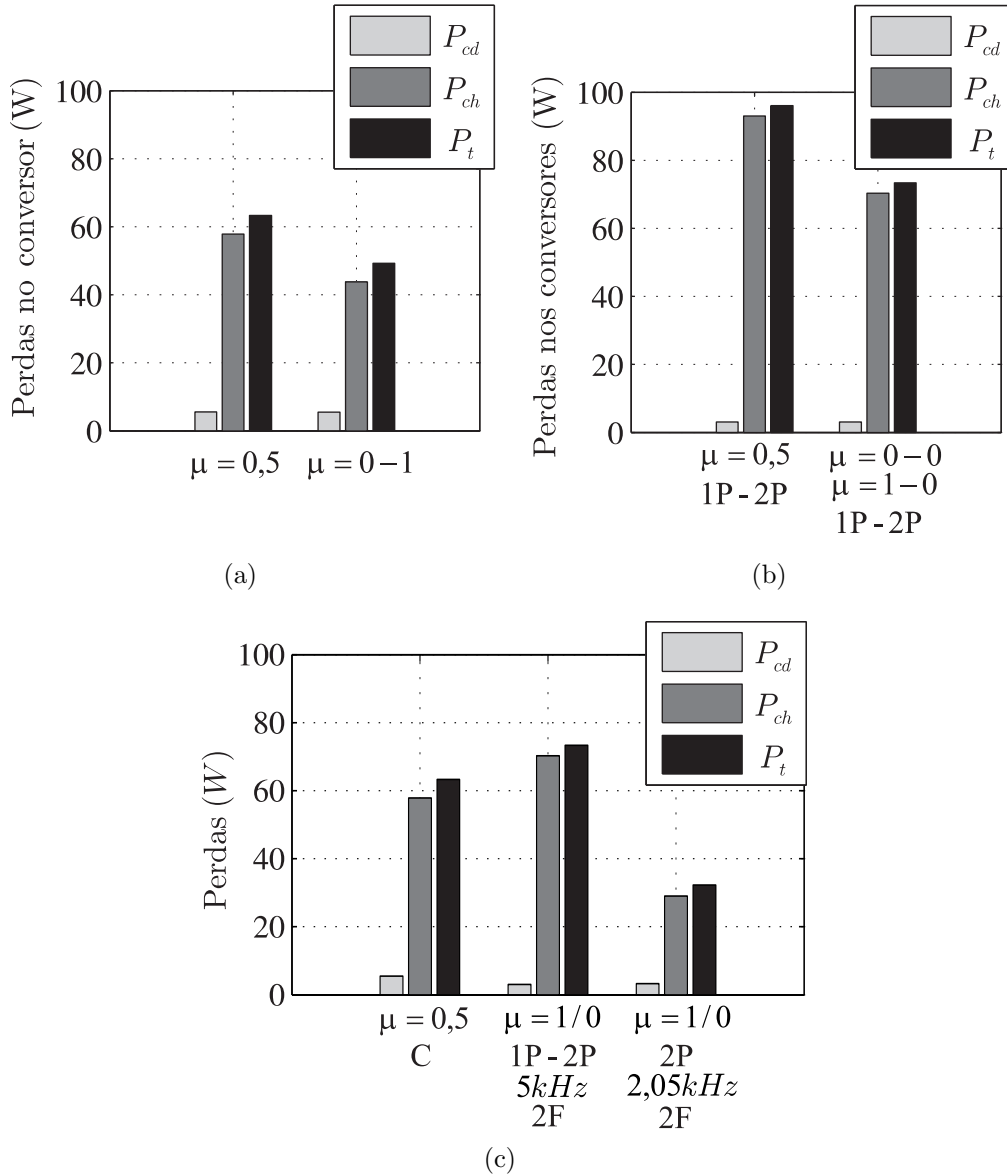


Figura 9.21 – Perdas nas chaves. (a) Da Conf. C-4f. (b) Das Conf. P2B-4f e P1B-4f (2F). (c) Principais resultados de perdas das topologias a quatro fios.

Tabela 9.8 – Perdas totais das Conf. P2B-4f e P1B-4f.

Perdas Totais $P_t(2F)/P_t(C)$			
f_{ch}	10kHz	5kHz	2,05kHz
	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou $\mu = 1$	$\mu = 0$ ou $\mu = 1$
	1,52	1,16	0,51

as perdas totais da topologia C, com $\mu = 0,5$.

Os conversores operando em um ponto de operação de maior potência levam a relações de perdas diferentes. Neste caso, as topologias 2F podem se tornar ainda mais vantajosas. Na Figura 9.22 e Tabela 9.9, são mostrados os resultados com os conversores processando o dobro de potência dos resultados antes apresentados e é possível notar uma melhora no rendimento das topologias 2F.

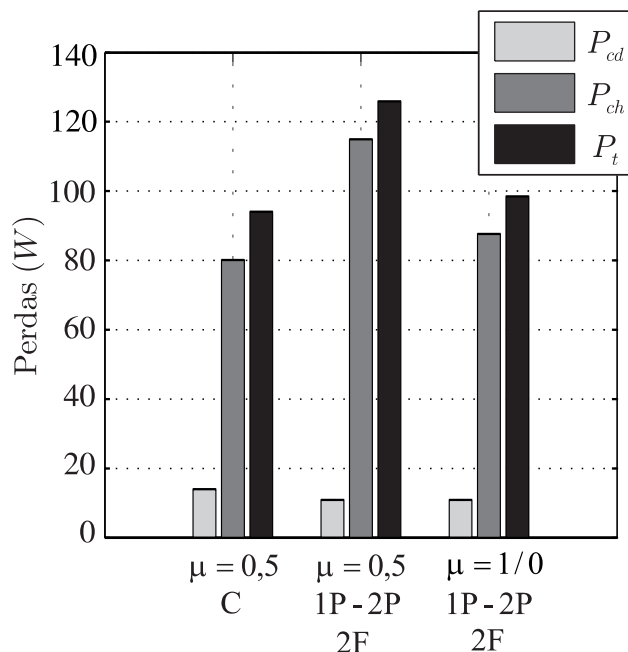


Figura 9.22 – Resultados de perdas das Conf. C-3f, P2B-3f e P1B-3f com o dobro da potência processada.

Tabela 9.9 – Perdas dos dispositivos semicondutores das Conf. P2B-4f e P1B-4f, processando o dobro de potência.

Perdas Totais $P_t(2F)/P_t(C)$		
f_{ch}	10kHz	5kHz
	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou $\mu = 1$
	1,34	1,05

9.4.3 Configurações I9LD-3f

São apresentados os resultados de perdas obtidos para a Conf. I9LD-3f (denominada nesta análise de IC). Para esta topologia realizam-se comparações com a Conf. C-3f (denominada C) e topologias convencionais multiníveis, tais como: NPC de três níveis (denominado neste trabalho de NPC₃) e MMC de cinco níveis (denominado neste trabalho de MMC₅).

O estudo de perda da Conf. I9LD-3f é realizado impondo-se a mesma THD para todas as topologias comparadas. Isto é, a alta qualidade das formas de onda geradas pelo NPC₃, MMC₅ e IC permite a redução da frequência de chaveamento para se obter a mesma THD da topologia C. As perdas obtidas são mostradas na Figura 9.23 como uma porcentagem das perdas da topologia C (51,6W) que são obtidas ao se compensar uma carga de 1kW.

Apresenta-se na Figura 9.23(a) quatro cenários da topologia IC. Nestes cenários são utilizados uma portadora PWM (1P), tripla portadora (3P) ou duas portadoras de diferentes frequências (2P) e $\mu = 0,5$, $\mu = 0,0$ ou $\mu = 1,0$. Para os três primeiros casos (Figura 9.23(a), da esquerda pra direita), os braços do conversor operam com a mesma

frequência de chaveamento. Isto resulta em diferentes perdas por braço porque estes processam diferentes níveis de corrente, como visto nas equações (6.29)-(6.31). No quarto caso (IC-2P), uma estratégia é usada para equalizar as perdas nos braços operando com duas portadoras onde $f_{ch1} = 8,25kHz$ e $f_{ch2} = 6,5kHz$ ($\neq f_{ch}/\text{Braço}$). Isto é, diferentes frequências de chaveamento por braço, como mostrado na Figura 6.3(b). Desta primeira análise, a maior redução de perdas é obtida para a topologia IC com frequência média de chaveamento igual a $2,35kHz$ e $\mu = 0$ ou $\mu = 1$. Neste caso, as perdas do IC são reduzidas em 51% em relação a topologia C. Como a tensão do barramento CC da topologia IC é metade da tensão da topologia C, as tensões que as chaves são submetidas também são reduzidas na mesma proporção. Com isto, é possível reduzir as perdas do IC mesmo que esta possua três vezes o número de chaves da topologia C.

Comparando-se com as estruturas multiníveis, pode-se notar que as perdas nas estruturas NPC₃, MMC₅ e IC são bem próximas, como mostrado na Figura 9.23(b). Estas configurações possuem o mesmo nível de tensão nas chaves, e como esperado, estas configurações multiníveis apresentam menores perdas nos semicondutores em relação à Conf. C-3f. Isso se deve à larga redução nas perdas de chaveamento que superam o aumento das perdas de condução comparadas à Conf. C-3f.

9.4.4 Configurações I9L2Y-3f e I9LY-3f

Apresenta-se uma análise de perdas nos dispositivos semicondutores das configurações I9L2Y-3f e I9LY-3f (denominadas nesta análise de P). São realizadas comparações entre as topologias P e as configurações convencionais C-3f (denominada C) e Conf. CY3HB-3f (denominada 3HB).

Na Figura 9.24 apresenta-se o estudo comparativo assumindo diferentes cenários, isto é, aplicando-se as técnicas SPWM e LSPWM, estudadas para estas topologias, e diferentes frequências de chaveamento objetivando-se a obtenção de mesma THD entre as topologias estudadas. Assim como na análise da Conf. I9LD-3f, as perdas são dadas como um percentual da topologia Conf. C-3f (51,6 W), obtidos utilizando-se uma carga de potência igual a 1 kW. A partir da Figura 9.24, pode-se observar que a topologia P possui maiores perdas que a topologia C, ao se utilizar a mesma frequência de chaveamento e a técnica SPWM. Entretanto, ao se utilizar a técnica LSPWM reduzem-se as perdas de chaveamento, pois esta técnica permite que os conversores operem com metade da frequência de chaveamento.

Como mencionado anteriormente, as topologias P apresentam menores THD que as convencionais, para a mesma frequência de chaveamento. Isto permite a redução da frequência de chaveamento da topologia para se obter a mesma THD da convencional. Esta estratégia é utilizada em dois casos: no primeiro a topologia P opera com $f_p = 3,24$ kHz, alcançando a THD da topologia C (3,64%) e dessa maneira reduzem-se as perdas

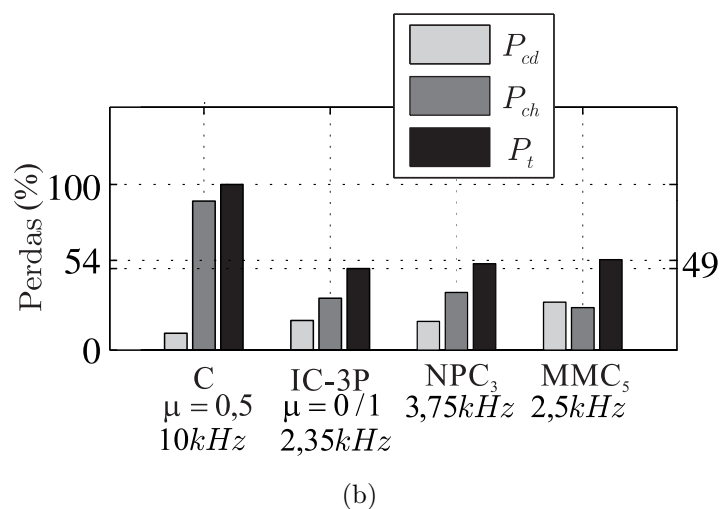
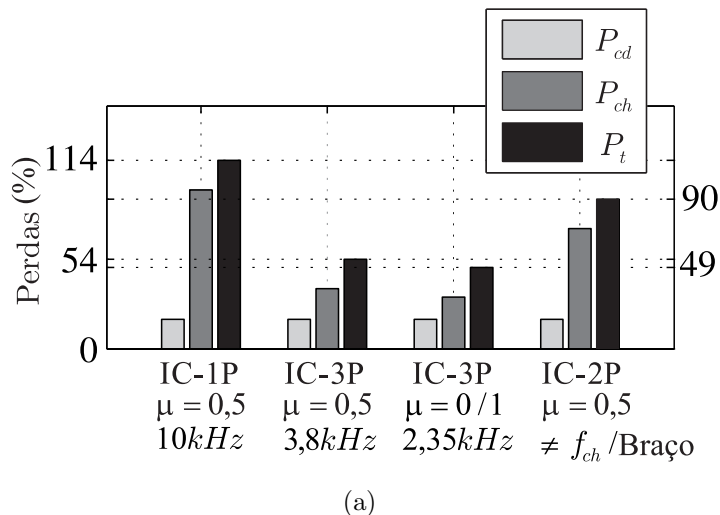


Figura 9.23 – Análise de perdas da Conf. I9LD, utilizando-se como critério a mesma THD. (a) Topologia IC em quatro cenários. (b) Comparação entre as estruturas convencionais e Conf. I9LD-3f.

em 65%. No segundo caso, a topologia P opera com $f_p = 4,5$ kHz atingindo a THD da topologia 3HB tornando as perdas das duas configurações bem próximas.

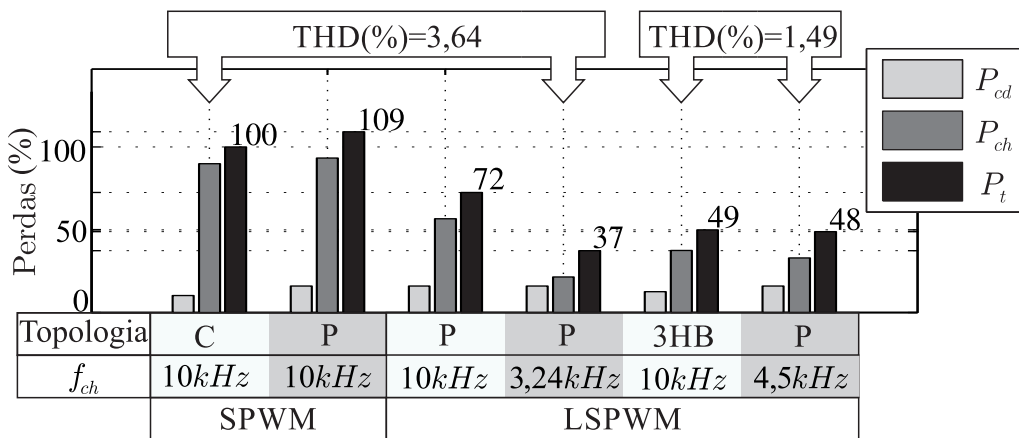


Figura 9.24 – Análise de perdas da Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f

9.4.5 Configurações I9LY-4f e I9LT-4f

A análise de perdas das configurações I9LY-4f e I9LT-4f (denominadas agora de P) são apresentadas na Figura 9.25. Nesta análise comparam-se as topologias P com as topologias convencionais C-4f e CY3HB-4f/C3HB-4f (denominadas nesta análise de C e 3HB, respectivamente). Neste estudo também considera-se que as topologias P operam com as técnicas SPWM, LSPWM e/ou atuando com frequências diferentes para equalizar a THD entre as topologias comparadas. Na Figura 9.25, as perdas são mostradas em valores percentuais da topologia C (86W). A partir desta figura, nota-se que as perdas da topologia P são 33% menores que as perdas da topologia C, contudo neste caso a THD da topologia P é menor que a THD da topologia C. Para se obter a mesma THD da topologia C, a frequência da portadora da topologia P é reduzida para 3,8 kHz. Com isto, obtém-se uma redução de 65% das perdas. Em outra situação mostrada, iguala-se a THD da topologia P e da 3HB reduzindo-se a frequência da portadora de P para 2,5 kHz, e consequentemente reduzindo as perdas em 72%.

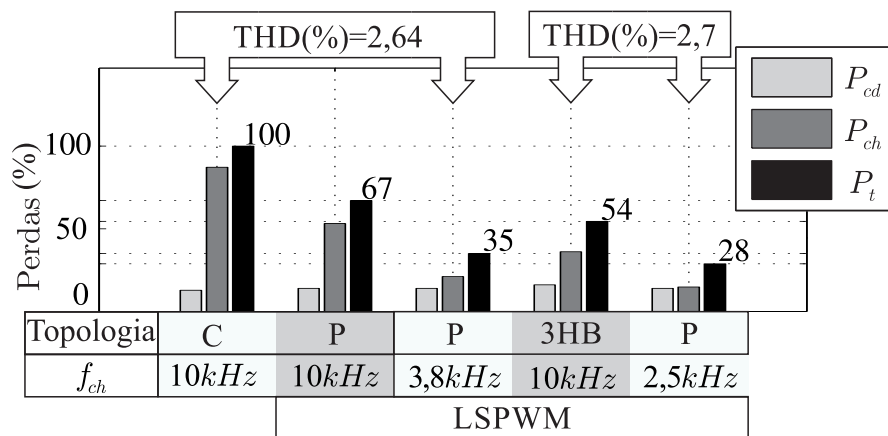


Figura 9.25 – Análise de perdas da Conf. I9LY-4f e Conf. I9LT-4f.

9.4.6 Configurações I4HB-4f

Nesta análise nomeia-se a Conf. I4HB-4f de P e as topologias convencionais C-4f e CY3HB-4f/C3HB-4f são denominadas de C e 3HB, respectivamente. São utilizadas a mesma potência de carga das últimas análises e assim como nas demais, apresentam-se as perdas como porcentagem da Conf. C-4f.

Para a análise, apresentada na Figura 9.26, são considerados dois cenários, isto é, é utilizada a mesma frequência de chaveamento ou a mesma THD nas correntes da rede. Em todos os casos utilizou-se a mesma técnica PWM. Para a mesma frequência de chaveamento nota-se que a topologia P atinge uma pequena redução de 6% em relação à C e excede em 6% as perdas da 3HB. Assim como nas análises já estudadas, como a topologia P possui menores THD que as topologias convencionais, para a mesma frequência de

chaveamento, torna-se possível reduzir esta frequência com o propósito de igualar a THD entre as topologias e com isso reduzir as perdas da topologia P. Neste caso, foi possível reduzir as perdas da topologia P em 11% em relação à 3HB e 44% em relação à topologia C.

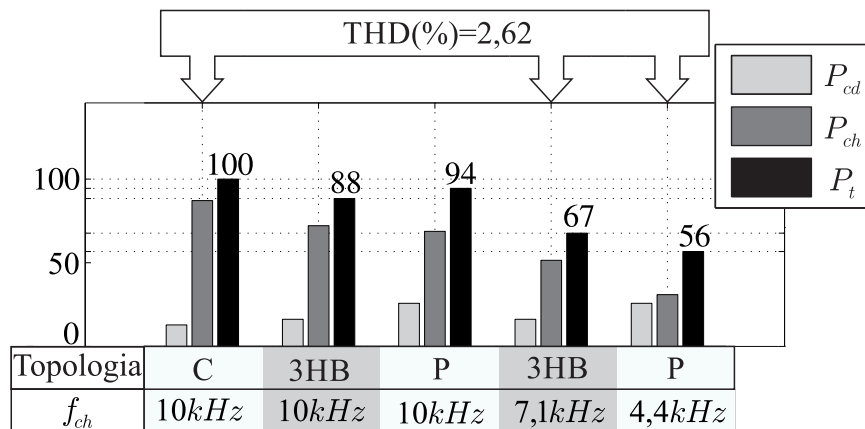


Figura 9.26 – Análise de perdas da Conf. I4HB-4f.

9.5 Análise de Perdas nos Barramentos CC

9.5.1 Configurações C-3f, P2B-3f e P1B-3f

São apresentados e analisados os espectros das harmônicas das correntes nos barramentos CC das Conf. C-3f, P2B-3f e P1B-3f.

Observa-se na Figura 9.27(a) o espectro das harmônicas da corrente do capacitor da Conf. C-3f ou Conf. P1B-3f com uma portadora PWM. Na Figura 9.27(b) observa-se o espectro da corrente de um dos capacitores da Conf. P2B-3f e na Figura 9.27(c) o espectro da corrente do barramento da Conf. P1B-3f, utilizando duas portadoras PWM. Em todos os casos utilizou-se $\mu = 0,5$. Estes são os principais cenários dessas topologias, pois variações de μ não causam variações significativas no espectro das correntes e na Conf. P2B-3f alterações no número de portadoras PWM também não afetam essas correntes, pois os conversores possuem barramentos distintos, com isto eles agem de maneira independente.

9.5.2 Configurações C-4f, P2B-4f e P1B-4f

Na Figura 9.28, são apresentados e analisados os espectros das harmônicas das correntes nos barramentos CC das Conf. C-4f, P2B-4f e P1B-4f.

Observa-se na Figura 9.28(a) o espectro das harmônicas da corrente do capacitor da Conf. C-4f ou Conf. P1B-4f com uma portadora PWM. Na Figura 9.28(b), observa-se

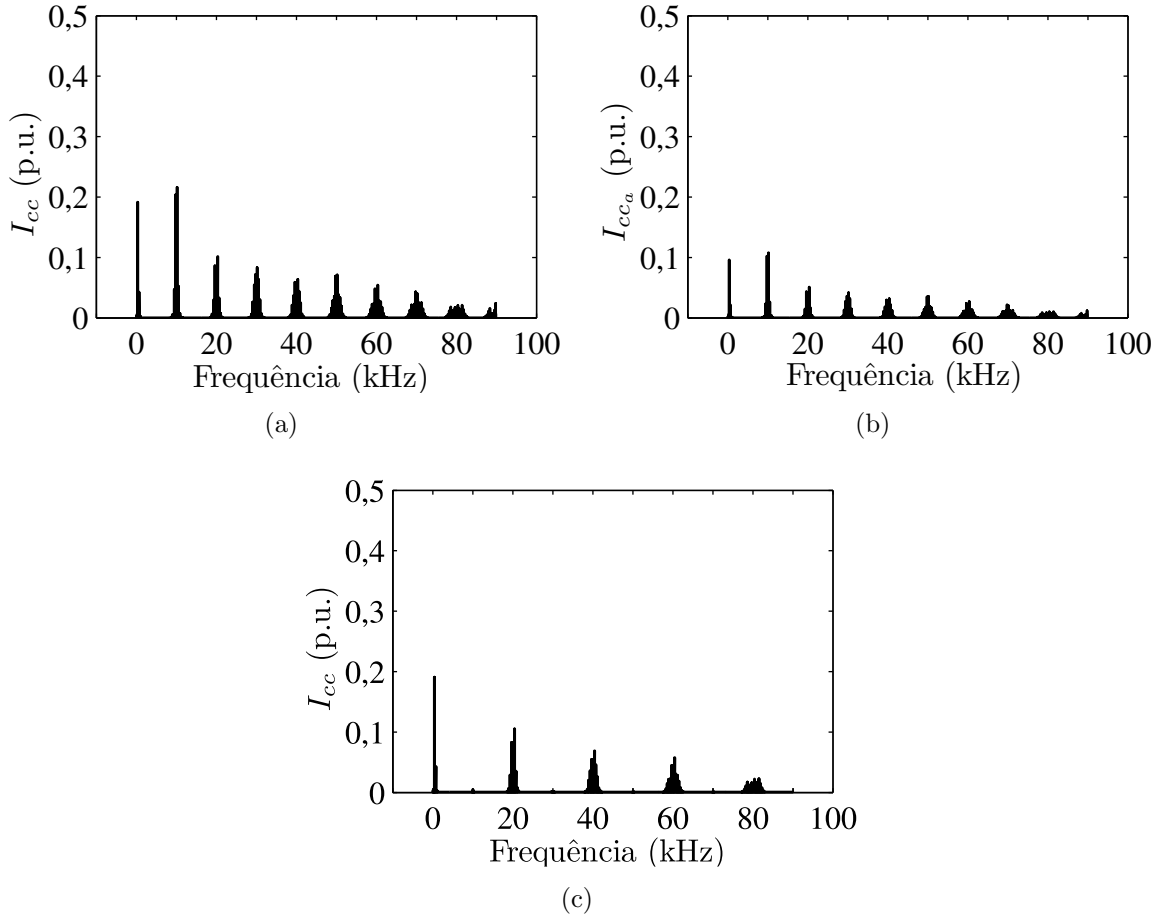


Figura 9.27 – Espectros da corrente do capacitor (i_{cc}). (a) Conf. C-3f ou Conf. P1B-3f com 1P. (b) Conf. P2B-3f. (c) Conf. P1B-3f com 2P.

o espectro da corrente de um dos capacitores da Conf. P2B-4f e na Figura 9.28(c) o espectro da corrente do barramento da Conf. P1B-4f, utilizando duas portadoras PWM. Em todos os casos utilizou-se $\mu = 0,5$. Estes são os principais cenários destas topologias. As mesmas análises realizadas para as estruturas a três fios são válidas para as estruturas a quatro fios.

Tabela 9.10 – Perdas no barramento CC.

Configuração - Portadoras	$I_{c,RMS}^{hf}(2F)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$	$P_c^{hf}(2F)/P_c^{hf}(C)$
P2B-3f/4f - 1P	0,5	50%
P2B-3f/4f - 2P	0,5	50%
P1B-3f/4f - 1P	1,0	100%
P1B-3f/4f - 2P	0,5	25%

A partir do espectro das correntes, obtêm-se os dados da Tabela 9.10. Nessa tabela, são observados os valores da relação $I_{c,RMS}^{hf}(2F)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$ entre as configurações P2B-3f/P1B-3f e P2B-4f/P1B-4f com as configurações C-3f e C-4f, respectivamente. Nota-se uma redução de 50% na corrente RMS do barramento na topologia com dois barramentos CC (2B), independentemente do número de portadoras PWM utilizadas e na topologia

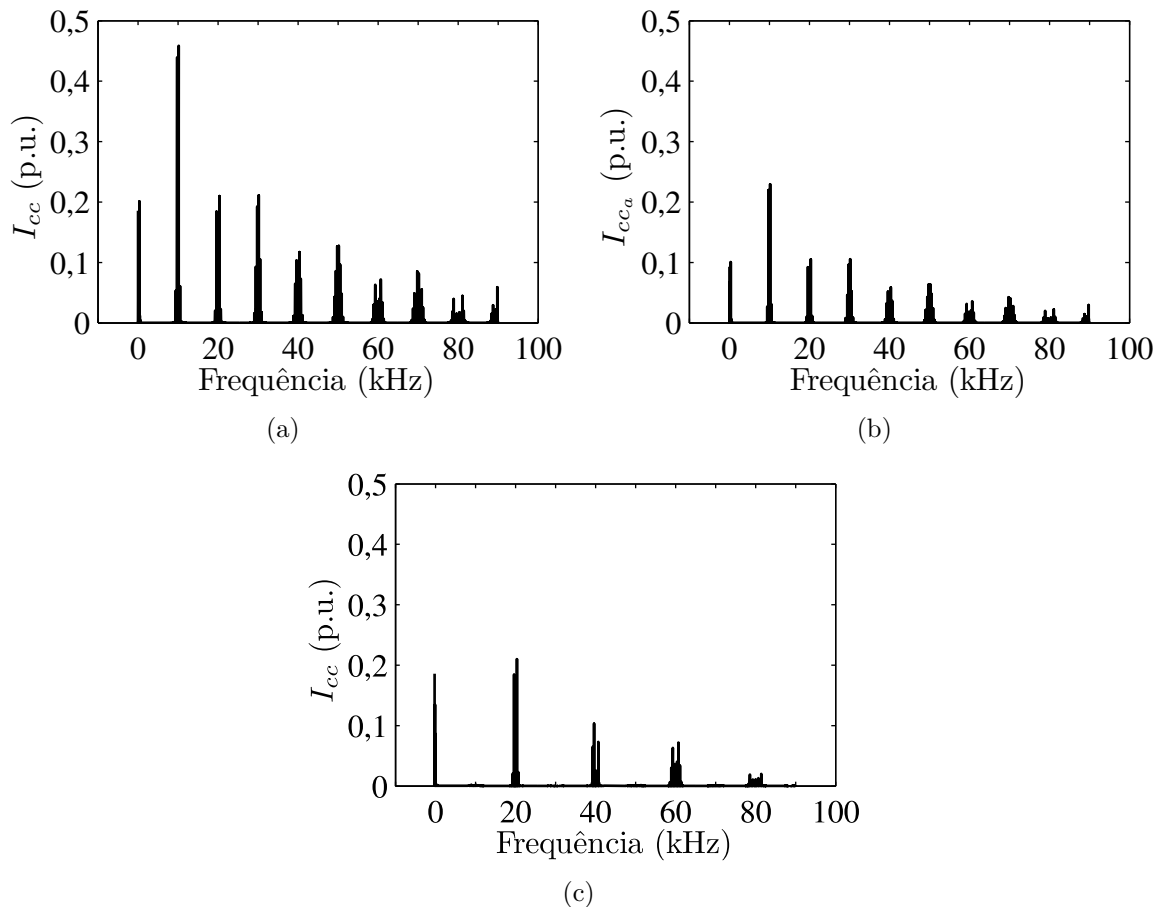


Figura 9.28 – Espectros da corrente do capacitor (i_{cc}). (a) Da Conf. C-4f ou Conf. P1B-4f com 1P. (b) Da Conf. P2B-4f. (c) Da Conf. P1B-4f com 2P.

com um barramento (1B) ao se utilizar duas portadoras PWM. Esta redução nas perdas da Conf. P2B-3f e Conf. P2B-4f é devida à redução da corrente nos conversores e para a Conf. P1B-3f e Conf. P1B-4f é devida ao cancelamento de metade das harmônicas de alta frequência da corrente do barramento CC, como pode ser visto na Figura 9.27. Considera-se que a capacitância dos barramentos das topologias 2F é igual à da topologia convencional. Com isto, a resistência em série da topologia composta por associação é igual à resistência em série equivalente da convencional, isto é, $ESR_{(100\text{ Hz})}(2F) = ESR_{(100\text{ Hz})}(C)$. Como a corrente RMS de alta frequência, para uma ou duas portadoras e $\mu = 0,5$, equivale a 50% da corrente RMS da Conf.C, as perdas de potência de alta frequência (P_c^{hf}) dos dois barramentos CC equivalem a 50% das perdas da Conf. C-3f. Para a Conf. P1B-3f, considerando as mesmas condições, as perdas do barramento equivalem a 25% das perdas da Conf. C-3f.

9.6 Conclusões

Neste capítulo, foram apresentados estudos das distorções harmônicas das correntes da rede e perdas nos dispositivos semicondutores e barramentos CC das topologias estudadas ao longo do trabalho.

No aspecto distorção harmônica das correntes da rede, as comparações foram feitas entre grupos de topologias, o primeiro grupo é composto pelas topologias C-3f, P2B-3f e P1B-3f. Para essas topologias utilizou-se uma, duas e três portadoras PWM, obtendo-se distorções cada vez menores para duas e três portadoras, sucessivamente. As configurações P2B-3f e P1B-3f apresentam THDs idênticos, para $\mu_1 = \mu_2 = \mu$. No entanto, sabe-se que a Conf. P2B-3f possui fatores de distribuições μ independentes por conversor. Com isto, pode-se optar por trabalhar com uma única portadora e μ diferentes para se reduzir a THD. O segundo grupo de topologias comparadas é formado pelas topologias C-4f, P2B-4f e P1B-4f. Já para essas topologias utilizou-se uma ou duas portadoras PWM. Não encontrou-se outra combinação de portadoras que levasse a uma menor distorção. Os resultados para duas portadoras apresentaram menores THDs para qualquer valor de μ . Da mesma forma que as topologias a três fios, as Conf. P2B-4f e Conf. P1B-4f apresentam THDs idênticos, para $\mu_1 = \mu_2 = \mu$ e sabe-se que a Conf. P2B-4f possui fatores de distribuições independentes por conversor. O terceiro a ser analisado é composto por Conf. C-3f e Conf. I9LD-3f. Para esta última topologia foram utilizadas uma e três portadoras PWM, sendo que, com estas foram obtidas as menores THDs. Não foi encontrada nenhuma outra combinação de portadoras que atingisse menores THDs. O quarto grupo é composto pelas topologias convencionais C-3f e CY3HB-3f e pelas topologias I9L2Y-3f e I9LY-3f, estas duas últimas apresentando o mesmo comportamento de THD. Para estas topologias utilizaram-se duas técnicas PWM (PSPWM e LSPWM) e em adicional aplica-se interleaved na técnica LSPWM, sendo obtidos THDs menores ao se aplicar esta última técnica. O quinto grupo é composto pelas topologias C-4f, CY3HB-4f e C3HB-4f e as topologias propostas I9LY-4f e I9LT-4f. Estas duas últimas possuem o mesmo comportamento de THD e para elas foram aplicadas as mesmas técnicas do grupo quatro. Por fim, avalia-se a topologia I4HB-4f. Para isto, são feitas comparações com as mesmas estruturas convencionais utilizadas no quinto grupo. A Conf. I4HB-4f possui um conversor auxiliar que permite a redução das THDs em comparação com as topologias convencionais apresentadas.

A redução da THD nas topologias apresentadas ao longo do trabalho se deve ao aumento no número de níveis nas tensões que são responsáveis pela geração das correntes do FAP. Para se aumentar o número de níveis utilizaram-se as técnicas PWM apresentadas.

No que se refere às perdas nos semicondutores, foram estudadas as topologias convencionais comparando-as com as demais topologias estudadas. Observou-se que pode-se obter uma redução significativa das perdas de chaveamento quando faz-se o valor de $\mu = 0$

ou 1. Isto ocorre devido à redução da frequência de chaveamento média pela metade. Porém, esta alternativa não torna-se interessante do ponto de vista de THD. Como mencionado antes, é possível reduzir a THD das topologias estudadas aplicando-se diferentes estratégias PWM e com isto pode-se reduzir a frequência de chaveamento para se igualar a distorção das topologias convencionais. A redução da frequência de chaveamento é o caminho para redução de perdas. Este artifício mostrou-se bastante eficiente, tendo em vista que as topologias propostas mostraram-se mais eficientes que as convencionais.

Foram investigadas as perdas de alta frequência nos barramentos CC das topologias convencionais (C-3f e C-4f) e das topologias compostas por associação de conversores em paralelo (P2B-3f, P1B-3f, P2B-4f e P1B-4f), pois estas topologias possuem menores perdas em relação às topologias convencionais. Isto é, as configurações P2B-3f e P2B-4f reduzem em 50% essas perdas, independentemente do número de portadoras utilizadas ou μ utilizado. Isto ocorre devido à redução de metade da potência nos conversores. Como esta topologia apresenta conversores com barramentos independentes, cada barramento terá metade da oscilação de alta frequência na corrente, em relação ao conversor da topologia convencional. Já as Confs. P1B-3f e P2B-4f reduzem em até 75% as perdas no barramento, pois ao se utilizar duas portadoras PWM elimina-se metade das componentes da corrente do barramento. Além do mais estas topologias são compostas por um único barramento.

Estes resultados foram obtidos utilizando-se uma carga com potência de 1,25 kVA. Sabe-se, de outros trabalhos como (SANTOS, 2010), que ao elevar-se a potência da carga as topologias com conversores associadas em paralelo tornam-se mais vantajosas que as topologias convencionais, nos aspectos de perdas. Estudos em outro ponto de operação foram realizados neste trabalho confirmando os resultados já apresentados na literatura. A maioria dos resultados foram obtidos utilizando as mesmas chaves em todas as topologias estudadas, porém realizaram-se testes com chaves de menor corrente (menor custo), nas topologias com conversores em paralelo, e pode-se notar que embora o rendimento destas topologias diminuíssem, elas ainda se mostraram mais eficientes que as topologias convencionais.

Capítulo 10

Conclusões

10.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho, foram apresentadas e analisadas as topologias de FAPs: convencionais, compostas por conversores em paralelo (com função de FAP em derivação ou com múltiplas funções) e compostas por conversores interconectados em delta e em Y.

Dentre as topologias convencionais estudadas têm-se: C-3f, C-4f, CY3HB-3f, CY3HB-4f, C3HB-4f, NPC (três níveis) e MMC (cinco níveis). Estas topologias são comparadas com as demais topologias apresentadas neste trabalho. Estas são divididas de acordo com a formação das mesmas e pela atuação em sistemas a três e quatro fios. Isto é, por conversores paralelos: P2B-3f, P1B-3f, P2B-4f e P1B-4f; topologias com múltiplas funções: M-3f e M-4f; topologias com conversores interconectados em delta: I9LD-3f e I12LD-3f; e interconectados em Y: I9L2Y-3f, I9LY-3f, I9LY-4f e I9LT-4f. Adicionalmente, apresenta-se a topologia I4HB-4f e a generalização da Conf. I9L2Y-3f (em Apêndice B).

Para todas as topologias investigadas, foram apresentadas a modelagem dinâmica e com base neste modelo foram desenvolvidas as estratégias PWM e de controle, de forma a garantir o funcionamento adequado das estruturas.

No estudos das topologias convencionais (C-3f e C-4f) foi desenvolvido o modelo com impedâncias de filtro e/ou cargas desequilibradas, com o propósito de apresentar as estratégias de controle para as duas situações. Já no modelo das estruturas com conversores em paralelo compartilhando um único barramento e nas estruturas com interconexões, dois aspectos importantes foram considerados: correntes de circulações e o controle destas e balanceamento dos barramentos CC. Estes aspectos tornam-se importantes devido ao possível desbalanceamento das impedâncias internas e tendo em vista que estas topologias não utilizam transformadores para eliminar correntes de circulação, o controle desta corrente e do equilíbrio dos barramentos é imprescindível.

No que se refere à estratégia PWM, investigou-se a utilização de múltiplas portadoras PWM, em técnicas como PSPWM e LSPWM, sendo a técnica PSPWM aplicada às

topologias com conversores em paralelo ou interconectados em delta e a técnica LSPWM aplicada às topologias interconectadas em Y. Na estratégia PWM foram utilizados os parâmetros μ no cálculo das tensões de polo de referência, de forma a mudar a distribuição dos pulsos das tensões de polo ou a controlar o fluxo de potência entre os conversores.

As topologias com conversores ou braços em paralelo possuem a característica de tolerância à falhas, nos braços redundantes. Esta característica é intrínseca à topologia, desde que a mesma seja projetada com componentes capazes de suprir toda a corrente do braço faltoso. Outro aspecto estudado é a adição de funções às topologias com conversores em paralelo. Estas são capazes de se reconfigurar para um conversor CA-CC-CA e passam a fornecer tensões à carga ou até mesmo se reconfigurar em uma estrutura UPS.

Na avaliação e comparação das topologias estudadas foram utilizados três critérios: a taxa de distorção harmônica da rede, as perdas de condução e chaveamento nos semicondutores e as perdas de alta frequência dos capacitores no barramento CC. Outros critérios podem ser levados em conta, como por exemplo o nível de corrente ou tensão nas chaves do conversor.

Todas as estruturas estudadas neste trabalho apresentam menores THD em relação às topologias convencionais. Ao se utilizar uma única portadora PWM a THD de todas as topologias são equiparáveis, porém, ao se utilizar múltiplas portadoras a THD das topologias estudadas é reduzida consideravelmente. Isto ocorre devido ao aumento no número de níveis nas tensões responsáveis por gerar as correntes de compensação. Com isto, as vantagens obtidas de THD podem ser convertidas em redução de perdas de chaveamento. Isto é possível ao se reduzir a frequência de chaveamento dos conversores, com o objetivo de igualar à THD das topologias convencionais e, como mencionado anteriormente, as perdas são reduzidas.

Alguns aspectos importantes, no que se refere às perdas nos dispositivos semicondutores, foram analisados. Isto é, mesmo utilizando-se chaves de menor corrente (menor custo) nas topologias compostas por associação de conversores em paralelo as vantagens destas frente às topologias convencionais são mantidas, embora em menor escala, e ao se compensar cargas de maior potência a vantagem dessas topologias em relação às convencionais são ampliadas.

As perdas nos barramentos CC foram analisadas apenas para as topologias com conversores em paralelo. Estas topologias apresentam a vantagem de reduzir pela metade a amplitude dos espectros das correntes do barramento, nas topologias com dois barramentos, e eliminar metade dos espectros nas topologias com barramento único. Esta eliminação foi possível ao se utilizar duas portadoras PWM. As topologias interconectadas em delta e em Y possuem um número maior de barramentos CC em relação às topologias convencionais, no entanto, a tensão nos barramentos é reduzida pela metade. Espera-se que as perdas nos barramentos CC das topologias interconectadas em Y sejam maiores que as interconectadas em delta, tendo em vista que a parcela de potência monofásica das

topologias em Y é o dobro da topologia em delta.

As topologias apresentadas neste trabalho são capazes de gerar tensões multiníveis e para isto, utilizam apenas conversores de três braços e dois níveis (ou ponte-H na Conf. I4HB-4f) que são estruturas amplamente utilizadas na indústria, o que pode resultar em menor custo comparando a outros conversores multiníveis (NPC, capacitor flutuante e MMC). Sobretudo, a característica de modularidade das topologias estudadas pode resultar em fácil instalação e fácil reparo em campos industriais.

Por fim, a partir da topologia I9L2Y-3f obtém-se a generalização apresentada no Apêndice B. Esta estrutura é composta por conversores de três braços conectados em cascata, obtendo-se tensões multiníveis e reduzindo as correntes dos conversores nas “camadas” mais externas da topologia.

10.2 Resumo do Desempenho das Topologias Estudadas

O resumo do desempenho das configurações P2B-3f e P1B-3f, P2B-4f e P1B-4f, I9LDY-3f, I9L2Y-3f e I9LY-3f, I9LY-4f e I9LT-4f e I4HB-4f são apresentados na Tabela 10.1. Estas topologias são analisadas, em alguns casos, aos pares porque algumas delas possuem o mesmo comportamento de THD e perdas. Nesta tabela, são apresentadas os resultados de THD e perdas nos dispositivos semicondutores em diferentes condições de operação, isto é, utilizando-se diferentes técnicas PWM (T. PWM) com uma (1P), duas (2P) ou três (3P) portadoras PWM, para diferentes valores de μ e frequência da portadora PWM (f_p). Estes resultados estão relacionados com os das topologias convencionais com $\mu = 0,5$ e $f_p = 10kHz$. É válido notar que a frequência f_p está relacionada com a f_{ch} , na maioria dos casos $f_{ch} = f_p$ e para cenários em que utiliza-se $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ tem-se $f_{ch} = f_p/2$. Outra exceção é a técnica LSPWM em que, como foi visto, um dos braços opera com frequência da rede.

Dentre as topologias estudadas, aplicadas a sistemas a três e quatro fios, as que apresentam melhor eficiência são I9L2Y-3f/I9LY-3f e I9LY-4f/I9LT-4f, respectivamente, destacadas na Tabela 10.1. Porém cada tipo de estrutura estudado apresenta particularidades que devem ser levadas em conta na hora da escolha por uma topologia. Por exemplo, alguns aspectos são enumerados a seguir:

- As topologias com conversores em paralelo:

Aspectos positivos:

- apresentam redundância intrínseca à topologia;
- menor stress de corrente nas chaves;
- podem utilizar chaves de menor corrente;
- são as que possuem menores perdas nos barramentos CC;

– podem ser utilizadas com múltipla função, como apresentado para as topologias M-3f e M-4f.

Aspectos negativos:

- maior número de componentes que as topologias convencionais;
- stress de tensão nas chaves é idêntico as topologias convencionais.

- As topologias com conversores em delta:

Aspectos positivos:

- menor stress de tensão nas chaves;

Aspectos negativos:

- potência monofásica nos barramentos CC;
- menor stress de corrente apenas em algumas chaves.

- As topologias a três fios conectadas em Y:

Aspectos positivos:

- menor stress de tensão nas chaves;
- apresentam as menores perdas dentre as topologias apresentadas;
- redundância em alguns de seus braços.

Aspectos negativos:

- maior potência monofásica nos barramentos CC dentre as topologias apresentadas;
- menor stress de corrente apenas em algumas chaves.

- As topologias a quatro fios conectadas em Y:

Aspectos positivos:

- menor stress de tensão nas chaves;
- apresentam as menores perdas dentre as topologias apresentadas;
- redundância em alguns de seus braços.

Aspectos negativos:

- maior potência monofásica nos barramentos CC dentre as topologias apresentadas;
- menor stress de corrente apenas em algumas chaves.
- para compensar sequência zero é necessário o uso de transformadores ou um conversor auxiliar.

Tabela 10.1 – Resumo dos resultados das topologias apresentadas neste trabalho.

$\mu_1 - \mu_2$	T. PWM	f_p	$THD(P)/THD(C)$			$Pt(P)/Pt(C)$	
			0	0,5	0 – 1	0 – 0	0,5 – 0,5
P2B-3f/P1B-3f	SPWM	10 kHz	1,26	1,00	0,94	1,04	1,54
P2B-3f/P1B-3f	PSPWM-2P	10 kHz	0,46	0,50	-	1,04	1,54
P2B-3f/P1B-3f	PSPWM-2P	4,5 kHz	1,00	-	-	0,50	-
I9LD-3f	SPWM-1P	10 kHz	1,37	1,00	x	-	1,14
I9LD-3f	PSPWM-3P	10 kHz	0,51	0,38	x	-	1,14
I9LD-3f	PSPWM-3P	3,8 kHz	-	1,00	x	0,54	-
I9LD-3f	PSPWM-3P	4,75 kHz	1,00	-	x	-	0,49
I9L2Y-3f/I9LY-3f	PSPWM-3P	10 kHz	-	0,46	x	-	1,09
I9L2Y-3f/I9LY-3f	LSPWM	10 kHz	-	0,41	x	-	0,72
I9L2Y-3f/I9LY-3f	LSPWM+int	10 kHz	-	0,35	x	-	0,72
I9L2Y-3f/I9LY-3f	LSPWM+int	3,24 kHz	-	1,00	x	-	0,37
P2B-4f/P1B-4f	SPWM	10 kHz	1,19	1,00	0,79	1,16	1,52
P2B-4f/P1B-4f	PSPWM-2P	10 kHz	0,42	0,45	-	1,16	1,52
P2B-4f/P1B-4f	PSPWM-2P	4,1 kHz	1,00	-	-	0,51	-
I9LY-4f/I9LT-4f	LSPWM+int	10 kHz	-	0,27	x	-	0,67
I9LY-4f/I9LT-4f	LSPWM+int	3,8 kHz	-	1,00	x	-	0,35
I4HB-4f	SPWM	10 kHz	-	0,26	x	-	0,94
I4HB-4f	SPWM	4,4 kHz	-	1,00	x	-	0,56

10.3 Trabalhos a Serem Desenvolvidos

1. Explorar mais vantagens da configuração I12LD-3f.
2. Análise de perdas nos barramentos CC das topologias interconectadas.

Apêndice A

Dimensionamento do FAP em Derivação, Estudo da Carga e Projeto dos Controladores

A.1 Introdução

O primeiro passo para se projetar um FAP é selecionar os valores adequados para seus componentes. Isto permite redução de custos e evita uma série de problemas de controle. Neste capítulo são descritos alguns procedimentos para projeto dos três principais parâmetros do FAP. A partir desta análise são escolhidos os que melhor se adaptem a este estudo. São dimensionados: o valor de referência da tensão do barramento CC (v_C^*) o filtro indutivo L_f e o valor da capacitância (C_{cc}) do barramento CC.

O dimensionamento desses componentes são baseados, de acordo com (CHAOUÏ, 2008), com base nos seguintes pressupostos:

- a fonte de alimentação trifásica é senoidal;
- para projetar o filtro indutivo (L_f , L_1 e L_2) é assumido que a distorção da corrente da rede seja no máximo 5%;
- o conversor opera na região de modulação linear;
- a frequência de comutação é selecionada em função da maior harmônica a ser compensada. Teoricamente, é possível controlar as harmônicas com frequência até metade da frequência de comutação.

A.2 Especificação da Tensão do Barramento

Para se obter êxito na estratégia de controle é necessário que o filtro mantenha a tensão do barramento constante e em um valor de tensão adequado, pois a capacidade do filtro de fornecer as harmônicas de corrente depende muito deste fator.

A.2.1 Topologias em Paralelo

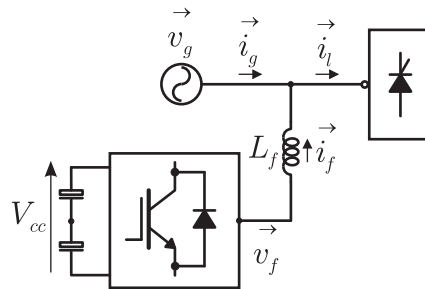


Figura A.1 – Circuito monofásico do FAP paralelo.

A partir da Figura A.1 pode-se obter o diagrama fasorial da Figura A.2, desprezando a resistência do filtro L_f e aplicando a lei das malhas. Este diagrama pode ser representado pela equação (A.1).

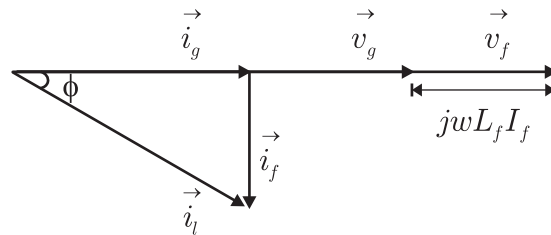


Figura A.2 – Diagrama Fasorial do FAP paralelo.

$$\vec{v}_f = \vec{v}_g + j\omega L_f \vec{i}_f \quad (\text{A.1})$$

Como a tensão do barramento, v_{cc} , é definida como a tensão entre fases, pode-se considerar a aproximação dada em (PONNALURI; BRICKWEDDE, 2001):

$$v_{cc} \geq m_a \sqrt{3} V_{f \max} \quad (\text{A.2})$$

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

A.2.2 Topologias Interconectadas em Delta

A tensão mínima de cada barramento CC, exigida pelos conversores das topologias I9LD-3f e I12D-3f, é obtida a partir das equações (6.159)-(6.167) para $v_{xab}^* = v_{xbc}^* = v_{xca}^* = 0$, e dada por

$$v_C^* = \frac{\sqrt{3}}{2}V_m^* + \frac{1}{3}V_o^* \quad (\text{A.3})$$

onde V_m^* é a amplitude das tensões v_a^* , v_b^* e v_c^* e V_o^* é a amplitude da tensão v_o^* . Pode-se notar que a tensão do barramento CC exigida por cada conversor interconectado é aproximadamente metade da tensão exigida por um conversor convencional.

A.2.3 Topologias Interconectadas em Y

Para as topologias conectadas em Y a três e quatro fios, as tensões dos barramento CC são obtidas a partir das equações (7.97)-(7.105) e as mesmas equações com a condição (8.19), respectivamente, resultando em

– topologias a três fios

$$v_C^* = \frac{\sqrt{3}}{2}V_m^* + \frac{1}{4}\max(V_{ok}^* - V_{o(k+1)}^*) \quad (\text{A.4})$$

– topologias a quatro fios

$$v_C^* = V_m^* + \frac{1}{2}\max(V_{ok}^*) \quad (\text{A.5})$$

em que $k = 1, 2, 3$ e considera-se o sistema equilibrado.

A.2.4 Topologia I4HB-4f

Para a topologia I4HB-4f deve-se especificar as tensões dos barramentos dos conversores principais 1, 2 e 3 (v_C) e do conversor auxiliar (v_{dc}). Neste caso, considerou-se a possibilidade de desbalanceamento nas fases do conversor, como pode ser visto a seguir

– conversores principais

$$v_C^* = \frac{V_{L\max}^*}{2} \quad (\text{A.6})$$

– conversor auxiliar

$$v_{dc}^* = \text{abs}(v_{p\max}^* - v_n^*) - v_C^* \quad (\text{A.7})$$

em que $V_{L\max} = \max v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*$ e v_n^* é a tensão na impedância z_n . Para $z_n = z_f$ tem-se $v_n^* = -v_{s1}^* - v_{s2}^* - v_{s3}^*$. É possível notar que a tensão do barramento CC do conversor auxiliar é uma pequena parcela da tensão do barramento dos conversores principais v_C^* .

A.3 Especificação do Filtro Indutivo

Outro importante aspecto do FAP é a especificação dos indutores, uma vez que a dinâmica do mesmo deve ser capaz de acompanhar as variações de corrente harmônicas da carga. Sabe-se que, quanto menor o indutor, mais rápido o filtro pode acompanhar essas variações e menor será a tensão do barramento CC, entretanto quanto menor este parâmetro maior é o *ripple* de corrente do filtro.

Nesta sessão são descritas algumas técnicas de projetar os indutores a serem acoplados nas saídas dos conversores dos FAP. Três exigências são impostas para se estimar o valor do filtro indutivo:

- a capacidade de não atenuar os harmônicos necessários a compensação;
- capacidade de promover a compensação de reativos para se obter fator de potência necessário, se for o caso;
- garantir a filtragem de *ripple* adicional de corrente na saída do conversor.

A.3.1 Primeira Aproximação

Este método, apresentado em (PONNALURI; BRICKWEDDE, 2001), de projeto de indutor, é baseado no valor de variação máxima de corrente. Para o cálculo deste projeto, nenhuma carga é considerada e o efeito da resistência parasita do indutor é desprezado. Sob estas condições, o valor da tensão de referência do conversor é igual à tensão de alimentação e a indutância necessária é dada por:

$$L_f = \frac{V_g}{2\sqrt{6}f_s\Delta I_{f(p-p)\max}} \quad (\text{A.8})$$

onde L_f é a indutância e saída do conversor, f_s é a frequência de chaveamento do mesmo, V_g é o valor de pico da tensão de fase da rede e $\Delta I_{f(p-p)\max}$ é a variação na faixa entre 5 e 15% do valor da corrente do filtro que, para propósito de projeto pode ser considerada como sendo igual à da carga, para as topologias convencionais e metade da corrente da carga para as topologias propostas.

A.3.2 Segunda Aproximação

Este método limita o valor do indutor 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 o indutor é projetado para um FAP, o valor deve ser menor que um limite, tal que permita variações de corrente necessárias a compensação. O valor mínimo do indutor pode ser calculado por

$$L_{f \min} = \frac{V_{cc}}{8f_s \Delta I_{f(p-p) \max}} \quad (\text{A.9})$$

onde V_{cc} é a tensão de referência do barramento, enquanto que o valor máximo de indutor é obtido por

$$L_{f \max} = \frac{V_{cc} - 2\sqrt{2}V_g}{2 \sum_3^\infty whI_h\sqrt{2}} \quad (\text{A.10})$$

onde w 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.4 Especificação da Capacitância do Barramento CC

Nesta sessão descreve-se a técnica para determinar a capacitância mínima necessária. Em (ASIMINOAEI, 2008) e (ASIMINOAEI, 2006), a capacitância mínima é descrita como

$$C = \frac{i_c \Delta t}{\Delta v_{cc}} \quad (\text{A.11})$$

onde a corrente i_c para as topologias convencionais a três e a quatro fios é dada respectivamente pelas equações (A.12) e (A.13). Para a topologia composta por dois convencionais a três fios as correntes dos capacitores são dadas pelas equações (A.14) e (A.15) e para a composta por dois convencionais a quatro fios é dada por (A.16) e (A.17). E Δv_c é a oscilação da tensão do barramento CC.

$$i_c = -s_1 i_{f1} - s_2 i_{f2} - s_3 i_{f3} \quad (\text{A.12})$$

$$i_c = -s_1 i_{f1} - s_2 i_{f2} - s_3 i_{f3} - s_4 i_{fn} \quad (\text{A.13})$$

$$i_{c_a} = -s_{a1} i_{a1} - s_{a2} i_{a2} - s_{a3} i_{a3} \quad (\text{A.14})$$

$$i_{c_b} = -s_{b1} i_{b1} - s_{b2} i_{b2} - s_{b3} i_{b3} \quad (\text{A.15})$$

$$i_{c_a} = -s_{a1} i_{a1} - s_{a2} i_{a2} - s_{a3} i_{a3} - s_{a4} i_{an} \quad (\text{A.16})$$

$$i_{c_b} = -s_{b1} i_{b1} - s_{b2} i_{b2} - s_{b3} i_{b3} - s_{b4} i_{bn} \quad (\text{A.17})$$

A quantidade de energia total exigida, para ser armazenada nos capacitores das topologias compostas por dois ou três conversores, é a mesma das configurações convencionais (compostas por um único conversor). Logo, a quantidade de energia a ser armazenada em cada barramento CC das topologias com dois ou três conversores é uma parcela da energia total armazenada no barramento CC da topologia convencional. Para as topologias com dois conversores, tem-se que as tensões dos barramentos são iguais à convencional e as correntes dos barramentos são uma parcela da corrente do convencional, de modo que, a sua capacitância mínima será menor que a da convencional. E para as topologias com três conversores, além das correntes nos barramentos serem menores as tensões também são menores que as presentes na topologia convencional. Apesar disso, o valor da capacitância de cada barramento CC será considerado igual para todas as topologias, pois, o objetivo principal, neste caso, é aumentar a confiabilidade do sistema.

A.5 Definição dos Parâmetros e Especificação da Carga

Nesta seção são definidos os valores dos parâmetros, utilizados nas simulações das topologias de FAPs apresentadas neste trabalho, com base no estudo realizado nas seções anteriores deste capítulo. São definidas também as cargas utilizadas.

Para o dimensionamento da indutância de filtro foi utilizado a primeira aproximação, (A.8), pois segundo (CHAOU, 2008) implica em valores de distorções de alta frequência, na corrente, abaixo de 5% e proporciona a obtenção de indutâncias menores.

Na Tabela A.1 são apresentados os parâmetros gerais, que são utilizados nas simulações dinâmicas das topologias a três e quatro fios. Utilizou-se como valores de base, a tensão de fase $V_{base} = 110$ V e a potência total aparente $S_{base} = 1250$ VA para obter-se os valores em *por unidade* (p.u.), mostrados nesta mesma tabela.

Para as topologias a três fios são utilizadas, como carga, um retificador trifásico, em ponte completa. Esta carga possui o perfil de corrente harmônica mostrado na Tabela A.2, onde a corrente fundamental, I_1 , foi definida como $I_1 = 5,2814$ A. E para as topologias a quatro fios são utilizadas, como carga, três retificadores monofásicos em ponte completa. Esta carga possui o perfil de corrente harmônica mostrado na mesma tabela, onde a corrente fundamental, I_1 , foi definida como $I_1 = 3,234$ A.

Nas Tabelas A.3 e A.4 tem-se os parâmetros calculados a partir da técnica presente na seção anterior, e utilizadas nas simulações das topologias convencionais a três e quatro fios, respectivamente. Esses resultados serviram de base para a obtenção dos parâmetros das demais topologias.

Para as topologias compostas por conversores associados em paralelo, as impedâncias de filtros são escolhidas para se obter uma impedância resultante iguais as topologias convencionais. Isto é, os conversores das topologias com paralelismo possuem impedância com o dobro do valor das convencionais. Esses parâmetros são observados nas Tabelas

A.5 e A.6, para as topologias a três e quatro fios, respectivamente.

As impedâncias da topologia I9LD-3f devem obedecer a relação $z_s + z_r/3 = z_c$, para se obter uma impedância equivalente igual a convencional. A relação entre as impedâncias z_s e z_r pode ser escolhida livremente, neste caso escolheu-se $z_s = z_r/2$. Logo, levando em conta essas considerações, obtém-se a Tabela A.7. A Conf. I12LD-3f possui braços em paralelo na compensação, com isto as impedâncias nesses braços, z_s , são o dobro da topologia I9LD-3f, seus parâmetros são mostrados na Tabela A.8.

Já para as topologias com conexões em Y a três ou quatro fios (I9L2Y-3f, I9LY-3f, I9LY-4f e Conf. I9LT-4f), suas impedâncias devem obedecer a relação $z_f + z_r/2 = z_c$, para se obter uma impedância equivalente igual a convencional. A relação entre as impedâncias z_f e z_r pode ser escolhida livremente, neste caso escolheu-se $z_s = z_r/2$. Logo, levando em conta essas considerações, obtém-se as Tabela A.9 e A.10. Por fim, a Conf. I4HB-4f possui elementos passivos com parâmetros idênticos à Conf C-4f, como mostrado na Tabela A.11.

Tabela A.1 – Parâmetros gerais utilizados em simulação.

Parâmetros	Valor	Valor em p.u.
Tensão de fase da rede ($V_{g_{RMS}}$)	110 V	1
Tensão da carga ($V_{l_{RMS}}$)	110 V	1
Corrente da carga a três fios ($I_{l_{RMS}}$)	3,7881 A	1
Corrente da carga a quatro fios ($I_{l_{RMS}}$)	3,4435 A	1
Fator de potência da carga ($\cos(\phi)$)	0,8	-
Frequência de chaveamento (f_c)	10 kHz	-

Tabela A.2 – Composição harmônica do retificador trifásico e monofásico.

	Carga Trifásica	Carga Monofásica	Sequência
h	$\frac{I_h}{I_1} \%$	$\frac{I_h}{I_1} \%$	
3	-	36	0
5	15	6	-
7	7	3	+
11	2	-	-

Tabela A.3 – Parâmetros utilizados em simulação da Conf. C-3f.

Parâmetros	Valor	Valor em p.u.
Resistência do filtro (r_f)	0,1452 Ω	0,005
Indutância do filtro (l_f)	5,2 mH	0,0675
Tensão do barramento CC (v_{cc})	$1,2 \times \sqrt{3} \times 110$	$1,2 \times \sqrt{3} \times 1$

Tabela A.4 – Parâmetros utilizados em simulação da Conf. C-4f.

Parâmetros	Valor	Valor em p.u.
Resistência do filtro (r_f)	0,1597 Ω	0,005
Indutância do filtro (l_f)	8,1 mH	0,096
Tensão do barramento CC (v_{cc})	$1,2 \times \sqrt{3} \times 110$	$1,2 \times \sqrt{3} \times 1$

Tabela A.5 – Parâmetros utilizados em simulação da Conf. P2B-3f e Conf. P1B-3f.

Parâmetros	Valor	Valor em p.u.
Resistência do filtro (r_1 e r_2)	0,2904 Ω	0,01
Indutância do filtro (l_1 e l_2)	10,4 mH	0,1350
Tensão do barramento CC (v_{cc} ou v_{cc1} e v_{cc2})	$1,2 \times \sqrt{3} \times 110$	$1,2 \times \sqrt{3} \times 1$

Tabela A.6 – Parâmetros utilizados em simulação da Conf. P2B-4f e Conf. P1B-4f.

Parâmetros	Valor	Valor em p.u.
Resistência do filtro (r_1 e r_2)	0,3194 Ω	0,01
Indutância do filtro (l_1 e l_2)	16,2 mH	0,1922
Tensão do barramento CC (v_{cc} ou v_{cc1} e v_{cc2})	$1,2 \times \sqrt{3} \times 110$	$1,2 \times \sqrt{3} \times 1$

Tabela A.7 – Parâmetros utilizados em simulação da Conf. I9LD-3f.

Parâmetros	Valor	Valor em p.u.
Resistência do filtro (r_s)	0,087 Ω	0,003
Indutância do filtro (l_s)	3,12 mH	0,0405
Resistência auxiliar (r_r)	0,174 Ω	0,006
Indutância auxiliar (l_r)	6,24 mH	0,081
Tensão do barramento CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C2})	$1,2 \times \sqrt{3} \times 55$	$1,2 \times \sqrt{3} \times 0.5$

Tabela A.8 – Parâmetros utilizados em simulação da Conf. I12LD-3f.

Parâmetros	Valor	Valor em p.u.
Resistência do filtro (r_s)	0,174 Ω	0,006
Indutância do filtro (l_s)	6,24 mH	0,081
Resistência auxiliar (r_r)	0,174 Ω	0,006
Indutância auxiliar (l_r)	6,24 mH	0,081
Tensão do barramento CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3})	$1,2 \times \sqrt{3} \times 55$	$1,2 \times \sqrt{3} \times 0.5$

Tabela A.9 – Parâmetros utilizados em simulação da Conf. I9L2Y-3f e Conf. I9LY-3f.

Parâmetros	Valor	Valor em p.u.
Resistência do filtro (r_f)	0,073 Ω	0,0025
Indutância do filtro (l_f)	2,6 mH	0,034
Resistência auxiliar (r_r)	0,1452 Ω	0,005
Indutância auxiliar (l_r)	5,2 mH	0,0675
Tensão do barramento CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3})	$1,2 \times \sqrt{3} \times 55$	$1,2 \times \sqrt{3} \times 0.5$

Tabela A.10 – Parâmetros utilizados em simulação da Conf. I9LY-4f e Conf. I9LT-4f.

Parâmetros	Valor	Valor em p.u.
Resistência do filtro (r_f)	0,08 Ω	0,0025
Indutância do filtro (l_f)	4,05 mH	0,048
Resistência auxiliar (r_r)	0,1597 Ω	0,005
Indutância auxiliar (l_r)	8,1 mH	0,096
Tensão do barramento CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3})	$1,2 \times \sqrt{3} \times 55$	$1,2 \times \sqrt{3} \times 0.5$

Tabela A.11 – Parâmetros utilizados em simulação da Conf. I4HB-4f.

Parâmetros	Valor	Valor em p.u.
Resistência do filtro (r_f)	0,1597 Ω	0,005
Indutância do filtro (l_f)	8,1 mH	0,096
Tensão do barramento CC (v_{C1} , v_{C2} e v_{C3})	$1,2 \times \sqrt{3} \times 55$	$1,2 \times \sqrt{3} \times 0.5$

A.6 Parâmetros e Plataforma Experimental

Todos os resultados experimentais, apresentados neste trabalho, foram obtidos a partir de uma plataforma experimental, exibida na Figura A.3, composta por: módulos da SEMIKRON, DSP, sensores, placas condicionadoras, cargas não lineares e indutores de filtro. Esses itens são detalhados a seguir:

- Módulos da SEMIKRON: são compostos principalmente por
 - quatro braços de IGBTs de modelo SKM50GB123D;
 - drives SKHI-23;
 - associação de capacitores que resulta em $C = 2200 \mu\text{F}$ e suportam tensão de 900V;
- Placas fibra: são responsáveis por condicionar o sinal óptico da fibra em sinal elétrico e gerar os pulsos complementares para o drive.
- Sensores: são utilizados os sensores LEM LV20-P e LS15-NP de tensão e corrente, respectivamente.
- DSP: é utilizado o DSP TMS320F28335, exibido na Figura A.4(a).
- Indutores: são utilizados os valores de indutância $l = 7\text{mH}$ ou $l = 2\text{mH}$. Na Figura A.4(b) apresenta-se um modelo de indutor utilizado na obtenção dos resultados experimentais.

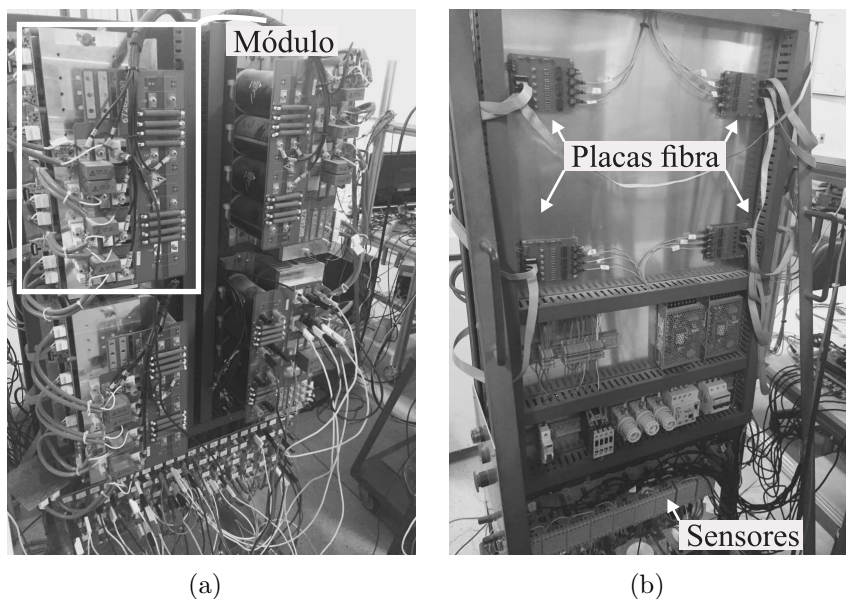


Figura A.3 – Plataforma experimental. (a) Vista frontal. (b) Vista posterior.

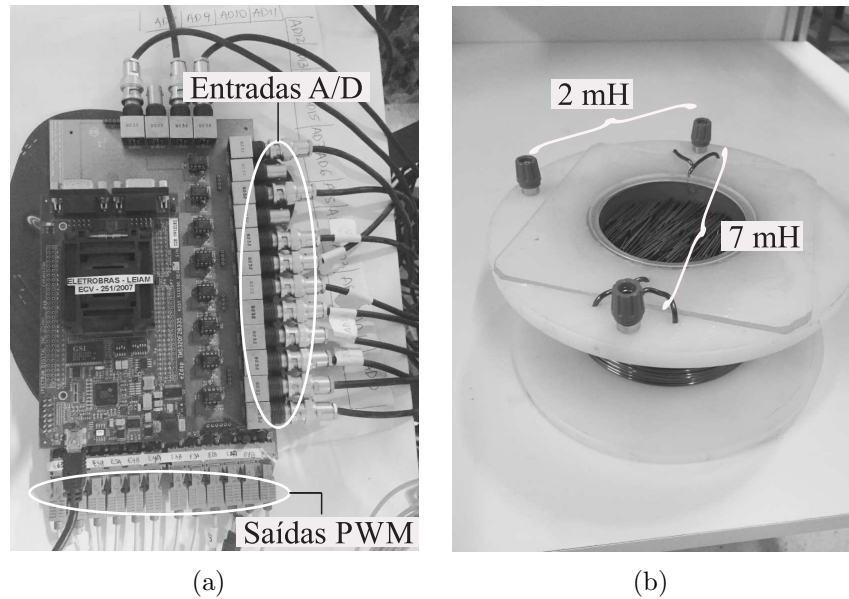
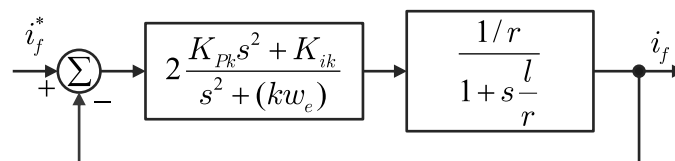


Figura A.4 – Itens adicionais à plataforma experimental. (a) Kit DSP. (b) Indutores.

A.7 Projeto dos Controladores

Como mencionado no Capítulo 2, no controle dos FAPs, apresentados neste trabalho, foram utilizadas compensação seletiva de harmônicas. Esta forma de compensação apresenta duas vantagens em termos de flexibilidade, em relação a um controle não seletivo, segundo (ASIMINOAEI, 2006). A primeira delas é relacionada com a capacidade de selecionar, de acordo com a capacidade do FAP, as harmônicas a serem compensadas. A segunda vantagem está atrelada ao controle robusto, tendo em vista a incerteza dos parâmetros do sistema. Os parâmetros do sistema mudam com a frequência. Estas mudanças podem ser levadas em conta quando aplicam-se controladores individuais para cada frequência. Dessa forma, a estabilidade global do sistema pode ser melhorada. Essa aproximação não é possível quando apenas um controlador com um conjunto de ganhos é utilizado.

O controle das componentes harmônicas da corrente do FAP é realizado como mostrado na Figura A.5. Neste diagrama observa-se o controlador ressonante utilizado, já mostrado na equação (2.85). Este controlador ressonante possui coeficientes reais que fornecem ganho nulo para sinais CC. Cada controlador é implementado para pares de harmônica, como já fora mencionado, quando implementado no referencial estacionário.



(a)

Figura A.5 – Diagrama de controle de corrente harmônica do FAP.

Assumindo um conversor ideal e levando em consideração o modelo da indutância no

referencial estacionário, a função de transferência de malha fechada é dada por

$$H_k = \frac{i_f}{i_f^*} = \frac{2(K_{pk}s^2 + K_{ik}s)}{ls^3 + (2K_{pk} + r)s^2 + (2K_{ik} + l(kw_e)^2)s + r(kw_e)^2} \quad (\text{A.18})$$

Com o objetivo de se obter o cancelamento do polo da planta com o zero do controlador, os ganhos do controlador devem respeitar $K_{pk}/K_{ik} = l/r$, com K_{pk} sendo escolhido pelo projetista. Com isto, a função de transferência torna-se um filtro passa-faixa de segunda ordem sintonizado na frequência kw_e , dada por

$$H_k = \frac{i_f}{i_f^*} = \frac{2K_{pk}s}{ls^2 + 2K_{pk}s + l(kw_e)^2} \quad (\text{A.19})$$

Com K_{pk} positivo, essa função de transferência será sempre estável. Este ganho é responsável pela seletividade do controle. Valores baixos do mesmo faz o controle ser mais seletivo e mais lento a transitórios. Neste caso, a performance de regime permanente e a seletividade foram os aspectos levados em conta, logo o valor do ganho K_{pk} foi escolhido relativamente pequeno.

A.8 Conclusão

A escolha adequada dos parâmetros do FAP implica um melhor funcionamento do mesmo e até redução de seu custo. Foram apresentados métodos para especificação do valor da tensão do barramento CC, da indutância de filtro e da capacitância do barramento. Com isto, foram definidos estes parâmetros e especificadas as cargas utilizadas neste trabalho.

As impedância de todas as topologias foram escolhidas para se obter impedância resultante igual à convencional. Dessa forma, têm-se comparações justas nas análises de perdas e THD.

Da especificação da tensão do barramento, observa-se que as tensões dos barramentos das topologias associadas em paralelo possuem mesmo valor das topologias convencionais. Já as tensões das topologias interconectadas possuem metade do valor das topologias convencionais.

Apêndice B

Generalização da Conf. I9L2Y-3f

O conceito de modularidade usando conversores de três braços é aplicado neste apêndice para se obter estruturas conectadas em cascata. Essas estruturas podem ser compostas por três (Conf. I9L2Y-3f), nove, vinte e um ou n conversores de três braços. Elas permitem reduzir o nível das correntes e tensões nas chaves quando compara-se com o módulo convencional trifásico (Conf. C-3f). Outras vantagens são a utilização de estrutura modular que conduz a uma fácil construção, manutenção e extensão para níveis de tensões elevadas.

B.1 Introdução

Os conversores multiníveis são uma opção interessante em termos de confiabilidade, eficiência e de alta qualidade das formas de onda geradas. Quando comparados com os conversores de dois níveis, os conversores multiníveis apresentam várias vantagens, tais como: melhoria da qualidade das tensões de saída em frequências de chaveamento baixas, baixa interferência eletromagnética, menor tensão reversa nas chaves semicondutoras, menor dv/dt , maior eficiência, etc (BABAEI, 2008). Portanto, esses conversores têm sido amplamente usados nas indústrias: química, óleo e diferentes tipos de plantas, geração e transmissão (FRANQUELO, 2008).

Neste apêndice estuda-se possibilidades de se conectar conversores de três braços baseadas na Conf. I9L2Y-3f. Na Figura B.1 apresenta-se a generalização da conexão desse tipo de conversor. Até chegar a generalização tem-se casos intermediários, mostrados na Figura B.2. Nesta são mostradas estruturas compostas por uma ($N_{max} = 1$), duas ($N_{max} = 2$) e três ($N_{max} = 3$) camadas de conversores de três braços, como são mostrados nas Figuras B.2(a), B.2(b) e B.2(c), respectivamente.

Como visto anteriormente o uso desse tipo de conversor permite: que a topologia seja tolerante a falha, interleaved entre os braços das conexões internas, aumento do número de níveis nas tensões que determinam as correntes da rede.

São discutidos os seguintes tópicos a respeito da topologia proposta: i) modelo do sistema, incluindo malhas de circulação; ii) análise do barramento CC e correntes dos conversores; iii) Estratégia PWM, usando LSPWM (Level shifted PWM); e iv) resultados de simulação.

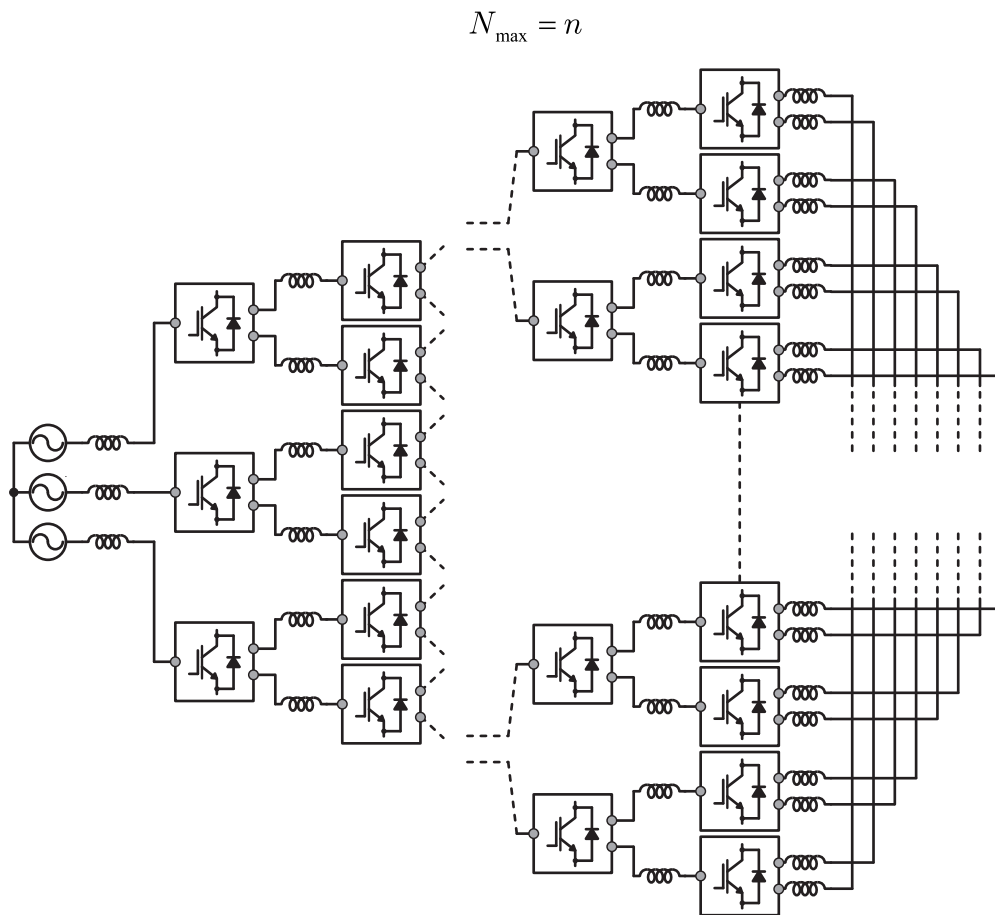


Figura B.1 – Generalização da conexão em cascata de conversores de três braços.

B.2 Modelo do Sistema

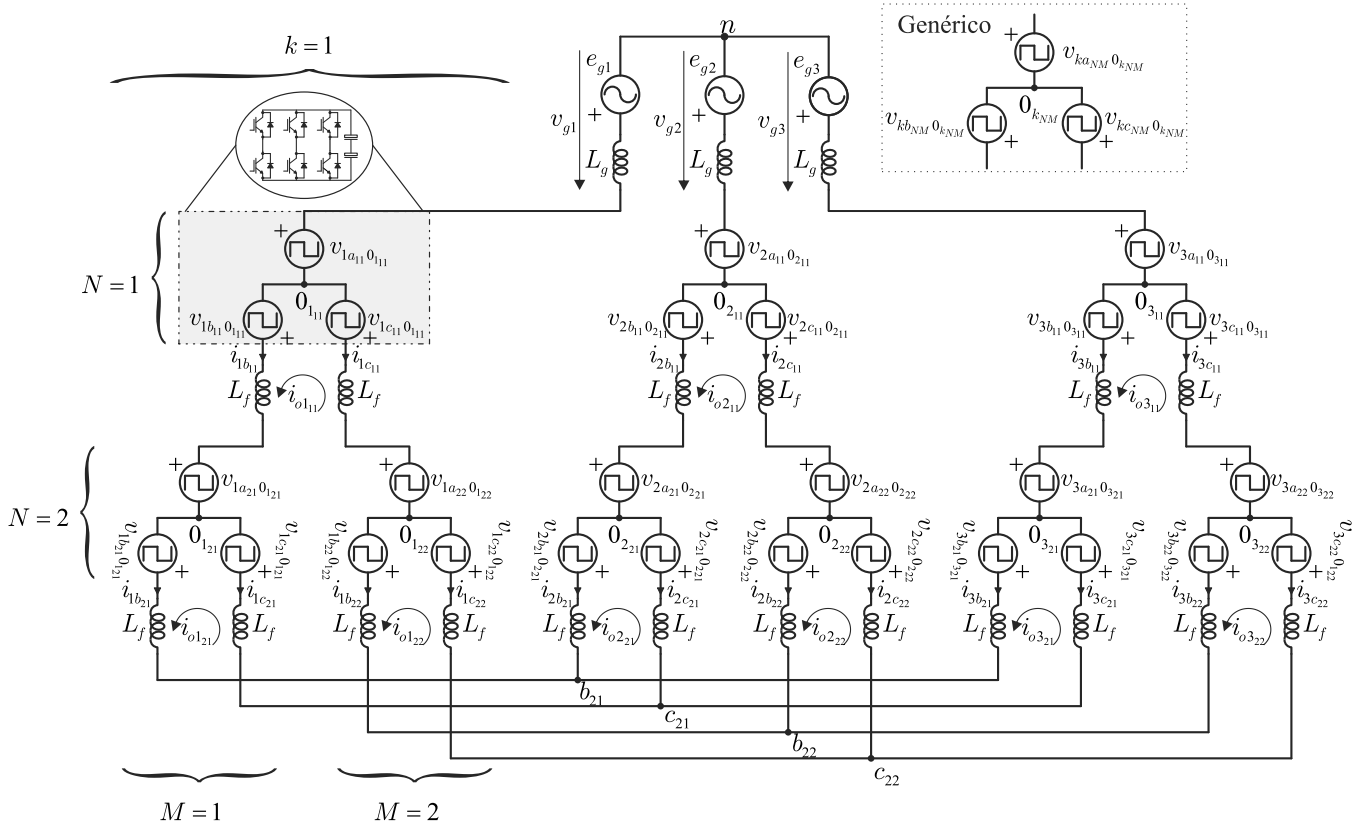


Figura B.3 – Circuito equivalente da conexão em cascata de nove conversores de três braços, i.e. $N_{\max} = 2$.

Um caso intermediário da generalização é investigado com o objetivo de avaliar aspectos construtivos da generalização. O sistema proposto, mostrado na Figura B.1(b), é constituído por nove conversores de três braços associados com indutores. Cada conversor utiliza uma fonte ideal CC de tensão. A partir da Figura B.3 obtém-se as equações (B.1)-(B.4):

$$v_{gk} = v_{kb21} + z_f i_{kb11} + z_f i_{kb21} \quad (\text{B.1})$$

$$v_{gk} = v_{kc21} + z_f i_{kb11} + z_f i_{kc21} \quad (\text{B.2})$$

$$v_{gk} = v_{kb22} + z_f i_{kc11} + z_f i_{kb22} \quad (\text{B.3})$$

$$v_{gk} = v_{kc22} + z_f i_{kc11} + z_f i_{kc22} \quad (\text{B.4})$$

onde $k = 1, 2$ or 3 , $v_{gk} = e_{gk} - z_g i_{gk}$, $z_g = r_g + pl_g$, $z_f = r_f + pl_f$, $p = \frac{d}{dt}$ e

$$v_{kb21} = v_{ka110_{k11}} - v_{kb110_{k11}} + v_{ka110_{k11}} - v_{kb210_{k21}} + v_{nb21} \quad (\text{B.5})$$

$$v_{kc21} = v_{ka110_{k11}} - v_{kb110_{k11}} + v_{ka210_{k21}} - v_{kc210_{k21}} + v_{nc21} \quad (\text{B.6})$$

$$v_{kb22} = v_{ka110_{k11}} - v_{kc110_{k11}} + v_{ka220_{k22}} - v_{kb220_{k22}} + v_{nb22} \quad (\text{B.7})$$

$$v_{kc22} = v_{ka110_{k11}} - v_{kc110_{k11}} + v_{ka220_{k22}} - v_{kc220_{k22}} + v_{nc22} \quad (\text{B.8})$$

Desde que $\sum_{k=1}^3 v_{gk} = 0$, pode-se obter a partir das equações (B.1)-(B.4) que

$$v_{nb21} = \sum_{k=1}^3 \frac{(v_{kb110_{k11}} - v_{ka110_{k11}} + v_{kb210_{k21}} - v_{ka210_{k21}})}{3} \quad (\text{B.9})$$

$$v_{nc21} = \sum_{k=1}^3 \frac{(v_{kb110_{k11}} - v_{ka110_{k11}} + v_{kc210_{k21}} - v_{ka210_{k21}})}{3} \quad (\text{B.10})$$

$$v_{nb22} = \sum_{k=1}^3 \frac{(v_{ka110_{k11}} - v_{kc110_{k11}} + v_{ka220_{k22}} - v_{kb220_{k22}})}{3} \quad (\text{B.11})$$

$$v_{nc22} = \sum_{k=1}^3 \frac{(v_{ka110_{k11}} - v_{kc110_{k11}} + v_{ka220_{k22}} - v_{kc220_{k22}})}{3} \quad (\text{B.12})$$

A partir da soma das equações (B.1)-(B.4), o modelo final pode ser escrito como

$$v_{gk} = u_{gk} + \frac{3}{4} z_f i_{gk} \quad (\text{B.13})$$

onde

$$u_{gk} = \frac{v_{kb21} + v_{kc21} + v_{kb22} + v_{kc22}}{4} \quad (\text{B.14})$$

O modelo externo torna-se

$$e_{gk} = (z_g + \frac{3}{4} z_f) i_{gk} + u_{gk} \quad (\text{B.15})$$

A partir das correntes internas

$$\sum_{k=1}^3 i_{kb11} = \sum_{k=1}^3 i_{kc11} = 0 \quad (\text{B.16})$$

$$\sum_{k=1}^3 i_{kb21} = \sum_{k=1}^3 i_{kc21} = 0 \quad (\text{B.17})$$

$$\sum_{k=1}^3 i_{kb22} = \sum_{k=1}^3 i_{kc22} = 0 \quad (\text{B.18})$$

Introduzindo as correntes de circulação i_{ok11} , i_{ok21} e i_{ok22} nas correntes internas do

conversor

$$i_{kb11} = \frac{i_{ka11}}{2} + i_{ok11} \quad (\text{B.19})$$

$$i_{kc11} = \frac{i_{ka11}}{2} - i_{ok11} \quad (\text{B.20})$$

$$i_{kb21} = \frac{i_{ka21}}{2} + i_{ok21} \quad (\text{B.21})$$

$$i_{kc21} = \frac{i_{ka21}}{2} - i_{ok21} \quad (\text{B.22})$$

$$i_{kb22} = \frac{i_{ka22}}{2} + i_{ok22} \quad (\text{B.23})$$

$$i_{kc22} = \frac{i_{ka22}}{2} - i_{ok22} \quad (\text{B.24})$$

As equações das malhas de circulação são dadas por

$$u_{ok11} = 3z_f i_{ok11} \quad (\text{B.25})$$

$$u_{ok21} = 2z_f i_{ok21} \quad (\text{B.26})$$

$$u_{ok22} = 2z_f i_{ok22} \quad (\text{B.27})$$

com

$$\begin{aligned} u_{ok11} &= \frac{v_{1b11}0_{111} - v_{1c11}0_{111} - v_{ka21}0_{k21} + v_{ka22}0_{k22}}{2} \\ &+ \frac{v_{kb21}0_{k21} + v_{kc21}0_{k21} - v_{kb22}0_{k22} - v_{kc22}0_{k22}}{2} \\ &+ \frac{v_{b22n} + v_{c22n} - v_{b21n} - v_{c21n}}{2} \end{aligned} \quad (\text{B.28})$$

$$u_{ok21} = v_{kb21}0_{k21} - v_{kc21}0_{k21} + v_{c21n} - v_{b21n} \quad (\text{B.29})$$

$$u_{ok22} = v_{kb22}0_{k22} - v_{kc22}0_{k22} + v_{c22n} - v_{b22n} \quad (\text{B.30})$$

Das nove tensões u_o apenas seis são linearmente independentes.

B.3 Caso Balanceado

Para o caso balanceado as correntes de circulação tornam-se nulas se $u_{ok11} = u_{ok21} = u_{ok22} = 0$. E o circuito equivalente por fase pode ser simplificado, como mostrado na Figura B.4.

O modelo para o caso balanceado é dado por

$$v_{gk} = \left(z_g + \frac{3}{4}z_f\right)i_{gk} + u_{gk} \quad (\text{B.31})$$

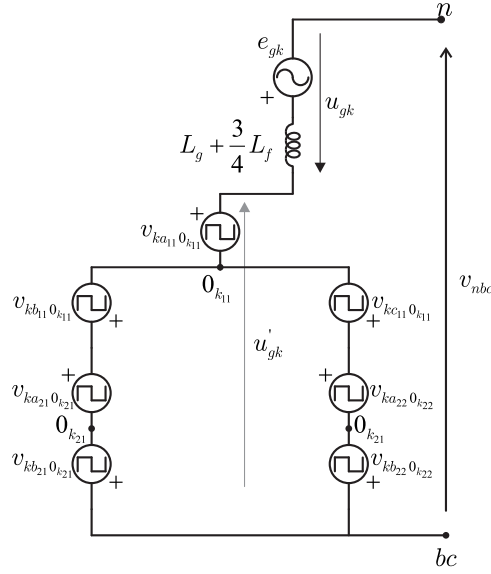


Figura B.4 – Simplified balanced circuit.

onde $u_{gk} = u'_{gk} + v_{nbc}$, com

$$\begin{aligned} u'_{gk} &= v_{ka11}0_{k11} - v_{kb11}0_{k11} + v_{ka21}0_{k21} - v_{kb21}0_{k21} \\ &= v_{ka11}0_{k11} - v_{kc11}0_{k11} + v_{ka22}0_{k22} - v_{kb22}0_{k22} \end{aligned} \quad (\text{B.32})$$

$$\begin{aligned} v_{nbc} &= \sum_{k=1}^3 \frac{(v_{kb11}0_{k11} - v_{ka11}0_{k11} + v_{kb21}0_{k21} - v_{ka21}0_{k21})}{3} \\ &= \sum_{k=1}^3 \frac{(v_{kc11}0_{k11} - v_{ka11}0_{k11} + v_{kb22}0_{k22} - v_{ka22}0_{k22})}{3} \end{aligned} \quad (\text{B.33})$$

porque

$$-v_{kc11}0_{k11} + v_{ka22}0_{k22} - v_{kb22}0_{k22} = -v_{kb11}0_{k11} + v_{ka21}0_{k21} - v_{kb21}0_{k21} \quad (\text{B.34})$$

$$v_{kc21}0_{k21} = v_{kb21}0_{k21} \quad (\text{B.35})$$

$$v_{kc22}0_{k22} = v_{kb22}0_{k22}. \quad (\text{B.36})$$

B.4 Tensão nos Barramentos CC e Corrente nos Conversores

A tensão mínima requisitada pelo barramento CC dos conversores de três braços são dadas por:

$$v_{CT}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} V_m^* \quad (\text{B.37})$$

em que v_{CT}^* é a soma das tensões dos barramentos que possuem o mesmo M ($v_{Ck_{NM}}^*$), i.e.,
 – para $N=2$: a tensão total é dada por

$$v_{CT}^* = v_{Ck_{11}}^* + v_{Ck_{21}}^* \quad (\text{B.38})$$

onde

$$v_{C1_{11}}^* = v_{C2_{11}}^* = v_{C3_{11}}^* \quad (\text{B.39})$$

$$v_{Ck_{21}}^* = v_{Ck_{22}}^* \quad (\text{B.40})$$

A tensão v_{CT}^* pode ser distribuída igualmente entre os barramentos CC, i.e.,

$$v_{Ck_{11}}^* = v_{Ck_{21}}^* = \frac{v_{CT}^*}{2} \quad (\text{B.41})$$

ou desigualmente, permitindo a geração de um maior número de níveis nas tensões. A relação entre as tensões dos barramentos CC é dada por

$$v_{Ck_{11}}^* = 3v_{Ck_{21}}^* \quad (\text{B.42})$$

Esta relação entre os barramentos CC permitir a criação de níveis de tensões igualmente distribuídos.

– para $N = n$: a tensão total do barramento CC é dada por

$$v_{CT}^* = \sum_{N=1}^n (v_{Ck_{NM}}^*) \quad (\text{B.43})$$

em que as relações

$$v_{C1_{NM}}^* = v_{C2_{NM}}^* = v_{C3_{NM}}^* \quad (\text{B.44})$$

$$v_{Ck_{NM}}^* = v_{Ck_{N(M+1)}}^* \quad (\text{B.45})$$

são válidas. Neste caso, as tensões dos conversores podem seguir as seguintes relações

$$v_{Ck_{NM}}^* = v_{Ck_{(N+1)M}}^* = \frac{v_{CT}^*}{N_{\max}} \quad (\text{B.46})$$

ou

$$v_{Ck_{NM}}^* = 3v_{Ck_{(N+1)M}}^* \quad (\text{B.47})$$

O número de conversores (C) depende do número máximo de camadas (N_{\max}) usadas na estrutura

$$C = \sum_{N=1}^n (3 \times 2^{N_{\max}-1}) \quad (\text{B.48})$$

As correntes internas do conversor generalizado são dadas por

$$i_{kb_{MN}} = i_{kc_{MN}} = \frac{i_{gk}}{2N} \quad (\text{B.49})$$

neste caso o sistema é considerado balanceado. Pode-se observar que o nível das correntes

dos conversores mais internos são cada vez menores.

B.5 Estratégia PWM

As tensões de polo $v_{ka_{NM}0_{k_{NM}}}$, $v_{kb_{NM}0_{k_{NM}}}$ e $v_{kc_{NM}0_{k_{NM}}}$, para $k = 1, 2, 3$, $N = 1, 2$ e $M = 1, 2$ dependem do estado de condução das chaves de potência, dadas por,

$$v_{ka_{NM}0_{k_{NM}}} = (2s_{ka_{NM}} - 1) \frac{v_{Ck_{NM}}}{2} \quad (\text{B.50})$$

$$v_{kb_{NM}0_{k_{NM}}} = (2s_{kb_{NM}} - 1) \frac{v_{Ck_{NM}}}{2} \quad (\text{B.51})$$

$$v_{kc_{NM}0_{k_{NM}}} = (2s_{kc_{NM}} - 1) \frac{v_{Ck_{NM}}}{2} \quad (\text{B.52})$$

onde $v_{Ck_{NM}}$ são as tensões dos barramentos CC e $s_{ka_{NM}}$, $s_{kb_{NM}}$, e $s_{kc_{NM}}$ são os estados de condução das chaves.

No caso balanceado [vê Figura B.4], apenas as tensões u_{gk}^* são solicitadas para o controle das correntes i_{gk} . Estas tensões são expressas por

$$u_{gk}^* = u_{gk12}^* - v_{nbc}^* = u_{gk22}^* - v_{nbc}^* \quad (\text{B.53})$$

onde

$$u_{gk12}^* = v_{ka_{11}0_{k_{11}}}^* - v_{kb_{11}0_{k_{11}}}^* + v_{ka_{21}0_{k_{21}}}^* - v_{kb_{21}0_{k_{21}}}^* \quad (\text{B.54})$$

$$u_{gk22}^* = v_{ka_{11}0_{k_{11}}}^* - v_{kc_{11}0_{k_{11}}}^* + v_{ka_{22}0_{k_{22}}}^* - v_{kb_{22}0_{k_{22}}}^* \quad (\text{B.55})$$

$$v_{nbc}^* = \sum_{k=1}^3 \frac{v_{kb_{11}0_{k_{11}}}^* - v_{ka_{11}0_{k_{11}}}^* + v_{kb_{21}0_{k_{21}}}^* - v_{ka_{21}0_{k_{21}}}^*}{3} \quad (\text{B.56})$$

Note que os valores de referência são escolhidos tais que $u_{gk12}^* = u_{gk22}^* = u_{gk}^*$.

A tensão auxiliar (v_{nbc}^*) pode ser escolhida respeitando os limites de máximo e mínimo. Esses limites devem ser calculados levando em consideração o valor máximo (v_{CT}^*) e mínimo ($-v_{CT}^*$) das tensões de referência u_{gk}^* . Então $v_{nbc \max}^*$ e $v_{nbc \min}^*$ são dados por

$$v_{nbc \max}^* = v_{CT}^* - \max(\vartheta) \quad (\text{B.57})$$

$$v_{nbc \min}^* = -v_{CT}^* - \min(\vartheta) \quad (\text{B.58})$$

onde $k = 1, 2, 3$ e $\vartheta = \{u_{g1}^*, u_{g2}^*, u_{g3}^*\}$.

A variação de v_{nbc}^* pode ser normalizada introduzindo-se o parâmetro μ^* . Logo, v_{nbc}^* é dada por

$$v_{nbc}^* = \mu^* v_{nbc \max}^* + (1 - \mu^*) v_{nbc \min}^* \quad (\text{B.59})$$

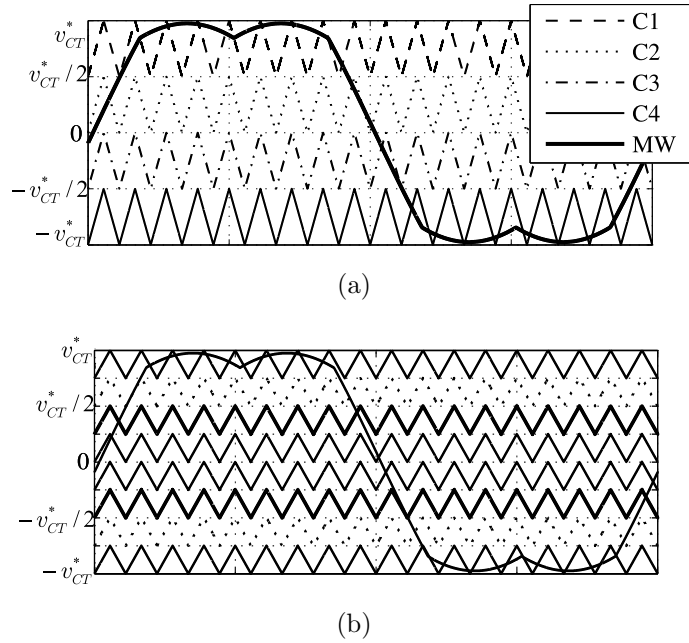


Figura B.5 – Técnica LSPWM, portadoras utilizadas para a topologia com nove conversores $N_{max} = 2$. (a) Para conversores com o mesmo valor de tensão nos barramentos CC. (b) Para conversores com valores diferentes de tensão nos barramentos CC.

O estado das chaves é definido pela comparação dos sinais de referência (u_{gk}^*) com portadoras de alta frequência. Para a topologia apresentada neste apêndice utiliza-se a técnica LSPWM. As portadoras utilizadas para comandar a topologia $N_{max} = 2$, para duas possibilidades de distribuição das tensões dos barramentos CC, são mostradas na Figura B.5. Apresenta-se na Figura B.5(a) as portadoras e modulante (u_{gk}^*) ao se utilizar conversores com os mesmos valores de tensões nos barramentos CC e na Figura B.5(b) para conversores com a relação entre os barramentos de $v_{Ck_{11}}^* = 3v_{Ck_{21}}^*$.

A partir da equação (B.31) nota-se que as correntes da rede (i_{gk}) dependem das tensões dos conversores u_{gk} , então, para se reduzir as distorções de alta frequência destas correntes é necessário aumentar o número de níveis das tensões u_{gk} ou melhorar a distribuição dos pulsos destas tensões. Nas Figuras B.6 e B.7 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente para $N_{max} = 1$ e $N_{max} = 2$, respectivamente. A influência do interleaved entre as portadoras PWM é mostrado na Figura B.6(b) e (c), neste caso portadoras defasadas de π rad são aplicadas nos braços paralelos mais internos ao conversor. Essa técnica permite reduzir a THD das correntes da rede aumentando os número de níveis das tensões u_{gk} . A influência do uso de valores diferentes nos barramentos CC é mostrada na Figura , onde pode-se notar o aumento do número de níveis das tensões.

O número de níveis das tensões u_{gk} , similar à topologia ponte-H em cascata, para os mesmos valores de tensões dos barramentos entre os conversores, é dado por

$$N_L = 8N_{max} + 1 \quad (\text{B.60})$$

Essa relação pode ser observada na Figura B.6(a) and Fig. B.7(a). Por outro lado, para barramentos CC com valores diferentes de tensão o número de níveis aumentam, como mostrados na Fig. B.7(c).

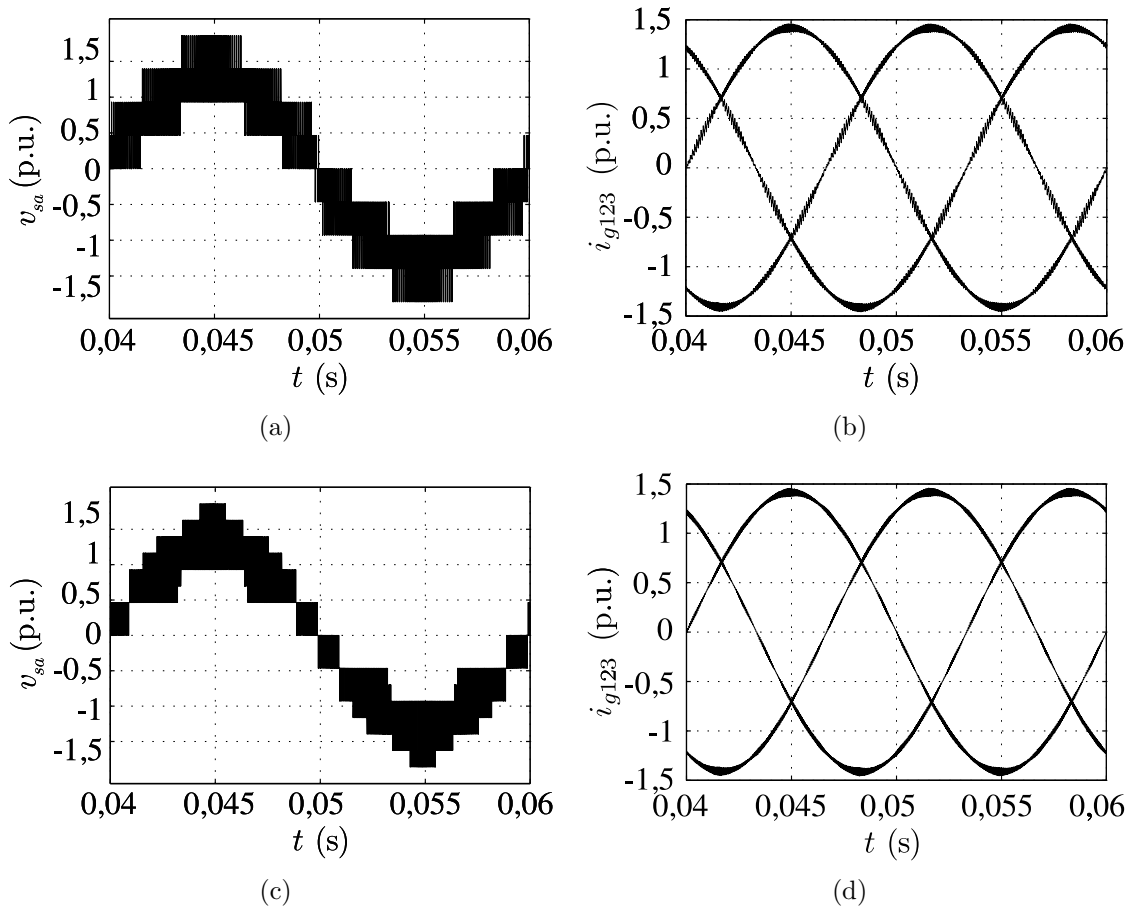


Figura B.6 – Tensão u_{gk} voltage e respectivas correntes i_{gk} , para a topologia $N_{max} = 1$. (a) Tensão u_{gk} e (b) correntes i_{gk} para LSPWM. (c) Tensão u_{gk} e (d) corrente i_{gk} para LSPWM+interleaved.

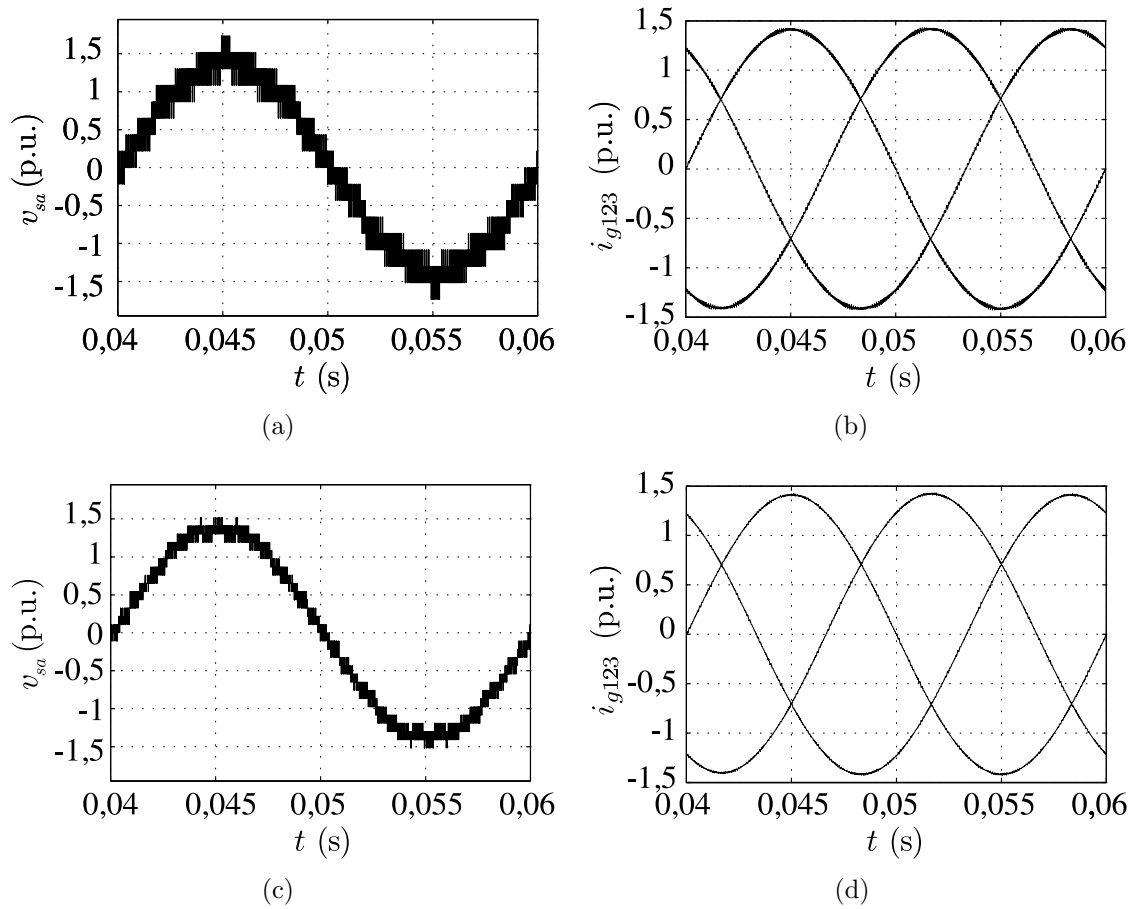


Figura B.7 – Tensão u_{gk} e respectivas correntes i_{gk} , para a topologia $N_{max} = 2$. (a) Tensão u_{gk} e (b) corrente i_{gk} para LSPWM e mesmos valores de tensão nos barramentos CC. (c) Tensão u_{gk} e (d) correntes i_{gk} para LSPWM com valores diferentes de barramento CC.

B.6 Conclusões

Neste apêndice propõe-se uma topologia multinível aplicada a sistemas trifásicos. Esta topologia foi obtida a partir de conexões entre conversores de dois níveis de três braços e baseada na estrutura interconectada I9L2Y-3f. As estruturas mostradas neste apêndice são similares à topologia cascata de ponte-H, entretanto difere-se por usar como célula básica conversores de três braços. Esta característica permite que a topologia seja tolerante a falha e que as correntes nos braços internos sejam reduzidas. Sobretudo o terceiro braço pode ser usado para se aplicar técnicas de interleaved. As formas de onda das tensões de fase obtidas para a topologia proposta são similares as ponte-H em cascata. Foram apresentadas modelo do sistema e estratégia LSPWM. Para validar-se as estruturas apresentadas são apresentados resultados de simulação.

Referências Bibliográficas

AKAGI, H. New trends in active filters for power conditioning. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 32, p. 1312 – 1322, Nov./Dec. 1996.

AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 20, p. 625 – 630, 1984.

AMARAL, A.; CARDOSO, A. An economic offline technique for estimating the equivalent circuit of aluminum electrolytic capacitors. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, v. 57, p. 2697 – 2710, 2008.

AMETANI, A. Harmonic reduction in thyristor converters by harmonic current injection. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, v. 95, Issue:2, p. 441 – 449, Mar. 1976.

ASIMINOAEI, A. et al. New current control structure for shunt active power filters. *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, v. 1, p. 183 – 190, Oct. 2006.

ASIMINOAEI, L. et al. Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, p. 1175 – 1189, Mar. 2008.

ASIMINOAEI, L. et al. Parallel interleaved inverters for reactive power and harmonic compensation. *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, p. 1 – 7, Jun. 2006.

ASIMINOAEI, L. et al. Performance improvement of shunt active power filter with dual parallel topology. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 22, p. 247 – 259, 2007.

ASIMINOAEI, L. et al. An interleaved active power filter with reduced size of passive components. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, p. 8 pp., Mar. 2006.

BABAEI, E. A cascade multilevel converter topology with reduced number of switches. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 23, p. 2657 – 2664, Nov. 2008.

- BARRIVIERA, R. et al. Single-phase UPS system with series-parallel filtering capabilities. *Power Electronics Conference (COBEP)*, p. 844 – 849, Sept. 2011.
- BATSCHAUER, A.; MUSSA, S.; HELDWEIN, M. Comparison between a hybrid multilevel converter employing half-bridge modules and a hybrid multilevel converter employing h-bridge modules. *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, p. 768 – 775, 2011.
- BEECHNER, T.; SUN, J. Harmonic cancellation under interleaved pwm with harmonic injection. *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, p. 1515 – 1521, 2008.
- BENCHAITA, L.; SAADATE, S.; NIA, A. S. A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 14, p. 642 – 647, 1999.
- BENNETT, P.; DARLEY, V.; ABBOTT, S. The effects of harmonic distortion on equipments. *Sources and Effects of Harmonic Distortion in Power Systems (digest No: 1997/096), IEE Colloquium on*, p. 5/1 – 518, Mar. 1997.
- BHATTACHARYA, A.; CHAKRABORTY, C. A shunt active power filter with enhanced performance using ann-based predictive and adaptive controllers. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, p. 421 – 428, 2011.
- BHATTACHARYA, S. et al. Active filter system implementation. *Industry Applications Magazine, IEEE*, v. 4, p. 47 – 63, 1998.
- BHATTACHARYA, S. et al. Active filter system implementation. *Industry Applications Magazine, IEEE*, v. 4, p. 47 – 63, 1998.
- BLASKO, V. Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 33, p. 756 – 764, May./Jun. 1997.
- CAPELLA, G. et al. Enhanced phase-shifted PWM carrier disposition for interleaved voltage-source inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 30, p. 1121 – 1125, 2015.
- CAVALCANTI, M. et al. A feasible loss model for igt in soft-switching inverters. *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, v. 4, p. 1845 – 1850, Jun. 2003.
- CENGELCI, E. et al. A new medium-voltage PWM inverter topology for adjustable-speed drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 35, p. 628 – 637, May 1999.

- CHAOUI, A. et al. Ip controlled three-phase shunt active power filter for power improvement quality. *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, p. 2384 – 2389, Nov. 2006.
- CHAOUI, A. et al. On the design of shunt active filter for improving power quality. *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, p. 31 – 37, 2008.
- CHEN, T.-P. Zero-sequence circulating current reduction method for parallel hepwm inverters between ac bus and dc bus. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 59, p. 290 – 300, 2012.
- CHEN, Y.-M. et al. Online failure prediction of the electrolytic capacitor for lc filter of switching-mode power converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, p. 400 – 406, 2008.
- CHIANG, S.; AI, W.; LIN, F.-J. Parallel operation of capacity-limited three-phase four-wire active power filters. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, v. 149, p. 329 – 336, 2002.
- CHIANG, S.; AI, W.; LIN, F.-J. Parallel operation of capacity-limited three-phase four-wire active power filters. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, v. 149, p. 329 – 336, Sep 2002.
- CHIANG, S.; CHANG, J. Parallel operation of shunt active power filters with capacity limitation control. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, v. 37, p. 1312 – 1320, 2001.
- CHOI, S.; JANG, M. Research on a novel method to suppress neutral harmonic currents in three-phase four-wire power systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 51, p. 927 – 930, 2004.
- DAS, J. Passive filters - potentialities and limitations. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 40, p. 232 – 241, Jan./Feb. 2004.
- DELL'AQUILA, A.; LECCI, A. A shunt active filter control for one-phase and three-phase four-wire systems. *Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on*, v. 4, p. 1301 – 1305, 2002.
- DIAS, J. et al. Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with igbt dual module losses reduction. *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, p. 1155 – 1162, Sept./Oct. 2009.

- DU, S.; LIU, J. A study on dc voltage control for chopper-cell-based modular multilevel converters in D-STATCOM application. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 28, p. 2030 – 2038, 2013.
- EL-HABROUK, M.; DARWISH, M.; MEHTA, P. Active power filters: a review. *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, v. 147, p. 403 – 413, Sep. 2000.
- ELMITWALLY, A.; ABDELKADER, S.; EL-KATEB, M. Neural network controlled three-phase four-wire shunt active power filter. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, v. 147, p. 87 – 92, Mar. 2000.
- FABRICIO, E. L. L.; JACOBINA, C. B.; MACIEL, A. M. Three-phase multifunction compensator. *Brazilian Power Electronics Conference, COBEP*, 2013.
- FABRICIO, E. L. L. et al. Shunt compensator based on three-phase interconnected converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, PP, n. 99, p. 1–1, 2015. ISSN 0885-8993.
- FABRICIO, E. L. L.; JACOBINA, C. B.; NOBREGA, V. F. Four-wire shunt compensator based on h-bridge y-connected converters. *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 40th Annual Conference of the IEEE*, 2014.
- FABRICIO, E. L. L. et al. Model, pwm strategy, control and analysis of shunt active power filters. *Eletrônica de Potência, SOBRAEP*, 2013.
- FABRICIO, E. L. L. et al. Y-connected three-leg converters applied in three or four-wire shunt compensator. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, 2014.
- FANGJING, C. et al. Research of state exact feedback linearization control of shunt single-phase active power filter. *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific*, p. 1 – 4, March 2010.
- FERREIRA, F. et al. A control strategy for a three-phase four-wire shunt active filter. *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, p. 411 – 416, 2008.
- FILHO, R. M. S. et al. Comparison of three single-phase PLL algorithms for ups applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, p. 2923 – 2932, Aug. 2008.
- FRANQUELO, L. et al. The age of multilevel converters arrives. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, v. 2, p. 28–39, June 2008.
- GABE, I. J. et al. Modulação space vector estendida a conversores estáticos com braços em paralelo. *Eletrônica de Potência, SOBRAEP*, v. 12, p. 206 – 216, Nov. 2007.

- GRINO, R. et al. Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 54, p. 1495 – 1503, 2007.
- GRUZS, T. A survey of neutral currents in three-phase computer power systems. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 26, p. 719 – 725, Jul./Aug. 1990.
- GYUGI, L.; STRYCUŁA, E. C. Active ac power filters. *Conf Rec. IEEE IAS Ann. Meeting*, p. 529 – 535, 1976.
- HAMMOND, P. A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 33, p. 202 – 208, Jan. 1997.
- HAN, B. Single-phase active power filter using *FFT* with harmonic phase-delay compensation. *Power and Energy Society General Meeting*, p. 1 – 6, July 2009.
- HARADA, K.; KATSUKI, A.; FUJIWARA, M. Use of esr for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 8, p. 2697 – 2710, 1993.
- HOU, C.-C.; HUANG, Y.-F. Design of single-phase shunt active filter for three-phase four-wire distribution systems. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, p. 1525 – 1528, 2010.
- HSU, C.; WU, H. A new single-phase active power filter with reduced energy-storage capacity. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, v. 143, p. 25 – 30, Jan. 1996.
- IEC61000-3-2. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current = 16 A per phase)*. [S.l.: s.n.], 2005.
- IEC/TSG61000-3-4. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-4: Limits - Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A*. [S.l.: s.n.], 1998.
- IEEE-519. *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power System. Project IEEE-519*. [S.l.: s.n.], 1991.
- INOUE, S.; SHIMIZU, T.; WADA, K. Control methods and compensation characteristics of a series active filter for a neutral conductor. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 54, p. 433 – 440, 2007.
- JACOBINA, C. et al. Three-phase series active power filter without dc voltage source. *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, p. 880 – 884, Jun. 2008.

JACOBINA, C. B. et al. Shunt compensator based on three-phase interconnected converters. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2013.

JACOBINA, C. B. et al. Digital scalar pulse-width modulation: A simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 16, p. 351 – 359, May. 2001.

JOOS, G.; MORAN, L.; ZIOGAS, P. Performance analysis of a pwm inverter var compensator. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 6, p. 380 – 391, Jul. 1991.

JOU, H. et al. Novel circuit configuration for hybrid reactive power compensator. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*, v. 2, p. 1 – 6, Jul. 2006.

JUNG, C. ho et al. Control method for reduction circulating current in parallel operation of dc distribution system for building applications. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*, p. 1389 – 1393, 2012.

KAMRAN, F.; HABETLER, T. G. A novel on-line UPS with universal filtering capabilities. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 13, p. 410 – 418, May. 1998.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; KARIMI, H.; BAKHSHAI, A. A filtering technique for three-phase power systems. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, v. 58, Issue:2, p. 389 – 396, Feb. 2009.

KAWABATA, T. et al. Three phase parallel processing UPS using multi-functional inverter. *Industry Applications Society Annual Meeting*, v. 1, p. 982 – 987, Oct. 1989.

KAZEMZADEH, R.; AMINI, J.; AGHDAM, E. Sigma-delta modulation applied to a 3-phase shunt active power filter using compensation with instantaneous power theory. *Computer and Automation Engineering (ICCAE), 2010 The 2nd International Conference on*, v. 5, p. 88 – 92, 2010.

KHADEM, S.; BASU, M.; CONLON, M. Reduction of circulating current flow in parallel operation of apf based on hysteresis current control. *Power Engineering Conference (UPEC), 2013 48th International Universities*, p. 1–6, 2013.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. An independent control approach for three-phase four-wire shunt active filter based on three h-bridge topology under unbalanced load conditions. *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, p. 4643 – 4649, 2008.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. A novel structure for three-phase four-wire distribution system utilizing unified power quality conditioner (upqc). *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 45, p. 1897 – 1902, 2009.

- KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A.; SINGH, B. Digital signal processor implementation and performance evaluation of split capacitor, four-leg and three h-bridge-based three-phase four-wire shunt active filters. *Power Electronics, IET*, v. 4, p. 463 – 470, 2011.
- KIEFERNDORF, F.; FORSTER, M.; LIPO, T. Reduction of dc-bus capacitor ripple current with pam/pwm converter. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 40, p. 607 – 614, 2004.
- KUO, H.-H.; YEH, S.; HWANG, J.-C. Novel analytical model for design and implementation of three-phase active power filter controller. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, v. 148, p. 369 – 383, Jul 2001.
- LAMICH, M.; BALCELLS, J.; GONZALEZ D. END GAGO, X. Control of a three phase four wires shunt hybrid filter. *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, p. 2247 – 2252, June/July 2008.
- LEON-MARTINEZ, V. et al. Power quality effects on the measurement of reactive power in three-phase power systems. *Electrical Power Quality and Utilisation*, p. 1 – 6, Oct. 2007.
- LI, S. et al. Circulating current suppressing strategy for MMC-HVDC based on nonideal proportional resonant controllers under unbalanced grid conditions. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 30, p. 387 – 397, 2015.
- LIN, B.-R.; CHIANG, H.-K.; YANG, K.-T. Shunt active filter with three-phase four-wire npc inverter. *Circuits and Systems, 2004. MWSCAS '04. The 2004 47th Midwest Symposium on*, v. 2, p. II-281 – II-284, 2004.
- MACIEL, A. *Operacao em paralelo de filtros ativos de potencia shunt*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2009.
- MACIEL, A. et al. Three-phase shunt active power filter based on the interconnection of single-phase and three-phase converters. *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, p. 1239 – 1244, 2013.
- MALINOWSKI, M. et al. A survey on cascaded multilevel inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 57, p. 2197 – 2206, 2010.
- MASSOUD, A. et al. Evaluation of a multilevel cascaded-type dynamic voltage restorer employing discontinuous space vector modulation. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 57, n. 7, p. 2398 – 2410, July 2010. ISSN 0278-0046.
- MELO, V. F.; JACOBINA, C. B.; ROCHA, N. Ac-dc-ac six-phase machine drive system based on single-phase bridge converters. *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, p. 5130 – 5135, Nov. 2013.

MOHAMMADI, H.; BINA, M. A transformerless medium-voltage STATCOM topology based on extended modular multilevel converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, p. 1534 – 1545, 2011.

MOHAN, N. et al. Active filters for ac harmonic suppression. *the 1977 IEEE/PES Winter Meeting*,, 1977.

NASTRAN, J. et al. Active power filter for nonlinear ac loads. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 9, p. 92 – 96, Jan. 1994.

NUNEZ-NORIEGA, C.; KARADY, G. Five step-low frequency switching active power filter for network harmonic compensation in substations. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 14, p. 1298 – 1303, 1999.

PONNALURI, S.; BRICKWEDDE, A. Generalized system design of active filters. *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, v. 3, p. 1414 – 1419, 2001.

QIAO, C.; JIN, T.; SMEDLEY, K. One-cycle control of three-phase active power filter with vector operation. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 51, p. 455 – 463, April 2004.

QUINN, C.; MOHAN, N. Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual*, p. 829 – 836, 1992.

ROUTIMO, M.; SALO, M.; TUUSA, H. Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 22, p. 636 – 643, 2007.

SAETIEO, S.; DEVARAJ, R.; TORREY, D. The design and implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 31, p. 993 – 1000, Sep/Oct 1995.

SAETIEO, S.; DEVARAJ, R.; TORREY, D. Design and performance of a shunt active power filter for three-phase four-wire system. *Power Electronics Systems and Applications*, p. 1 – 4, May 2009.

SANTOS, E. dos; JACOBINA, C.; MACIEL, A. Parallel connection of two shunt active power filters with losses optimization. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, p. 1191 – 1196, 2010.

SASAKI, H.; MACHIDA, T. A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, PAS-90, p. 2009 – 2019, Sept. 1971.

SAWANT, R. R.; CHANDORKAR, M. C. A multifunctional four-leg grid-connected compensator. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 45, p. 249 – 259, Jan. 2009.

SILVA, N. da; POMILIO, J. A.; VENDRUSCULO, E. A. Análise e implementação de filtro ativo híbrido de potência. *Eletrônica de Potência, SOBRAEP*, v. 17, p. 575 – 583, Jun./Ago. 2012.

SILVA, S. Oliveira da et al. Compensation algorithms applied to power quality conditioners in three-phase four-wire systems. *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, p. 730 – 735, 2010.

SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 46, p. 960 – 971, 1999.

SLEPCHENKOV, M.; SMEDLEY, K. Flicker mitigation and load balancing in steel plants power systems by occ-hexagram converter based statcom. *Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009. IEEE*, p. 1–8, 2009.

SLEPCHENKOV, M.; SMEDLEY, K.; WEN, J. Flicker mitigation and load balancing in steel plants power systems by occ - hexagram converter based statcom. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, p. 1120– 1131, 2011.

SOTOODEH, P.; MILLER, R. Design and implementation of an 11-level inverter with FACTS capability for distributed energy systems. *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of*, v. 2, p. 87 – 96, 2014.

SOUZA, K. D.; MARTINS, D. A single-phase active power filter based in a two stages grid-connected pv system. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, p. 1951 – 1956, Sept. 2008.

STONES, J.; COLLINSON, A. Power quality. *Power Engineering Journal*, v. 15, p. 58–64, Apr. 2001.

TORREY, D.; AL-ZAMEL, A. A single-phase active power filter for multiple nonlinear loads. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*, v. 2, p. 901 – 908, Feb. 1994.

VENET, P. et al. Realization of a smart electrolytic capacitor circuit. *Industry Applications Magazine, IEEE*, v. 8, p. 16 – 20, 2002.

VODYAKHO, O.; MI, C. Three-level inverter-based shunt active power filter in three-phase three-wire and four-wire systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 24, p. 1350 – 1363, 2009.

VODYAKHO, O.; MI, C. Three-level inverter-based shunt active power filter in three-phase three-wire and four-wire systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 24, p. 1350 – 1363, 2009.

WADA, K.; SHIMIZU, T. Mitigation method of 3rd-harmonic voltage for a three-phase four-wire distribution system based on a series active filter for the neutral conductor. *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, v. 1, p. 64 – 69, 2002.

WAGNER, V. et al. Effects of harmonics on equipment. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 8, p. 672 – 680, Apr. 1993.

WANG, F. et al. Differential mode circulating current reduction for three-level modular grid-connected photovoltaic system. *TENCON 2013 - 2013 IEEE Region 10 Conference (31194)*, p. 1–4, 2013.

WANG, L.; PANG, S. Research on a novel method to suppress neutral harmonic currents in three-phase four-wire power systems. *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, p. 3983 – 3986, 2008.

WATANABE, E. et al. Instantaneous p q power theory for control of compensators in micro-grids. *Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC), 2010 International School on*, p. 17 – 26, 2010.

WEI, X. et al. Parallel control of three-phase three-wire shunt active power filters. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*, v. 2, p. 1 – 5, 2006.

WELSH, M.; MEHTA, P.; DARWISH, M. Genetic algorithm and extended analysis optimisation techniques for switched capacitor active filters-comparative study. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, v. 147, p. 21 – 26, Jan. 2000.

WEN, J.; SMEDLEY, K. New converters for high power applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2007.

WEN, J.; SMEDLEY, K. Hexagram rectifier - active front end of hexagram inverter for medium voltage variable speed drives. *Transmission and Distribution Conference and Exposition*, p. 1–8, 2008.

WEN, J.; SMEDLEY, K. M. Hexagram converter for static var compensation. *Transmission and Distribution Conference and Exposition, IEEE/PES*, v. 23, p. 1–8, April 2008.

WEN, J.; SMEDLEY, K. M. Synthesis of multilevel converters based on single and or three-phase converter building blocks. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 23, p. 1–8, May 2008.

WEN, J.; ZHOU, L.; SMEDLEY, K. Reactive power compensation and harmonics elimination at medium-voltage using hexagram converter. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, p. 136 – 144, 2010.

XIA, C. et al. An improved control strategy of triple line voltage cascaded voltage source converter based on proportional resonant controller. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 60, p. 2894 – 2908, 2013.

XIA, C. et al. Equivalent switch circuit model and proportional resonant control for triple line voltage cascaded voltage-source converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, p. 2389 – 2401, May. 2013.

XU, W. et al. Developing utility harmonic regulations based on ieeec 519-b.c, hydro's approach. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 10, p. 1423 – 1431, Jul. 1995.

YANG, S. et al. An industry-based survey of reliability in power electronic converters. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, n. 3, p. 1441–1451, Vol. 47, May-June 2011. ISSN 0093-9994.

ZADEH, J.; FARJAH, E. New control technique for compensation of neutral current harmonics in three-phase four-wire systems. *PowerTech, 2009 IEEE Bucharest*, p. 1 – 6, 2009.

ZHANG, D. et al. Impact of interleaving on ac passive components of paralleled three-phase voltage-source converters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 46, p. 1042 – 1054, 2010.

ZHANG, H. et al. An SVM algorithm to balance the capacitor voltages of the three-level NPC active power filter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 23, p. 2694 – 2702, 2008.

ZHANG, L.; WAITE, M.; CHONG, B. Three-phase four-leg flying-capacitor multi-level inverter-based active power filter for unbalanced current operation. *Power Electronics, IET*, v. 6, p. 1153 – 163, 2013.